



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



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

REKKAB Ammar

KHAOUA Ahmed

THEME

**COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR
D'UN SYSTÈME BI-MACHINES MONO-
ONDULEUR**

Soutenu le ./. /2020 devant la commission d'examen composée de :

Mr. BENHADDA Nabil	DR	à l'Université de Khenchela	Président
Mr. LABDANI Rafik	DR	à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr. LAAGONE Iouanes	DR	à l'Université de Khenchela	Examinateur

Promotion 2019/2020

REMERCIEMENT

Au nom d'ALLAH, le tout miséricordieux, le très miséricordieux, par de divinité à part lui, le vivant, celui qui subsiste par lui-même.

Nous remercions avant tous ALLAH pour son aide, ses innombrables dons, ALLAH qui nous a donné la force, la volonté et le moral pour accomplir nos études en ingénieur en électrotechnique.

Nous remercions nos encadreurs Dr : R.Labdani et N.Benhadda.

Pour

L'aide qu'elles nous ont fourni afin d'achever ce modeste travail. J'adresse également mes remerciements aux examinateurs pour avoir accepté de juger notre travaille.

Que soient remerciés tous nos enseignants durant toutes nos années l'étude.

Enfin, nous n'oublions pas à remercier le personnel du département D'électrotechnique et toutes les personnes qui nous ont aidés de prêt ou de loin à réaliser ce travaille dans les meilleures conditions morales et matérielles.

AMMAR REKKAB

AHMED KHAOUA

Dédicace

*Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail
à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais
Jamais à leur exprimer mon amour sincère.*

*A l'homme, mon précieux offre du dieu, qui doit ma vie, ma réussite
et tout mon respect : mon cher père Abd Rahman.*

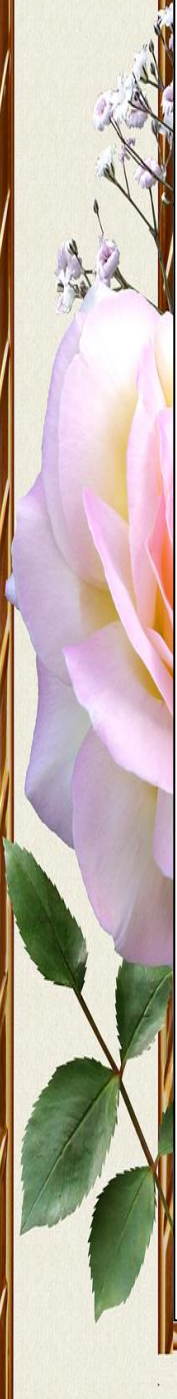
*A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a jamais dit
non âmes exigences et qui n'a épargné aucun effort pour me rendre
heureuse: mon adorable mère.*

*A mes chères sœurs et mon frère qui n'ont pas
cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes
études. Que Dieu les protège et leurs offre la chance et le bonheur.*

les amis que j'ai connu jusqu'à maintenant.

Merci pour leurs amours et leurs encouragements.

*Sans oublier mon binôme Ahmed pour son soutien moral, sa patience
et sa compréhension tout au long de ce projet*



Dédicace

*Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail
à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais
Jamais à leur exprimer mon amour sincère.*

*A l'homme, mon précieux offre du dieu, qui doit ma vie, ma réussite
et tout mon respect : mon cher père Mohamed.*

*A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a jamais dit
non à mes exigences et qui n'a épargné aucun effort pour me rendre
heureuse: mon adorable mère.*

*A mes chères sœurs et mes frères qui n'ont pas
cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes
études. Que Dieu les protège et leurs offre la chance et le bonheur.*

les amis que j'ai connu jusqu'à maintenant.

Merci pour leurs amours et leurs encouragements.

*Sans oublier mon binôme Ammar pour son soutien moral, sa patience
et sa compréhension tout au long de ce projet*



Sommaire

Sommaire

Liste des figures

Nomenclature

Introduction général :1

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I-1 Introduction :3

I-2 Définition de la machine asynchrone :3

I-3 Principe de fonctionnement :3

I-4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone4

I.5 Modèle mathématique de la machine asynchrone :4

I.5.1 Équations générales de la machine asynchrone triphasée5

I.5.2 Equations électriques5

I.5.3 Equations magnétiques :6

I.5.4 Équation mécanique :7

I.6 Transformation triphasée –diphasée7

I.6.1 Transformation de Park7

I.6.1.1 Principe7

I.6.1.2 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park8

I.6.1.2.1 Equations électriques :8

I.6.1.2.2 Equations magnétiques9

I.6.1.2.3 Équation mécanique9

I.7 Choix des différents référentiels9

I.7.1 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)12

I.7.2 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) :14

I.7.3	Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au rotor(x ,y) :.....	15
I.8	Modélisation de l'association machine asynchrone - onduleur de tension :.....	17
I.8.1	Modélisation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes :.....	17
I.8.2	Modélisation du filtre	19
I.8.3	Modélisation de l'onduleur à MLI.....	19
I.8.3.1	Concept de modélisation de l'onduleur	20
I.8.3.2	Commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) :.....	22
I.8.3.2.1	Principe :.....	22
I.8.3.2.2	MLI sinus-triangle :.....	22
I.8.3.2.3	MLI à hystérésis :.....	23
I.8.3.2.4	Inconvénients de la technique M.L.I	23
I.9	Résultats de la simulation de l'association onduleur machine :.....	25
I.10	Conclusion :.....	27

Chapitre II : commande vectorielle d'une machine asynchrone

II-1	Introduction :.....	29
II.2	Objectif de la commande vectorielle :.....	29
II.3	La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF):	30
II.3.1	Choix d'orientation de flux	30
II.4	Types de la commande vectorielle :.....	31
II.4.1	Commande vectorielle directe :.....	31
II.4.2	Commande vectorielle indirecte :.....	32
II.5	Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique:	33
II.6	Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension:.....	36
II.6.1	Description:.....	36
II.6.2	Système d'équations liées au flux rotorique.....	37
II.6.3	Découplage entrée-sortie :.....	37
II.6.4	Bloc de défluxage:	39

II.6.5. Schémas de principe de la commande vectorielle :.....	40
II.7 Régulation:.....	40
II.7.1 Conception des régulateurs.....	40
II.7.1.1 Action proportionnelle:.....	41
II.7.1.2 Action intégrale:.....	41
II.7.2 Caractéristiques des régulateurs:.....	41
II.7.3 Calcul des régulateurs :.....	41
II.7.3.1 Régulation de courant statorique isd :.....	41
II.7.3.2 Régulation de courant statorique isq :.....	42
II.7.3.3 Régulation de la vitesse :.....	43
II.8 Modèle MATLAB/SIMULINK de la Commande vectorielle d'un MAS :.....	44
II.9 Résultats de simulation :.....	45
II.9.1 Interprétation des résultats :.....	51
II.9.1.1 Démarrage à vide puis en charge :.....	51
II.9.1.2 Test avec couple de charge variable :.....	51
II.9.1.3 Test avec inversion de sens de rotation :.....	51
II.9.1.4 La robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques :.....	52
II.9.1.4.1 Test pour la variation de la résistance rotorique:.....	52
II.9.1.4.2 Test pour faible vitesse de rotation:.....	52
II.10 Conclusion:.....	52

Chapitre III : Les Observateurs

III.1 Introduction :.....	54
III.2 Estimation en boucle fermée (observateur) :.....	54
III.2.1 Principe d'un observateur :.....	54
III.2.2 Observateur de luenberger :.....	55
III.2.2.1 Détermination de la matrice de gains L :.....	56
III.2.2.2 Représentation d'état de l'observateur de Luenberger :.....	57

III.3 Système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS):.....	57
III.3.1 Types de structures MRAS:.....	57
III.3.1.1 MRAS basée sur le flux rotorique :.....	58
III.3.1.2 MRAS basée sur le courant statorique :.....	59
III.3.1.3 MRAS basée sur l'estimation de la f.é.m :.....	60
III.3.1.4 MRAS basée sur l'estimation de la puissance réactive :.....	62
III.4 Modèle MATLAB/SIMULINK de MRAS basée sur le flux rotorique :.....	63
III.5 Résultats de simulation :.....	64
III.5.1 Interprétation des résultats :.....	66
III.6 Conclusion :.....	67

Chapitre IV : commande vectorielle d'un système mono onduleur bi-machines

IV.1 Introduction :.....	69
IV.2 Formalisme du système multi-machine multi-convertisseur :.....	69
IV.2.1 Formalisme des SMM :.....	69
IV.2.2 Élément de commande d'un SMM :.....	70
IV.3 Système bimoteur mono-convertisseur :.....	71
IV.4 Représentation du système étudié selon le formalisme SMM :.....	72
IV.5 Structure d'une commande coopérative du système :.....	73
IV.6 Structures de commande coopérative d'un système bimoteur :.....	74
IV.6.1 La commande pondérée (CP) :.....	74
IV.6.2 La commande moyenne simple (CMS) :.....	75
IV.6.3 La commande moyenne double (CMD) :.....	76
IV.6.4 La commande maître – esclave (CME) :.....	76
IV.6.5 La commande maître – esclave alternée (CMEA) :.....	77
IV.7 Modèle MATLAB/SIMULINK d'un système mono-onduleur bi-machine avec (MRAS) :.....	78

IV.8 Résultats de simulation	79
IV.8.1 Interprétation des résultats	82
IV.9 Conclusion	82
Conclusion général.....	83
Annex.....	84
Bibliographie	85
Résumé	88

Liste des figures :

Chapitre I :

Fig. I.1: Représentation schématique d'une MAS triphasée.....	5
Fig. I.2: Passage de triphasé au biphasé.....	7
Fig. 1.3: Schéma de simulation de la transformation de PARK ($w_{obs}=0$).....	10
Fig.1.4: Allure d'un système triphasé équilibré.....	10
Fig.1.5: Allure d'un système biphasé après la transformation de PARK ($w_{obs}=0$) (repère lié au stator).....	11
Fig.1.6: Allure d'un système biphasé après la transformation de PARK ($w_{obs}=0$) (repère lié au stator).....	11
Fig.1.7: Allure d'un système biphasé après la transformation de PARK ($w_{obs}=w_s$) (repère lié au champ tournant).....	12
Fig.1.8: Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β).....	13
Fig.1.9: Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au stator (α, β).....	13
Fig.1.10: Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d, q).....	14
Fig.I.11: Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au champ tournant (d, q).....	15
Fig I.12: Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au rotor (x, y).....	16
Fig I.13: Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au rotor (x, y).....	16
Fig. I.14: Schéma de l'association onduleur- machine asynchrone.....	17
Fig. I.15: Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	17
Fig I.16: Schéma de simulation du redresseur.....	18
Fig.I.17: tension redressée.....	18
Fig.I.18: Représentation du filtre passe-bas.....	19
Fig.I.19: Schématisation de l'ensemble onduleur -machine asynchrone.....	20
Fig. I.20: Principe de la technique MLI.....	22
Fig..I.21: Modulation MLI sinus-triangle.....	22
Fig..I.22: Commande par Hystérésis.....	23
Fig I.23: schéma bloc de l'association MAS-Onduleur.....	24
Fig I.24: Allure de la vitesse.....	25

Fig.I.25: Allure des couples.....	26
Fig I.26: Allure des tensions.....	26
Fig I.27: Allure des courants.....	27
Chapitre II :	
Fig II.1: Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	30
Fig.II.2: Commande vectorielle directe de la MAS.....	32
Fig.II.3: Commande vectorielle indirecte de la MAS.....	33
Fig. II.4: Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS.....	36
Fig.II.5: La reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	38
Fig.II.6: Commande découplée –Expression de ϕ_{ret} et C_e	38
Fig. II.7: Bloc de fluxage.....	39
Fig.II.8 : Schéma de principe de la commande vectorielle.....	40
Fig. II.9 : Représentation de la commande par PI.....	40
Fig.II.10: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}	41
Fig.II.11: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}	42
Fig.II.12: Schéma bloc de régulation de vitesse.....	43
Fig.II.13: Schéma bloc de la Commande vectorielle d'un MAS.....	44
Fig.II.14: résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS à vide.....	45
Fig.II.15: résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS à vide suivi d'une application de charge $C_r = 10Nm$	46
Fig.II.16: résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec couple de charge variable.....	47
Fig.II.17: résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec inversion de sens de rotation.....	48
Fig.II.18: résultat de test de robustes (pour la variation de la résistance rotorique).....	49
Fig.II.19: résultat de test de robustes (pour faible vitesse de rotation).....	50
Chapitre III :	
Fig.III.1: Schéma fonctionnel d'un observateur.....	55
Fig.III.2: Principe de la MRAS.....	57
Fig.III.3: Structure de MRAS basée sur le flux rotorique.....	59
Fig.III.4: MRAS basée sur le courant statorique.....	60
Fig.III.5: MRAS basée sur la f.é.m.....	61
Fig.III.6: MRAS basée sur la puissance réactive.....	62
Fig.III.7: Schéma bloc de la Commande vectorielle d'un MAS avec estimateur MRAS.....	63

Fig.III.8: Résultat de simulation de la MRAS basée sur le flux rotorique.....	64
Chapitre IV :	
Fig.IV.1: Système mono-machine mono-convertisseur.....	70
Fig.IV.2: Exemple d'élément de conversion de couplage.....	70
Fig.IV.3: Commande décomposée d'un système mono-convertisseur mono-machine.....	71
Fig.IV.4: Exemples de structures de couplage : (a) en amont et (b) en aval.....	71
Fig.IV.5: Onduleur de tension alimentant deux machines asynchrones.....	72
Fig.IV.6: Représentation SMM avec une charge commune.....	72
Fig.IV.7: Structure théorique de contrôle de l'entraînement.....	73
Fig.IV.8: CP dans une structure bimoteur mono-convertisseur.....	74
Fig.IV.9: Représentation de la CP selon le formalisme SMM.....	75
Fig.IV.10: Représentation de la CMS selon le formalisme SMM.....	75
Fig.IV.11: Représentation de la CMD selon le formalisme SMM.....	76
Fig.IV.12: Représentation de la CME selon le formalisme SMM.....	76
Fig.IV.13: Représentation de la commande MEA selon le formalisme.....	77
Fig.IV.14: Schéma bloc d'un système mono-onduleur bi-machine avec (MRAS).....	78
Fig.IV.15: Résultat de simulation de la MRAS basée sur le flux rotorique d'un système bi-machine.....	79

Liste des notations et symboles :**Paramètres de modélisation de la machine :**

$R_s(\Omega)$	Résistance statorique par phase,
$R_r(\Omega)$	Résistance rotorique par phase,
$L_s(H)$	Inductance cyclique statorique,
$L_r(H)$	Inductance cyclique rotorique,
$M_s(H)$	Inductance mutuelle entre deux enroulements au stator,
$M_r(H)$	Inductance mutuelle entre deux enroulements au rotor,
$M_{sr}(H)$	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor),
$l_s(H)$	Inductance de fuite statorique par phase,
$l_r(H)$	Inductance de fuite rotorique par phase,
σ	Coefficient de dispersion ou (de Blondel) : $1 - M_{sr}^2 / (L_s L_r)$,
$T_s = L_s / R_s$ (s)	Constante de temps électrique au stator,
$T_r = L_r / R_r$ (s)	Constante de temps électrique au rotor,
p	Nombre de paires de pôles,
J (kg .m ²)	Moment d'inertie,
f (N .m.s / rd)	Coefficient de frottement visqueux
C_e (N .m.)	Couple électromagnétique,
C_r (N .m)	Couple de charge (résistant),

Repère :

a, S_b, S_c	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques,
R_a, R_b, R_c	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques,
(d, q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme),
(α, β)	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator),
m_A	Amplitude de la tension de référence,
p_A	Amplitude de la porteuse,
r	Le taux de modulation
θ_m (rd)	Position angulaire du rotor par rapport au stator,
θ_s (rd)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) ,
θ_r (rd)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d) ,
ε	Erreur entre un signal de référence et un signal estimé

Grandeurs électriques :

van, vns, vns (V) Tensions de sortie de phase de l'onduleur,
 i_α, i_β (A) Courants statoriques dans le repère (α, β)

Grandeurs électriques au stator :

vas, vbs, vcs (V) Tensions statoriques triphasées,
 V_s (V) Vecteur des tensions statoriques triphasées,
 V_{sd}, V_{sq} (V) Tensions statoriques diphasées dans le repère (d,q) ,
 i_{as}, i_{bs}, i_{cs} (A) Courants statoriques triphasés,
 i_s (A) Vecteur des courants statoriques triphasés,
 i_{sd}, i_{sq} (A) Courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d,q) ,

Grandeurs électriques au rotor :

var, vbr, vcr (V) Tensions rotoriques triphasées,
 V_r (V) Vecteur des tensions rotoriques triphasées
 V_{rd}, V_{rq} (V) Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d,q) ,
 i_{ar}, i_{br}, i_{cr} (A) Courants rotoriques triphasés,
 i_r (A) Vecteur des courants rotoriques triphasés,
 i_{rd}, i_{rq} (A) Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d,q) ,

Mots abrégé :

I.F.O.C Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique,
MAS Machine asynchrone,
MCC Machine à courant continu,
MRAS Commande adaptative par model de référence,

Introduction générale :

Le but de cette thèse mémoire est la modélisation et caractérisation d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone.

La première partie de ce mémoire est l'éducation et description détaillée du système en général. L'analyse de l'influence des perturbations internes et externes de ce système est faite dans le cas d'une structure de commande vectorielle classique appliqué à chaque moteur de l'entraînement (structure de traction classique).

Dans la deuxième partie, une nouvelle méthode de propulsion est demandée. Elle est composée d'un onduleur à deux niveaux de tension à modulation de largeur d'impulsion, alimentant en parallèle les deux machines asynchrones. De ce fait, chaque machine asynchrone possède son propre onduleur d'alimentation et bénéficie d'une commande indépendante de celle des autres. Cette configuration classique a les avantages d'utiliser des techniques bien maîtrisées et d'offrir des performances dynamiques excellentes pour chaque machine. En revanche, les composants de puissance et l'électronique de commande sont dupliqués proportionnellement au nombre de machine.

Plusieurs commandes coopérative sont étudiés, il s'agit des commandes : moyenne simple, moyenne double, maître - esclave alternée et moyenne différentielle. Une stratégie d'observation des modes électriques adéquate à ces différents contrôles est étudiée par la suite. Cet ensemble de commandes est validé à l'aide d'un logiciel de simulation MATLAB. Il correspond à une quasi-expérimentation dans la mesure où le système à contrôler est modélisé.

.La troisième partie est dédiée à la suppression du capteur mécanique ensuite appliqué dans les commandes coopératives précédemment proposées. Les méthodes partielles de reconstruction de la vitesse sont : l'observateur à structure variable et MRAS. Finalement la description de la configuration matérielle pour la réalisation expérimentale est présentée.

CHAPITRE I :
MODELISATION DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1 Introduction :

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS [1].

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [2].

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 [3].

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par:

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état

I-2 Définition de la machine asynchrone :

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f_s , ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone f_s , On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique. Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types [4] :

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) [5].

I-3 Principe de fonctionnement :

Les bobinages statoriques, alimentés par des courants triphasés de pulsation w , créent un champ magnétique B tournant à la vitesse $\mathbf{W}_s = w/p$ où p est le nombre de paire de pôles au stator.

Ce champ (flux) tournant balaie le bobinage rotorique et y induit des forces électromotrices (f.e.m) d'après la loi de Lenz. Le bobinage rotorique étant en court-circuit, ces f.e.m y produisent des courants induits.

C'est l'action du champ tournant B sur les courants induits qui crée le couple moteur. Ce dernier tend à réduire la cause qui a donné naissance aux courants, c'est à dire la rotation relative du champ tournant par rapport au rotor. Le rotor va donc avoir tendance à suivre ce champ.

Le rotor tourne forcément à une vitesse $\omega < \omega_s$ (d'où le terme asynchrone).

Pour changer le signe de ω_s (donc le sens de rotation), il suffit de permuter deux fils de phase.

I-4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique. Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor). Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous-tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé. Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres [6].

I.5 Modèle mathématique de la machine asynchrone :

Le modèle mathématique devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique. Vu la complexité de la machine électrique, il est difficile de tenir compte de tous ces phénomènes physiques dans sa modélisation si bien qu'il est indispensable d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles.

➡ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau ;
- On admet de plus que la F.M.M créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale. Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :
 - L'additivité du flux ;
 - La constance des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.5.1 Équations générales de la machine asynchrone triphasée

La figure I.1 illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques : Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° . Le rotor qui est sous forme de cage d'écureuil, est schématisé par trois enroulements en courts circuits

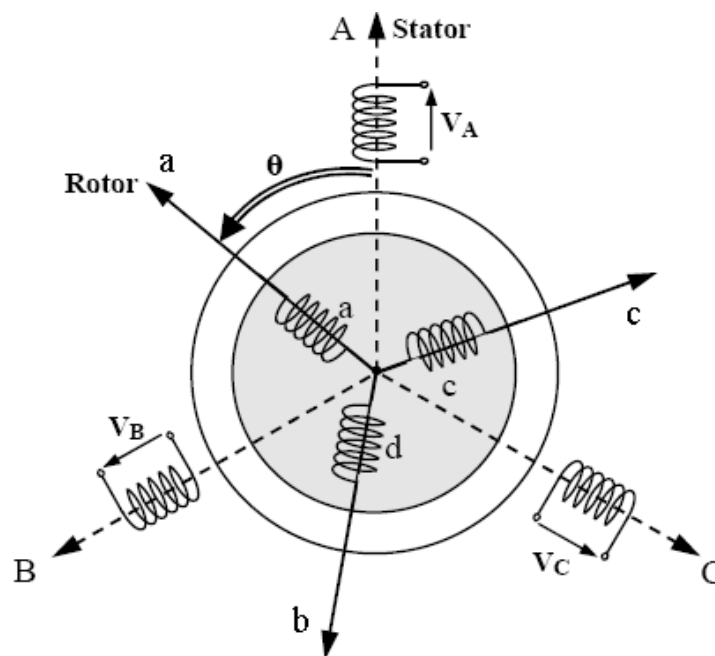


Fig. I.1: Représentation schématique d'une MAS triphasée

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

I.5.2 Equations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \quad (I.1)$$

et spécifiquement, pour chaque enroulement de la machine on a :

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

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^t \quad \text{Vecteur tensions statorique}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^t \quad \text{Vecteur tensions rotorique}$$

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^t \quad \text{Vecteur courants statorique}$$

$$[I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^t \quad \text{Vecteur courants rotorique}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^t \quad \text{Vecteur flux statorique}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^t \quad \text{Vecteur flux rotorique}$$

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

[Rs] : Matrice des résistances statoriques

[Rr] : Matrice des résistances rotoriques

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \quad 0 \quad 0]^t$$

I.5.3 Equations magnétiques :

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielles comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}] [I_s] + [L_{rr}] [I_r] \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Les équations (I.2), (I.3) et (I.4) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \tag{I.5}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \tag{I.6}$$

I.5.4 Équation mécanique :

La relation fondamentale de la dynamique permet d’écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r$$

I.6 Transformation triphasée –diphasée

1.6.1 Transformation de Park

1.6.1.1 Principe

Quelque soit le type de la machine et quelque soient les enroulements disposés au rotor et au stator, les relations entre flux et courants font intervenir des fonctions périodiques de l’angle variable au cours du temps caractérisant la position du rotor par rapport au stator. Pour simplifier la formulation, on effectue sur les grandeurs statoriques ou rotoriques un changement de variable appelé : Transformation de Park, qui consiste à exprimer ces grandeurs dans un référentiel constitué de deux axes perpendiculaires O_d et O_q avec un déphasage $(O_d, O_q \theta)$ appelé angle électrique. [7]

O_d : Axe direct (indice d).

O_q : Axe quadratique (indice q).

O_o : Axe homopolaire (indice o).

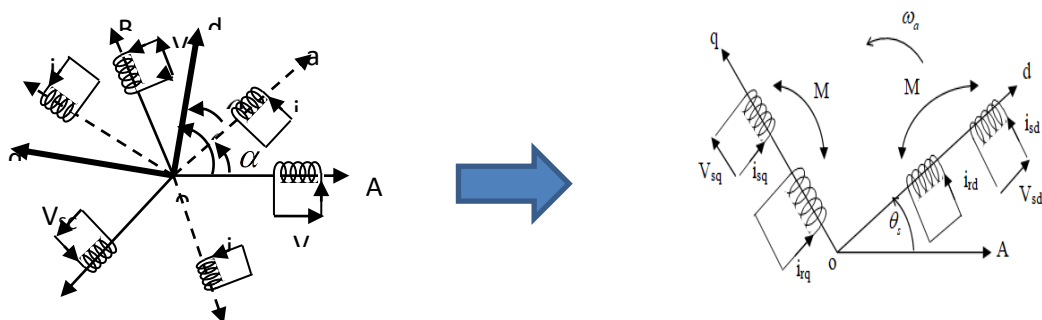


Fig. I.2: Passage de triphasé au biphasé

Le passage des grandeurs réelles (courants, tensions et flux des trois phases) aux grandeurs équivalents (courants, tensions et flux) suivant les axes O_d et O_q et éventuellement homopolaire se fait par le changement de variables suivant [7] :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec la matrice [P] donnée par :

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

La transformation inverse est donnée par :

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

θ : est l'angle qui sert à la transformation de Park est a priori quelconque. Il dépendra par la suite du choix du référentiel.

I.6.1.2 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park

I.6.1.2.1 Equations électriques :

Les équations de tensions statoriques et rotoriques sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (I.10)$$

I.6.1.2.2 Equations magnétiques

$$\begin{aligned}
 \Phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\
 \Phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\
 \Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\
 \Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq}
 \end{aligned} \tag{I.11}$$

Avec :

L_s : Inductance cyclique statorique ;

L_r : Inductance cyclique rotorique ;

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle ou inductance naturelle cyclique entre stator et rotor.

Il faut noter que les composantes homopolaires sont nulles car le système est équilibré.

I.6.1.2.3 Équation mécanique

Pour avoir un modèle complet de la machine asynchrone, il est nécessaire d'avoir le modèle décrivant le mouvement de l'arbre de la machine. Cette équation s'écrit [7] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \tag{I.12}$$

Le couple électromécanique représenté dans l'équation:

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \tag{I.13}$$

Avec :

p : Nombre de paire de pôles

f : Coefficient de frottement

C_{cst} : Couple résistant

I.7 Choix des différents référentiels

Le référentiel est le système « od », « oq » associé à sa vitesse de rotation. Trois types de référentiels sont possibles dans la pratique : liés au stator, lié au rotor et lié au champ tournant. Le choix du référentiel est lié au problème étudié et aux buts attribués à la stratégie de commande appliquée. Le changement de repère consiste à passer d'un repère à un autre tout en faisant une rotation [7]. Il existe trois choix d'orientation de ce repère qui dépend des objectifs de l'application.

- **lié au stator (α, β)**

Dans ce cas $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

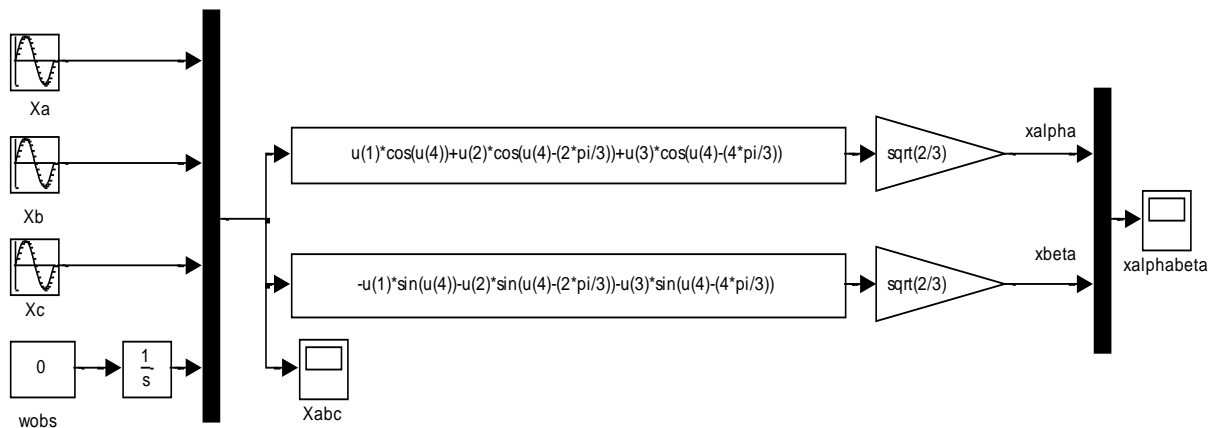


Fig.1.3 : Schéma de simulation de la transformation de PARK (wobs=0)

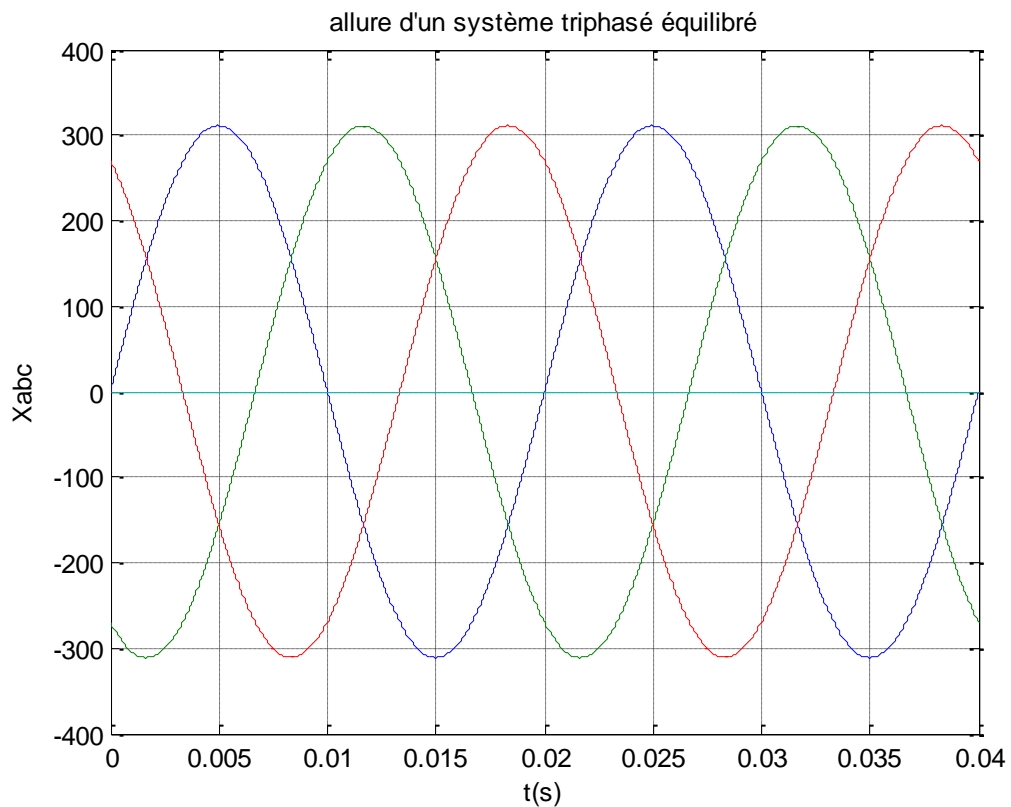


Fig.1.4 :Allure d'un système triphasé équilibré

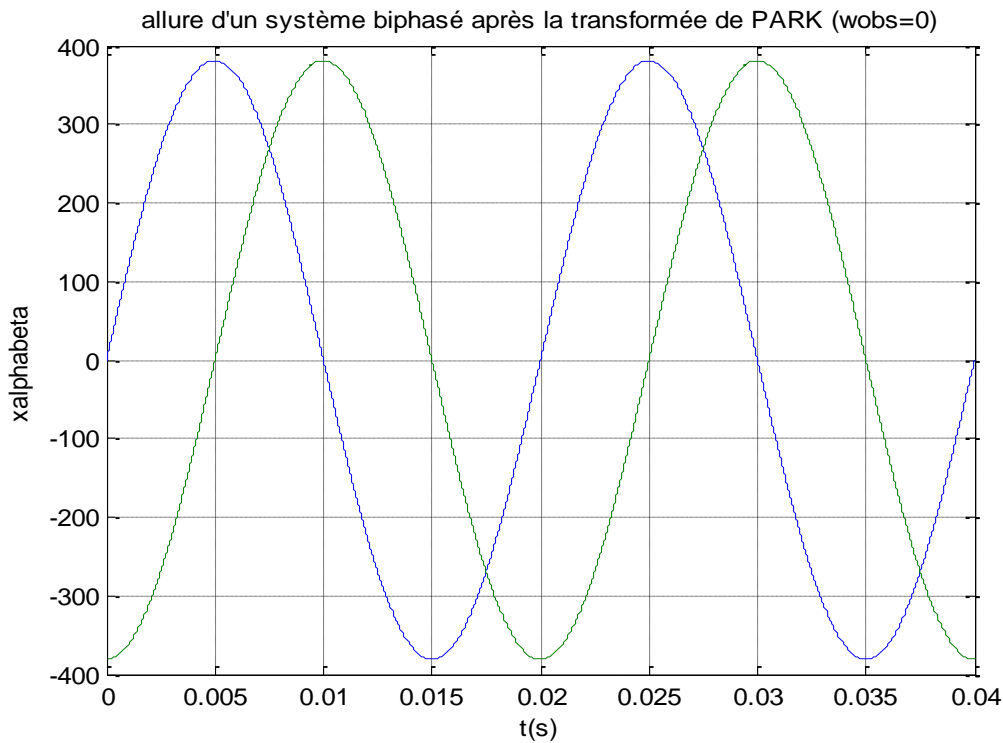


Fig.1.5 : Allure d'un système biphasé après la transformation de PARK (wobs=0) (repère lié au stator)

- **Repère lié au rotor (x, y)**

Dans ce cas $\omega_a = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = \omega$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

- **Repère lié au champ tournant (d,q)**

Dans ce cas $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_s$

Ce repère est utilisé généralement pour réaliser la commande vectorielle du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

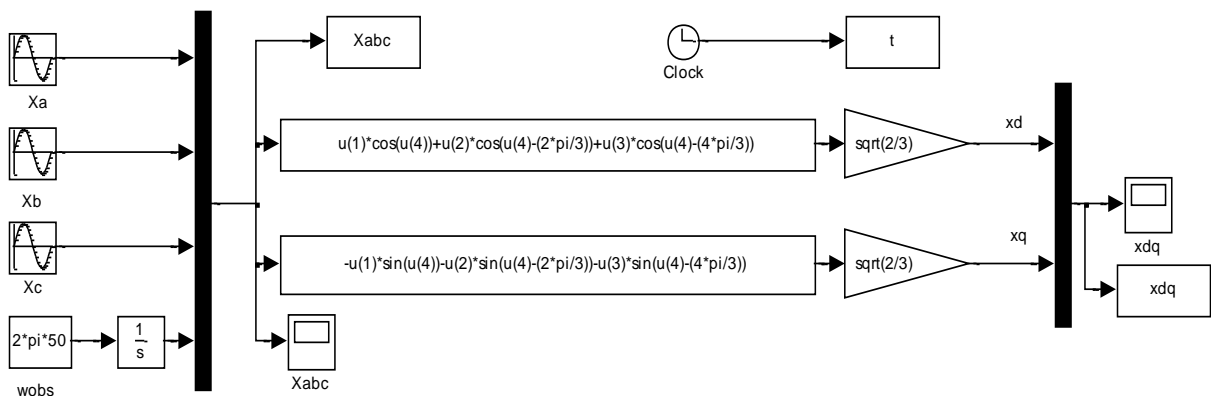


Fig.1.6 : Allure d'un système biphasé après la transformation de PARK (wobs=0) (repère lié au stator)

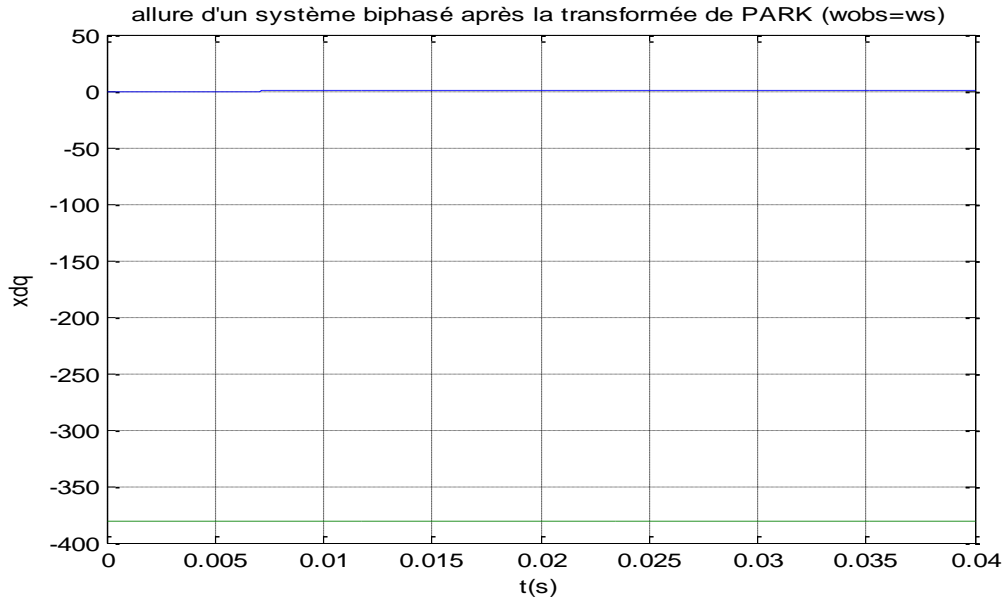


Fig.1.7 : Allure d'un système biphasé après la transformation de PARK (wobs=ws) (repère lié au champ tournant)

I.7.1 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)

Dans ce système d'axe (α, β), ω_a est nulle, les indices "d et q" sont successivement remplacés par les indices "α et β", les équations du système (I.10) deviennent :

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} &= 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} &= 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (\text{I.14})$$

Où l'expression des flux est donnée par les équations (I.10), le système (I.14) peut alors être représenté sous la forme d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \end{bmatrix} = [L]^{-1} ([U] + [A][I]) \quad (\text{I.15})$$

Avec :

$$[I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}; [A] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -M\omega & -R_r & -M\omega \\ M\omega & 0 & M\omega & -R_r \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}) \quad (\text{I.16})$$

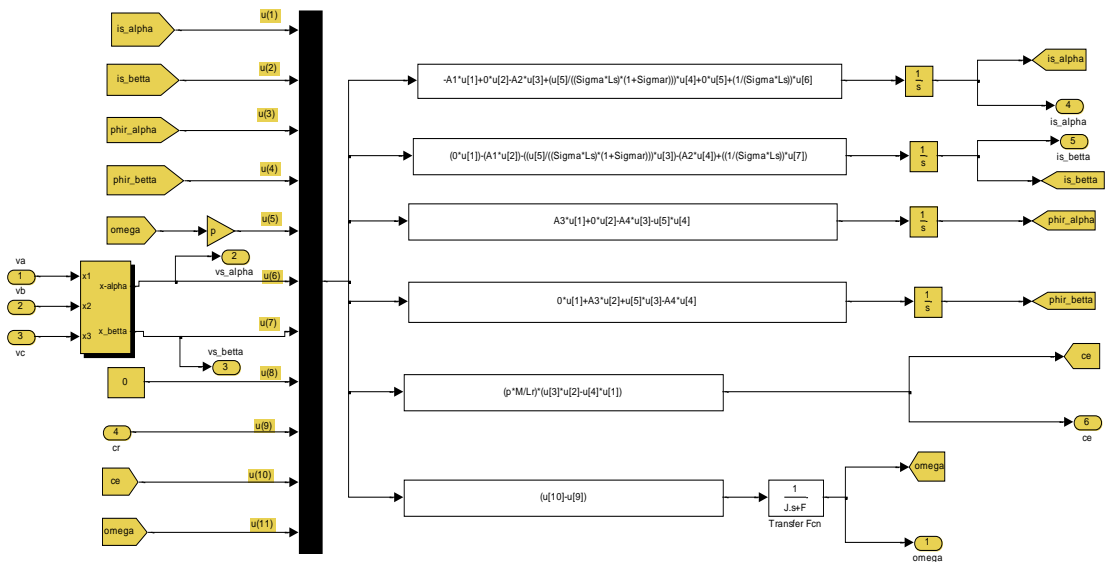


Fig.1.8 : Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β) :

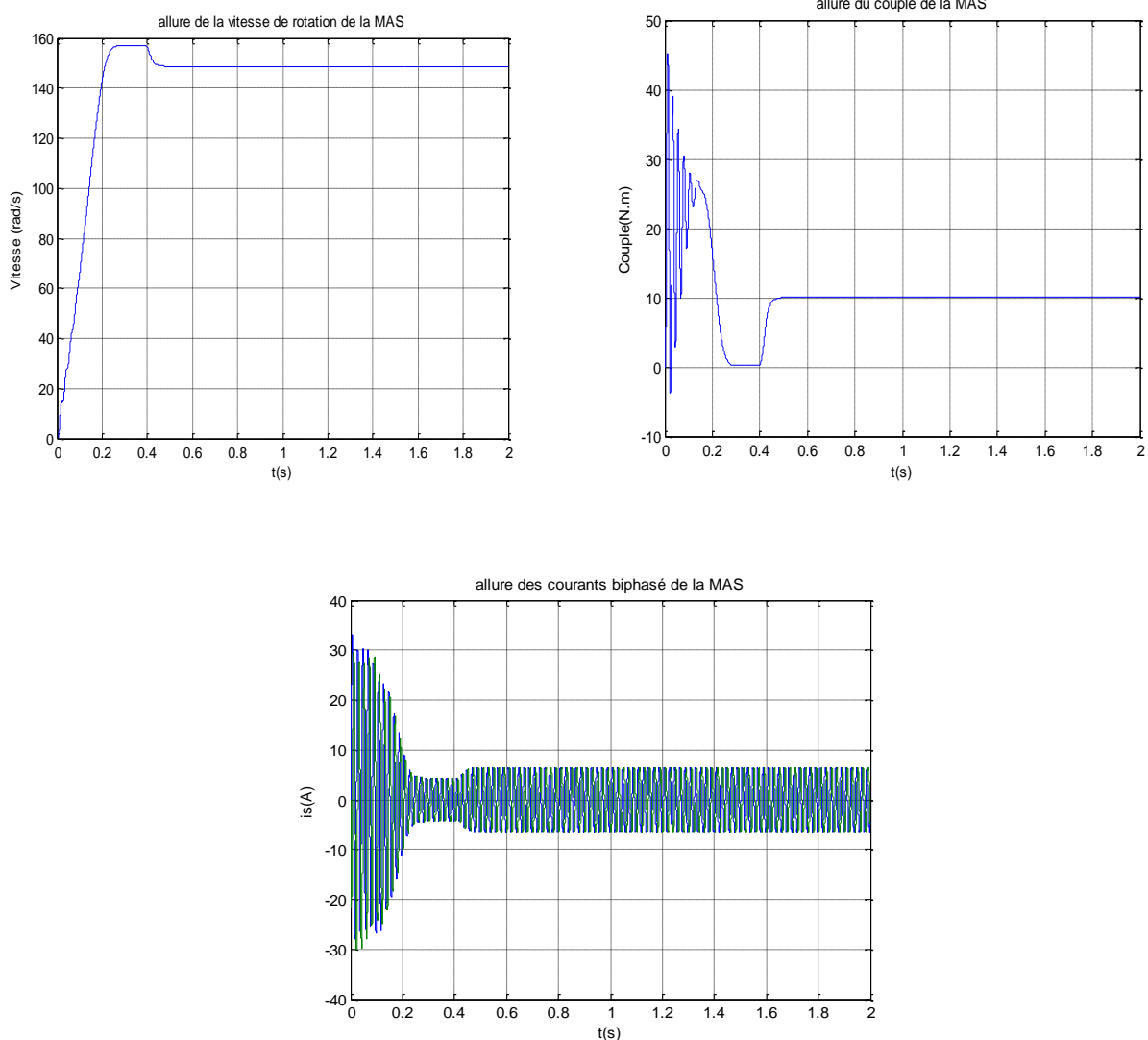


Fig.1.9 : Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au stator (α, β)

I.7.2 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) :

En remplaçant ω_a par ω_s dans le système d'équations (I.36), il vient que :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\
 V_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\
 V_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd}
 \end{aligned}
 \tag{I.17}$$

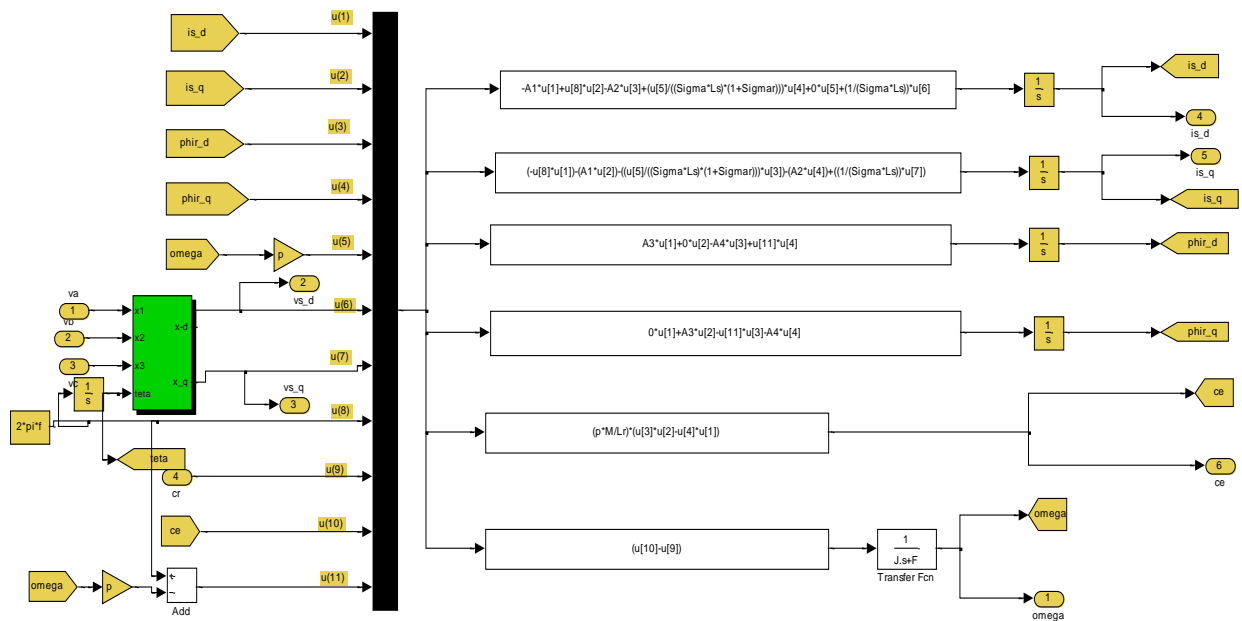


Fig.1.10 : Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)

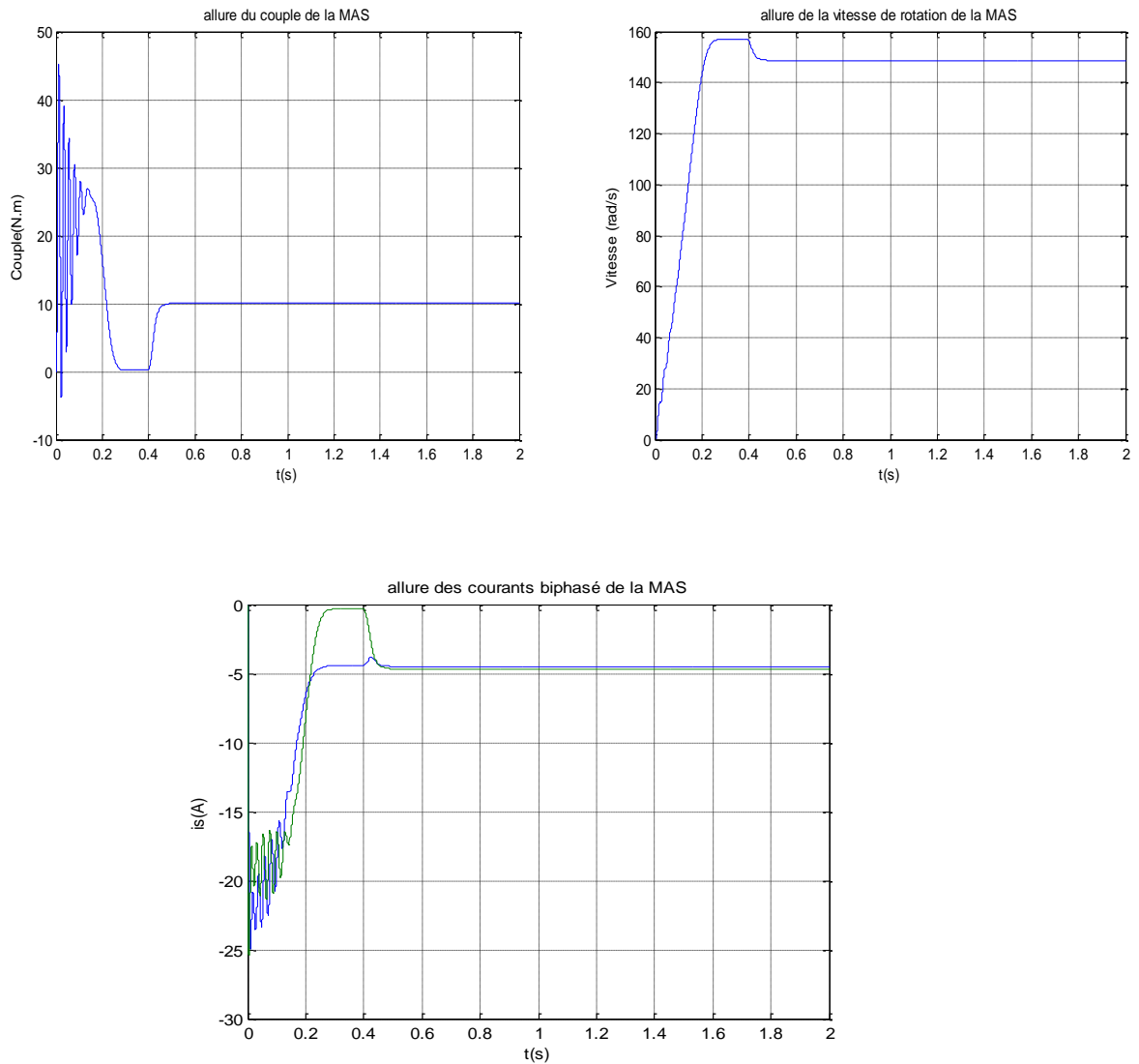


Fig.I.11: Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)

I.7.3 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au rotor(x, y) :

D’où les équations électriques :

$$\begin{cases}
 v_{sX} = R_s i_{sX} + \left(\frac{d\phi_{sX}}{dt}\right) - \omega \phi_{sY} \\
 v_{sY} = R_s i_{sY} + \left(\frac{d\phi_{sY}}{dt}\right) + \omega \phi_{sX} \\
 0 = R_r i_{rX} + \left(\frac{d\phi_{rX}}{dt}\right) \\
 0 = R_r i_{rY} + \left(\frac{d\phi_{rY}}{dt}\right)
 \end{cases} \tag{I.18}$$

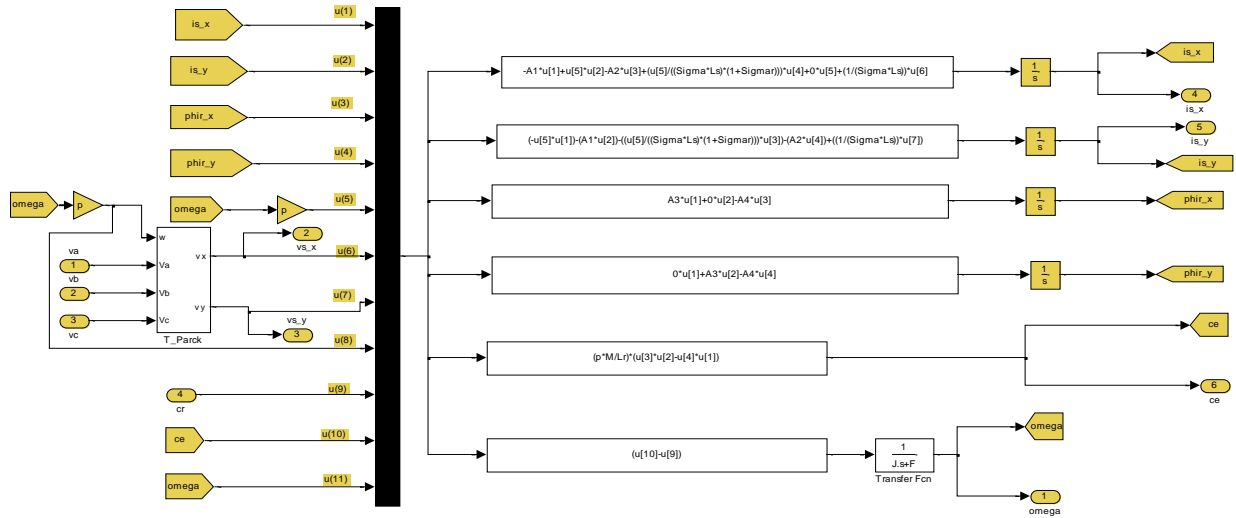


Fig I.12 :Schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au rotor (x, y)

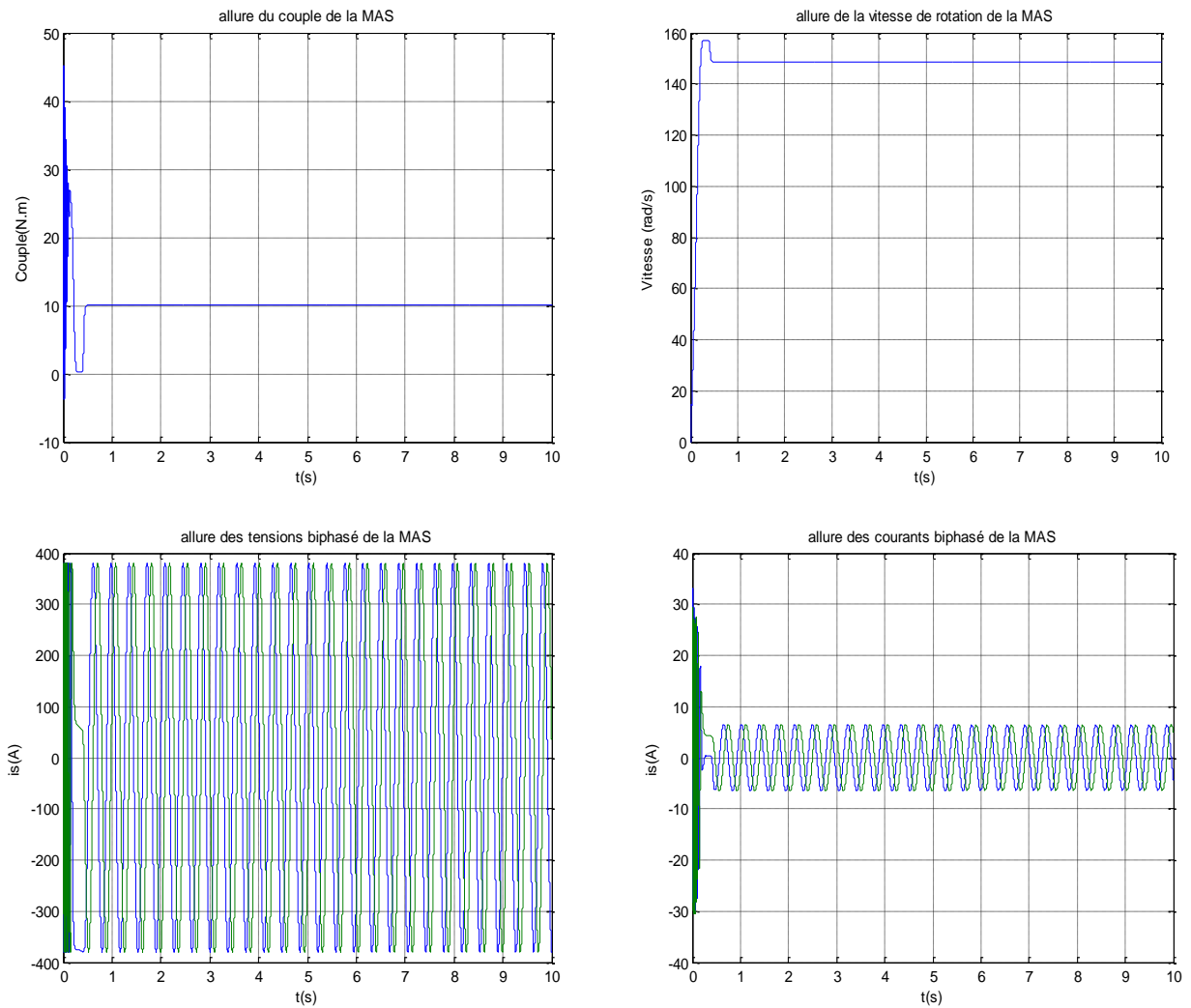


Fig I.13 : Résultats de simulation du démarrage direct de la MAS dans le référentiel lié au rotor (x, y)

I.8 Modélisation de l'association machine asynchrone - onduleur de tension :

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'un moteur asynchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique [8], par conséquent, pour réaliser cette action, il faut se disposer d'une source d'alimentation capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. Autrement dit il faut se disposer d'un onduleur, le schéma de la figure (I.5) illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension [9].

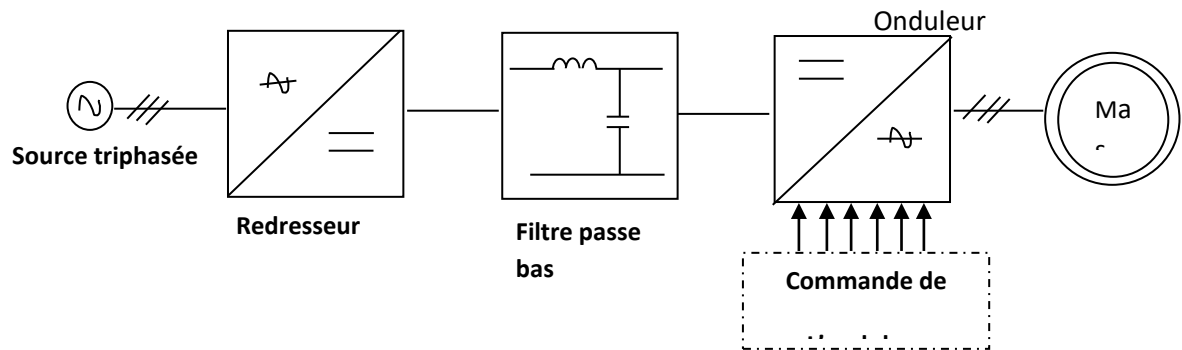


Fig. I.14 : Schéma de l'association onduleur- machine asynchrone.

I.8.1 Modélisation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes :

La figure (I.4) représente un convertisseur alternatif/continu [9]. Le convertisseur comporte trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d et trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune assurant le retour du courant I_d .

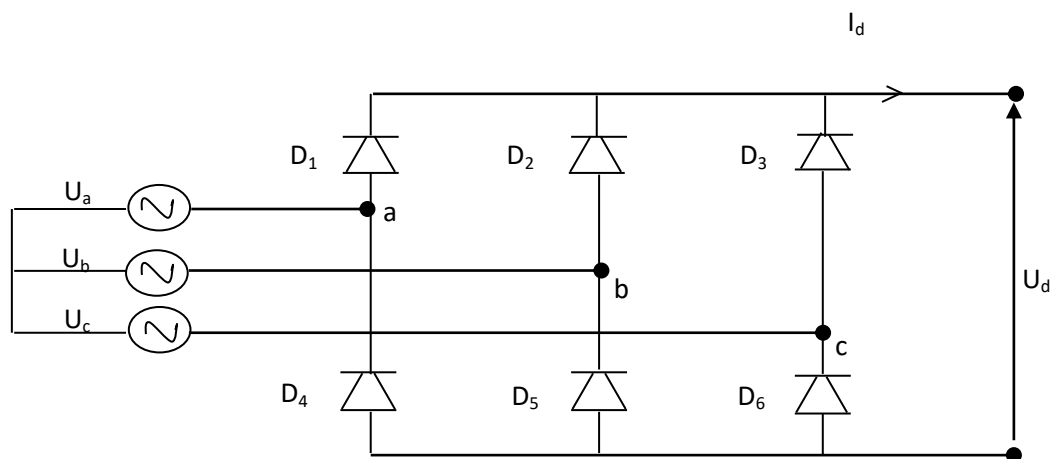


Fig. I.15 : Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes

En partant des trois tensions d'alimentation du réseau électrique et qui sont considérées équilibrées :

$$U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft)$$

$$U_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \tag{I.19}$$

$$U_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3})$$

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

$$U_d(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \tag{I.20}$$

Cette tension est représentée par le graphe de la figure (I.5).

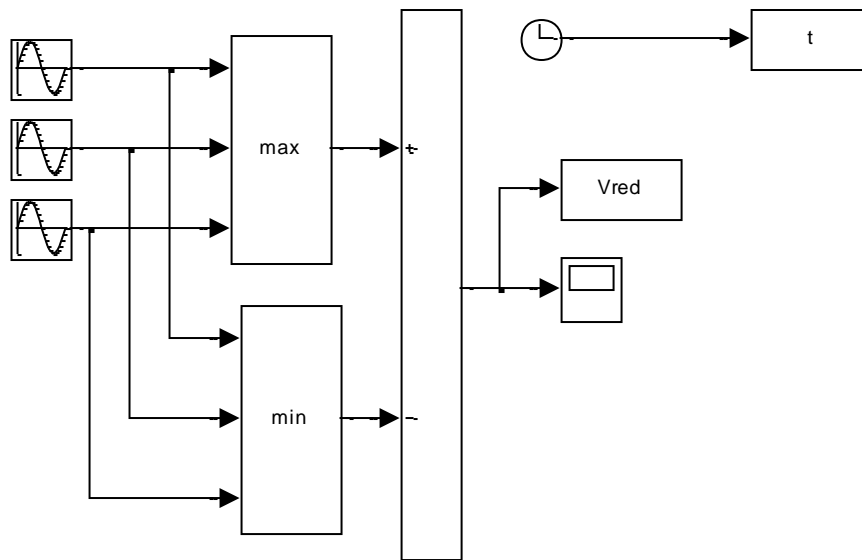


Fig I.16 : Schéma de simulation du redresseur

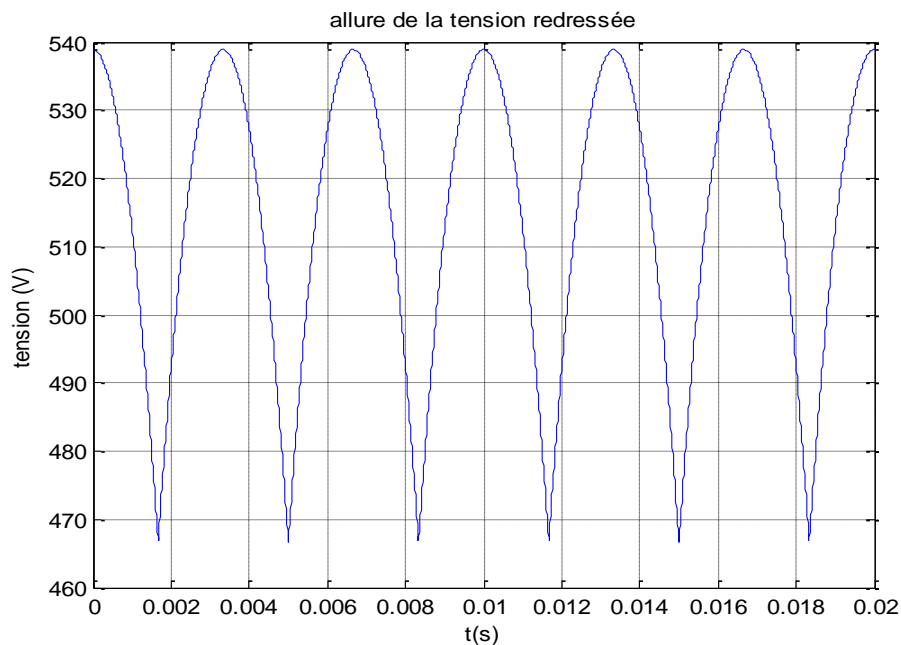


Fig.I.17 : tension redressée

I.8.2 Modélisation du filtre :

Le filtre est de type Passe-bas, il est composé d'une inductance et un condensateur ($L_f C_f$). Il est utilisé pour réduire l'amplitude des composantes de fréquences supérieures à celle de la fréquence de coupure.

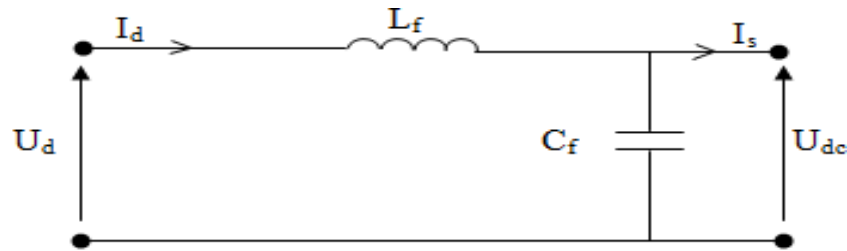


Fig.I.18 : Représentation du filtre passe-bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant [9] :

$$\begin{aligned} U_d(t) &= L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{aligned} \quad (\text{I.21})$$

D'où la fonction de transfert du filtre

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (s\sqrt{L_f C_f})^2} \quad (\text{I.22})$$

La fréquence de coupure de ce filtre est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$

La détermination de L_f et C_f se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer (6 fois la fréquence du réseau d'alimentation dans notre cas) [3].

I.8.3 Modélisation de l'onduleur à MLI

La figure (I.7) illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension, composé de six interrupteurs généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement de l'onduleur est basé sur les séquences imposées aux interrupteurs statiques qui réalisent une modulation de la largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements de la machine.

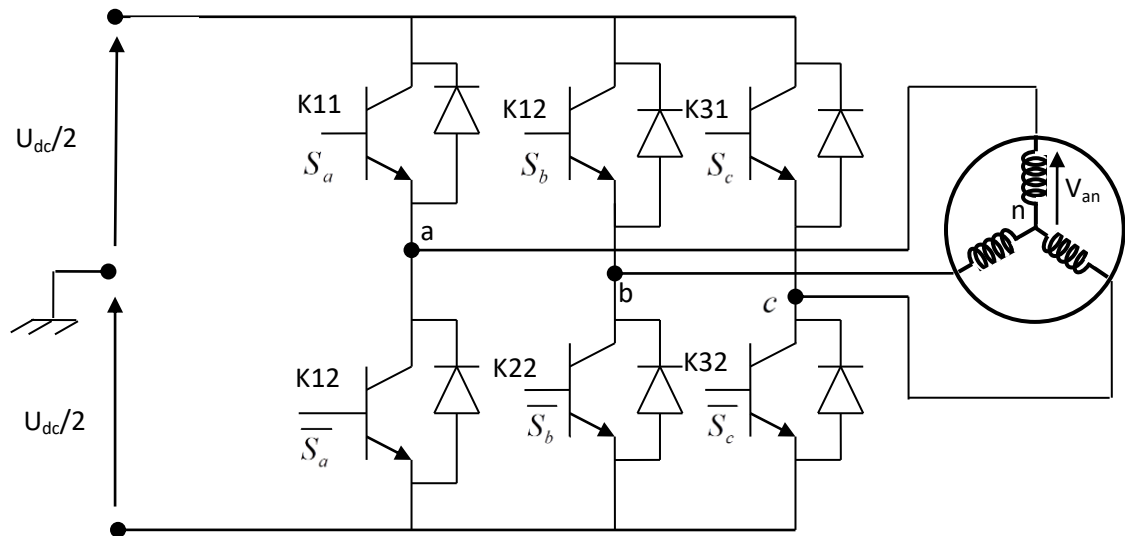


Fig.I.19 : Schématisation de l'ensemble onduleur -machine asynchrone.

I.8.3.1 Concept de modélisation de l'onduleur

Les trois cellules de commutation formant l'onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Avec l'hypothèse où les interrupteurs sont supposés idéaux ayant une image exacte des signaux de commande S_j ($j=a, b, c$) [10].

C'est-à-dire chaque interrupteur est associé à la fonction logique S_j comme l'indique la figure (I.19).

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

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

Les tensions composées sont déterminées par le système d'équations (I.23) suivant :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned} \quad (\text{I.23})$$

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

On peut écrire les relations de Charles [8], comme suit

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} \end{aligned} \quad (\text{I.24})$$

Avec

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

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

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

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.25})$$

Utilisant les équations (I.24) et (I.25) on obtient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.26})$$

Remplaçons (I.26) dans (I.24), on obtient :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \end{aligned} \quad (\text{I.27})$$

$$V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co}$$

Donc le système (I. 27) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Posons :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

$$[V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T = \frac{U_{dc}}{2} [S_a \quad S_b \quad S_c]^T \quad (\text{I.30})$$

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

$$i = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{I.31})$$

I.8.3.2 Commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) :

I.8.3.2.1 Principe :

La Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I) dite P.W.M en anglais (Pulse Width Modulation) se base sur la comparaison de deux ondes : l'une triangulaire de haute fréquence (appelée porteuse) chargée d'imposer les périodes de modulation et l'autre est un signal de commande ou de référence (appelé modulante) qui représente la tension de sortie souhaitée (qui peut être sinusoïdale ou non en fonction de l'application). Le signal de commutation est déterminé à partir de l'intersection de ces deux signaux (Figure I.9). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs [11].

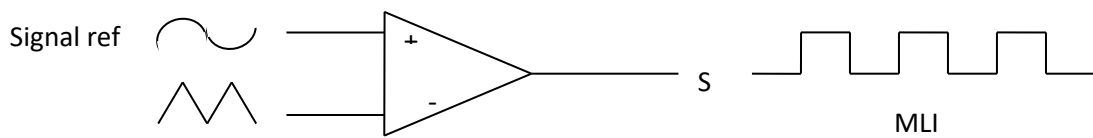


Fig. I.20 : Principe de la technique MLI

Deux types d'MLI sont présentés dans le cadre de ce travail :

- MLI sinus-triangle
- MLI à hystérésis

I.8.3.2.2 MLI sinus-triangle :

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m . La sortie du comparateur permet d'obtenir un signal MLI comme le montre la figure (I.10).

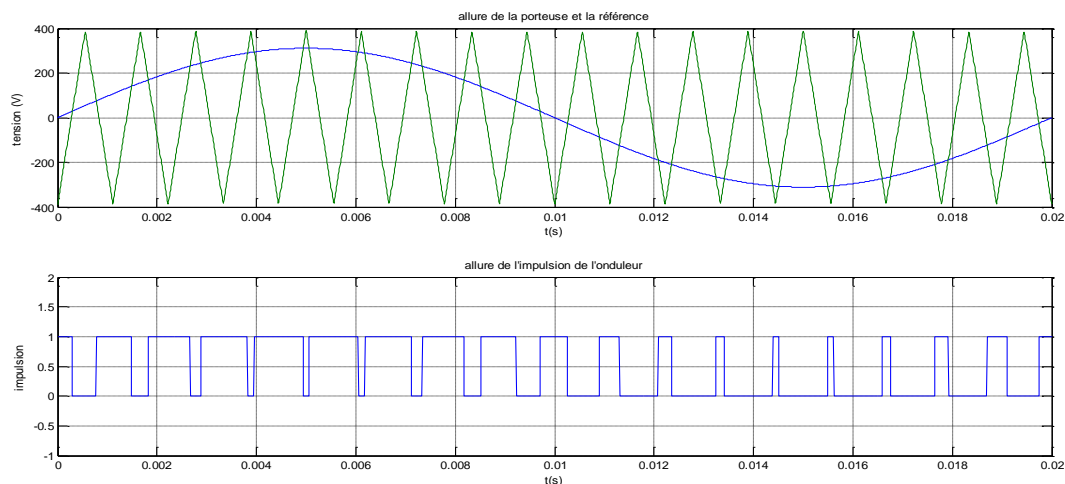


Fig.I.21 : Modulation MLI sinus-triangle

I.8.3.2.3 MLI à hystérésis :

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire à fréquence de commutation variable. Elle consiste à appliquer la différence entre un courant de référence et celui mesuré à l'entrée d'un bloc à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence Figure I.11 Cette technique se distingue par le fait qu'elle possède une réponse transitoire la plus rapide avec une limitation intrinsèque du courant instantané [13], [12]. En plus, la simplicité de la mise en œuvre est son principal avantage, tandis que la fréquence de commutation variable peut être son inconvénient.

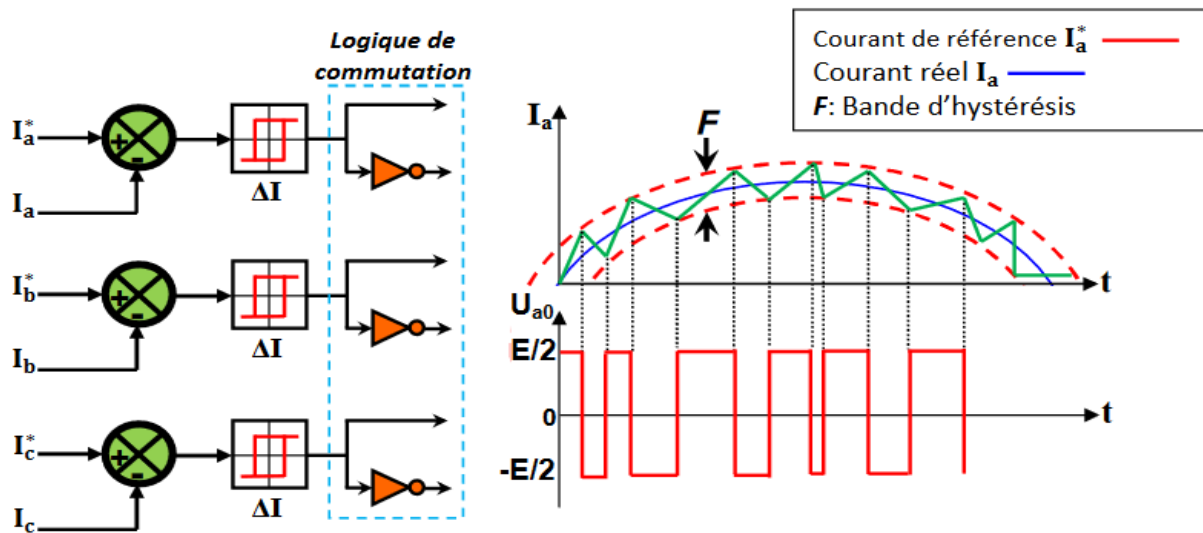


Fig.I.22 : Commande par Hystérésis

I.8.3.2.4 Inconvénients de la technique M.L.I

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La MLI permet de se rapprocher du signal désiré. Cependant cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne [14] :

- des pertes dans le réseau (pertes fer dans les transformateurs,
- des pertes Joule dans la ligne et le convertisseur),
- des pertes dans la charge (pertes Joule, fer et par courant de Foucault).
- Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations du couple,
- des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques.
- Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

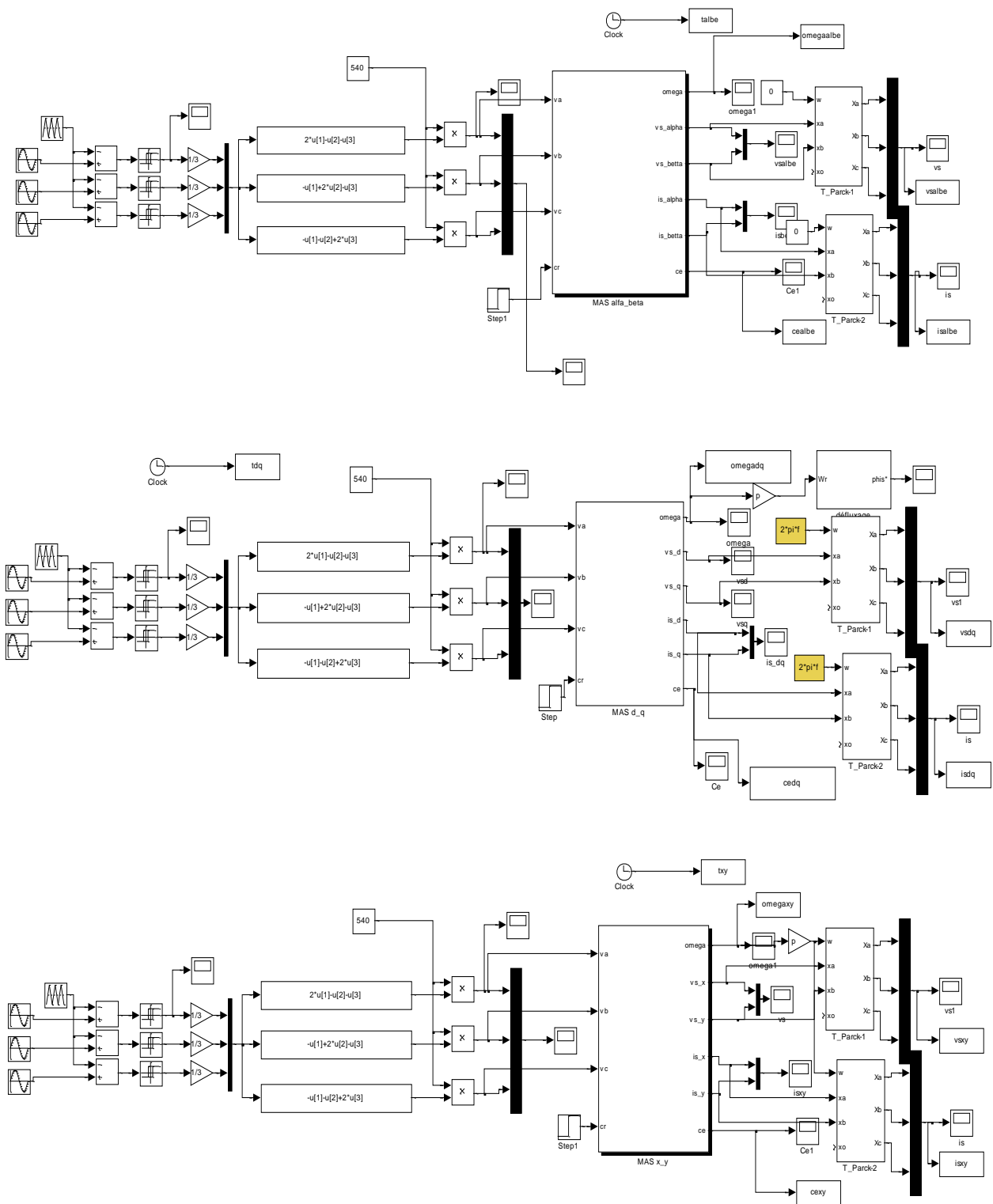


Fig I.23 : schéma bloc de l'association MAS-Onduleur

I.9 Résultats de la simulation de l'association onduleur machine :

D'après les figures (I.(24/25/26/27)) On remarque que la vitesse augmente progressivement puis se stabilise à la valeur de synchronisme, à l'instant d'application de la charge elle diminue.

Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de six fois le couple nominal. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro. Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal. Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

On a introduit un couple de charge $Cr = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ sec}$, les résultats de la simulation sont représentés par la Fig.(I.25). On constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Pour le courant, il y'a une augmentation après l'application du couple de charge. Pour l'association onduleur -MAS on remarque la présence des pulsations dans la réponse du couple liée aux harmoniques de courant injecté par l'onduleur.

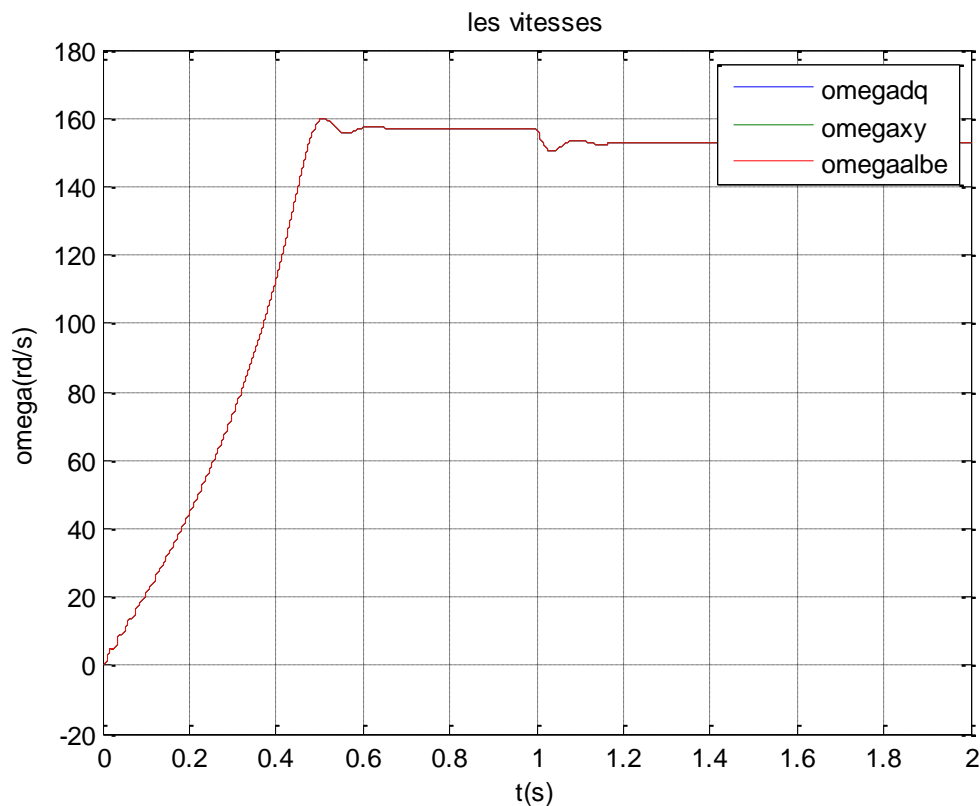


Fig I.24 : Allure de la vitesse

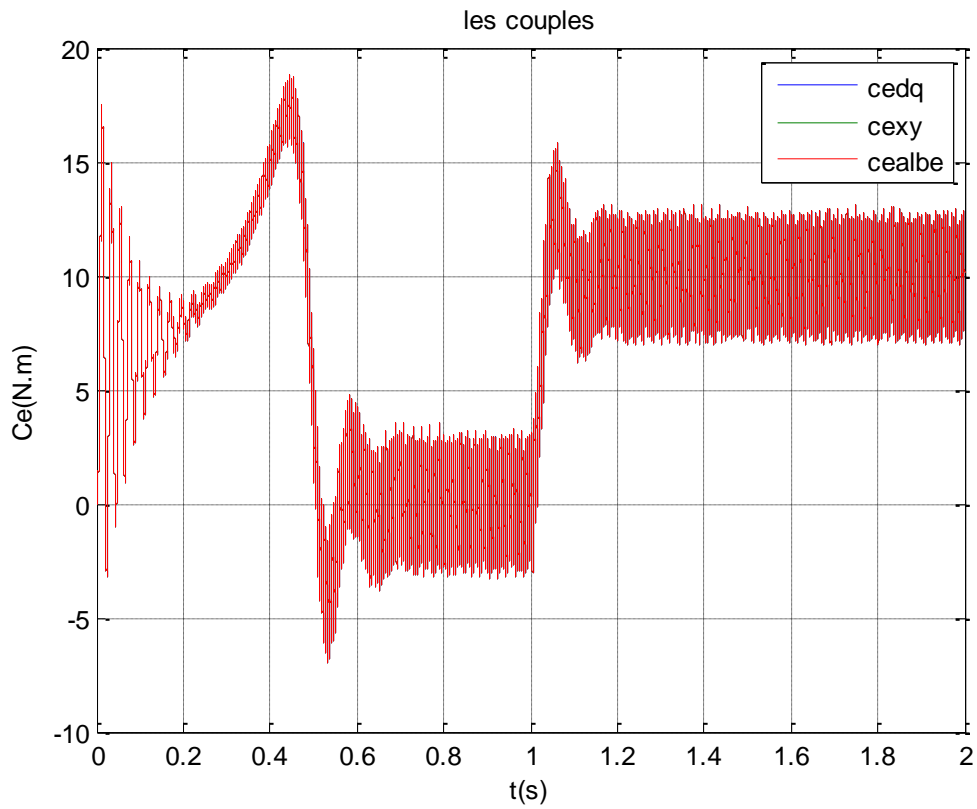


Fig.I.25 : Allure des couples

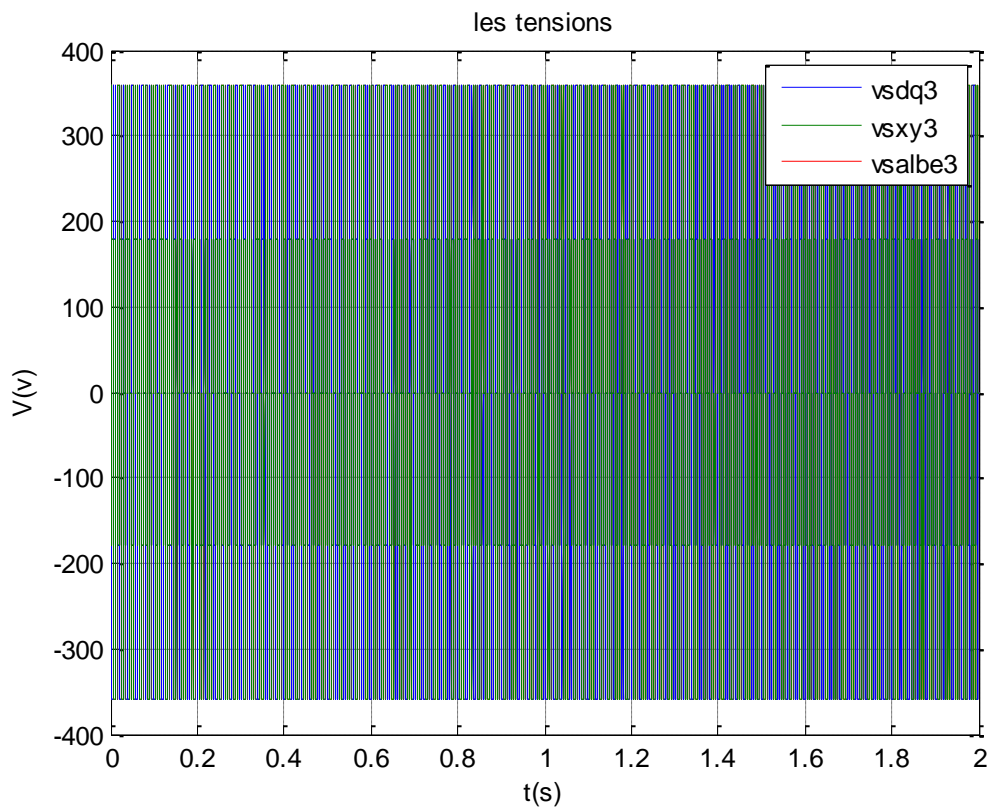


Fig I.26 : Allure des tensions

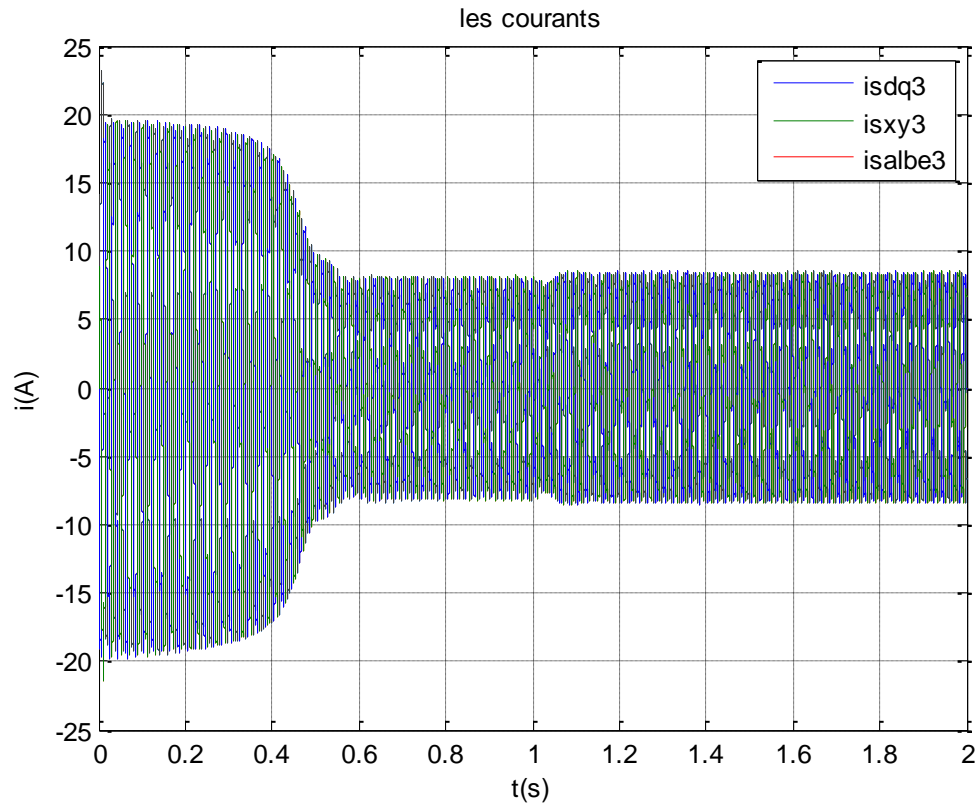


Fig I.27 :Allure des courants

I.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau électrique, puis la machine a été alimentée par un onduleur triphasé commandé par MLI.

L'alimentation de la MAS à savoir le redresseur triphasé, le filtre passe bas et l'onduleur triphasé, on a modélisé le redresseur, le filtre passe bas et l'onduleur avec sa commande, les résultats de simulation montrent que la commande MLI crée des ondulations au niveau du couple. Les résultats de simulation montrent aussi qu'à l'instant d'application de la charge que la vitesse se diminue, pour traiter ce problème, on va appliquer la commande vectorielle dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE

II-1 Introduction :

Une véritable mutation de l'industrie mondiale imposée par la robotisation de plus en plus intense fait appel aux variateurs de vitesse avec des machines à courant alternatif. A l'heure actuelle, le moteur asynchrone, de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une plage de puissance de quelques watts jusqu'à quelques mégawatts. Ces dernières décennies, les recherches universitaires et industrielles se sont orientées afin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple sont, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment, idée mise en existence par BLASCHKE en 1971 sous le nom

« Commande vectorielle », et propulsée par le développement spectaculaire de la micro-informatique et de l'électronique de puissance

II.2 Objectif de la commande vectorielle :

Le but de la commande vectorielle est d'éliminer le problème de couplage entre le stator et le rotor en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre commande le couple. Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple. De nombreuses variantes ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [15],

➡ Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension (voltage source inverter (VSI)) ;
- Commande en courant (current source inverter (CSI)) ;

➡ Suivant l'orientation du repère d-q sur :

- Flux rotorique ;
- Flux statorique ;
- Flux d'entrefer.

➡ Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase) ;
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à une commande en tension avec orientation du repère d-q suivant le flux rotorique

II.3 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF):

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[16]. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée[2]. Commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure(II.1) [17].

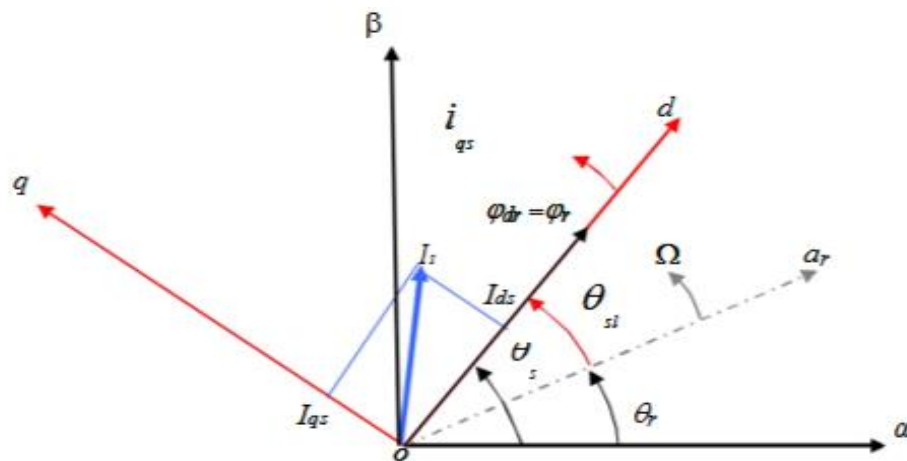


Fig II.1 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

II.3.1 Choix d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- ✓ $\Phi_{rq} = 0$ et $\Phi_r = \Phi_{rd}$: c'est le flux rotorique qui orienté.
- ✓ $\Phi_{sq} = 0$ et $\Phi_r = \Phi_{sd}$: c'est le flux statorique qui orienté.
- ✓ $\Phi_{mq} = 0$ et $\Phi_m = \Phi_{md}$: c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de

démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique. [17] Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II.4 Types de la commande vectorielle :

Il existe deux modèles les plus utilisés dans les travaux de recherche, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse.

II.4.1 Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du vecteur flux (module et position), et elle est basée sur l'estimation ou la mesure des variables couple et flux. Et pour déterminer sa position du flux il faut utiliser le capteur à effet HALL placés sur les dents de stator. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- Faible fiabilité de la mesure du flux
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

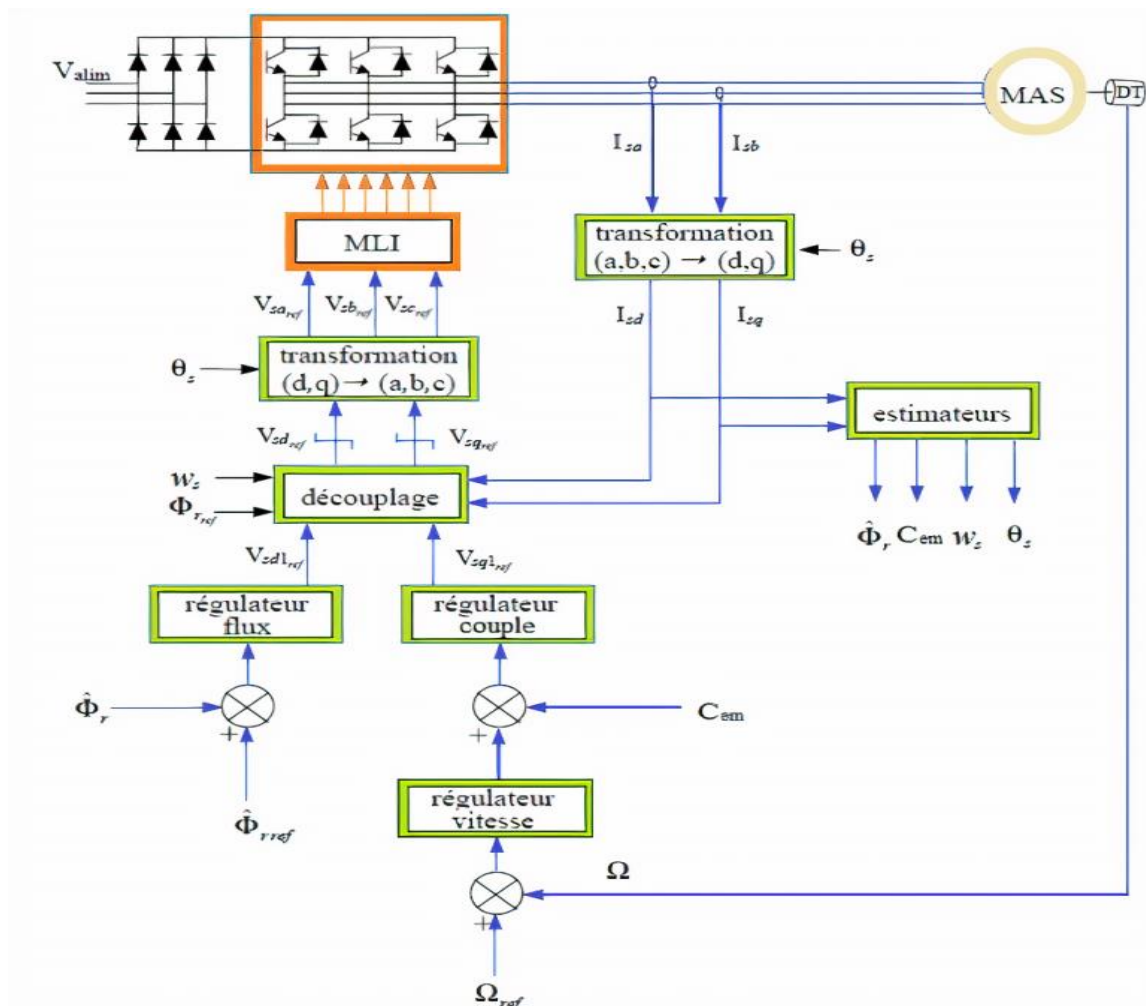


Fig.II.2: Commande vectorielle directe de la MAS

II.4.2 Commande vectorielle indirecte :

La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{dr} . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées.[19]

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

Le problème de cette méthode, elle utilise un circuit de commande compliqué et aussi la sensibilité d'estimation les paramètres de la machine et les variations de la température. [18]

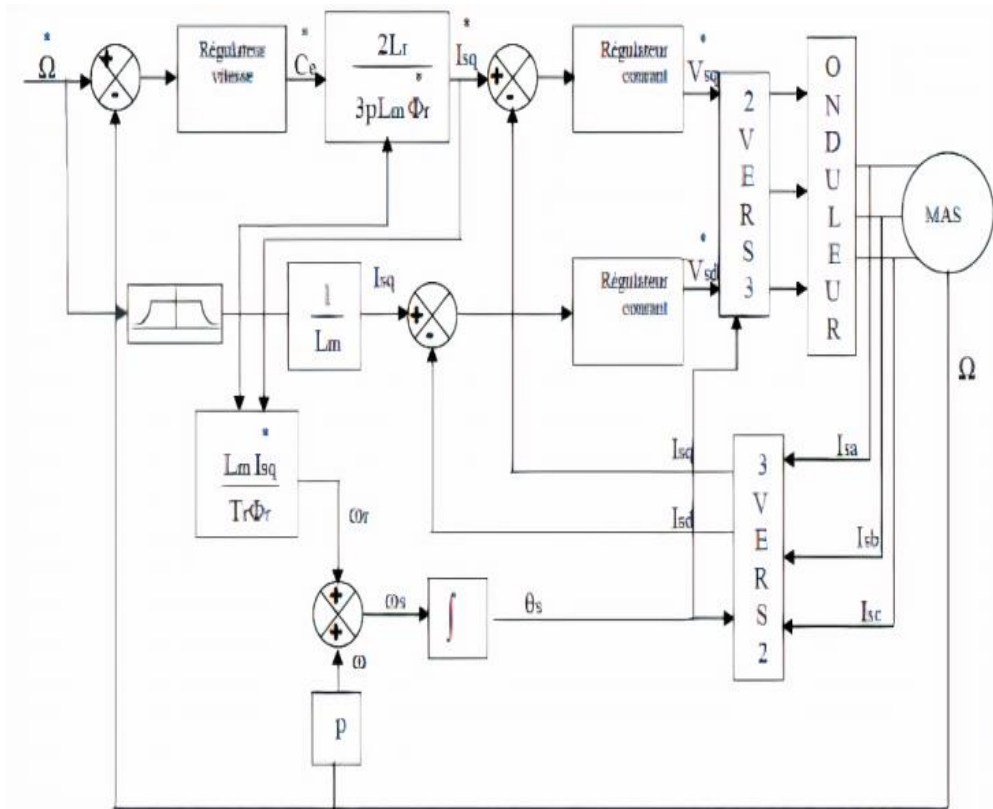


Fig.II.3: Commande vectorielle indirecte de la MAS

II.5 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique:

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse (ω_s), donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle. ($\Phi_r q = 0$)
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique. ($\Phi_r = \Phi_r d$)
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ($\Phi_r = cst \Rightarrow i_r d = 0$)

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \Phi_s + j\omega_s \Phi_s \\ 0 = R_r \bar{l}_r + \frac{d}{dt} \Phi_r + j\omega_r \Phi_r \end{cases} \quad (II.1)$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{l}_s + M \bar{l}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{l}_r + M \bar{l}_e \Rightarrow \bar{l}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_s \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec : $x = x_d + jx_q$ (x : représente le flux, les courants et les tensions) Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état (i_s, Φ_r) on réalise les changements suivants :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{l}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M^2}{L_r} \tau_s = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \tau_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.3})$$

$$\bar{\Phi}_s = \sigma L_s I_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.4})$$

(II.4) dans l'équation de la tension statorique et (II.5) dans l'équation de la tension de la tension rotorique donne :

$$\tilde{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \tilde{i}_s \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{l}_s + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s \bar{l}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) + j\omega_s \left(\sigma L_s \bar{l}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) \\ 0 = R_r \left(\frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \tilde{i}_s \right) + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \tilde{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r \right) \bar{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.7})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \tilde{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r + S \right) \bar{\Phi}_r; \bar{\Phi}_r = \Phi_{dr} (\text{l'orientation du flux rotorique}) \quad (\text{II.8})$$

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{ds} + \left(\frac{R_r}{L_r} + S \right) \bar{\Phi}_r & (\text{partie réelle}) \\ 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{qs} + \omega_r \bar{\Phi}_r \Rightarrow i_{qs} = \frac{\omega_r L_r}{R_r M} \bar{\Phi}_r & (\text{partie imaginaire}) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{S + \frac{R_r}{L_r}}{\frac{MR_r}{L_r}} \bar{\Phi}_r = \frac{S + \frac{1}{T_r}}{\frac{M}{T_r}} \bar{\Phi}_r = \frac{T_r S + 1}{M} \bar{\Phi}_r \\ i_{qs} = \frac{T_r \omega_r}{M} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

par la composante directe du courant statorique i_{ds} moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps T_r

La relation de i_{ds} signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{l}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 & (*) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} & (**) \end{cases}$$

$$(*) \Rightarrow 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \quad (\text{II.12})$$

$$\Phi_{dr} = Cte \Rightarrow \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = 0 \quad (\text{II.13})$$

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{cases} \Phi_{rq} = 0 \\ \Phi_{rd} = \Phi_r = cst \\ i_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_r = M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{II.16})$$

On remplace le système (II.14) dans la formule de couple électromagnétique on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II.17})$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II.18})$$

Avec:

$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad (\text{II.19})$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu.

La fig (II.4) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [18] :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_r + \omega = P\Omega_r + \omega \\ \theta_s &= \int \omega_s dt \end{aligned}$$

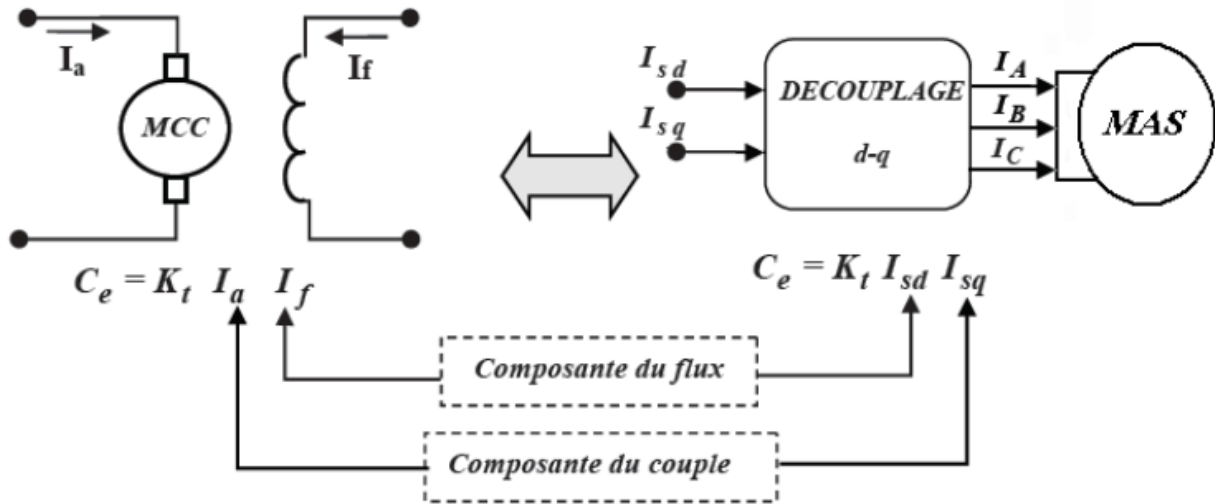


Fig. II.4 : Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

II.6 Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension:

II.6.1 Description:

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd} , V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s). Considérons les deux tensions statoriques (V_{ds} , V_{qs}) comme variables de commande, les deux courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}), le flux rotorique (Φ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma \cdot T_s \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \sigma \cdot T_s \omega_s i_{qs} - \frac{T_s \cdot (1-\sigma)}{M} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} - \omega_s \left[\sigma \cdot T_s i_{ds} + \frac{T_s \cdot (1-\sigma)}{M} \Phi_r \right] \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds} \\ \omega_r = \frac{M i_{qs}}{T_r \Phi_r} \\ C_e = \frac{P \cdot M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \\ \frac{J d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \end{array} \right. \quad (II.20)$$

II.6.2 Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (II.20), munies de la contrainte ($\Phi_r = 0$) se simplifient:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad (\text{II.21})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r \quad (\text{II.22})$$

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (\text{II.23})$$

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad (\text{II.24})$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (\text{II.25})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (\text{II.26})$$

Les équations (II.23) et (II.24) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple. La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II.23), (II.24) et (II.25).

II.6.3 Découplage entrée-sortie :

L'objectif de ce découplage, est de limiter le plus possible l'effet d'une entrée à une seule sortie. Dans ce cas nous pouvons modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.[20]

Parmi les différentes techniques de découplage utilisant un régulateur, Le découplage par compensation, est le plus utilisé.

a-Découplage par compensation :

Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et facile, de définir ainsi deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1}

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$$\quad \quad \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{cases} e_{sd} = -W_s \sigma L_s i_{sq} - R_r \frac{M}{L_r^2} \phi_r \\ e_{sq} = W_s \sigma L_s + R_r \frac{M}{L_r} \phi_r W_r \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

$$\quad \quad \quad (\text{II.30})$$

Les tensions V_{sd1} et V_{sq1} vont reconstruire les tensions V_{sd} et V_{sq} .

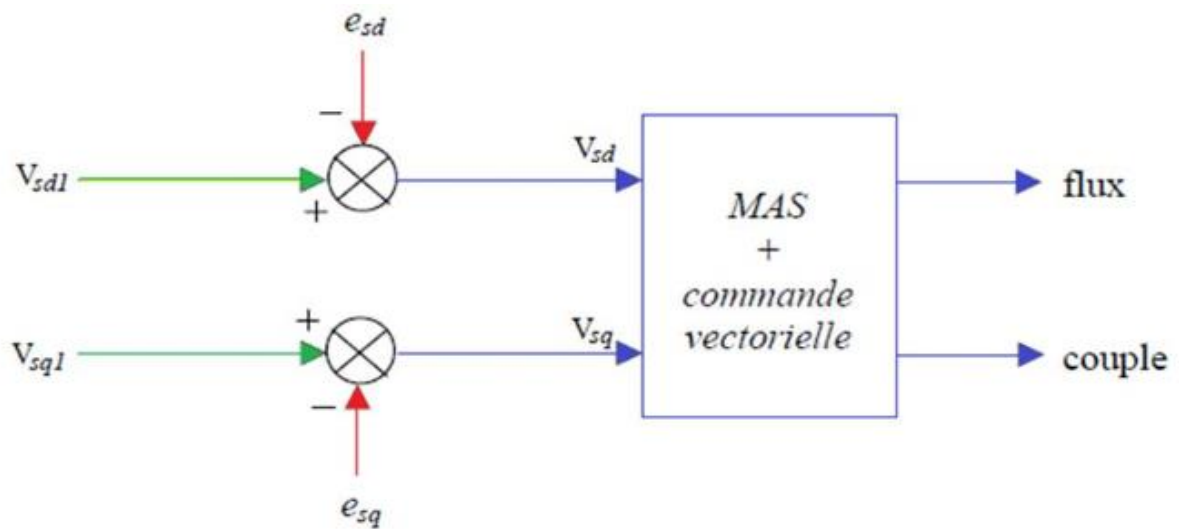


Fig.II.5: La reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous définissons ainsi un nouveau système:

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} \end{cases} \quad (II. 31)$$

$$\begin{cases} V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} \end{cases} \quad (II. 32)$$

A partir de là, Les actions sur les axes (d, q) sont donc découplées. En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons:

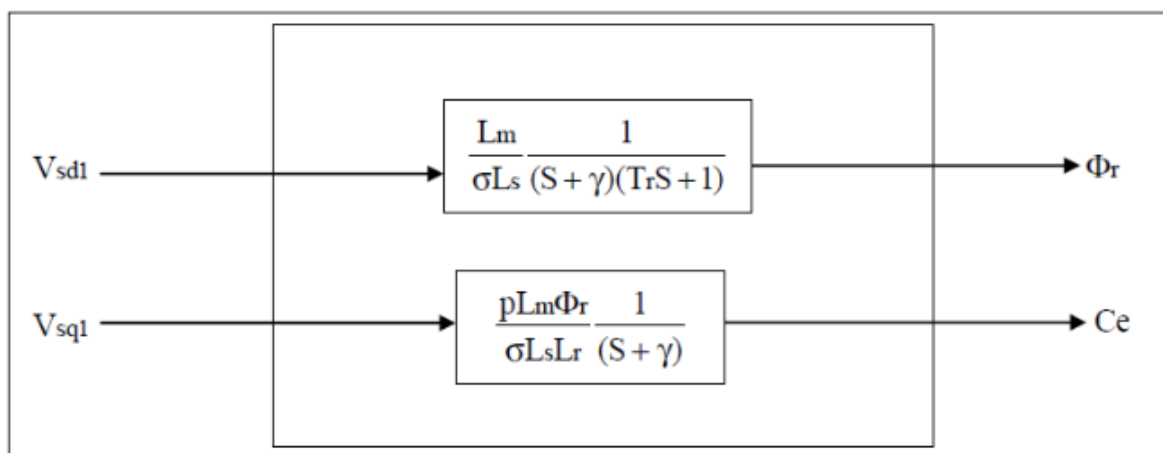


Fig.II.6 : Commande découplée –Expression de ϕ_r et C_e

Avec :
$$\Upsilon = \frac{R_s + R_r \left(\frac{M}{L_r}\right)^2}{\sigma L_s}$$

b- Les problèmes posés par le découplage :

Dans ce cas du découplage, si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation sur l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement d'une action, et donc divergence du système. Et on constate qu'il y aura un risque d'instabilité et cela pose aussi un problème de robustesse de la commande. [21] Une solution consiste par exemple à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. Cette technique est très utile pour l'implantation réelle de la commande. [18] [22].

II.6.4 Bloc de défluxage:

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [23]:

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{mom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{mom}$$

- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{mom}}{|\Omega_r|} \cdot \Phi_{mom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{mom}$$

Avec :

Ω : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{mom} : Flux rotorique nominale.

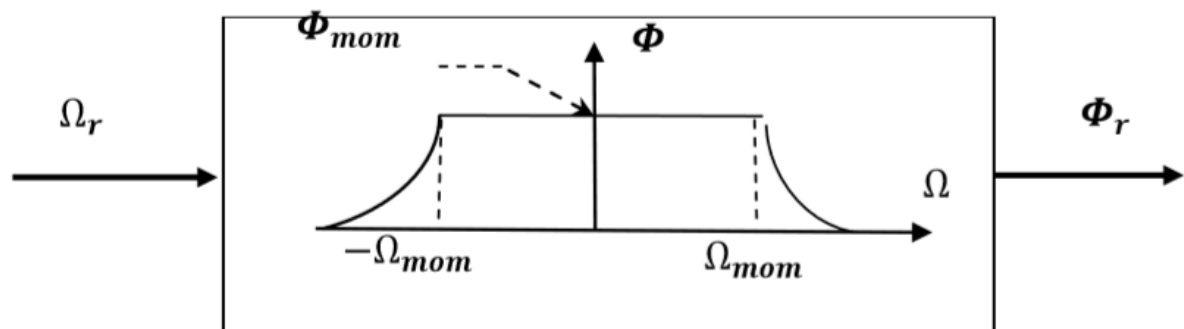


Fig. II.7 : Bloc de fluxage

II.6.5. Schémas de principe de la commande vectorielle :

A partir du modèle du moteur et des équations du découplage, nous pouvons obtenir un schéma de principe de la commande vectorielle

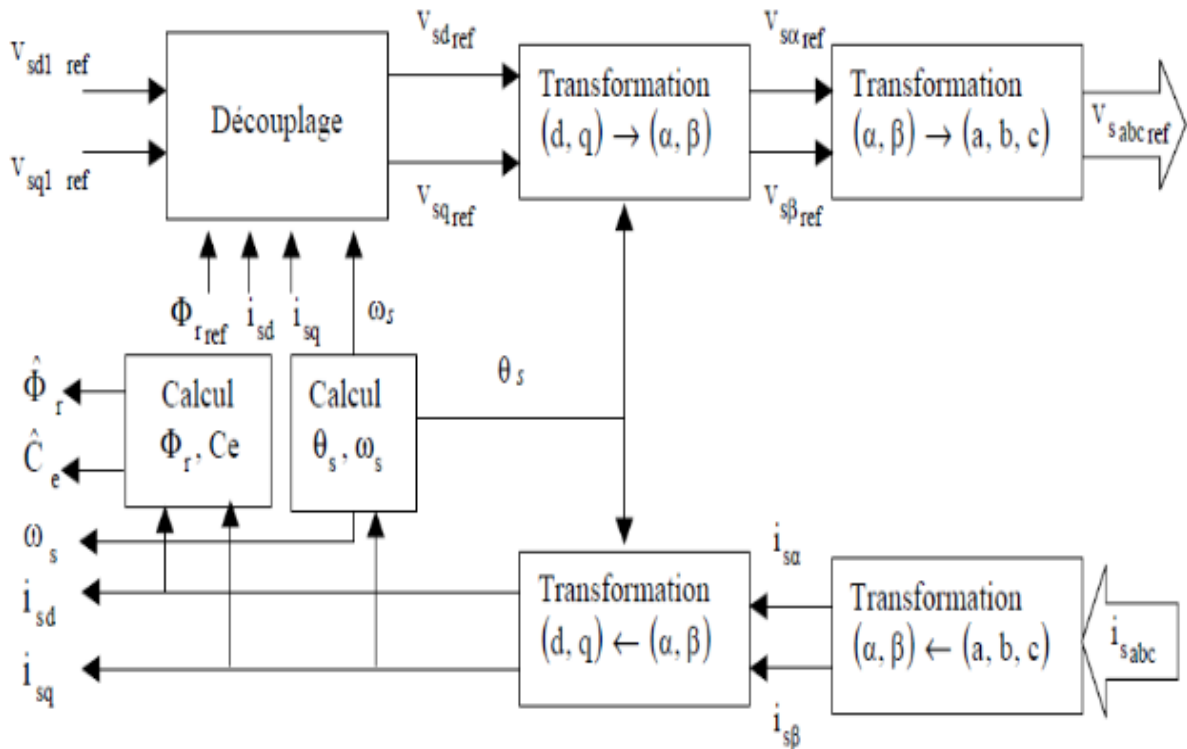


Fig.II.8 : Schéma de principe de la commande vectorielle

II.7 Régulation:

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

II.7.1 Conception des régulateurs.

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre, et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

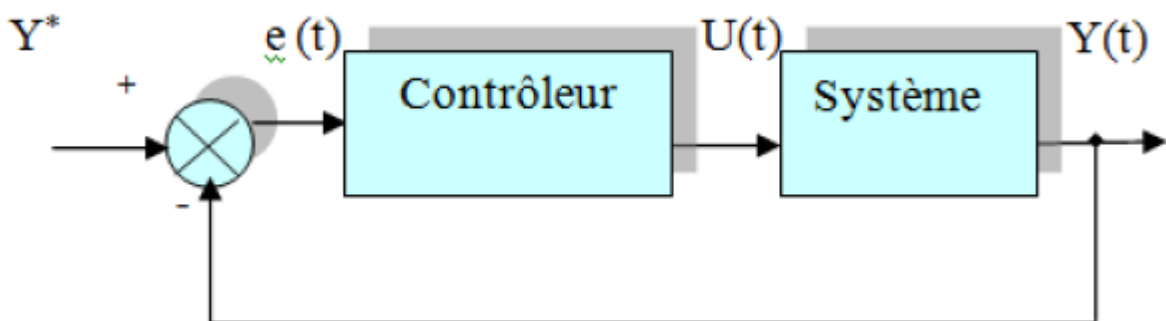


Fig. II.9 : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) \tag{II.33}$$

II.7.1.1 Action proportionnelle:

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

II.7.1.2 Action intégrale:

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.7.2 Caractéristiques des régulateurs:**a_ Stabilité :**

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

b- Précision :

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c- Rapidité :

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

II.7.3 Calcul des régulateurs :**II.7.3.1 Régulation de courant statorique i_{sd} :**

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la fig. (II.10).

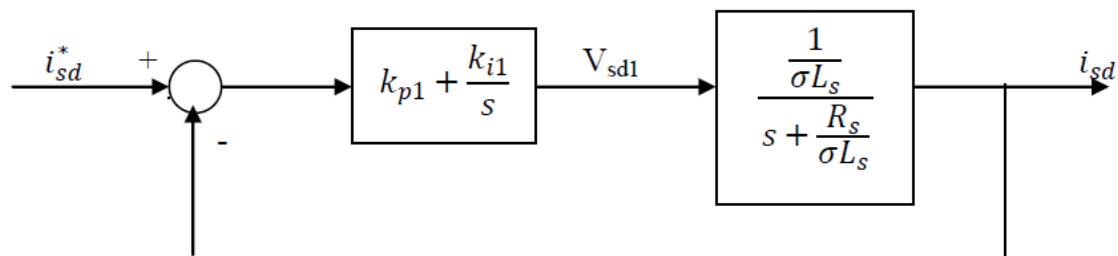


Fig.II.10: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$F i_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = k_{p1} \frac{s + \frac{k_i}{k_{p1}} \frac{1}{\sigma L_s}}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (II.34)$$

Compensons le pole $(s+k_i/k_{p1})$ par $(s + R_s/\sigma L_s)$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (II.35)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{isd} = \frac{k_{p1}}{s\sigma L_s} \quad (II.36)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{isd} = \frac{F_{isd}}{1+F_{isd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{k_{p1}} + 1} \quad \tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (II.37)$$

Nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constante de temps $\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé t_{rep1} (5%), nous obtenons la condition suivante:

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} = t_{rep1(5\%)}$$

Donc :

$$k_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (II.38)$$

Et, d'après l'équation (II.35) :

$$k_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (II.39)$$

II.7.3.2 Régulation de courant statorique i_{sq} :

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la figure (II.11).

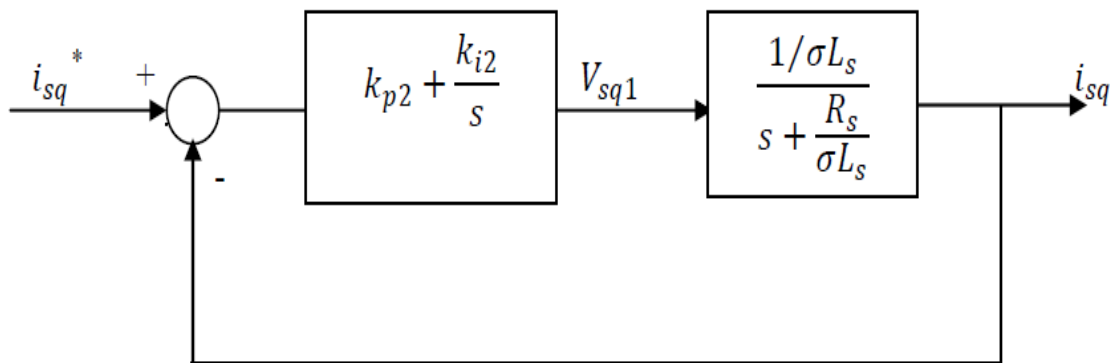


Fig.II.11: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors

les mêmes paramètres que précédemment

$$k_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep}2(5\%)} \quad (II.40)$$

$$k_{i2} = \frac{3R_s}{t_{rep}2(5\%)} \quad (II.41)$$

II.7.3.3 Régulation de la vitesse :

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II.12)

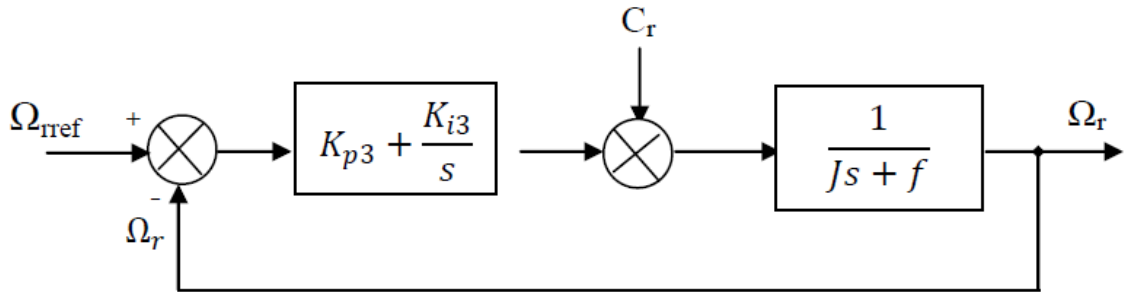


Fig.II.12 : Schéma bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{p3}s+k_{i3}}{s(Js+f)} \quad (II.42)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{k_{p3}s+k_{i3}}{Js^2+(k_{p3}+f)s+k_{i3}} \quad (II.43)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2eme ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (II.44)$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (II.45)$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{p3}+f}{k_{i3}} \quad (II.46)$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi=0.007$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$k_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (II.47)$$

$$k_{i3} = J\omega_n^2 \quad (II.48)$$

II.8 Modèle MATLAB/SIMULINK de la Commande vectorielle d'un MAS :

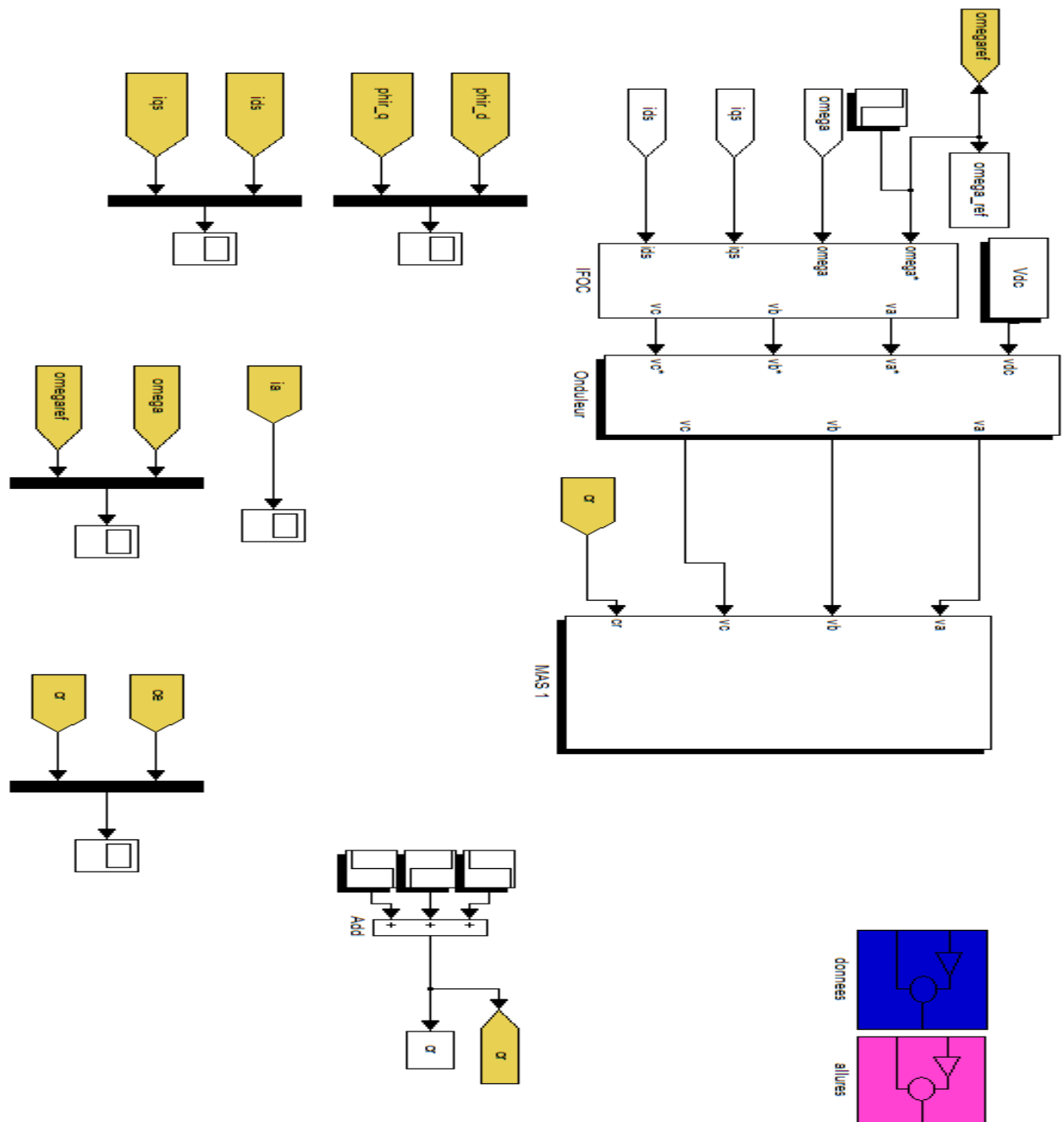


Fig.II.13 Schéma bloc de la Commande vectorielle d'un MAS

II.9 Résultats de simulation :

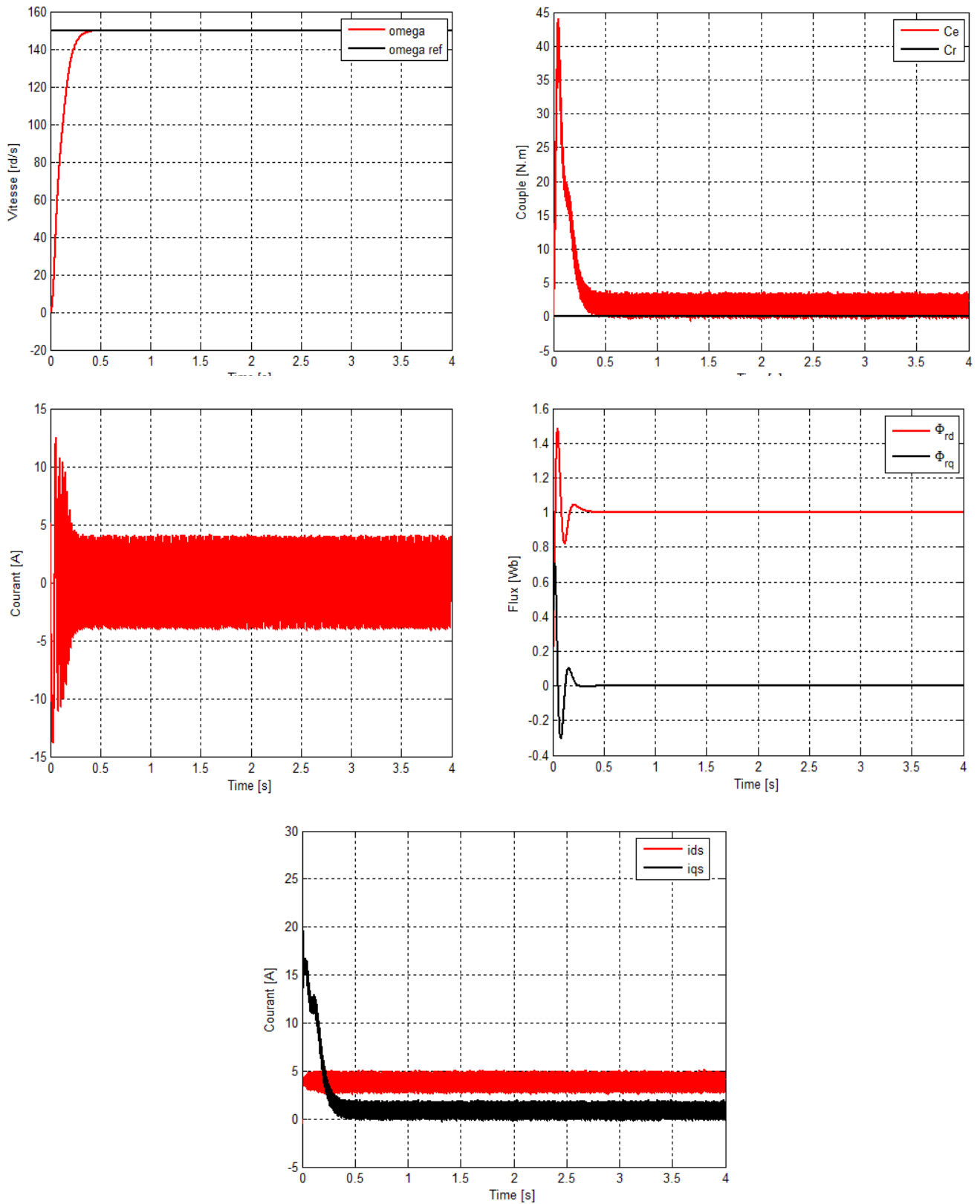


Fig.II.14 : résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS à vide

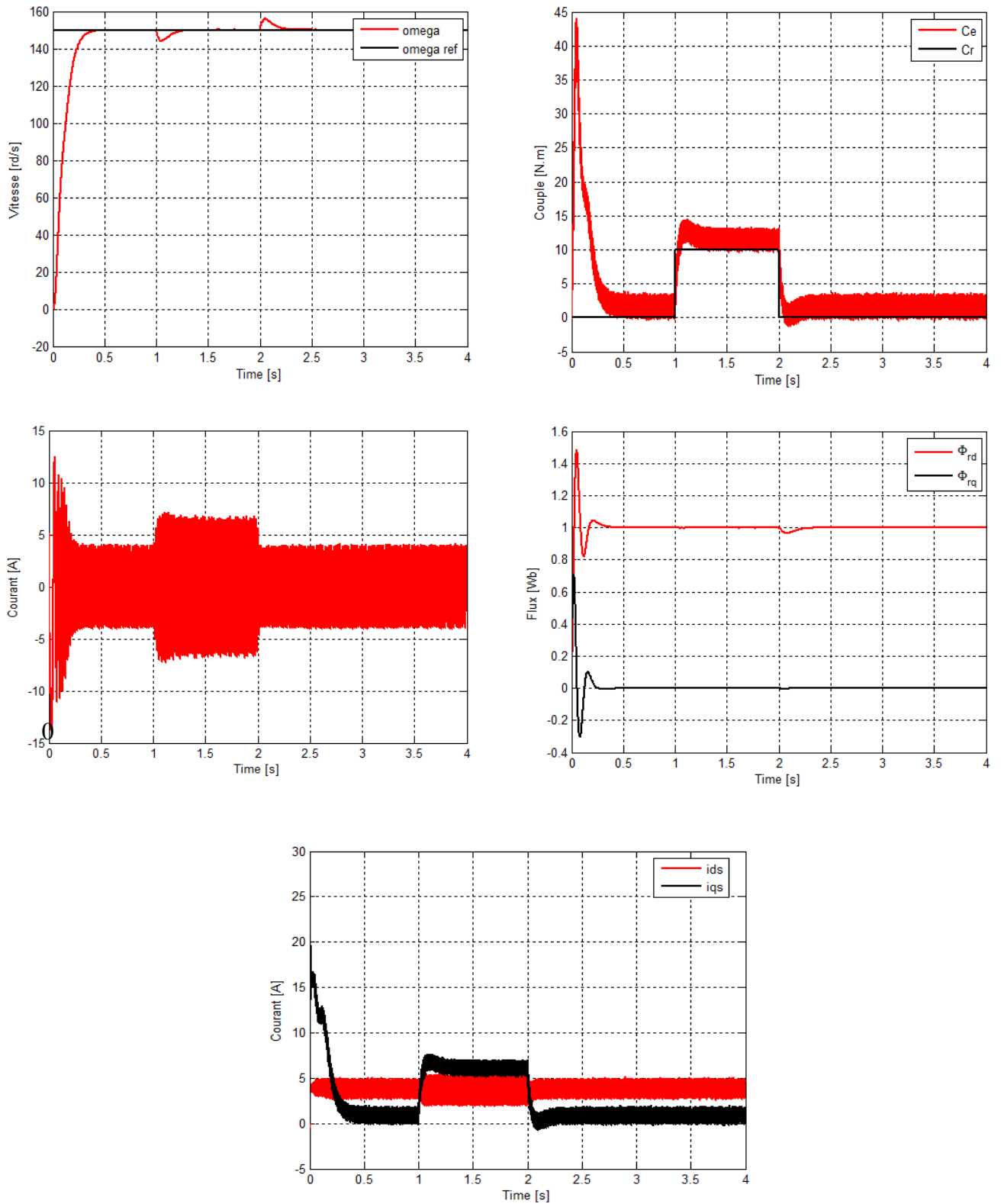


Fig.II.15: résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS à vide suivi d'une application de charge $C_r = 10 \text{ Nm}$

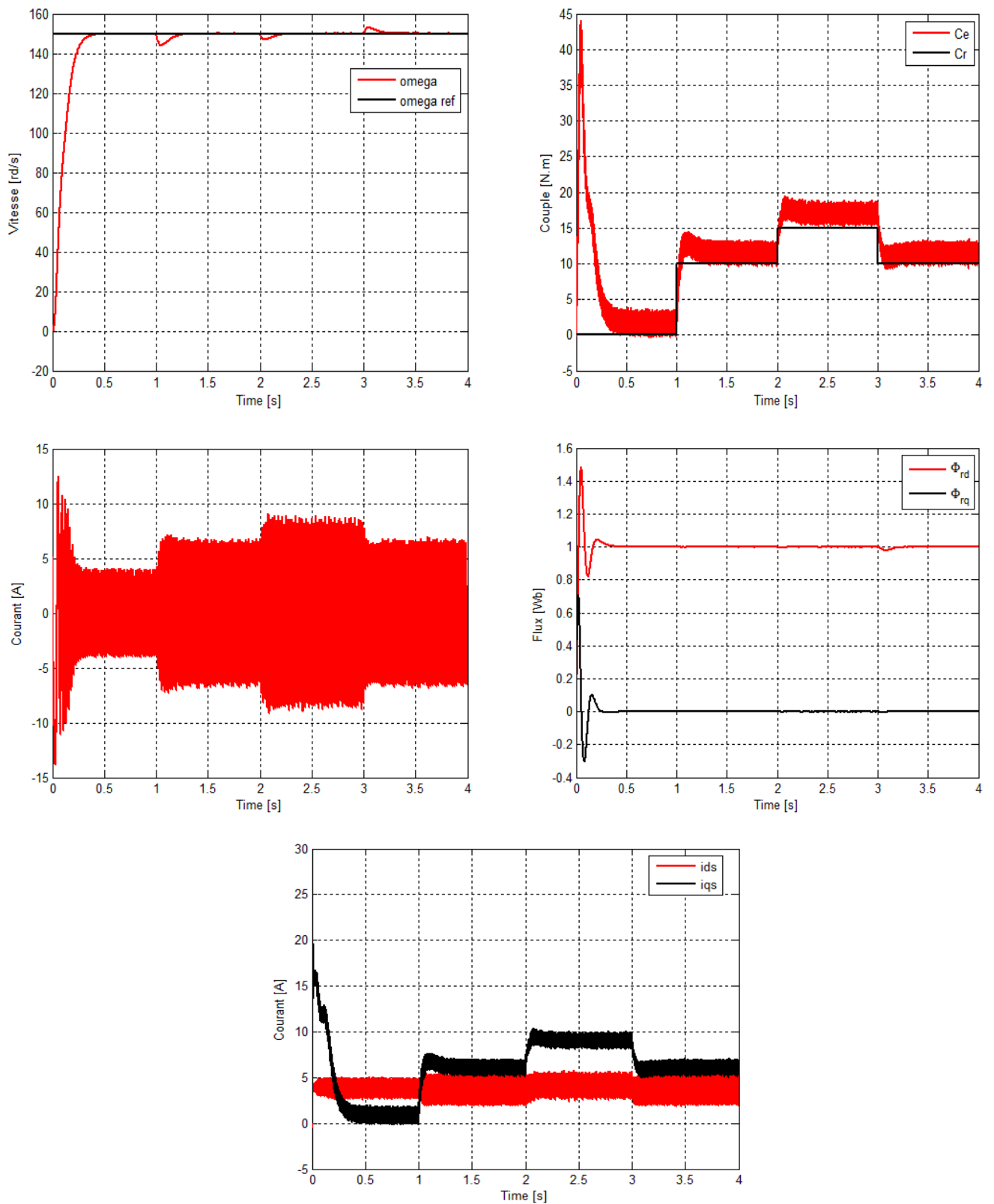


Fig.II.16: résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec couple de charge variable

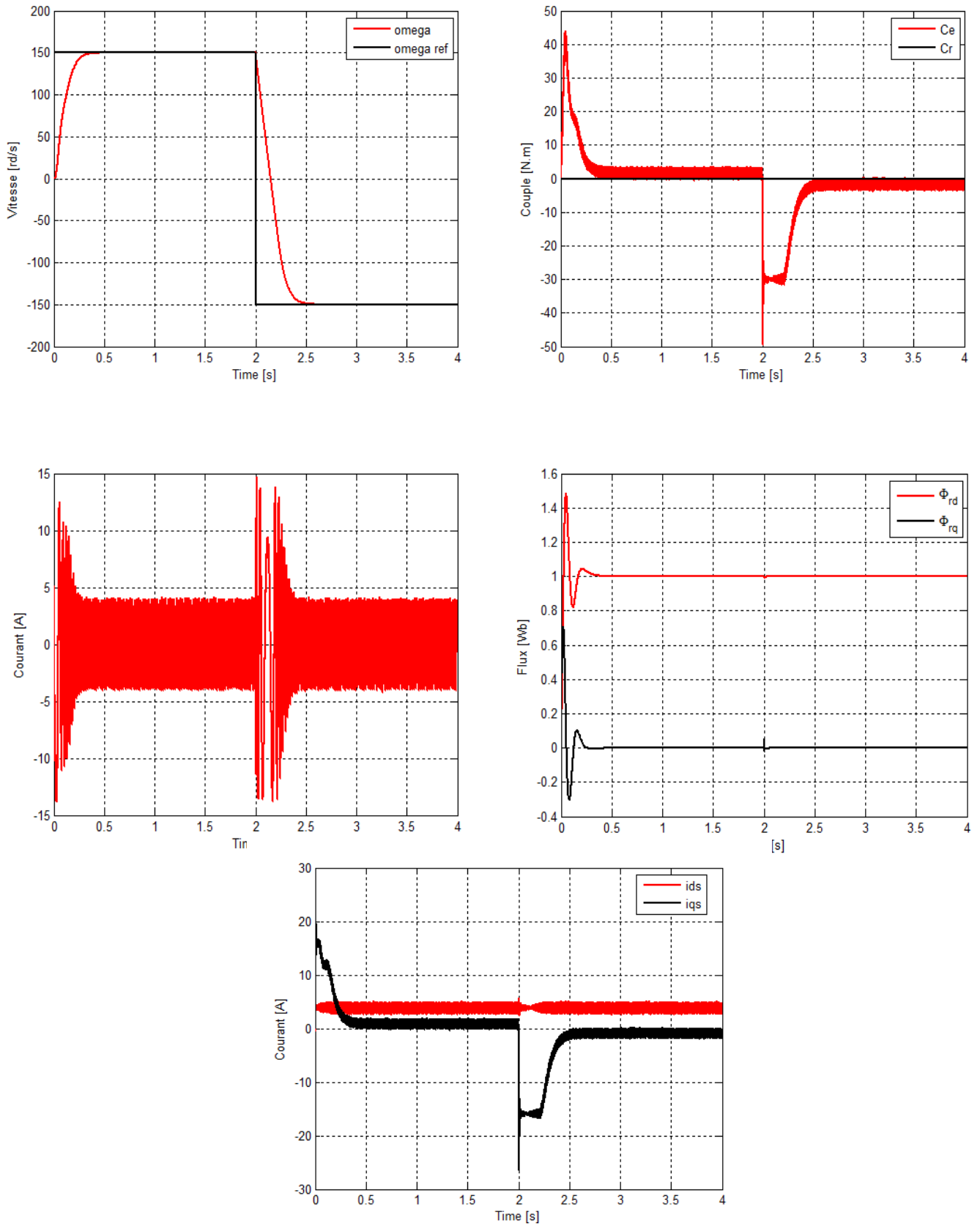


Fig.II.17: résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec inversion de sens de rotation

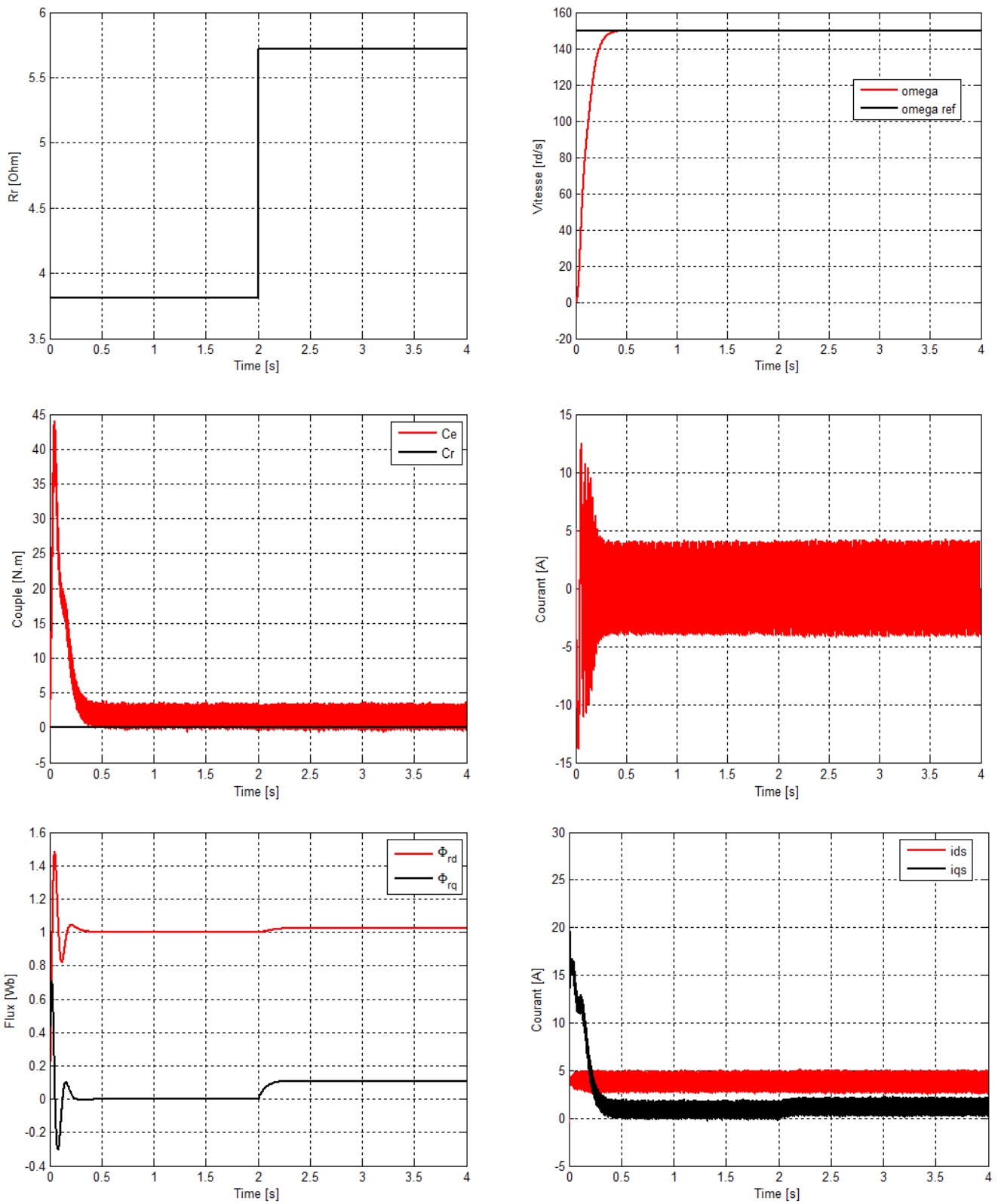


Fig.II.18: résultat de test de robustes (pour la variation de la résistance rotorique)

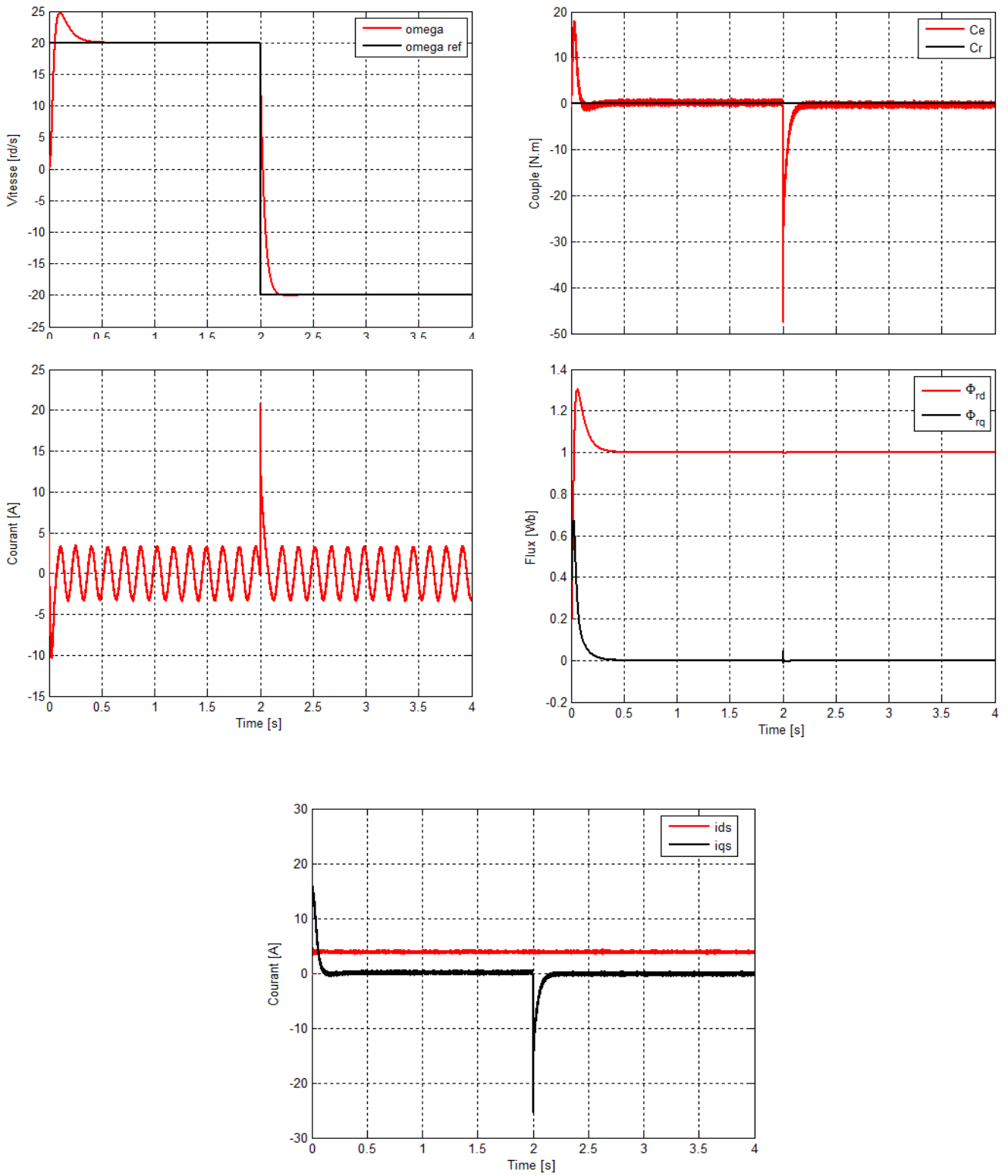


Fig.II.19: résultat de test de robustes (pour faible vitesse de rotation)

II.9.1 Interprétation des résultats :

II.9.1.1 Démarrage à vide puis en charge :

Les figures (II.14), (II.15) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, ces figures montrent avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence.

Après l'application de charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$), la courbe de vitesse présente une chute (diminution) dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (150 rad/s), Lorsque le couple est retiré ($C_r = 0 \text{ N.m}$ à $t = 2 \text{ s}$) la courbe présente une chute (augmentation) dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (150 rad/s).

Le courant statorique suit la variation de la charge. Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge.

Le couple C_e suit le courant I_{qs} , et le flux Φ_r suit le courant I_{ds} .

II.9.1.2 Test avec couple de charge variable :

La figure (II.16), représente les résultats de simulation lorsque en varie le couple de charge, Premièrement en applique une charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$) la courbe de vitesse présente une chute(1) (diminution) dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (150 rad/s),ensuit Nous avons augmenté la valeur du couple de 5 N.m à $t = 2 \text{ s}$ la courbe présente une chute(2) Ce qui équivaut à $1/2$ d'une valeur de chute(1) (diminution) dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (150 rad/s), Lorsque le couple est diminué ($C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 3 \text{ s}$) la courbe présente une chute(3) (augmentation) dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (150 rad/s).

le courant statorique suit la variation de la charge. Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge.

Le couple C_e suit le courant I_{qs} , et le flux Φ_r suit le courant I_{ds} .

II.9.1.3 Test avec inversion de sens de rotation :

La figure (II.17), Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (150 rad/s à -150 rad/s) avec une charge, les résultats montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle. Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le courant i_{qs} suit le couple et le courant i_{ds} suit le flux .

II.9.1.4 La robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques :

II.9.1.4.1 Test pour la variation de la résistance rotorique:

D'après les résultats présentés dans la figure (II-18), on remarque au moment de variation de la résistance rotorique dû à l'échauffement de la machine.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 1s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de la résistance, aucune variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux.

A partir de l'instant de variation de la résistance, on constate le découplage est touché, donc la commande est sensible à la variation de la résistance.

II.9.1.4.2 Test pour faible vitesse de rotation:

Des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de $+20 \text{ rad/sec}$ à -20 rad/sec , à partir de l'instant $t=2 \text{ sec}$, la Fig.II.19 montre les réponses de notre système à basses vitesses. Pour la vitesse, il est clair qu'un déplacement est apparu au démarrage, ce qui peut engendrer une perturbation de la machine, pour illuminer ce déplacement un filtre premier ordre est suffisant. Les résultats de simulation montrent le découplage entre le flux et le couple. Donc, notre commande est robuste à basses vitesses.

II.10 Conclusion:

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. Cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple on a commencé par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectué le démarrage à vide et en charge, variation de charge, inversion de sens de rotation, le test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique, et pour faible vitesse de rotation.

CHAPITRE III : LES OBSERVATEURS

III.1 Introduction :

Les applications industrielles modernes utilisant les variateurs asynchrones de vitesse exigeants des hautes performances dynamiques et statiques sont basées sur les techniques d'orientation et/ou du contrôle du flux de la MAS [24]. Cela est donc conditionné par une parfaite connaissance de la position et du module du flux et/ou de la vitesse de la machine. Cette connaissance peut parvenir du retour de l'information recueillie par des capteurs électriques (courants, tensions, flux) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Toutefois, la commande sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles d'un capteur physique. De nombreuses idées ont été appliquées en vue de résoudre ce problème. L'une des premières techniques utilisées pour estimer la vitesse est basée sur la mesure des valeurs instantanées des (tensions, courants) de la machine à induction.

Les techniques d'estimation de vitesse du moteur d'induction proposées dans la littérature [25], [26] peuvent généralement être classifiées comme suit :

- Calcul de glissement.
- Synthèse directe des équations d'état.
- Modèle en référence adaptatif de Système (MRAS).
- Observateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielles.
- Filtre de Kalman (EKF) et l'observateur adaptatif de flux de vitesse (observateur de Luenberger).
- Observation basée sur l'analyse des Harmoniques.
- Injection de signal auxiliaire sur le rotor saillant.

III.2 Estimation en boucle fermée (observateur) :

III.2.1 Principe d'un observateur :

Les observateurs d'état déterministes tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle fermée avec une dynamique propre réglée à l'aide de gains L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur. Cependant leur structure est encore complexe que les estimateurs également le nom de prédicteur. Des différentes grandeurs mentionnées sur la figure (3.1) représentent respectivement : -un vecteur d'entrée u du système réel et Del 'observateur, le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent y donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation ϵ_y . Celle-ci est multipliée par une matrice de gains L et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{x} . Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain L , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro [27] [28].

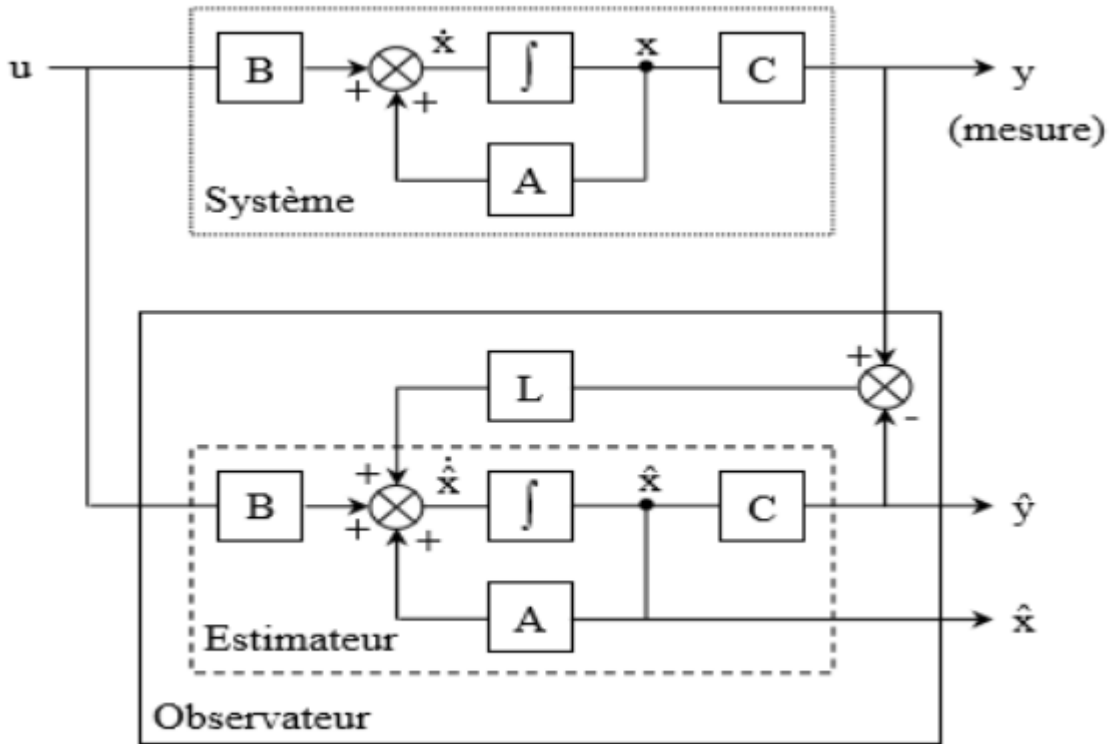


Fig.III.1 Schéma fonctionnel d'un observateur

III.2.2 Observateur de luenberger :

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système. L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par.[29],[30]

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= A\hat{X} + BU + \varepsilon_y \\ \hat{Y} &= C\hat{X} \end{aligned} \tag{III.1}$$

Tel que: $\varepsilon_y = Y - \hat{Y}$

$$[A] = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & \frac{K}{T_r} & K\omega_r \\ 0 & -a_1 & K\omega_r & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_r & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En plus:

$$a_1 = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right); \quad a_2 = K = \frac{L_m}{T_r L_s L_r \sigma}; \quad a_3 = \frac{L_m}{T_r}; \quad a_4 = \frac{1}{T_r}$$

III.2.2.1 Détermination de la matrice de gains L :

La détermination de la matrice K utilise la procédure conventionnelle de placement de pôles. On procède par l'imposition des pôles de l'observateur et par conséquent de sa dynamique. On détermine les coefficients de Len comparant l'équation caractéristique de l'observateur « Det (PI-A+LC) = 0 » avec celle que l'on souhaite imposer. En développant les différentes matrices A, K et C on obtient l'équation suivante:[29]

$$P^2 + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\Omega}_r + K'\right)P + \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\Omega}_r\right)\left\{\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) + K'\right\} + \left(\frac{L_m}{T_r} - k''\right)\left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\right)\left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\Omega}_r\right) = 0 \quad (\text{III.2})$$

Où K1 et K2 sont des gains complexes.

$$\text{Tel que : } \begin{cases} K' = K_1 + jK_2 \\ K'' = K_3 + jK_4 \end{cases}$$

La dynamique de l'observateur est définie selon l'équation suivante :

$$P^2 + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\Omega}_r\right)P + K^2\left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\Omega}_r\right)\left\{\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right)\right\} + \left(\frac{L_m}{T_r}\right)\left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\right)\left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\Omega}_r\right) = 0 \quad (\text{III.3})$$

Dont les racines sont proportionnelles aux pôles de la MAS ; la constante de proportionnalité k est au moins égale à l'unité $k \geq 1$

Après l'identification:

$$K' = (k - 1)\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\Omega}_r + K'\right) \quad (\text{III.4})$$

$$K'' = (k - 1)\left[\left\{\left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right] \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} - \frac{L_m}{T_r}\right\}(k + 1) - \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} \left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right] + j\hat{\Omega}_r \frac{\sigma L_s L_m}{L_r}\right] \quad (\text{III.5})$$

Pour avoir les coefficients de la matrice de gain de l'observateur on obtient (après identification):

$$k = \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix}$$

Où:

$$\begin{cases} K_1 = (k - 1)\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) \\ K_2 = (k - 1)\hat{\Omega}_r \\ K_3 = (k^2 - 1)\left\{\left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right] \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} - \frac{L_m}{T_r}\right\} + \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} \left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right] (k - 1) \\ K_4 = -(k - 1) \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} \hat{\Omega}_r \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Les pôles de l'observateur sont choisis afin d'accélérer sa convergence par rapport à la dynamique du système en boucle ouverte. En générale, les pôles sont 5 à 6 fois plus rapides, mais ils doivent rester lents par rapport aux bruits de mesure, ce qui fait que l'on choisit le constant k usuellement petit.

III.2.2.2 Représentation d'état de l'observateur de Luenberger :

Comme l'état n'est en général pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons X

Tel que: $\hat{X} = [\hat{I}_{s\alpha} \hat{I}_{s\beta} \tilde{\varphi}_{r\alpha} \tilde{\varphi}_{r\beta}]$ (III.7)

D'après l'équation (III.1), on peut représenter l'observateur par le système d'équations suivant:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_2 P\Omega \\ 0 & a_1 & -a_2 P\Omega & a_2 \\ a_3 & 0 & a_1 & -P\Omega \\ 0 & a_3 & -P\Omega & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

III.3 Système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS):

Actuellement le système adaptatif avec modèle de référence MRAS est parmi les nouvelles méthodes de contrôle les plus populaires utilisées principalement dans les applications de commande de machines électriques sans capteurs. Le principe de la technique est illustré dans la fig (III.2) et elle se compose d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant de l'information à estimer alors que le modèle adaptatif en dépend. Ainsi l'erreur résultante de la comparaison des sorties des deux modèles est introduite dans un mécanisme d'adaptation qui est généralement un régulateur PI pour estimer les paramètres d'adaptation.

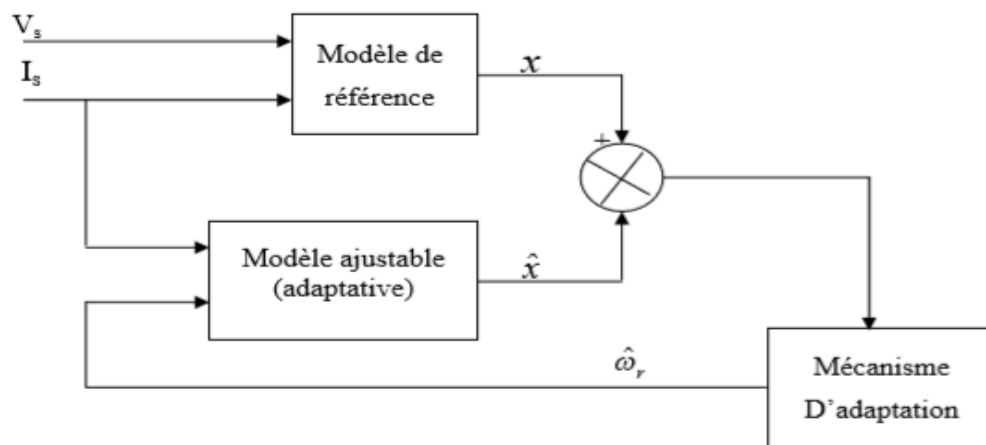


Fig.III.2 Principe de la MRAS

III.3.1 Types de structures MRAS:

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable de sortie Y, tels que:

- MRAS basé sur le flux rotorique,
- MRAS basé sur le courant statorique,
- MRAS basé sur l'estimation de la f.é.m.,
- MRAS basée sur la puissance réactive instantanée,

III.3.1.1 MRAS basée sur le flux rotorique :

L'exploitation de cette méthode pour l'estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone a été développée par SCHAUDER. Pour estimer la vitesse, on compare le flux obtenu avec les équations statoriques et les équations rotoriques. La différence entre les sorties des deux estimateurs de flux est utilisée pour corriger l'erreur par un correcteur PI qui donne la valeur de la vitesse estimée [31], [32], [33].

Le choix des deux modèles pour construire le flux rotorique est:

- Modèle de référence : qui ne dépend pas explicitement de la vitesse et qui est construit à partir des équations statoriques de la machine (repère lié au stator).

$$\frac{d\phi_{r\alpha}^s}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} \left(v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \quad (\text{III.9})$$

$$\frac{d\phi_{r\beta}^s}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} \left(v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \quad (\text{III.10})$$

- Modèle adaptatif (ajustable) : qui dépend explicitement de la vitesse et il sera construit à partir des équations rotoriques de la machine (repère lié au rotor).

$$\frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r} \left(M_{sr} i_{s\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{r\beta} \right) \quad (\text{III.11})$$

$$\frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r} \left(M_{sr} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{r\alpha} \right) \quad (\text{III.12})$$

La stabilité de cet estimateur est démontrée par le critère d'hyper stabilité de POPOV. La loi d'adaptation proposée par SCHAUDER est donnée par :

$$e = \hat{\phi}_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} \quad (\text{III.13})$$

$$\hat{\omega}_r = K_p e + \int K_i e dt \quad (\text{III.14})$$

Pour forcer l'erreur tend vers zéro, on utilise le mécanisme d'adaptation qui change la vitesse rotorique. A basse vitesse et à cause des intégrateurs du flux rotorique il est difficile de mettre en application le modèle de référence [33]. Pour cela SCHAUDER propose une fonction de transfert linéaire à la sortie du modèle de référence et à l'entrée du modèle ajustable. MRAS basée sur le flux rotorique est représentée à la figure (III.3).

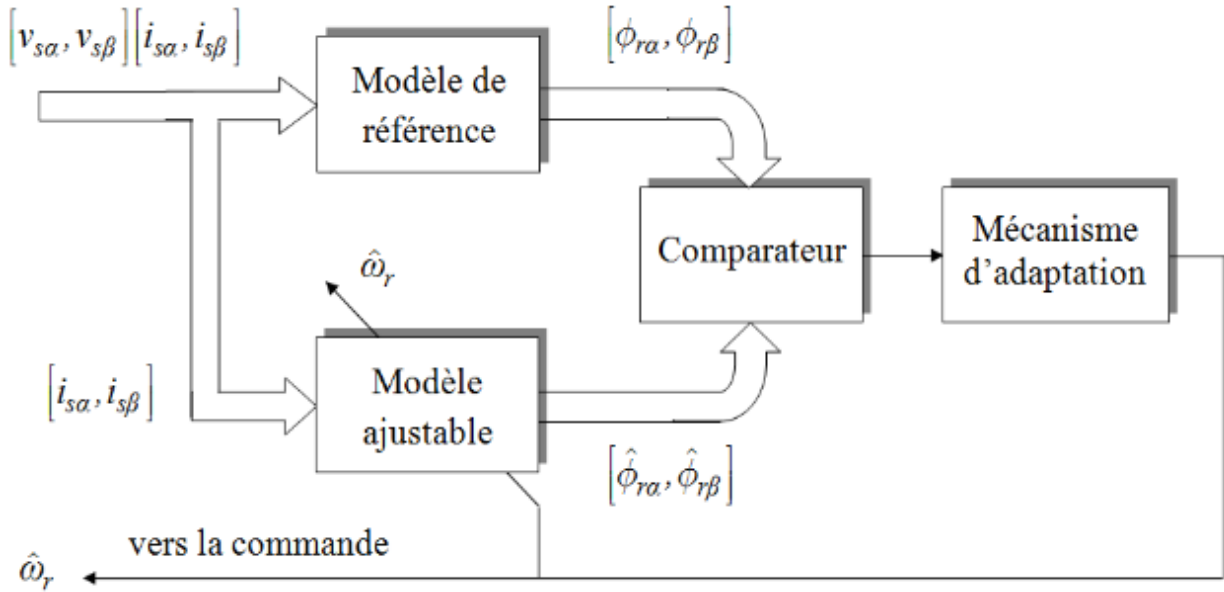


Fig.III.3 Structure de MRAS basée sur le flux rotorique.

III.3.1.2 MRAS basée sur le courant statorique :

La technique de MRAS basée sur le courant statorique utilise ce dernier comme variable d'état pour l'estimation de vitesse. Cette technique proposée par Peng non seulement peut produire l'estimation rapide de vitesse mais offre également une bonne exécution d'une commande sans capteur de vitesse [33],[34].

Le courant statorique est interprété par les équations du moteur à induction (I.11), (I.14)

$$i_{s\alpha} = \frac{1}{u} (\phi_{r\alpha} + \omega_r T_r \phi_{r\beta} + T_r S \phi_{r\alpha}) \quad (\text{III.15})$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{M_{sr}} (\phi_{r\beta} + \omega_r T_r \phi_{r\alpha} + T_r S \phi_{r\beta}) \quad (\text{III.16})$$

On utilise les équations (I.11), (I.14) et l'estimation de la vitesse pour l'estimation de courant statorique :

$$\hat{i}_{s\alpha} = \frac{1}{M_{sr}} (\phi_{r\alpha} + \hat{\omega}_r T_r \phi_{r\beta} + T_r S \phi_{r\beta}) \quad (\text{III.17})$$

$$\hat{i}_{s\beta} = \frac{1}{M_{sr}} (\phi_{r\beta} + \hat{\omega}_r T_r \phi_{r\alpha} + T_r S \phi_{r\alpha}) \quad (\text{III.18})$$

On fait la différence entre les deux courants :

$$i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} = \frac{T_e}{M_{sr}} \phi_{r\beta} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (\text{III.19})$$

$$i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} = \frac{T_e}{M_{sr}} \phi_{r\alpha} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (\text{III.20})$$

Les équations (III.12), (III.13) sont multipliées par le flux rotorique :

$$(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) \phi_{r\beta} + (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \phi_{r\alpha} = \frac{T_r}{M_{sr}} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (\text{III.21})$$

L'erreur de la vitesse rotorique est comme suit :

$$(\omega_r - \hat{\omega}_r) = [(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})\phi_{r\beta} + (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta})\phi_{r\alpha}] \frac{M_{sr}}{T_r(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)} \quad (III.22)$$

Cette erreur est appliquée à un contrôleur PI qui contrôle la vitesse estimée en rendant l'erreur égale à zéro. La figure III.4 représente la MRAS basée sur le courant statorique.

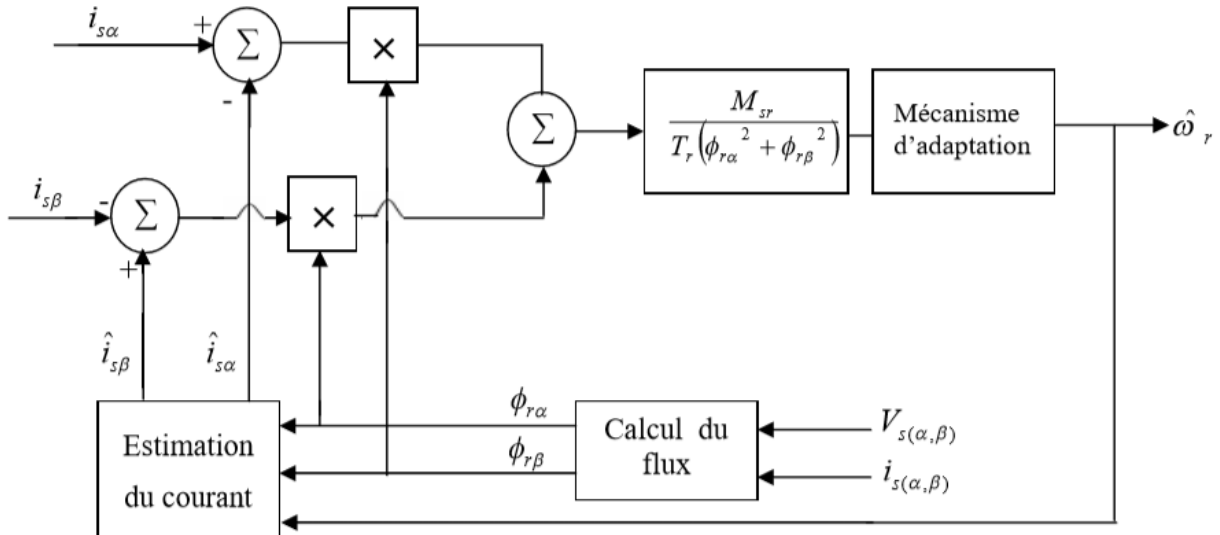


Fig.III.4 MRAS basée sur le courant statorique.

III.3.1.3 MRAS basée sur l'estimation de la f.é.m :

Cette technique de MRAS basée sur l'estimation de la force électro motrice est proposée pour résoudre le problème de la stabilité à la variation de la résistance statorique [35]. Des équations pour un moteur à induction dans l'armature stationnaire peuvent être exprimées comme suit:

$$e_{m\alpha} = L'_m s i_{m\alpha} = \frac{M_{sr}}{L_r} S \phi_{r\alpha} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s S i_{s\alpha} \quad (III.23)$$

$$e_{m\beta} = L'_m s i_{m\beta} = \frac{M_{sr}}{L_r} S \phi_{r\beta} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s S i_{s\beta} \quad (III.24)$$

Avec : $L'_m = \frac{M_{sr}^2}{L_r}$

Si nous employons la (f.e.m) au lieu du flux rotorique qui a été employé dans le schéma de MRAS précédente, alors un nouveau système de MRAS est obtenu.

La Figure III.5 illustre la nouvelle structure du nouveau MRAS pour l'estimation de vitesse. Deux estimateurs indépendants sont configurés pour estimer les composants du (f.e.m). L'estimateur donné par les équations (III.23) et (III.24) peut être considéré comme un modèle de référence du moteur à induction et n'introduit pas de vitesse $\hat{\omega}_r$, par contre celui qui est donné par les équations (III.25) et (III.26) peut être considéré en tant que modèle ajustable parce qu'il dépend de la vitesse $\hat{\omega}_r$.

Le modèle ajustable est donné par :

$$\hat{e}_{m\alpha} = \frac{M_{sr}^2}{L_r} (-T_r \hat{\omega}_r (i_{m\beta} - i_{m\alpha}) + i_{s\alpha}) \quad (III.25)$$

$$\hat{e}_{m\beta} = \frac{M_{sr}^2}{L_r} (-T_r \hat{\omega}_r (i_{m\alpha} - i_{m\beta}) + i_{s\beta}) \quad (III.26)$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ constant du temps rotorique, $i_{m\alpha}$ et $i_{m\beta}$ calculée comme suit :

$$\frac{di_{m\alpha}}{dt} = -\hat{\omega}_r i_{m\beta} - \frac{1}{T_r} i_{m\alpha} + \frac{1}{T_r} i_{s\alpha} \quad (III.27)$$

$$\frac{di_{m\beta}}{dt} = -\hat{\omega}_r i_{m\alpha} - \frac{1}{T_r} i_{m\beta} + \frac{1}{T_r} i_{s\beta}$$

L'erreur entre les sorties des deux estimateurs est alors employée pour conduire un mécanisme d'adaptation qui produit de l'estimation $\hat{\omega}_r$ pour le modèle ajustable.

$$e = e_{m\beta} \hat{e}_{m\alpha} - e_{m\alpha} \hat{e}_{m\beta} \quad (III.28)$$

Finalement d'après le critère de Popov, le mécanisme d'adaptation est donné par :

$$\hat{\omega}_r = K_p e + \int K_i e dt \quad (III.29)$$

Finalement d'après le critère de Popov, le mécanisme d'adaptation est donné par :

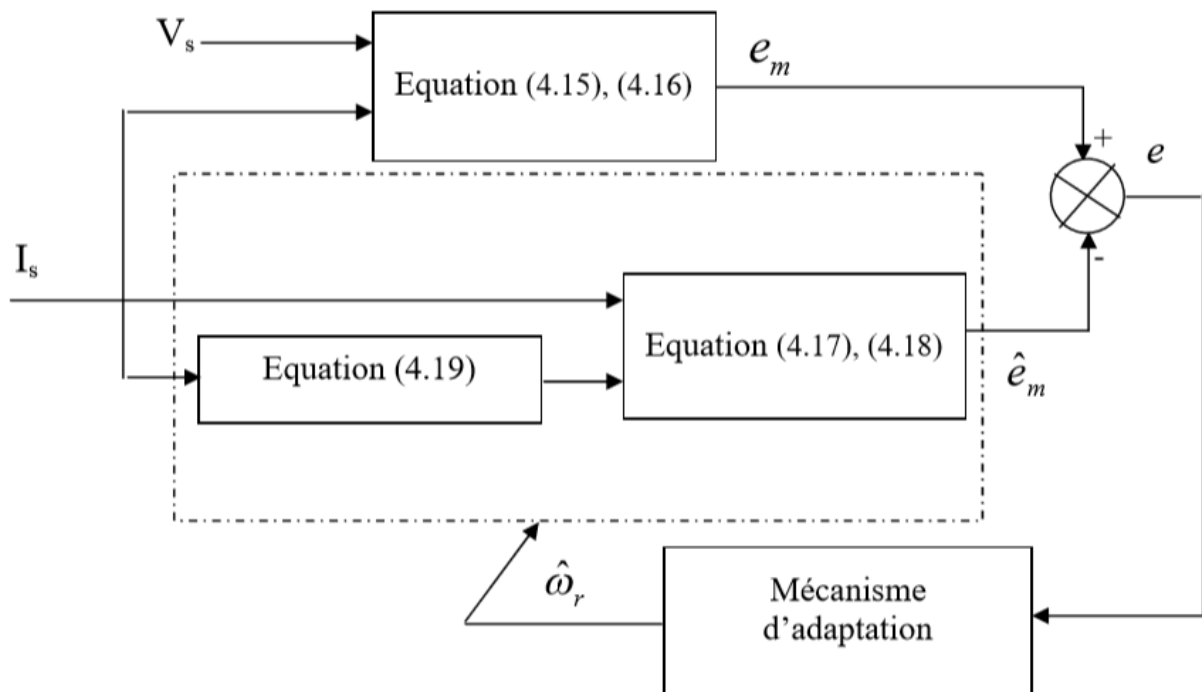


Fig.III.5 MRAS basée sur la f.é.m.

III.3.1.4 MRAS basée sur l'estimation de la puissance réactive :

Un autre type de MRAS est proposé pour résoudre le problème de la sensibilité à la variation de la résistance statorique.

Ce type de MRAS est basée sur l'estimation de la puissance réactive instantanée donnée par :

$$Q_r = u_{s\beta}i_{s\alpha} - u_{s\alpha}i_{s\beta} - \sigma L_s(i_{s\alpha}Si_{s\beta} - i_{s\beta}Si_{s\alpha}) \tag{III.30}$$

Le système (III.30) n'inclut pas la vitesse rotorique alors il peut être choisi comme modèle de référence.

Le système (III.31) estime la puissance réactive rotorique à partir de la vitesse et du flux, alors il peut être sélectionné comme modèle ajustable.

$$\hat{Q}_r = i_{s\beta}\hat{e}_{m\beta} - i_{s\beta}\hat{e}_{m\alpha} \tag{III.31}$$

L'erreur entre les sorties des deux estimateurs est alors employée pour conduire un mécanisme d'adaptation qui produit de l'estimation $\hat{\omega}_r$ pour le modèle ajustable.

$$e_Q = Q_r - \hat{Q}_r \tag{III.32}$$

La vitesse estimée est donnée par :

$$\hat{\omega}_r = K_p e_Q + \int K_i e_Q dt \tag{III.33}$$

La Figure III.6 représente l'estimation de la vitesse par la technique MRAS basée sur la puissance réactive.

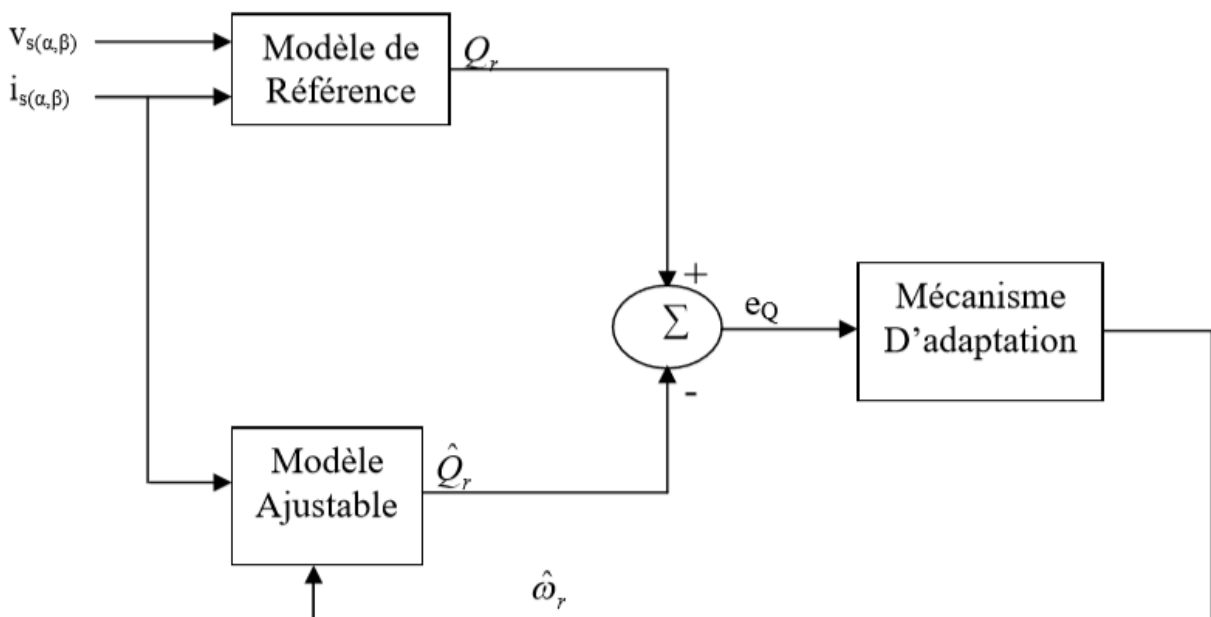


Fig.III.6 MRAS basée sur la puissance réactive.

III.4 Modèle MATLAB/SIMULINK de MRAS basée sur le flux rotorique :

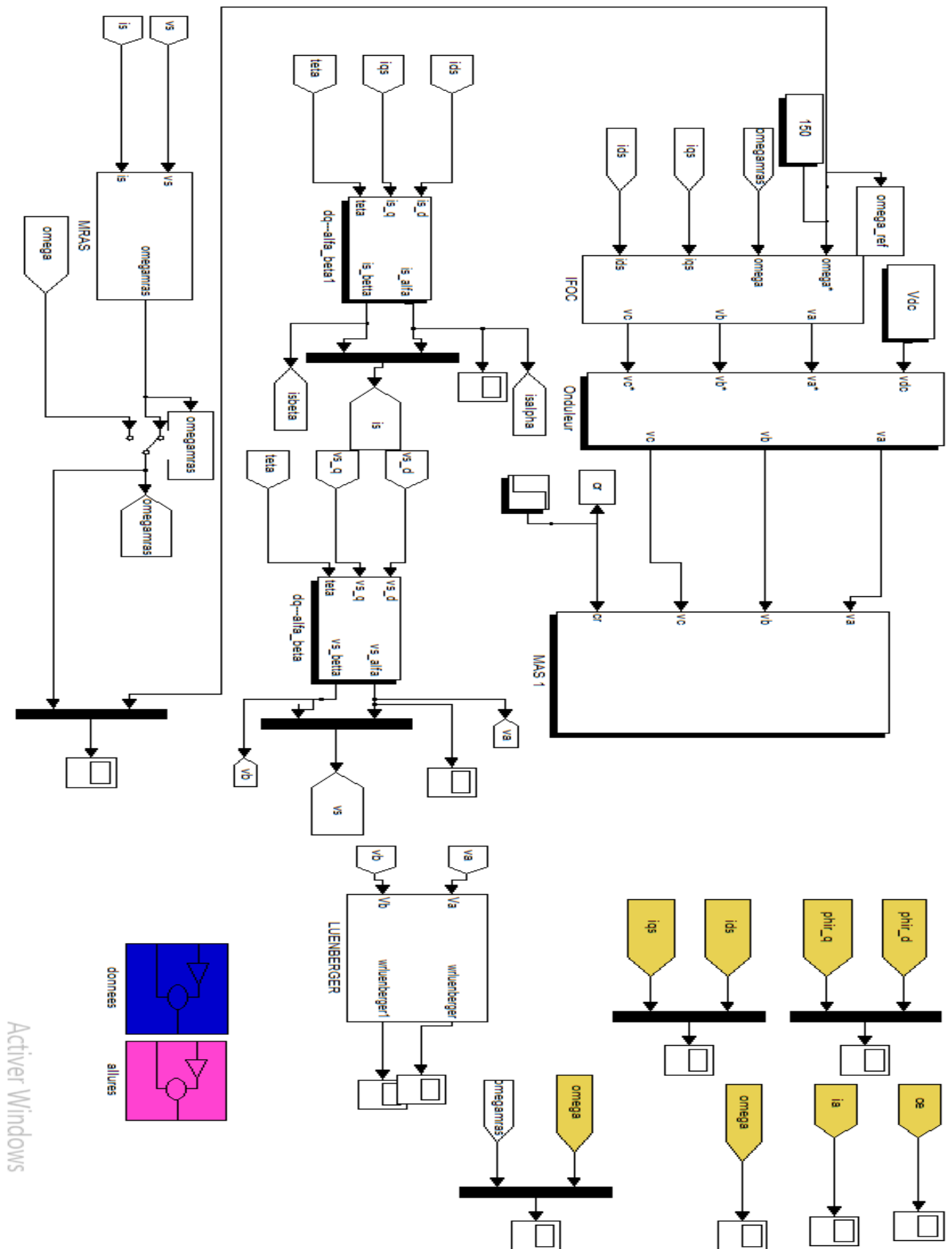
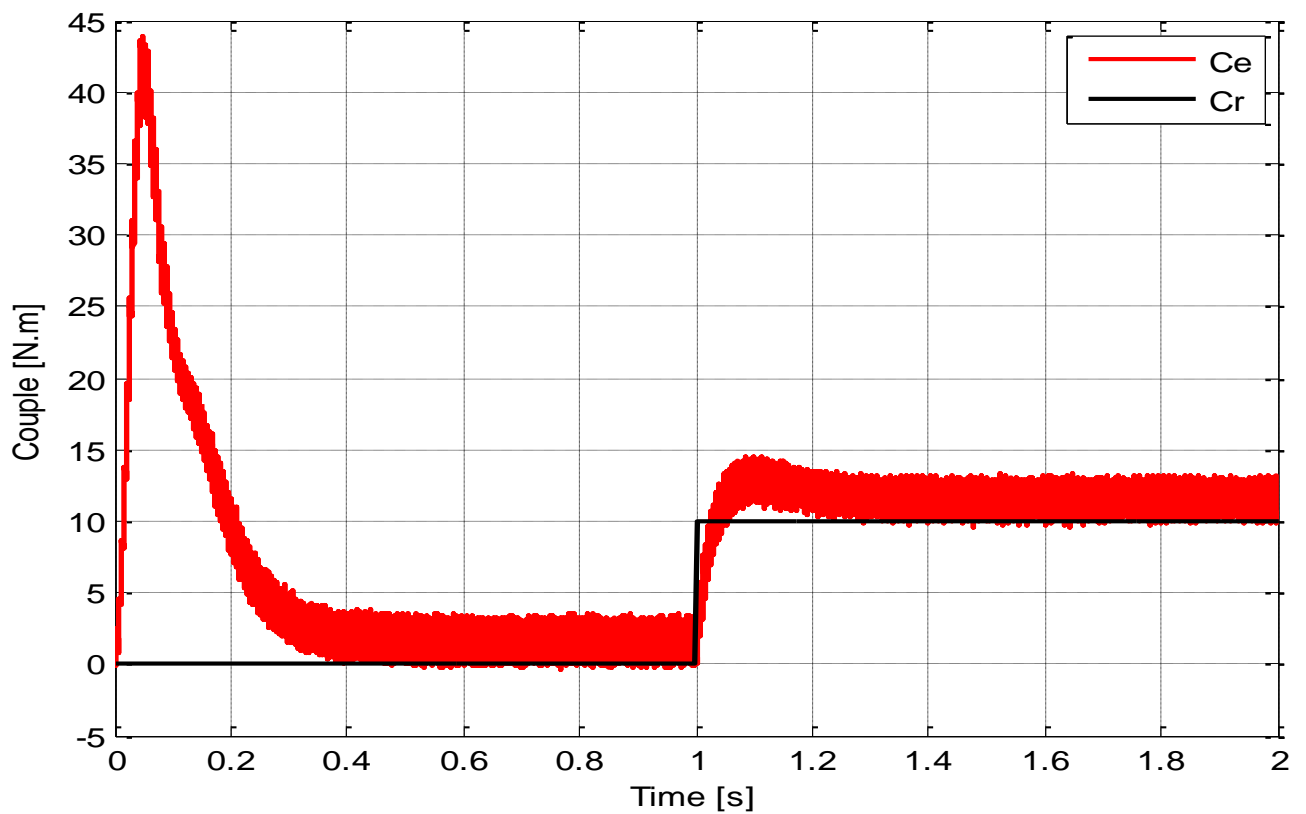
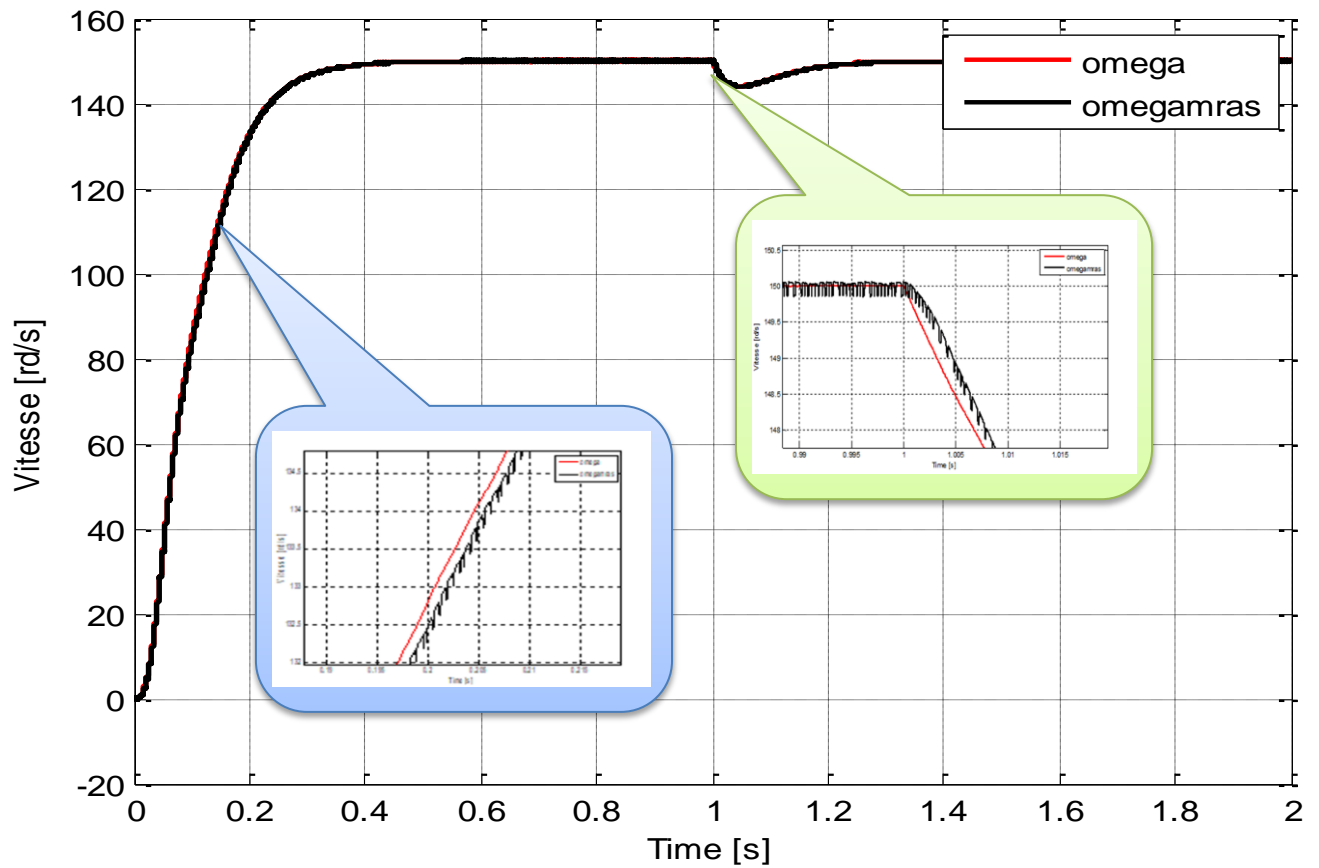
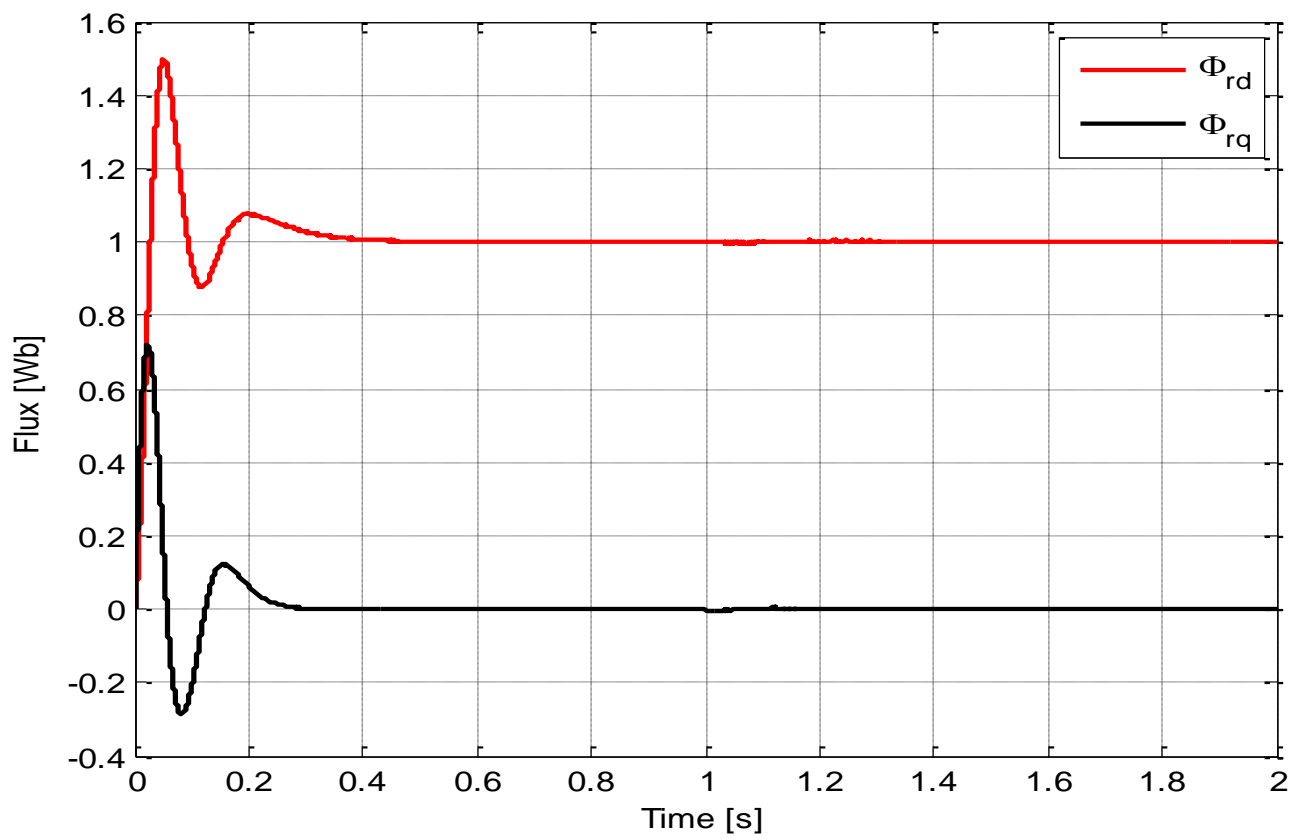
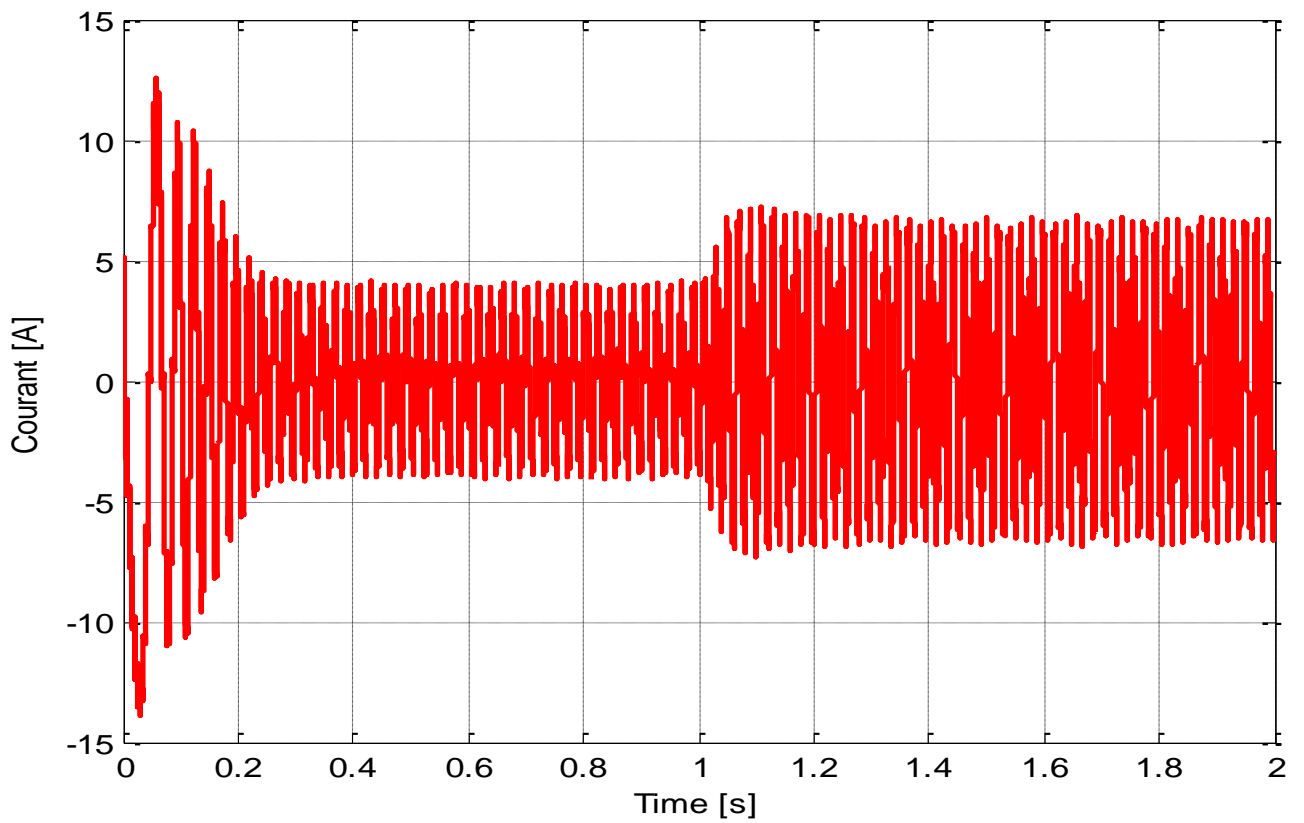


Fig.III.7 Schéma bloc de la Commande vectorielle d'un MAS avec estimateur MRAS

III.5 Résultats de simulation :





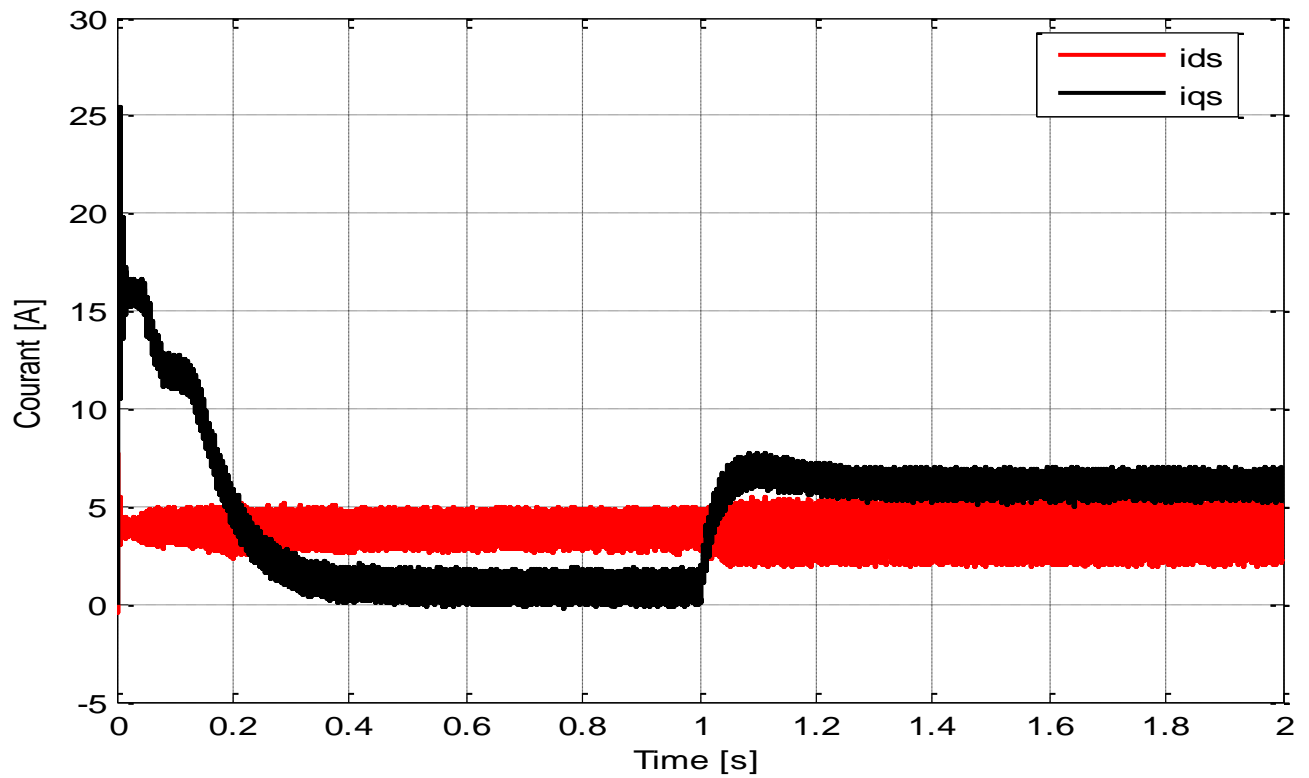


Fig.III.8 Résultat de simulation de la MRAS basée sur le flux rotorique.

III.5.1 Interprétation des résultats :

La Figure (III.8) illustre les performances de la commande vectorielle avec l'estimateur MRAS de la MAS sans capteur de vitesse, pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge $C_r=10\text{Nm}$ à $t=1\text{sec}$

D'après ces résultats, on constate que la vitesse estimée par le MRAS suivent bien l'évolution du vitesse réelle dans la MAS. Par la suite, on a un couple plus stable et les erreurs d'estimations tendent vers zéro.

III.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté trois structures d'estimation de la vitesse de rotation et des flux rotoriques d'une machine à induction triphasée à flux rotorique orienté, alimenté en tension et en courant. On a utilisé la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse de rotation, afin d'avoir une meilleure appréciation d'estimateur MRAS. Pour cela, des résultats de simulation de cet estimateur ont été présentés. L'estimateur MRAS donne des bonnes performances dynamiques et statiques à la vitesse nominale.

Les résultats obtenus sont satisfaisants. Cette technique présente l'avantage de l'élimination du capteur mécanique de vitesse pour des raisons de coûts, encombrement et fiabilité. Une extension d'observateur MRAS sera appliquée à un système mono onduleur bi-machine dans le chapitre quatre.

**CHAPITRE IV : COMMANDE
VECTORIELLE D'UN SYSTEME
MONO ONDULEUR BI-
MACHINES**

IV.1 Introduction :

Les systèmes multi-convertisseurs multi-machines peuvent être considérés comme des extensions de lecteurs classiques. Ils sont utilisés soit pour étendre le champ des applications de puissance ou pour augmenter leur flexibilité et leur sécurité de fonctionnement. Ainsi, pour certaines applications de haute puissance, les fabricants ont développé de tels entraînements depuis plusieurs années. Ces systèmes permettent la répartition de l'énergie par le couplage des structures de puissance. Mais ces dispositifs physiques courants induisent certaines perturbations : surtensions, instabilités, performances inférieures... Un formalisme spécifique a été défini pour analyser le Multi-Converter Multi-Machine System (MMS). Cette étude est réalisée dans le cadre du projet MMS System d'un Groupement de Recherche (CNRS) national de la RDA. Différentes sections de couplage peuvent être définies dans ces systèmes : couplages électriques, magnétiques et mécaniques. Leur analyse met en évidence certaines conditions afin d'assurer des comportements optimaux. Pour le contrôle, deux types de structures de couplage peuvent être envisagés : en amont et en aval. travaux de recherches ont été consacrés aux structures de contrôle des systèmes avec couplage en aval ou couplage en amont. Ce document traite des systèmes avec les deux types de couplage. Dans ce cas, une fusion des blocs de couplage est suggérée afin de réduire le temps de calcul.

IV.2 Formalisme du système multi-machine multi-convertisseur :

IV.2.1 Formalisme des SMM :

Un système mono-machine mono-convertisseur est un dispositif physique qui assure un transfert d'énergie entre une source électrique (**ES**) et une source mécanique (**MS**) . Dans un cas général (Fig. 1), il est composé de trois structures de conversion : convertisseur électrique (**EC**) machine électrique (**EM**) et convertisseur mécanique (**MC**).

Ces structures de conversion peuvent avoir une entrée de réglage, qui ajuste leur conversion d'énergie. Les variables d'échange sont basées sur le principe action - réaction.

Cette chaîne de conversion électromécanique est composée de trois éléments de conversion [36]:

1. le convertisseur électrique **EC** représenté par un pictogramme carré, assure une mise en forme de l'énergie électrique,
2. la machine électrique **EM** illustrée par un pictogramme circulaire assure une conversion électromécanique,
3. le convertisseur mécanique **MC** désigné par un pictogramme triangulaire assure une adaptation de l'énergie mécanique entre la machine et la source mécanique.

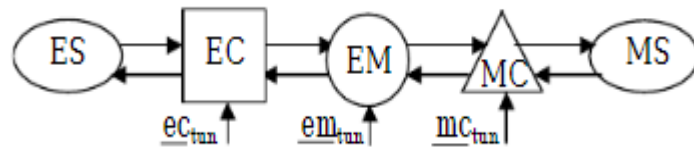


Fig.IV.1: Système mono-machine mono-convertisseur

Un système multi-machine multi-convertisseur est composé de plusieurs systèmes mono-machine mono-convertisseur, qui partagent un ou plusieurs dispositifs de puissance. Ainsi, elle possède des chaînes de conversion couplées, qui peuvent produire des interactions (perturbations) entre les structures de puissance[37].

La distribution d'énergie est obtenue par des structures de conversion spécifiques, qui relient plusieurs éléments en amont et en aval (Fig.IV.2). Ces structures sont dessinées par des formes avec des intersections. Le couplage électrique est associé à des convertisseurs électriques (EC). Il correspond à un dispositif électrique commun de plusieurs convertisseurs (interrupteur d'alimentation, condensateur...). Elle conduit à une variable électrique commune (tension, courant...). Le couplage électromagnétique est associé à des machines électriques (EM), et le couplage mécanique avec des convertisseurs mécaniques (MC).

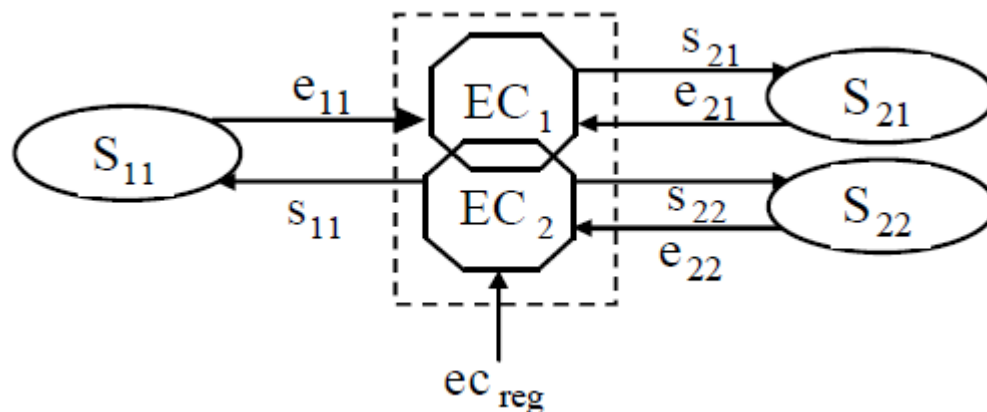


Fig.IV.2 : Exemple d'élément de conversion de couplage.

IV.2.2 Élément de commande d'un SMM :

La structure de commande d'un système mono-convertisseur mono-machine peut être décomposée en différents blocs de commande (Fig.IV.3). Chaque bloc de contrôle doit inverser la fonction de puissance de sa structure de conversion. Mais, pour le SMM, les inversions des dispositifs de couplage posent quelques problèmes, car ces structures ont des nombres différents d'entrées et de sorties.

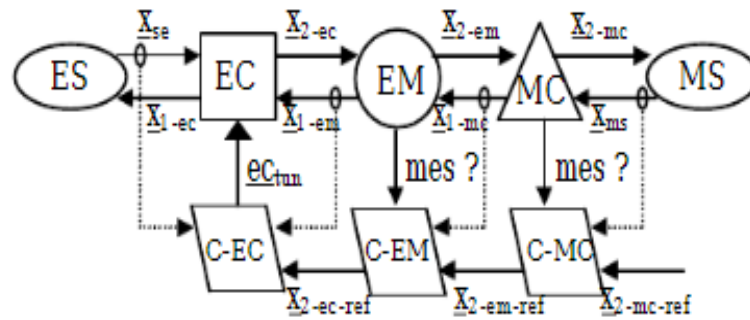


Fig.IV.3 :Commande décomposée d'un système mono-convertisseur mono-machine

Si les structures de contrôle des éléments de conversion sont relativement classiques et bien connues, ce n'est pas le cas des celles des éléments de couplage toujours existants dans les SMM, il y a deux catégories de ces couplages dans les SMM qui sont identifiés comme :

Le couplage en amont associé à une distribution d'énergie à partir d'une source génératrice en amont vers plusieurs sources réceptrices en aval (Fig.IV.4.a).

Le couplage en aval, c'est le contraire, l'énergie est concentrée vers une source réceptrice en aval (Fig.IV.4.b).

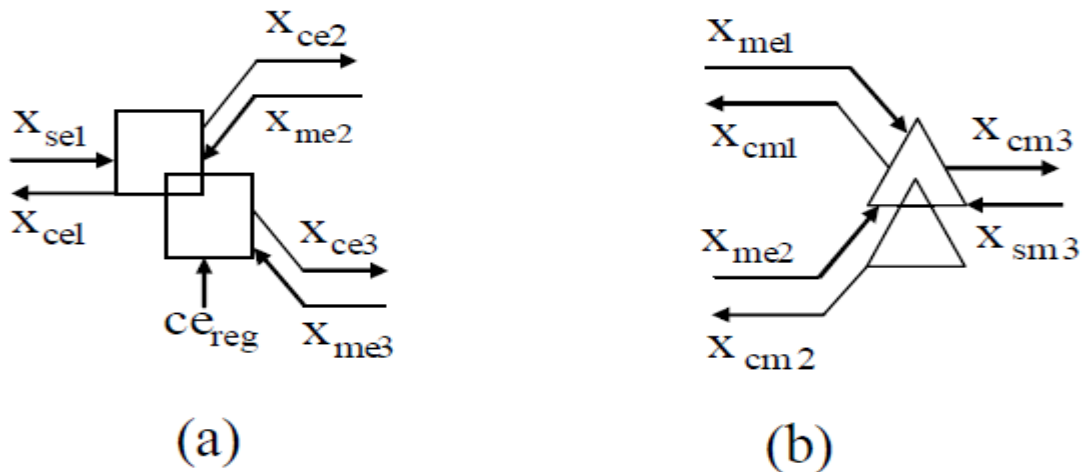


Fig.IV.4 : Exemples de structures de couplage : (a) en amont et (b) en aval

IV.3 Système bimoteur mono-convertisseur :

L'une des thématiques intéressantes dans le cadre des études des SMM, concerne la réduction des coûts de fabrication et de maintenance. Néanmoins, dans certains cas, il est nécessaire d'optimiser en plus les volumes des dispositifs et des composants embarqués dans un système.

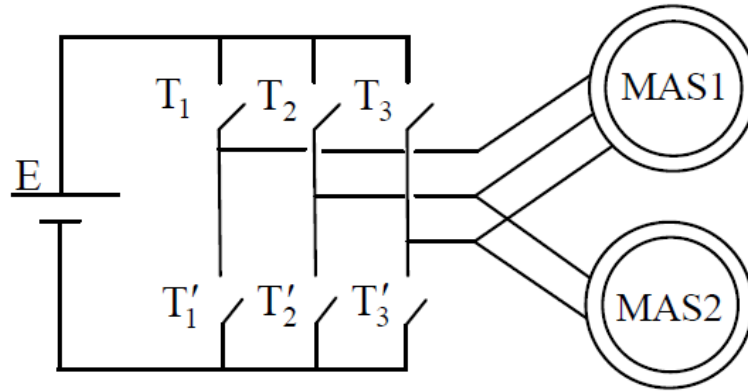


Fig.IV.5 : Onduleur de tension alimentant deux machines asynchrones.

Le moteur asynchrone peut produire un couple électromagnétique constant sur une grande plage des vitesses de rotation. Ainsi, il est possible de garantir le même couple pour les deux moteurs similaires connectés en parallèle, même lorsque leurs vitesses sont différentes.

Néanmoins, d'une part la mise en parallèle des moteurs établit un couplage électrique, vu que les enroulements statoriques des deux moteurs sont alimentés avec les mêmes tensions de sortie de l'onduleur.

Le fonctionnement de l'ensemble du système peut être remis en cause lors de la manifestation d'une perturbation mécanique, d'une variation des paramètres électriques des moteurs et/ou d'une perturbation électrique externe.

IV.4 Représentation du système étudié selon le formalisme SMM :

La mise en parallèle de deux machines asynchrones correspond à un couplage électrique en amont, car le bus alternatif produit par l'onduleur de tension (OT) est partagé.

En effet, les deux machines sont reliées aux mêmes points de connexions, ce qui implique des tensions d'alimentation communes. La représentation de ce système est illustrée ci-dessous :

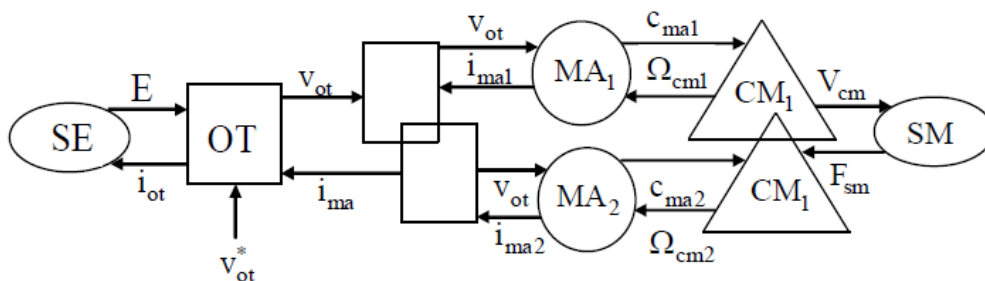


Fig.IV.6 : Représentation SMM avec une charge commune.

IV.5 Structure d'une commande coopérative du système :

Si on applique rigoureusement le principe d'inversion, deux contrôles vectoriels sont à réaliser et un critère de pondération est à définir pour résoudre le problème du couplage en amont. Le couplage mécanique en aval est quant à lui résolu par un classique critère d'équilibrage des couples. V_{ot-m1}^* et V_{ot-m2}^* pour définir une tension de référence à appliquer sur l'onduleur V_{ot}^* donnée par :

$$v_{ot}^* = p v_{ot-m1}^* + (1 - p) v_{ot-m2}^* \tag{IV.1}$$

A partir de cette relation théorique et universelle, on peut déduire plusieurs stratégies, permettant de minimiser le volume des algorithmes de commande à réaliser. Parmi ces algorithmes on peut évoquer : le contrôle de type maître - esclave obtenu pour $p = 0$; le moteur 2 est maître et le moteur 1 esclave suit le maître.

Le contrôle moyen est obtenu pour $p = 1/2$, le contrôle pondéré dans lequel le terme p permet de réduire les effets indésirables produits par une perturbation, etc.

Le but de la commande coopérative est de maintenir un fonctionnement correct du système, en réduisant les effets des couplages existants. Dans une première approche la Commande utilisée est celle de type vectoriel à orientation du flux rotorique, la vitesse est considérée comme mesurable. Afin de simplifier le contrôle, la pondération est déplacée en amont des contrôles vectoriels et s'effectue sur les mesures. Alors, un seul contrôle vectoriel est nécessaire. Il correspond au "contrôle moyen" d'une machine fictive moyenne, recrée à partir des signaux de mesure des deux machines[37].

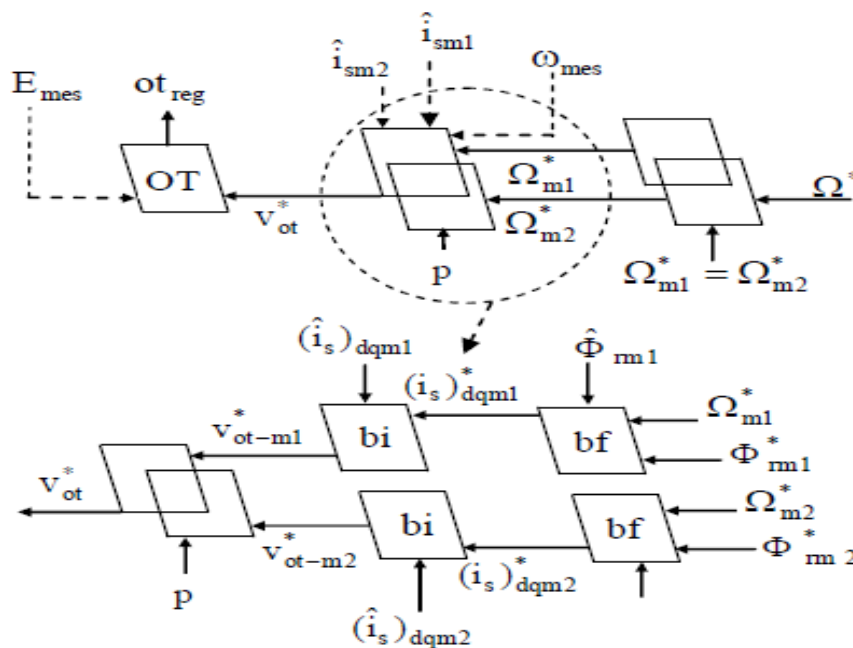


Fig.IV.7 : Structure théorique de contrôle de l'entraînement.

IV.6 Structures de commande coopérative d'un système bimoteur :

Les structures de commande dédiées aux systèmes de type mono-onduleur bimoteur sont fondées, dans une grande majorité, sur la commande vectorielle classique.

IV.6.1 La commande pondérée (CP) :

Dans la méthode de commande pondérée deux coefficients de poids déterminent la prise en compte des grandeurs obtenues à partir des machines. Ils sont définis par $0 \leq p \leq 1$. Ce facteur peut être varié en fonction des critères du concepteur pour réduire au maximum les altérations du fonctionnement du système dues aux diverses perturbations. Normalement le système travail sous l'action d'une commande moyenne ($p=0.5$), jusqu'à l'arrivée d'une perturbation.

Ce type de commande est présenté dans la figure (8). Afin de réduire la notation de La fonction qui appartient à cette commande, on a introduit l'opérateur de poids X, qui est appliqué à toutes les grandeurs estimées et/ou mesurées, soit :

$$\check{X} = p\hat{X}_{m1} + (1 - p)\hat{X}_{m2}$$

Ainsi : $\text{com - pon}((\bar{\Phi}_{r\alpha}, \bar{\Phi}_{r\beta}, \bar{i}_{s\alpha}, \bar{i}_{s\beta}, \tilde{\omega}) = (v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*)$ (IV.2)

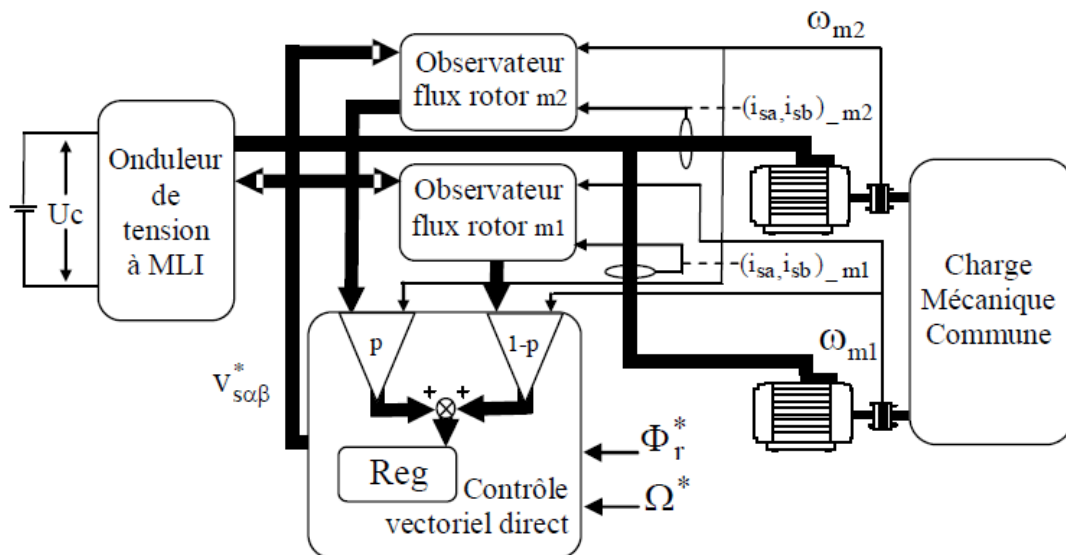


Fig.IV.8 : CP dans une structure bimoteur mono-convertisseur.

La représentation de la commande pondérée selon le formalisme SMM est illustrée dans la figure (9)

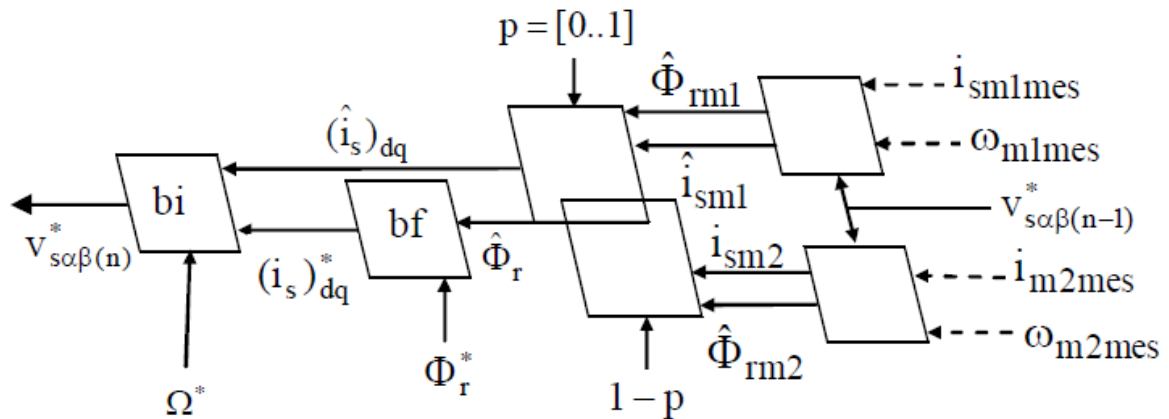


Fig.IV.9 : Représentation de la CP selon le formalisme SMM.

IV.6.2 La commande moyenne simple (CMS) :

La commande moyenne simple (CMS) prend en compte les grandeurs des deux moteurs, en recréant les grandeurs correspondantes à un “moteur moyen imaginaire” avec l’application d’un critère de pondération identique pour chaque moteur ($p=0.5$).

Le système étant commandé au moyen d’une commande vectorielle directe classique, il est nécessaire d’alimenter les entrées de la commande soit par mesures moyennes soit par les valeurs moyennes des grandeurs observées.

La figure (10) montre la représentation de cette commande moyenne selon le formalisme SMM. La valeur de p est fixe et égale à 0,5.

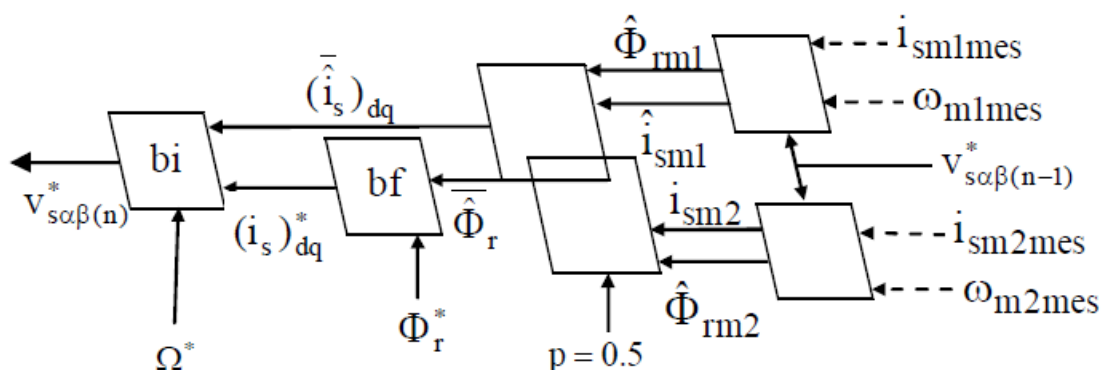


Fig.IV.10 : Représentation de la CMS selon le formalisme SMM.

IV.6.3 La commande moyenne double (CMD) :

Dans le cas de cette commande les grandeurs de chaque machine sont prises en compte par la fonction d'observation et par le contrôle vectoriel individuel. La régulation des variables de contrôle est réalisée indépendamment pour chaque machine. C'est à la sortie des deux contrôles qu'on obtient les valeurs moyennes à partir des vecteurs de tension statorique de référence partiels ou individuels.

La figure (11) montre la représentation de la commande moyenne double en utilisant le formalisme SMM.

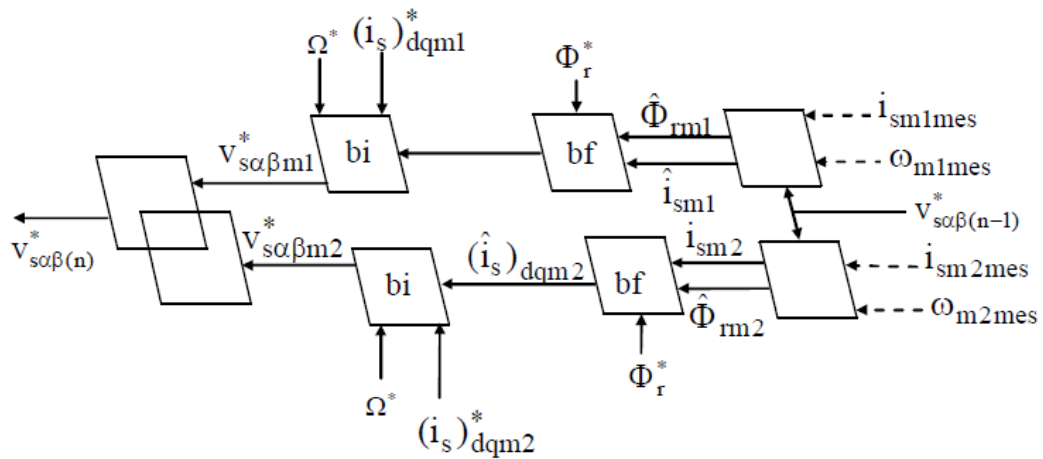


Fig.IV.11 : Représentation de la CMD selon le formalisme SMM.

IV.6.4 La commande maître – esclave (CME) :

Cette méthode de commande ne tient compte que des grandeurs d'une seule machine appelée "machine maître", et l'autre machine, "machine esclave", subit les tensions imposées par le contrôle sur la "machine maître". Afin de représenter cette commande, on a fait le choix de prendre MAS2 comme le moteur maître.

La figure (12) illustre le formalisme selon les SMM de la commande maître - esclave. La valeur de p est fixe et égale à 0.

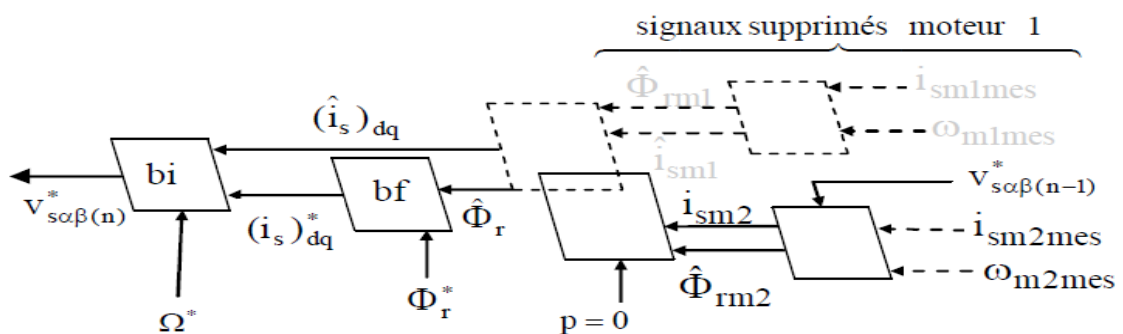


Fig.IV.12 : Représentation de la CME selon le formalisme SMM.

IV.6.5 La commande maître – esclave alternée (CMEA) :

Elle est basée sur la méthode maître - esclave définie précédemment, mais à chaque nouvelle période d'échantillonnage le rôle des moteurs est permuté : le maître devient l'esclave et vice versa. Dans la fonction caractéristique de la commande, deux options sont déterminées par l'indice i qui prend les valeurs un et deux alternativement à chaque période d'échantillonnage.

La figure (13) présente la représentation de la commande maître- esclave alternée en utilisant le formalisme SMM.

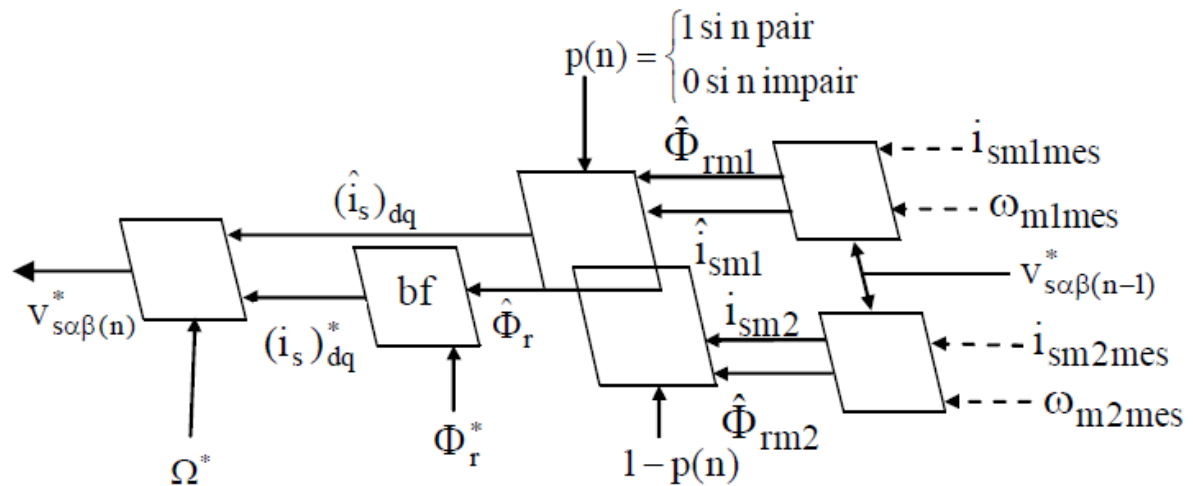


Fig.IV.13 : Représentation de la commande MEA selon le formalisme.

IV.7 Modèle MATLAB/SIMULINK d'un système mono-onduleur bi-machine avec (MRAS) :

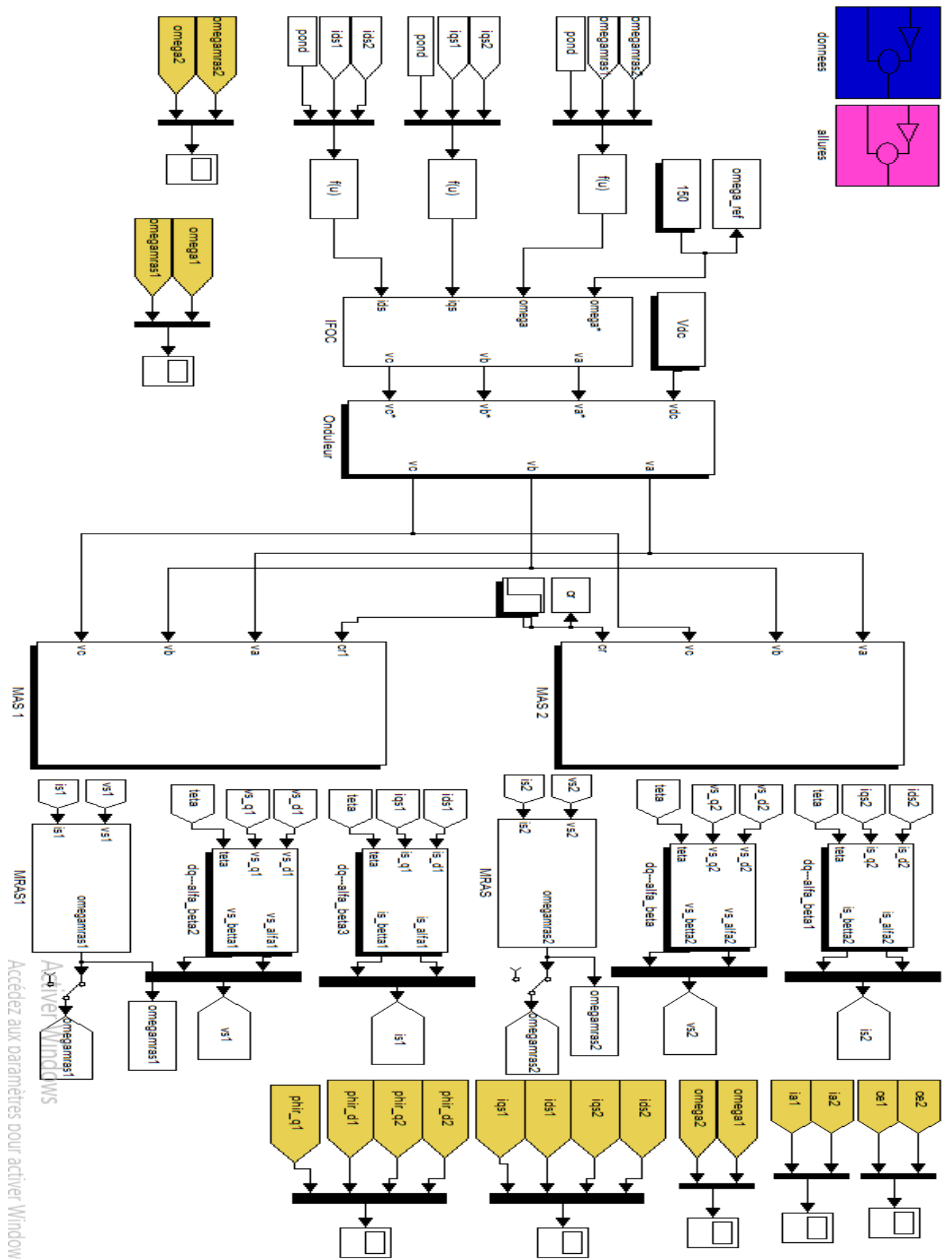
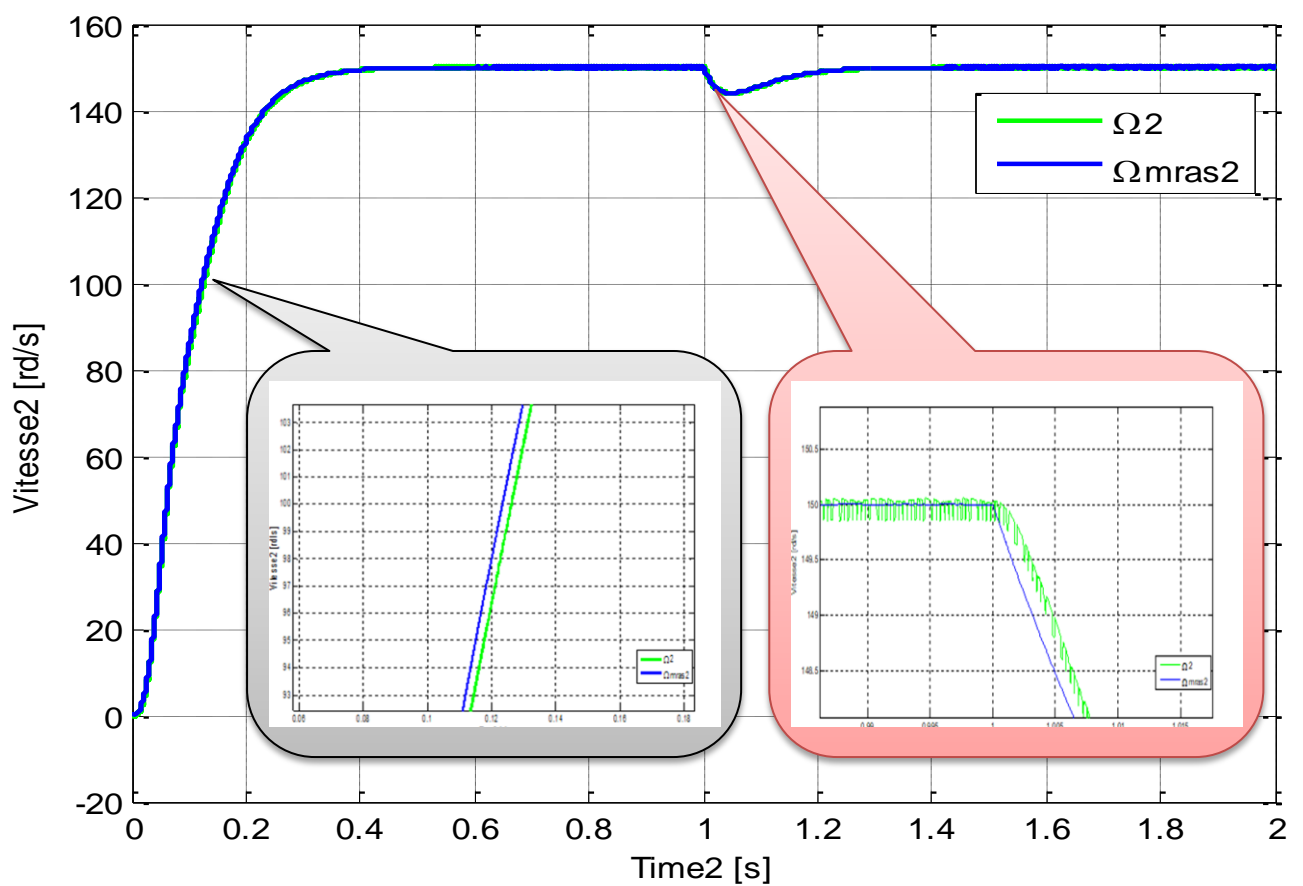
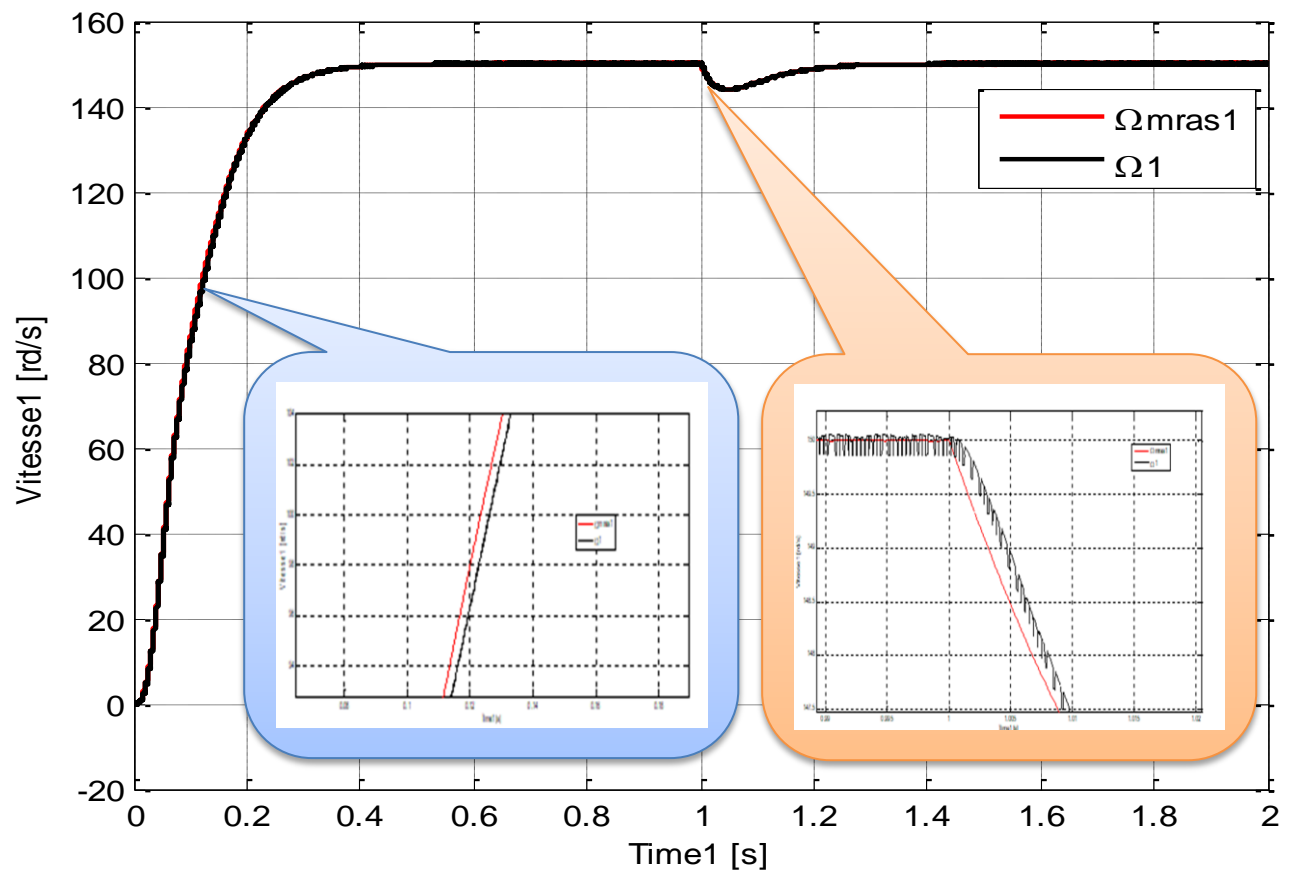
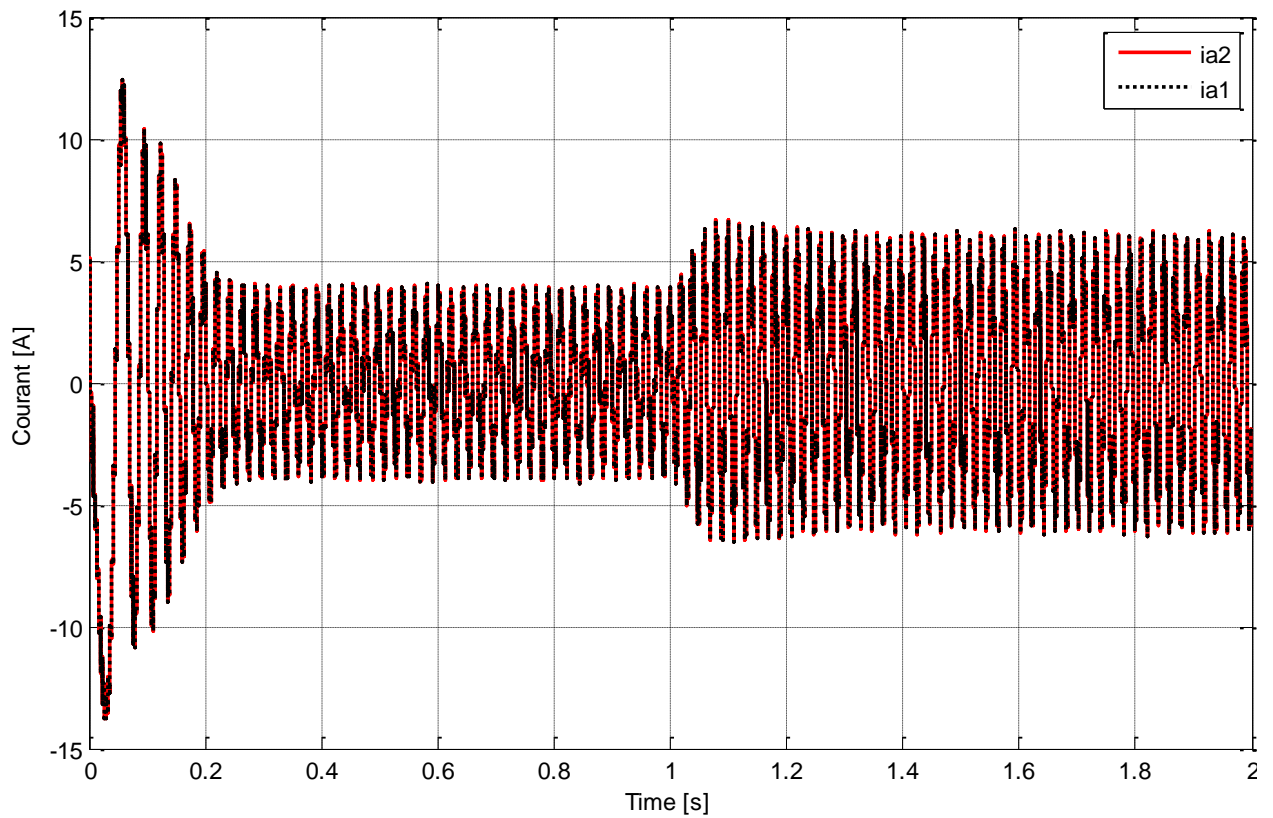
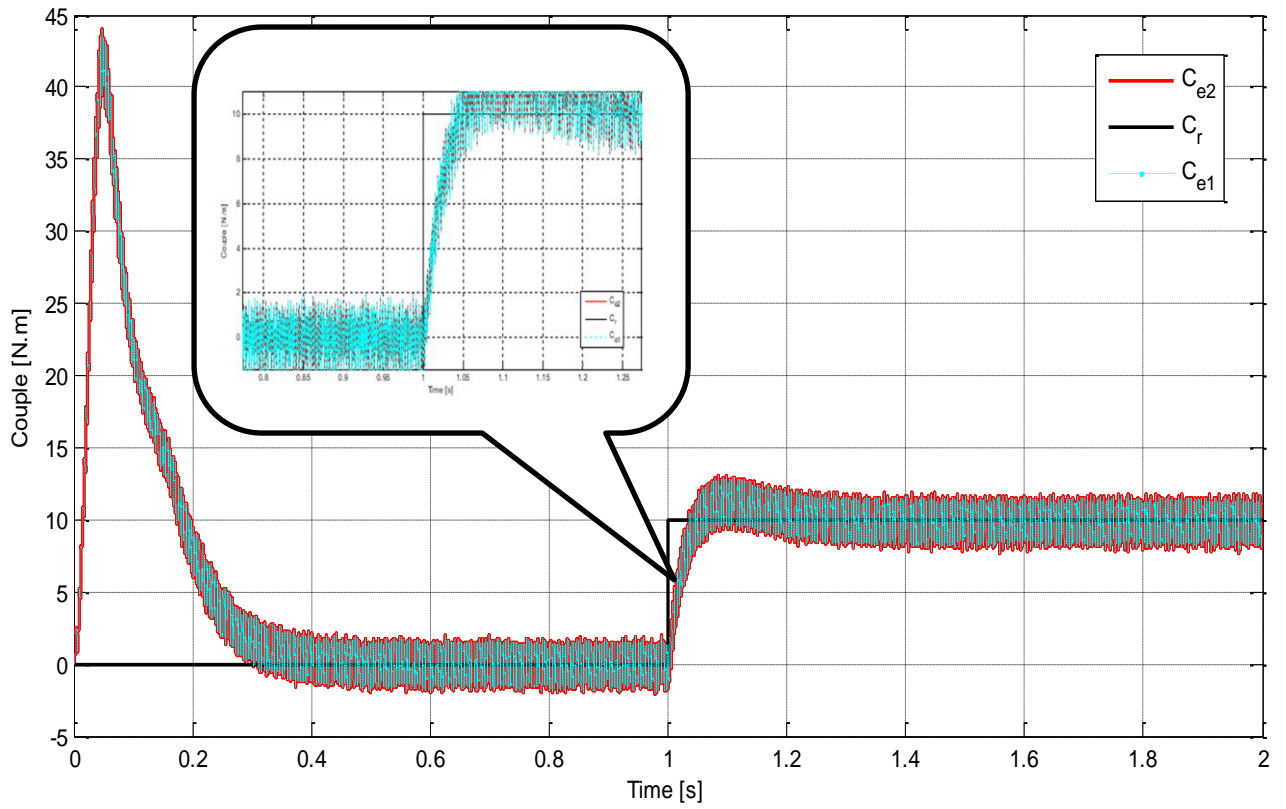


Fig.IV.14 Schéma bloc d'un système mono-onduleur bi-machine avec (MRAS)

IV.8 Résultats de simulation :





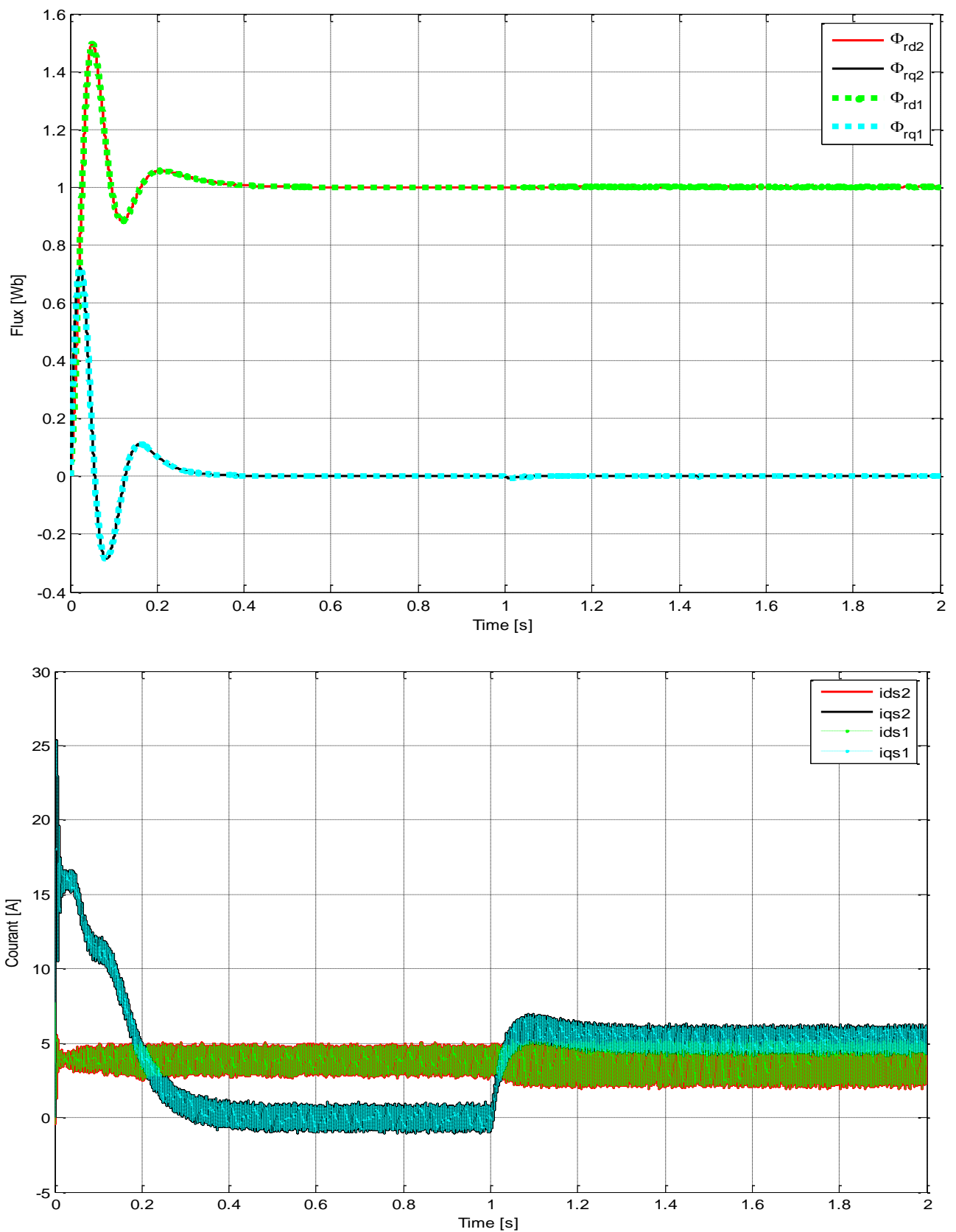


Fig.IV.15 Résultat de simulation de la MRAS basée sur le flux rotorique d'un système bi-machine .

IV.8.1 Interprétation des résultats :

D'après les résultats de simulation illustrés par la série des figures présentée par la figure (IV.15) qui exprime la variation des vitesses, des couples, des flux et les courants des deux machines, on constate clairement que chaque vitesse suit parfaitement l'estimateur (MRAS), avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilisée par la valeur de vitesse de référence.

Après l'application de charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$), la courbe de vitesse présente une chute (diminution) dans sa valeur puis se stabilise à sa valeur de référence (150 rad/s),

Le courant statorique suit la variation de la charge. Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge. Le couple C_e suit le courant I_{qs} , et le flux Φ_r suit le courant I_{ds} .

IV.9 Conclusion :

Dans le chapitre suivant, on essaiera d'appliquer les différentes structures à la commande de deux machines alimentées par un seul onduleur, observé par un estimateur (MRAS).

Les quatre méthodes de commande SMM (CMS, CMD, CME, CMEA) ont été introduites. La première méthode (CMS) a été mise en œuvre et testée dans une simulation pour analyser son comportement face aux perturbations mécaniques et électriques dans un système mono-onduleur bi-machine. La commande maître-esclave (CME) donne des résultats proches de ceux obtenus avec l'application de la commande moyenne simple (CMS).

Après la simulation et l'analyse de ces résultats on a vu que la structure de commande moyenne simple est stable.

Conclusion générale :

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à présenter les techniques de la commande d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone.

Dans le premier chapitre, nous avons modélisé l'ensemble du système formé d'un moteur asynchrone, d'un onduleur de tension, commandé par la technique MLI. Les hypothèses simplificatrices adoptées et l'application de la transformation de Park ont permis de simplifier considérablement le modèle de la machine asynchrone triphasé.

Dans le deuxième chapitre, L'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique nous a permis d'établir un model simple similaire à celui d'une machine à courant continu. Les résultats obtenus par cette commande montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle.

Dans le troisième chapitre, une présentation la commande vectorielle avec la présence de l'observateur MRAS.

Dans le dernier chapitre, une présentation des systèmes multi machines multi convertisseurs (SMM), avec la représentation de système étudié. On à parler spécialement sur le système mono-onduleur bi-machine, et l'association de ce dernier. Après l'application des perturbations mécaniques (externes) et électriques (internes) ont été utilisées comme référence afin d'établir les différences entre les comportements des commandes étudiées. On constate que la commande moyenne simple (CMS) garantit des comportements tout à fait acceptables dans la plupart des perturbations, cette commande n'arrive pas à réduire les oscillations dans les principales grandeurs du système.

La commande maître-esclave alternée (CMEA) donne des résultats proches de ceux obtenus avec l'application de la commande moyenne simple (CMS). Il faudra tester comment l'augmentation de sa fréquence de travail agit sur le comportement du système, étant donné que la régulation d'un seul moteur se fait chaque deux périodes d'échantillonnage.

La dernière méthode, commande moyenne double (CMD) n'est pas intéressante à cause d'un volume important des lignes de programme.

Annexe :**Paramètres de la Machine asynchrone****Paramètres électriques :**

$R_s = 4.85\Omega$: Résistance du stator ,

$R_r = 3.805\Omega$: Résistance du rotor ,

$L_s = 0.274H$: Inductance du stator ,

$L_r = 0.274H$: Inductance du rotor ,

$M = 0.258H$ Inductance mutuelle,

$V_s = 220V$ Tension du stator.

Paramètres mécaniques :

$J = 0.031Kgm$: Moment d'inertie ,

$f = 0SI$: Coefficient de frottement,

$C_r = 10 Nm$: Couple électromagnétique ,

$p = 2$: Nombre de pair de pôles.

Bibliographie :

- [1] : Bouakaz Ouahid "contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux " Thèse de magistère, Batna
année 2005.
- [2] : Lamine M, Traoré.A, "Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink " ,msas_pp038_45
- [3] : G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction ",Thèse de master, Université de Batna,2012.
- [4] : Hamadi Safi Allah," Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master ,Université –Msila.
- [5] : Abdelli, R " Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [6] : Abed Khoudir, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010.
- [7] : sakri djamel ," Commande avec Optimisation d'Energie de la Machine Asynchrone : Théorie et Expérimentation ", Thèse de doctorat, Université de Batna 2, 24/05/2017.
- [8] : Jean pierre caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip, Paris, 1995.
- [9] : Cyril W. Lander, « Electronique de puissance cours et exercices», Edition MC Graw-Hill, Paris,1995.
- [10] : Canudas Carlos de wit, « Commande des moteurs asynchrones 1, modélisation et Contrôle vectorielle et DTC », Edition Hermes science, Europe Ltd, Paris, 1989
- [11] : S. MUSTAPHA, «Contribution à l'Etude des Filtres Actifs Hybrides», Thèse de Doctorat, université de Sétif 1. 2012
- [12] : S.E. REZGUI, «Techniques de Commande Avancées de la Machine Asynchrone: Etude Comparative et Application», Thèse de Doctorat, université de Constantine 1. 2015
- [13] : L. H. HOANG, L. A. DESSAINT, «An Adaptative Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drives:Analysis and Simulation », IEEE Trans. On Power Elect. Vol. 4, Oct. 1989, pp 1023-1030
- [14] : G. GUY et C. GUY, «Actionneurs Electriques: Principes, Modèles et Commande», Editions Eyrolles, 1997. ISBN: 2-212-09352-7

- [15] : DJ. Cherifi « Les contrôleurs adaptatifs pour la commande de vitesse d'un Moteur asynchrone », Thèse de Magistère, Ecole Normale Supérieure d'enseignement Technique d'Oran 2008
- [16] : Chekima Djamel, "Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014
- [17] : Y. D. Landau, "Adaptive Control ". The Modèle Référence Approche. Inc., NewYorck, 1979.
- [18] : B.TARK"Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST" Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [19] : MEMOIRE ONLINE, <<modélisation et commande vectorielle d'un système multi moteurs>>, https://www.memoireonline.com/07/08/1370/m_modelisation-commande-vectorielle-systeme-multi-moteurs4.html.
- [20] : G.BUCHE, "Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel: Matlab/Simulin", Mémoire de fin d'étude, C.U.E.F.A de Grenoble, France, 2001.
- [21] : CHEKIMA Djamel, << Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue >>, Master Académique,2014.
- [22] : BECHOUCHEAli, << Implémentation de la Commande Vectorielle à Flux Orienté de la Machine Asynchrone avec Observation du Flux >>, MEMOIRE DE MAGISTEREn Electrotechnique,Université Tizi-Ouzou, décembre 2009
- [23] : M. Hamata omar et m. Louchen nourdine « Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone
- [24] : J.P. Caron, J.P.Hautier, « Modélisation et Commande de MAS », Edition Technique, 1995.
- [25] : B. Akin, «State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors », a thesis submitted to the graduate school of natural and applied sciences of the middle east technical university, August, 2003
- [26] : B. K.Bose, « Modern Power Electronics and AC drives »Prentice-all, Inc.2002, PP.573-574
- [27] : BENAMOR Messaoud, « Etude et Simulation d'estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone », thèsede MAGISTER -Université de BATNA (2012)
- [28] : BAGHLI Lotfi, « Etude et Simulation d'estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse
- [29] : U.D.L Sidi Bel-Abbès«Commande vectorielle indirecte de la MAS sans capteur mécanique», Support de cours.our la machine asynchrone », thèsede doctorat -Université HENRI POINCARÉ NANCY1 (1999)
- [30] : Merzoug Med salah, «Etude comparative des performances d'unDTC et d'un FOC d'une [20] Y. Wang, Lu. J, S. Huang, S. Qiu, «Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Based on the

- [31] : Y. Wang, Lu. J, S. Huang, S. Qiu, «Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Based on the MRAS Theory», University of Hunan Changsha, Hunan, China
- [32] : H. Kubota, M. Kouki, «DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motors», IEEE Transactions on Industry Applications, vol.29, n°2, pp.344-348, Mar./Apr. 1993.
- [33] : Y. Wang., H. Shoudao, «Speed Sensorless Vector control of Induction Motor Based on the MRAS Theory », university Hunan, china.
- [34] : F. Peng, T. Fukao, «Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors», Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting, pp419 – 08 Oct. 1993
- [35] : F-Z. Peng, and F. Tadashi, «Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors »Tokyo Institute of Technology, Tokyo, 152 JAPAN
- [36] : R. Pena Eguiluz, “Commande algorithmique d’un système mono onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire”, thèse de doctorat, polytechnique, Toulouse, 2002.
- [37] : Dr. CHAOUCH Souad. Et Melle. BELAZOUI Fettouma. «commande vectorielle d’un système mono-onduleur bi-machines asynchrone» memoire de fin d’études en vue de l’obtention du diplome d’ingenieur détat en genie électrotechnique université mohamed boudiaf de m’sila
Année Universitaire : 2005 / 2006

Résumé :

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude et à l'analyse des performances de la commande de vitesse et de couple avec orientation du flux rotorique d'un système bi-machine asynchrone alimentées par un onduleur de tension deux niveaux par technique MLI, et on applique les commandes (CMS), (CMD), (CME), (CMEA). Les résultats de simulation montrent sa sensibilité de ces commandes à la variation des paramètres résistives.

Donc : on a proposé une technique d'estimations (un estimateur par la technique le système adaptatif avec modèle de référence (MRAS)).

المخلص:

في هذا العمل، نحن مهتمون بدراسة وتحليل أداء التحكم في السرعة والعزم مع اتجاه تدفق الدوار لنظام ثنائي الماكينة غير المتزامن والذي يتم تشغيله بواسطة محول جهد ثنائي المستوى بواسطة تقنية MLI، وتطبيق الأوامر (CMEA)، (CME)، (CMD)، (CMS). وتظهر نتائج المحاكاة حساسية هذه الضوابط إزاء تنوع المعلمات المقاومة. لذا: اقترحنا تقنية تقدير (مقدر من التقنية التي يقوم بها النظام التكيفي مع النموذج المرجعي (MRAS)).

Abstract :

In this work, we are interested in the study and analysis of the performance of the speed and torque control with rotor flow orientation of an asynchronous bi-machine system powered by a two-level voltage inverter by MLI technique, and apply commands (CMS), (CMD), (CME), (CMEA). The simulation results show its sensitivity of these controls to the variation of resistive parameters.

So: we proposed an estimation technique (an estimator by the technique the adaptive system with reference model (MRAS)).