

3



32-530-710-1

3 Camner

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de
la Recherche Scientifique



Université SAAD DAHLEB
BLIDA

Faculté des sciences de
l'ingénieur

Département d'Electronique



Mémoire
Présenté pour l'obtention du titre de
Magister en Electronique
Option : contrôle

Par : BENZINEB OMAR



THEME

Identification et Commandes vectorielle de la machine asynchrone
monophasée avec orientation du champ

Devant le jury composé de :

Président	H. SALHI	M. C	Université de Blida
Examinateur	M. BOUNEKHLA	M.C	Université de Blida
Examinateur	M.O MAHMOUDI	M.C	ENP D'ALGER
Rapporteur	M.S BOUCHERIT	Professeur	ENP D'ALGER
Co-rapporteur	M. HAMOUDI	C.C	Université de Blida
Invité	K.BENMANSOUR	C.C	C..U.Y.Farès

2004

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de
la Recherche Scientifique



Université SAAD DAHLEB
BLIDA

Faculté des sciences de
l'ingénieur

Département d'Electronique



Mémoire
Présenté pour l'obtention du titre de
Magister en Electronique
Option : contrôle

Par : **BENZINEB OMAR**



THEME

Identification et Commandes vectorielle de la machine asynchrone
monophasée avec orientation du champ

Devant le jury composé de :

Président	H. SALHI	M. C	Université de Blida
Examineur	M. BOUNEKHLA	M.C	Université de Blida
Examineur	M.O MAHMOUDI	M.C	ENP D'ALGER
Rapporteur	M.S BOUCHERIT	Professeur	ENP D'ALGER
Co-rapporteur	M. HAMOUDI	C.C	Université de Blida
Invité	K.BENMANSOUR	C.C	C..U.Y.Farès



Remerciements

Je tiens à remercier vivement Monsieur H. Salhi ,Maître de conférence à l'université de Blida, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury .et pour son aide et ces conseils qu'il m'a prodigués durant ce travail .

Je remercie également Monsieur M. Bounekhla , maître de conférence a l'université de Blida pour m'avoir fait l'honneur d'être membres examinateurs de cette thèse ainsi que pour Monsieur M.O MAHMOUDI maître de conférence à L'ENP, pour m'avoir fait l'honneur d'être membres examinateurs .

Pour leurs précieux conseils et suggestions, pour la bonne ambiance de travail, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur M.S. Boucherit,,Professeur à L'ENP d'ALGER ainsi qu'à Monsieur M.HAMOUDI , chargé de cours a l'université de Blida.

Je remercie vivement Monsieur M.O.Mahmoudi , Monsieur Berkouk et Monsieur M.Tadjine Maîtres de conférence à l'ENP d 'Alger et Monsieur K.Benmansour pour leurs aides et leurs encouragements.

Je remercie également mes collègues enseignants du département d'architecture et d'électronique

Mes remerciements vont aussi à tout mes amis pour leur aide. Et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail , trouvent ici l'expression de ma très vive reconnaissance.

Notations

Généralement l'indice 's' indique les grandeurs statoriques, 'r' indique les grandeurs rotoriques. Les phases du stator (du rotor) sont notées par les indices (1, 2). Les grandeurs estimées sont notées avec un accent circonflexe. Les grandeurs de références sont notées avec un astérisque.

MASM	: Moteur asynchrone monophasé.
MASMCP	: Moteur asynchrone monophasé sans condensateur permanent
d-q	: Axes correspondant au référentiel au champ tournant. (d, q).(repère général)
x_d, x_q	: Les composantes de la grandeur x dans le repère
ϕ	: Flux.
V	: Tension.
I	: Courant.
ω_s, ω_r	: Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
ω_{sl}	: Glissement de vitesse angulaire électrique.
Ω_r	: Vitesse mécanique.
θ_s, θ_r	: Angles électriques statorique et rotorique.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
R_s, R_r	: Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
L_s, L_r	: Inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
$M_{d,q}$: Inductance mutuelle propre.
f	: Coefficient de frottement visqueux.
J	: Moment d'inertie.
P	: Nombre de paires de pôles.
L_f	: Inductance du filtre.
C_f	: Capacité du filtre.
S	: Opérateur de Laplace.
T_f	: Constante de temps du filtre.
x^*	: La grandeur de référence de x.
t	: Temps.
k_p, k_i	: paramètres de l'action proportionnelle et intégrale.
x_s, y_s, u, v	: Grandeurs d'état, de sortie, d'entrée, et de perturbation.
x_r	: Grandeur d'
e	: Ecart de réglage
w	: Valeur de référence.
k	: entier naturel.
A_s, B_s, B_{vs}, C_s^t	: Matrices de la représentation d'état continu.
I	: Critère quadratique.
I_n	: Matrice identité d'ordre (n x n)
K_s^t, k_r, k_w, k_v	: paramètres de réglage.
$f = 50$ Hz	: Fréquence du réseau.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

Sommaire

Résumé	
Dédicace	
Remerciement	
Nomenclature	

INTRODUCTION GENERALE	
-----------------------------	--

CHAPITRE I : ETUDE ET MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONEMONOPHASEE.....	
--	--

1	INTRODUCTION	1
1.1	ETUDE DU SYSTEME A COMMANDER.....	1
1.1.1	GENERALITE	1
1.1.2	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	2
1.1.3	DEMARRAGE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE MONOPHASEE	3
1.1.4	DIMENSIONNEMENT DU CONDENSATEUR	3
1.2	MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE A CONDENSATEUR PERMANENT.....	4
1.2.1	HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	4
1.2.2	EQUATIONS ELECTRIQUES DE LA MASM DANS UN REPERE GENERAL.....	5
1.2.3	EQUATIONS ELECTRIQUES ECRITES DANS UN REPERE LIE AU stator.....	7
1.2.4	EQUATIONS ELECTRIQUES ECRITES DANS UN REPERE LIE AU ROTOR.....	10
1.2.5	EQUATIONSELECTRIQUES ECRITESDANS UNREPERE LIE AU CHAMP TOURNANT	11
1.4	RECAPITULATIF DES EQUATIONS D'ETATS RELATIVES AUX TROIS REFERENTIELS	13
1.4.1	REFERENTIEL LIE AU STATOR.....	13
1.4.2	REFERENTIEL LIE AU ROTOR.....	13
1.4.3	REFERENTIEL LIE AU CHAMP TOURNANT.....	13
1.5	MODELISATION DE LA MACHINE MONOPHASEE SANS CONDENSATEUR	14
1.5.1	MODELISATION DE LA MACHINE DANS UN REFERENTIEL LIE AU STATOR.....	14
1.5.2	EQUATION MECANIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASEE	16
1.6	MODELISATION DE LA MASM SANS CONDENSATEUR(BIPHASE)	18
1.6.1	MODELE DE LA MACHINE DANS UN REFERNTIEL LIE AU STATO.....	18
1.6.2	MODELE DE LA MACHINE DANS UN REFERNTIEL LIE AU CHAMP TOURNANT	18
1.6	SIMULATION DE LA MASMCP ET INTERPRETATIONS DES RESULTATS.....	19
	CONCLUSION	27

CHAPITRE II : ETUDE DE L'ALIMENTATION DE LA MAS MONOPHASE ET COMMANDES VECTORIELLES DE LA PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	
--	--

II.1.	ETUDE DE L'ALIIMENTATION DE LA MASM	28
	INTRODUCTION	28
II.1.1	MODELISATION DE L'ALIMENTATION	28
II.1.1.1	LE REDRESSEUR	28
II.1.1.2	LE FILTRE	29
II.1.1.3	L'ONDULEUR.....	25
II.1.1.3	MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS	29
II.1.2.1	STRUCTURE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	29
II.1.2.2	MODELISATION DU FONCTIONNEMENT D'UN BRAS D'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	31
II.1.2.2.1	DIFFERENTS CONFIGURATIONS D'UN BRAS D'ONDULEUR a TROIS NIVEAUX	32
II.1.2.3	STRATEGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS.....	33
II.1.2.3.1	COMMANDE TRIANGULO-SINUSOIALE AVEC UNE SEULE PORTEUSE	33
II.1.2.3.2	COMMANDE TRIANGULO-SINUSOIALE AVEC DEUX PORTEUSE.....	34
II.1.2.3.3	COMMANDE PAR HYSTERESIS EN COURANT.....	35
II.1.3	SIMULATION ET INTERPRETATION	36
	CONCLUSION	39

II.2.	COMMANDE VECTORIELLE DE LA MASM.....	3
INTRODUCTION.....		40
II.2.1	GENERALITES SUR LA COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORINTEPRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	41
II.2.2	LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	43
II.2.2.1	COMMANDE EN COURANT DE LA MASM	43
II.2.2.1.1	MODELE EN COURANT DE LA MASM.....	43
II.2.2.1.2	MODELE EN COURANT PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	44
II.2.2.1.2.1	COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE	46
II.2.2.1.2.2	COMMANDE EN BOUCLE FERMEE	46
II.2.2.2	COMMANDE EN TENSION DE LA MACHINE MONOPHASEE	47
SIMULATIONS ET COMMENTAIRES.....		51
CONCLUSION		80

CHAPITRE III COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT DE LA MAS MONOPHASEE.....

INTRODUCTION		82
III.1	REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT	83
III.1.1	EQUATION D'ETAT DU SYSTEME CONTINU	82
III.1.2	EQUATION DU REGULATEUR INTEGRAL	83
III.1.3	STRUCTURE GENERALE DU REGLAGE D'ETAT	83
III.1.4	EQUATIONS DU REGLAGE	84
III.1.5	DETERMINATION DES COEFFICIENTS DU REGLAGE D'ETAT	85
III.1.5.1	COEFFICIENT DE LE CONTRE REACTION D'ETAT (K').....	85
III.1.5.2	COEFFICIENT DE L'INTERVENTION DIRECTE DES GRANDEURS DE CONSIGNE ET DE PERTURBATION	85
III.1.6	COMMANDE EN VITESSE DE LA MASMCP	86
III.1.6.1	SYNTEHE DES REGULATEUR D'ETAT.....	87
III.1.2	SIMULATION ET INTERPRETATION	90
CONCLUSION		95

CHAPITRE IV : GENERALITES SUR LA LOGIQUE FLOUE

INTRODUCTION		96
IV.1	TRAITEMENT THEORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE	97
IV.1.1	LOGIQUE FLOUE.....	97
<i>Introduction.....</i>		<i>97</i>
IV.1.1.1	<i>Sous-ensembles flous</i>	<i>97</i>
IV.1.1.2	<i>Opérations sur les sous-ensembles flous et normes</i>	<i>98</i>
IV.1.1.3	<i>Implication floue</i>	<i>98</i>
IV.1.1.4	<i>Inférence</i>	<i>99</i>
IV.1.1.5	<i>Méthode de Takagi-Sugeno.....</i>	<i>101</i>
IV.1.2	COMMANDE A LA LOGIQUE FLOUE	101
IV.1.2.1	<i>Configuration générale d'un régulateur flou.....</i>	<i>101</i>
IV.1.2.2	<i>Fuzzification.....</i>	<i>103</i>
IV.1.2.3	<i>Inférences.....</i>	<i>104</i>
IV.1.2.4	<i>Défuzzification</i>	<i>108</i>
IV.1.2.5	<i>Surface de commande</i>	<i>109</i>
IV.1.2.6	<i>Directives pour la conception d'un régulateur flou.....</i>	<i>110</i>
IV.2	APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE ET DES RESEAUX DE NEURONES A LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	111
IV.2.1	COMMANDE VECTORIELLE PAR LOGIQUE FLOUE.....	111
IV.2.1.1	<i>Correcteur à trois ensembles flous</i>	<i>112</i>
IV.2.1.2	<i>Correcteur à cinq ensembles flous.....</i>	<i>113</i>
IV.2.1.3	<i>Correcteur à sept ensembles flous</i>	<i>114</i>
IV.4	SIMULATION ET INTERPRETATION	125
CONCLUSION		147

<i>ETUDE COMPARATIVE</i>	148
I- Etude comparative de la commande classique entre PI et IP.....	148
I- Etude comparative de la commande floue et la commande PI	148
CONCLUSION.....	153
<i>CONCLUSION GENERALE</i>	154
<i>BIBLIOGRAPHIE</i>	

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques jouent un rôle très important dans les applications industrielles et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant au point de vue de la dynamique de vitesse que la précision du couple délivré.

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandé. En effet, le flux et le couple sont découplés et commandable indépendamment. Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant, leurs applications dans le domaine industriel, est limité à cause de présence du collecteur et des ballais (domaine de grandes puissances ou de vitesse, milieux corrosifs ou explosifs).

Face à ces limitations, le moteur asynchrone (MAS) possède de nombreux avantages. Il est peu coûteux ; on le fabrique en grande série ; il est robuste et son entretien est limité ; son fonctionnement ne génère pas d'étincelles comme c'est le cas pour un moteur à courant continu (MCC).

La difficulté pour commander le MAS réside dans le fait que le modèle mathématique du système est non linéaire, multi-variable et fortement couplé du fait de l'existence d'un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. En Allemagne, au début des années 70, **BLASCHKE** et **HASSE** ont introduit une nouvelle technique de contrôle c'est la commande vectorielle. Par cette technique, le courant statorique produisant le couple électromagnétique est maintenu en quadrature avec le flux rotorique afin d'obtenir un couple maximum comme dans une machine à courant continu.

La commande vectorielle de la machine asynchrone constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant. Les applications industrielles se multiplient, cependant, les efforts continuent pour assurer un meilleur découplage entre le flux et le couple surtout face à l'influence néfaste de la constante du temps rotorique, qui ne peut être occultée avec précision.

L'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteur permet maintenant de construire des convertisseurs statiques capables de délivrer des tensions (courants) d'amplitudes et de fréquences réglables. Parallèlement, le progrès croissant de la micro-informatique permet l'utilisation dans la structure de commande de ces convertisseurs, de puissants outils de l'automatique moderne.

La littérature a reconnu beaucoup moins de travaux sur la machine monophasée en comparaison avec la machine triphasée.

Pour la commande des moteurs asynchrones monophasée, en remarque un manque considérable de travaux sur ce sujet. C'est pourquoi nous sommes intéressés par la commande de ces moteurs, en utilisant trois contrôleurs de types différents, à savoir le régulateur PI, le régulateur IP, et enfin un régulateur flou.

En plus notre travail consiste à étudier, par simulation la commande par retour d'état en vitesse d'une machine monophasée, avec orientation du flux rotorique. Aussi nous montrons les performances de la commande vectorielle appliquée à cette machine.

Chapitre I

Modélisation et Identification de la MAS monophasée

INTRODUCTION

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (présence des balais, maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit).

Dans ce chapitre, nous abordons l'aspect électrique de la machine asynchrone monophasée. c. à d : la nature du système à commander et son propre comportement qui conduit à la commande : Quelle est la particularité de la machine monophasée ? Comment fonctionne-t-elle ? Quelle est la forme de sa dynamique vis-à-vis d'une alimentation idéale (réseau), puis comment réagit-elle devant les alimentations réelles (alimentation par convertisseurs....etc).

Pour répondre à ces questions, nous allons commencer par faire une étude générale. Pour des raisons pratiques, le choix d'un type à modéliser est porté sur celui à condensateur (permanent ou de démarrage). A la fin de la modélisation une simulation peut être faite avec une interprétation, en se basant sur la réalité physique justifiée théoriquement, peut être aborder sans craintes majeures d'erreurs.

I.1 ETUDE DU SYSTEME A COMMANDER

I.1.1 Généralités

Les moteurs asynchrones monophasée sont des moteurs de petites puissances, inférieurs à 1 Kw, ils sont utilisés dans les applications domestiques et industrielles, ou ils équipent une grande partie des appareils électroménagers.

Les principaux avantages du moteur asynchrone monophasée résident dans sa simplicité de fabrication, peu coûteux, robuste et son entretien est limité.

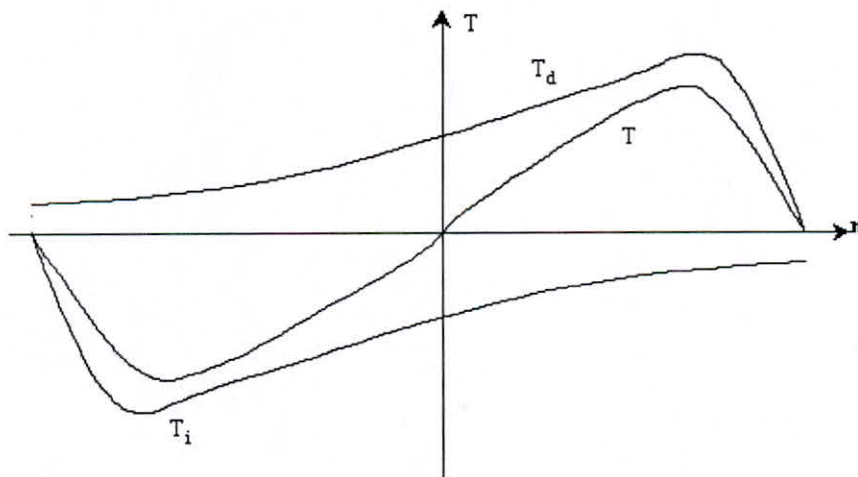
I.1.2 Principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone monophasé comporte sur son stator un bobinage monophasé, il est alimenté directement du réseau, l'enroulement rotorique est généralement sous forme de cage d'écureuil. La force magnétomotrice statorique crée un flux alternatif pulsant, de pulsation ω_s , qui peut être décomposée en deux flux d'amplitude égale et tournant avec la même vitesse, en sens inverse.

Chaque flux induit dans le rotor un courant et tend à l'entraîner dans le même sens. Un moteur asynchrone monophasé est donc équivalent à deux moteurs triphasés identiques dont les rotors sont situés sur le même axe, les enroulements statorique sont connectés en série de façon à ce que les champs magnétiques engendrés tournent dans l'espace en sens inverse.

Le moment du couple électromagnétique du moteur asynchrone monophasé est la somme algébrique des moments des couples des deux moteurs triphasés équivalents.

A l'arrêt du moteur, les deux couples opposés sont égaux, le moteur ne pouvant donc démarrer, le rotor ne tourne dans un sens ou dans l'autre que si on lui donne un couple initial qui favorise l'un des deux couples. C'est le problème majeur de démarrage du moteur asynchrone monophasé.



Figure(I-1): Caractéristiques couple-vitesse d'une machine asynchrone monophasée

I.1.3 Démarrage d'un moteur asynchrone monophasé

Pour démarrer le moteur asynchrone monophasé dans un sens bien déterminé, on muni le stator d'un enroulement auxiliaire décalé d'un angle de 90° électrique par rapport à l'enroulement principal. Ce décalage est réalisé à l'aide d'un condensateur qui déphase le courant de $\pi/2$ par rapport au courant de l'enroulement principal.

Dans ce cas, le couple de démarrage sera non nul. La figure ci-dessous représente le schéma électrique d'une MAS monophasée à condensateur permanent.

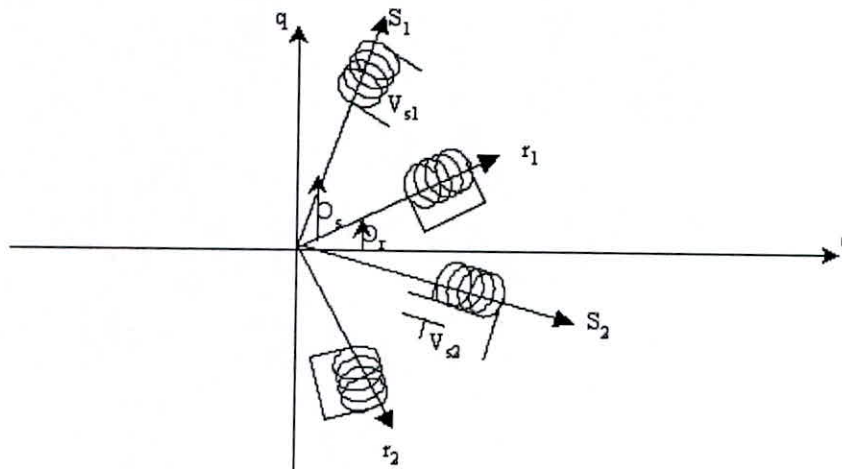


Figure (I-2): Représentation schématique de la MASMCP

I.1.4 Dimensionnement du condensateur

Soit l'alimentation du moteur :
$$V_{s1} = V_{\max} \cos(\omega t) \quad (I.1)$$

Supposons que les deux phases représentent un modèle équivalent identique constitué d'une inductance L en série avec une résistance R .

On a:
$$\left(\frac{I_{s2}}{I_{s1}} \right) = \frac{R + jL\omega}{R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)} \quad (I. 2)$$

Le condensateur de capacité C doit rendre i_{s2} en quadrature avant par rapport à i_{s1} ,

Donc :
$$\arg\left(\frac{I_{s1}}{I_{s2}} \right) = \frac{\pi}{2} \quad (I. 3)$$

On obtient :
$$C = \frac{L}{R^2 + (L\omega)^2} \quad (I. 4)$$

I.2. MODELISATION DE LA MASMCP

Introduction :

Le but principal de cette première partie c'est d'écrire les équations électriques d'une MASMCP dans un repère général, ensuite d'essayer d'écrire le système dans :

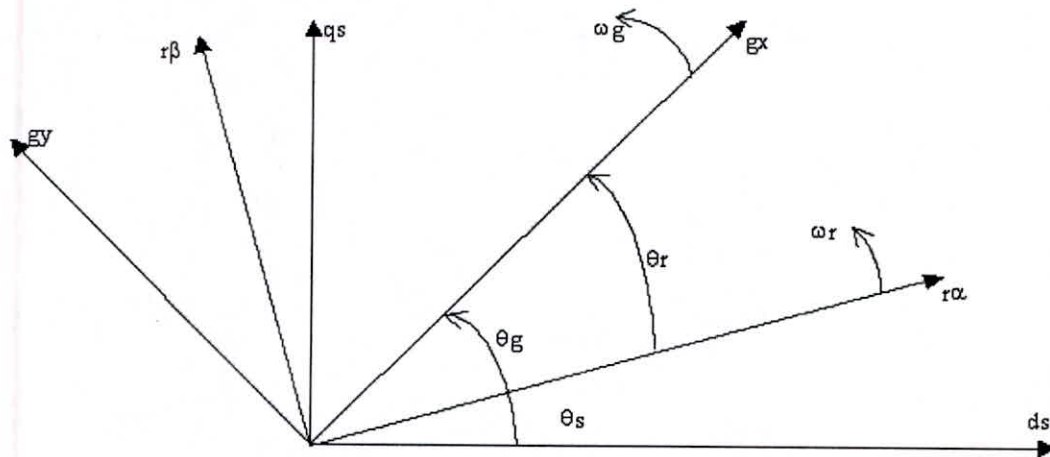
- Un repère fixe lié au stator
- Un repère mobile lié au rotor
- Un repère mobile lié au champ tournant

1.2.1. Hypothèses simplificatrices

Pour La modélisation du MASMCP, nous posons les hypothèses suivantes :

- ♦ La machine est non saturée . On néglige la saturation et le phénomène d'hystérésis (circuit magnétique linéaire).
- ♦ Seul le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice est considérée.
- ♦ L'inductance propre d'un enroulement est constante, et la mutuelle entre deux enroulements ne dépend que de l'angle entre eux.
- ♦ Pour les enroulements statoriques et rotoriques on adopte la convention récepteur.
- ♦ Les forces magnétomotrices statoriques ont une distribution spatiale sinusoïdale.
- ♦ La cage d'écureuil est assimilée à deux enroulements identiques, et en quadrature d'espace entre eux.
- ♦ L'entrefer est constant, les pertes fer et l'effet de peau sont négligeables.
- ♦ Les différentes résistances sont constantes et le varient pas en fonction de la température.

1.2.2 EQUATIONS ELECTRIQUES DE LA MASM AVEC PHASE AUXILIAIRE DANS UN REPERE QUELCONQUE.



Figure(I.3)-Représentation schématique des différents repères pour l'étude de la MASM

(ds ,qs) repère fixe lié au stator

(rα , rβ) repère mobile lié au rotor

(gx , gy) repère mobile général

Si on considère les équations électriques d'un moteur asynchrone monophasé dans un repère général tournant à la vitesse ω_g voir la figure (I.3), en notation complexe nous avons :[1,2]

Tension stator $\underline{U}_{sg} = R_s \underline{I}_{sg} + \frac{d}{dt} \phi_{sg} + j \omega_g \phi_{sg}$

Tension Rotor $0 = \underline{U}_{rg} = R_r \underline{I}_{rg} + \frac{d}{dt} \phi_{rg} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_{rg}$ (I-5)

Flux stator $\phi_{sg} = L_s \underline{I}_{sg} + M \underline{I}_{rg}$

Flux Rotor $\phi_{rg} = L_r \underline{I}_{rg} + M \underline{I}_{sg}$ (I-6)

R_s, R_r est la résistance d'un enroulement stator, rotor.

L_s, L_r est l'inductance propre stator, rotor.

M est l'inductance mutuelle stator / rotor.

Ecrivons les systèmes (I-5) et (I-6) selon les axes X et Y

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sgx} = R_m I_{sgx} + \frac{d}{dt} \phi_{sgx} - \omega_g \phi_{sgy} \\ U_{sgy} = R_m I_{sgy} + \frac{d}{dt} \phi_{sgy} - \omega_g \phi_{sgx} \\ 0 = U_{rgx} = R_r I_{rgx} + \frac{d}{dt} \phi_{rgx} - (\omega_g - \omega_r) \phi_{rgy} \\ 0 = U_{rgy} = R_r I_{rgy} + \frac{d}{dt} \phi_{rgy} - (\omega_g - \omega_r) \phi_{rgx} \end{array} \right. \quad (1 - 7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sgx} = L_s I_{sgx} + M_m I_{rgx} \\ \phi_{rgy} = L_s I_{sgy} + M_a I_{rgy} \\ \phi_{sgx} = L_r I_{rgx} + M_m I_{sgx} \\ \phi_{rgy} = L_r I_{rgy} + M_a I_{sgy} \end{array} \right. \quad (1 - 8)$$

Remarque

- Si le repère général est solidaire avec le stator , alors $\omega_g = 0$.
- Si le repère général est solidaire avec le rotor , alors $\omega_g = \omega_r$.
- Si le repère général est lié au champ tournant , alors $\omega_g = \omega_s$.

Pour les notations, on adopte la convention suivante :

- Le premier indice indique la position d'une grandeur (statorique , rotorique)
- Le deuxième indice donne un référentiel
(g : général ; s : lié au stator ; r : lié au rotor).
- Le troisième indice donne les coordonnées (s : abscisse ; y : ordonnée)
pour les grandeurs réelles.

1.2.3 EQUATIONS ELECTRIQUES ECRITES DANS UN REPERE LIE AU STATOR.

Dans ce cas , le repère général coïncide avec le repère fixe du stator.

En substituant g par s dans le système (I-7) et en remplaçant le système (I-8) dans (I-7), le système (I-7) s'écrit alors :

$$\begin{cases} U_{ssx} = R_m I_{ssx} + L_m \frac{d}{dt} I_{ssx} + M_m \frac{d}{dt} I_{rsx} \\ U_{ssy} = R_m I_{ssy} + L_a \frac{d}{dt} I_{ssy} + M_a \frac{d}{dt} I_{rsy} \\ 0 = U_{rsx} = R_r I_{rsx} + L_r \frac{d}{dt} I_{rsx} + M_m \frac{d}{dt} I_{ssx} + \omega_r L_r I_{rsy} + \omega_r M_a I_{ssy} \\ 0 = U_{rsy} = R_r I_{rsy} + L_r \frac{d}{dt} I_{rsy} + M_a \frac{d}{dt} I_{ssy} + \omega_r L_r I_{rsx} + \omega_r M_m I_{ssx} \end{cases} \quad (I-9)$$

avec ; $\theta_g = 0$ et $\omega_g = 0$

En adoptant les notations suivantes:

$ssx = ds$ (m) ; $rsx = dr$ (α),

$ssy = qs$ (a) ; $rsy = qr$ (β),

Le système précédent s'écrira alors sous la forme :

$$\begin{cases} U_{ds} = R_m I_{ds} + L_m \frac{d}{dt} I_{ds} + M_m \frac{d}{dt} I_{dr} \\ U_{qs} = R_a I_{qs} + L_a \frac{d}{dt} I_{qs} + M_a \frac{d}{dt} I_{qr} \\ 0 = U_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \frac{d}{dt} I_{dr} + M_m \frac{d}{dt} I_{ds} + \omega_r L_r I_{qr} + \omega_r M_a I_{qs} \\ 0 = U_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \frac{d}{dt} I_{qr} + M_a \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega_r L_r I_{dr} + \omega_r M_m I_{ds} \end{cases} \quad (I-10)$$

Dans le cas d'une MASM avec un condensateur permanent (figure I.2), il faudrait ajouter alors deux équations à savoir :

$$\begin{cases} V_a = V_a \cdot - V_{ca} \quad \text{ou encore} \quad 0 = -i_{qs} + \frac{dq_a}{dt} \\ 0 = i_{qs} + \frac{dq_a}{dt} = -i_{qs} + c \frac{d}{dt} V_{ca} \end{cases} \quad (I-11)$$

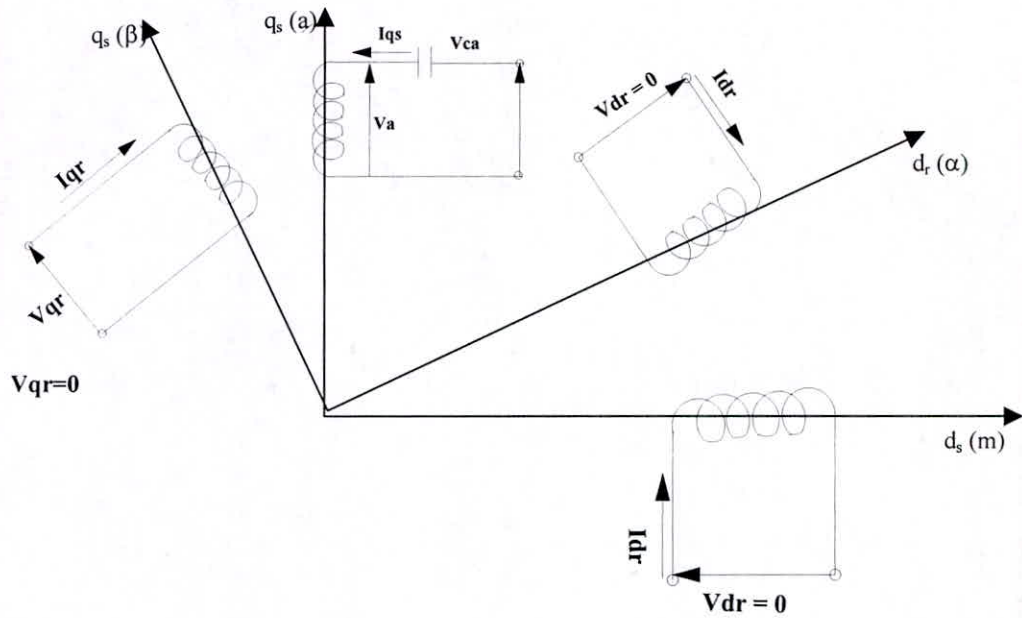


figure (I-4) : schéma de la MASMCP

A noter que :

- l' inductance mutuelle entre un enroulement statorique et un enroulement rotorique sera une fonction sinusoïdale de l'angle compris entre leurs axes magnétiques.
- les inductances propres des enroulement sont constants. donc nous aurons :

En définitive, le système (I-10) peut s'écrire sous la forme matricielle comme suit

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} = 0 \\ v_{qr} = 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m + pL_m & 0 & pM_m & 0 \\ 0 & R_a + pL_a & 0 & pM_a \\ pM_m & \omega_r M_a & R_r + pL_r & \omega L_r \\ -\omega_r M_m & pM_a & -\omega L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

Donc le système précédent peut être représenté par le schéma de la figure (I-5) ; pour les deux enroulements rotoriques sont ramenés selon les axes statoriques de référence d et q.



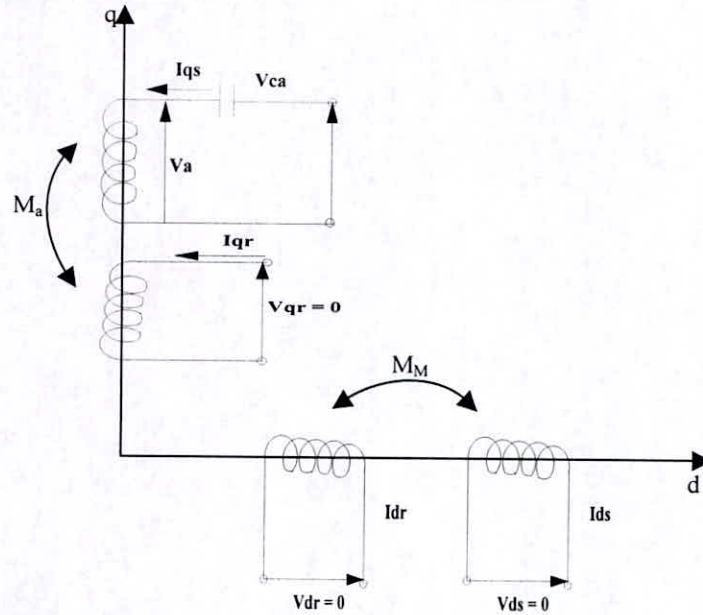


figure (I-5) : Représentation schématique du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent dans repère (d, q)

Si nous essayons d'écrire le système précédent (I-12) sous la forme de :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + [B] \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

Avec:

$$[A] = a \begin{bmatrix} -L_r R_s & \omega_r M^2 & R_r M & \omega_r L_r M \\ -\omega_r M^2 & -L_r R_s & -\omega_r L_r M & R_r M \\ R_s M & L_s M \omega_r & -L_s R_r & -L_s \omega_r L_r \\ L_s M \omega_r & R_s M & L_s \omega_r L_r & -L_s R_r \end{bmatrix}$$

et

$$[B] = a \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -M & 0 \\ 0 & -M \end{bmatrix}$$

Avec:

$$a = \frac{1}{L_r L_s - M^2} \quad , \quad \omega_r = P \cdot \Omega r \quad , \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$$

ou σ est le coefficient de dispersion

1.2.4 EQUATIONS ELECTRIQUES ECRITES DANS UN REPERE LIE AU ROTOR .

D'une manière analogue que précédemment, il faudrait poser $\omega \mathbf{g} = \omega \mathbf{r}$.

dans les systèmes (I-5) et (I-6) ,on obtient:

$$\begin{cases} U_{srx} = R_m I_{srx} + \frac{d}{dt} \phi_{srx} - \omega_r \phi_{sry} \\ U_{sry} = R_a I_{sry} + \frac{d}{dt} \phi_{sry} + \omega_r \phi_{srx} \\ U_{rrx} = R_r I_{rrx} + \frac{d}{dt} \phi_{rrx} \\ U_{rry} = R_r I_{rry} + \frac{d}{dt} \phi_{rry} \end{cases} \quad (I - 14)$$

$$\begin{cases} \phi_{srx} = L_{sx} I_{srx} + M_m I_{rrx} \\ \phi_{sry} = L_{sy} I_{sry} + M_a I_{rry} \\ \phi_{rrx} = L_r I_{rrx} + M_m I_{srx} \\ \phi_{rry} = L_r I_{rry} + M_a I_{sry} \end{cases} \quad (I - 15)$$

En adoptant nos notations précédente, et en remplaçant (I-15) dans (I-14) on aura :

$$\begin{cases} U_{srx} = R_m I_{srx} + \frac{d}{dt} (L_{sx} I_{srx} + M_m I_{rrx}) - \omega_r L_{sy} I_{sry} - \omega_r M_a I_{rry} \\ U_{sry} = R_a I_{sry} + \frac{d}{dt} (L_{sy} I_{sry} + M_a I_{rry}) - \omega_r L_{sx} I_{srx} - \omega_r M_m I_{rrx} \\ U_{rrx} = R_r I_{rrx} + \frac{d}{dt} (L_r I_{rrx} + M_m I_{srx}) \\ U_{rry} = R_r I_{rry} + \frac{d}{dt} (L_r I_{rry} + M_m I_{sry}) \end{cases} \quad (I - 16)$$

Où encore:

$$\begin{cases} U_{srx} = (R_m + pL_m) I_{srx} + pM_m I_{rrx} - \omega_r M_a I_{rry} \\ U_{sry} = \omega_r L_{sx} I_{srx} + (R_a + pL_{sy}) I_{sry} + \omega_r M_m I_{rrx} + pM_a L_{rry} \\ U_{rrx} = pM_m I_{srx} + (R_r + pL_{sy}) I_{rrx} \\ U_{rry} = pM_a I_{sry} + (R_r + pL_r) I_{rry} \end{cases} \quad (I - 17)$$

Soit:

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_m + pL_m)I_{ds} - \omega_r L_a I_{qs} + pM_m I_{dr} - \omega_r M_a I_{qr} \\ V_{qs} = \omega_r L_m I_{ds} + (R_a + pL_a)I_{qs} + \omega_r M_m I_{dr} + pM_a I_{qr} \\ V_{dr} = 0 = pM_m I_{ds} + (R_r + pL_r)I_{dr} \\ V_{qr} = 0 = pM_a I_{qs} + (R_r + pL_r)I_{qr} \end{cases} \quad (I-18)$$

Sous forme matricielle, nous aurons ;

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} = 0 \\ V_{qr} = 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_m + pL_m) & -\omega_r L_a & pM_m & -\omega_r L_a \\ \omega_r L_m & (R_a + pL_a) & \omega_r L_m & pM_a \\ pM_m & 0 & (R_r + pL_r) & 0 \\ 0 & pM_a & 0 & (R_r + pL_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

Si nous essayons d'écrire le système précédent sous la forme de :

$$\frac{d}{dt}[I] = [A][I] + [B][U]$$

Nous trouvons:

$$[A] = a \begin{bmatrix} -L_r R_s & \omega_r L_r L & R_r M & \omega_r L_r M \\ -\omega_r L_r L_s & -L_r R_s & -\omega_r L_r M & R_r M \\ R_s M & \omega_r L_s M & -L_s R_r & -\omega_r M^2 \\ \omega_r L_s M & R_s M & \omega_r M^2 & -L_s R_r \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

$$[B] = a \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -M & 0 \\ 0 & -M \end{bmatrix}$$

1.2.5 EQUATIONS ELECTRIQUES ECRITES DANS LE REPERE CHAMP TOURNANT :

Dans ce cas, $\omega_g = \omega_s$ (vitesse de synchronisme), les expressions (I-5 et (I-6) Peuvent s'écrire alors :

$$\begin{cases} U_{smx} = R_s I_{smx} + \frac{d}{dt} \phi_{smx} - \omega_s \phi_{smy} \\ U_{smy} = R_s I_{smy} + \frac{d}{dt} \phi_{smy} - \omega_s \phi_{smx} \\ U_{rmx} = R_r I_{rmx} + \frac{d}{dt} \phi_{rmx} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rmy} \\ U_{rmy} = R_r I_{rmy} + \frac{d}{dt} \phi_{rmy} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rmx} \end{cases} \quad (I-21)$$

$$\begin{cases} \phi_{smx} = L_{sx} I_{smx} + M_m I_{rmx} \\ \phi_{smy} = L_{sy} I_{smy} + M_a I_{rmy} \\ \phi_{rmx} = L_r I_{rmx} + M_m I_{smx} \\ \phi_{rmy} = L_r I_{rmy} + M_a I_{smy} \end{cases} \quad (I - 22)$$

En remplaçant les expression du flux dans le système (I-21), On obtient :

$$\begin{cases} U_{smx} = R_s I_{smx} + \frac{d}{dt} (L_{sx} I_{smx} + M_m I_{rmx}) - \omega_s (L_{sy} I_{smy} + M_a I_{rmy}) \\ U_{smy} = R_s I_{smy} + \frac{d}{dt} (L_{sy} I_{smy} + M_a I_{rmy}) + \omega_s (L_{sx} I_{smx} + M_m I_{rmx}) \\ U_{rmx} = R_r I_{rmx} + \frac{d}{dt} (L_r I_{rmx} + M_m I_{smx}) - (\omega_s - \omega_r) (L_r I_{rmy} + M_a I_{smy}) \\ U_{rmy} = R_r I_{rmy} + \frac{d}{dt} (L_r I_{rmy} + M_a I_{smy}) + (\omega_s - \omega_r) (L_r I_{rmx} + M_m I_{smx}) \end{cases} \quad (I - 23)$$

En adoptant notre convention d'écriture , à savoir :

$$smx = ds \quad (m) \quad ; \quad rmx = dr \quad (\alpha)$$

$$smy = qs \quad (a) \quad ; \quad rmy = qr \quad (\beta)$$

Le système précédent peut s'écrire sous la forme suivante (le repère d'axes (d,q), lié au champ tournant avec une vitesse de synchronisme ω_s :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} = 0 \\ V_{qr} = 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_m + pL_m) & -\omega_s L_a & pM_m & -\omega_s M_a \\ \omega_s L_m & (R_a + pL_a) & \omega_s M_m & pM_a \\ pM_m & -(\omega_s - \omega_r) M_a & (R_r + pL_r) & (\omega_s - \omega_r) L_r \\ (\omega_s - \omega_r) M_m & pM_a & (\omega_s - \omega_r) L_r & (R_r + pL_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I - 24)$$

Avec ; p = l'opérateur le Laplace

Si nous essayons d'écrire le système précédent sous la forme de :

$$\frac{d}{dt} [I] = [A][I] + [B][U]$$

Nous obtenons :

$$[A] = a \begin{bmatrix} -R_s L_r & (L_s L_r \sigma \omega_s + M^2 \omega_r) & MR_r & -ML_r \omega_r \\ -(L_s L_r \sigma \omega_s + M^2 \omega_r) & -R_s L_r & ML_r \omega_r & MR_r \\ MR_s & ML_s \omega_r & -R_s L_s & L_s L_r (\omega_s \sigma - \omega_r) \\ ML_s \omega_r & MR_s & -L_s L_r (\omega_s \sigma - \omega_r) & -R_s L_s \end{bmatrix} \quad (I - 25)$$

$$[B] = a \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -M & 0 \\ 0 & -M \end{bmatrix} \quad (I - 26)$$

I.4 RECAPITULATIF DES EQUATIONS D'ETATS RELATIVES AUX TROIS REFERENTIELS:

$$\frac{d}{dt}[I] = [A][I] + [B][U]$$

I.4.2 REFERENTIEL LIE AU STATOR

$$[A] = a \begin{bmatrix} -L_r R_s & \omega_r M^2 & R_r M & \omega_r L_r M \\ -\omega_r M^2 & -L_r R_s & -\omega_r L_r M & R_r M \\ R_s M & L_s M \omega_r & -L_s R_r & -L_s \omega_r L_r \\ L_s M \omega_r & R_s M & L_s \omega_r L_r & -L_s R_r \end{bmatrix} \quad (I-27)$$

$$[B] = a \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -M & 0 \\ 0 & -M \end{bmatrix}$$

I.4.2 REFERENTIEL LIE AU ROTOR ($\omega_g = \omega_r = P.\Omega r$)

$$[A] = a \begin{bmatrix} -L_r R_s & \omega_r L_r L & R_r M & \omega_r L_r M \\ -\omega_r L_r L_s & -L_r R_s & -\omega_r L_r M & R_r M \\ R_s M & \omega_r L_s M & -L_s R_r & -\omega_r M^2 \\ \omega_r L_s M & R_s M & \omega_r M^2 & -L_s R_r \end{bmatrix} \quad (I-28)$$

$$[B] = a \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -M & 0 \\ 0 & -M \end{bmatrix}$$

I.4.3 REFERENTIEL LIE AU CHAMP TOURNANT ($\omega_g = \omega_s$)

$$[A] = a \begin{bmatrix} -R_s L_r & (L_s L_r \sigma \omega_s + M^2 \omega_r) & M R_r & -M L_r \omega_r \\ -(L_s L_r \sigma \omega_s + M^2 \omega_r) & -R_s L_r & M L_r \omega_r & M R_r \\ M R_s & M L_s \omega_r & -R_s L_s & L_s L_r (\omega_s \sigma - \omega_r) \\ M L_s \omega_r & M R_s & -L_s L_r (\omega_s \sigma - \omega_r) & -R_s L_s \end{bmatrix} \quad (I-29)$$

$$[B] = a \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -M & 0 \\ 0 & -M \end{bmatrix}$$

avec $a = \frac{1}{L_r L_s - M^2}$ et $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$

I. 5 MODELISATION DE LA MACHINE MONOPHASEE SANS CONDENSATEUR

Les équations électriques et mécaniques du moteur asynchrone monophasé sans condensateur sont établies à partir des équations mises en forme à la section 1.4 (récapitulatif)

I.5.1 Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator

Si on considère le système (I-12) écrit dans un repère statorique

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_m + pL_m)I_{ds} + pM_m I_{dr} \\ V_{qs} = (R_a + pL_a)I_{qs} + pM_a I_{qr} \\ 0 = pM_m I_{ds} + \omega_r M_a I_{qs} + (R_r + pL_{r1})I_{dr} + \omega_r L_{r1} I_{qr} \\ 0 = -\omega_r M_m I_{ds} + pM_a I_{qs} - \omega_r L_{r2} I_{dr} + (R_r + pL_{r2})I_{qr} \end{cases}$$

En utilisant les expressions (I-15) des flux statoriques et rotoriques

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_{s1}I_{ds} + M_d I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_{s2}I_{qs} + M_q I_{qr} \end{cases} \quad \text{en posant : } \begin{cases} L_{sx} = L_{s1} \\ L_{sy} = L_{s2} \\ L_{rx} = L_{r1} \\ L_{ry} = L_{r2} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_{r1}I_{dr} + M_d I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_{r2}I_{qr} + M_q I_{qs} \end{cases}$$

En tirant les expressions des courants rotoriques des expressions des flux rotoriques, on obtient:

$$I_{dr} = \frac{1}{L_{r1}}(\phi_{dr} - M_d I_{ds}) \quad (I-29)$$

$$I_{qr} = \frac{1}{L_{r2}}(\phi_{qr} - M_q I_{qs}) \quad (I-30)$$

En posant $L_{r1} = L_{r2} = L_r$ et en remplaçant les deux expressions dans les expressions des flux statoriques afin d'exprimer les flux rotoriques en fonction uniquement des grandeurs statoriques (flux et courant).

$$\phi_{ds} = L_{s1}I_{ds} + M_d \left[\frac{1}{L_r}(\phi_{dr} - M_d I_{ds}) \right] \quad (I-31)$$

$$\phi_{qs} = L_{s2}I_{qs} + M_q \left[\frac{1}{L_r}(\phi_{qr} - M_q I_{qs}) \right] \quad (I-32)$$

On obtient:

$$\phi_{dr} = \frac{L_r}{M_d} \phi_{ds} - \left(\frac{L_{s1}L_r - M_d^2}{M_d} \right) I_{ds} \quad (I-33)$$

$$\phi_{qr} = \frac{L_r}{M_q} \phi_{qs} - \left(\frac{L_{s2} L_r - M_d^2}{M_q} \right) I_{qs} \quad (\text{I-34})$$

Maintenant si on prend l'équation (3) du système précédent et en remplaçant les courants rotoriques I_{dr} et I_{qr} par les deux expressions obtenues dans (I-29) et (I-30), on trouve:

$$p\phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} - \omega_r \phi_{qr} + \frac{R_r}{L_r} M_d I_{ds} \quad (\text{I-35})$$

Même chose pour l'équation (4) du système précédent, on trouve:

$$p\phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + \frac{R_r}{L_r} M_q I_{qs} \quad (\text{I-36})$$

En prenant maintenant les deux équations des variables d'état des courants rotoriques écrites dans le repère statorique à savoir système (1-9) on obtient:

$$\frac{d}{dt}(I_{ds}) = a \left[-L_r R_{s1} I_{ds} + \omega_r M_d^2 I_{qs} + R_r M_d I_{dr} + \omega_r L_r M_q I_{qr} + L_r V_{dq} \right] \quad (\text{I-37})$$

$$\frac{d}{dt}(I_{qs}) = a \left[-\omega_r M_d^2 I_{ds} - L_r R_{s2} I_{qs} - \omega_r L_r M_d I_{dr} + R_r M_q I_{qr} + L_r V_{qs} \right] \quad (\text{I-38})$$

En remplaçant cette fois-ci les courants rotoriques par les expressions (I-28) et (I-29), on trouve après arrangements:

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = - \left(\frac{R_r M_d^2 + R_{s1} L_r^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{ds} + \frac{R_r M_d}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{dr} + \frac{\omega_r M_q}{\sigma L_s L_r} \phi_{qr} + \frac{L_r V_{ds}}{\sigma L_s L_r} \quad (\text{I-39})$$

Même chose pour:

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = - \left(\frac{R_r M_q^2 + R_{s2} L_r^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{qs} + \frac{R_r M_q}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{qr} - \frac{\omega_r M_d}{\sigma L_s L_r} \phi_{dr} + \frac{L_r V_{qs}}{\sigma L_s L_r} \quad (\text{I-40})$$

En considérant maintenant les équations ainsi obtenues et en ajoutant les deux expressions du couple et de l'équation mécanique le modèle de la machine sans condensateur dans un référentiel lié au stator sera donné par:

1.5.2 Equation mécanique de la machine asynchrone monophasée

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par l'expression suivante:

$$C_e = P * I_m (C_r * \phi_r) \quad (I-41)$$

Avec

$$C_r = I_d + j I_q \quad (I-42)$$

$$\phi_r = \phi_d + j \phi_q$$

De l'expression (I-10) et des équations des flux statoriques et rotoriques (I-17) on déduit l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = P \left(\frac{M_d}{L_r} \phi_q I_{s2} - \frac{M_q}{L_r} \phi_d I_{s1} \right) \quad (I-43)$$

L'équation mécanique du moteur décrit

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (I-44)$$

J : Moment d'inertie des masses de la machine.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

En ajoutant les dynamiques du rotor (I-44) et en arrangeant les équations sous la forme d'un espace d'état on obtient:

Le modèle du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent

$$\begin{cases} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P}{J L_r} (M_q \phi_{dr} I_{qs} - M_d \phi_{qr} I_{ds}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} - \omega_r \phi_{qr} + \frac{R_r}{L_r} M_d I_{ds} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} + \omega_r \phi_{dr} + \frac{R_r}{L_r} M_q I_{qs} \\ \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{R_r M_d^2 + R_{s1} L_r^2}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} \right) I_{ds} + \frac{R_r M_d}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} \phi_{dr} + \frac{\omega_r M_q}{\sigma_d L_{s1} L_r} \phi_{qr} + \frac{V_{ds}}{\sigma_d L_{s1}} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\left(\frac{R_r M_q^2 + R_{s2} L_r^2}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} \right) I_{qs} + \frac{R_r M_q}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} \phi_{qr} - \frac{\omega_r M_d}{\sigma_q L_{s2} L_r} \phi_{dr} + \frac{V_{ds} - V_c}{\sigma_q L_{s2}} \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{c} I_{qs} \end{cases} \quad (I-45)$$

Avec:

$$\sigma_d = \frac{L_{s1} L_r - M_d^2}{L_{s1} L_r}$$

$$\sigma_q = \frac{L_{s2} L_r - M_q^2}{L_{s2} L_r}$$

$$V_{qs} = V_{ds} - V_c$$

Le vecteur des variables d'état dans ce cas est: $(\Omega_r, \phi_{dr}, \phi_{qr}, I_{ds}, I_{qs})$

Si nous cherchons un modèle du moteur dont le vecteur d'état à pour composantes: la vitesse rotorique, les courants rotoriques et statoriques ($\Omega_r, I_{dr}, I_{qr}, I_{ds}, I_{qs}$), nous devons remplacer ϕ_{dr} et ϕ_{qr} par leur expressions en fonction des courants rotoriques et statoriques dans le système précédent.

Le modèle du moteur monophasé avec condensateur est donc donné par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{JL_r} (M_q \phi_{dr} I_{qs} - M_d \phi_{qr} I_{ds}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J} \\ \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{R_{s1}}{\sigma_d L_{s1}} I_{ds} + \frac{M_d M_q}{\sigma_d L_{s1} L_r} \omega_r I_{qs} - \frac{R_r M_d}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} I_{dr} + \frac{\omega_r}{\sigma_d L_{s1} L_r} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{\sigma_d L_{s1}} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{R_{s2}}{\sigma_q L_{s2}} I_{qs} + \frac{M_d M_q}{\sigma_q L_{s2} L_r} \omega_r I_{ds} + \frac{R_r M_q}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} I_{qr} - \frac{\omega_r}{\sigma_q L_{s2} L_r} I_{dr} + \frac{V_{ds} - V_c}{\sigma_q L_{s2}} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M_d R_{s1}}{\sigma_d L_{s1} L_r} I_{ds} + \frac{M_q}{\sigma_d L_r} \omega_r I_{qs} - \frac{R_r}{\sigma_d L_r} I_{dr} - \frac{\omega_r}{\sigma_d} I_{qr} + \frac{M_d}{\sigma_d L_{s1} L_r} V_{ds} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M_q R_{s2}}{\sigma_q L_{s2} L_r} I_{qs} + \frac{M_q}{\sigma_q L_r} \omega_r I_{ds} - \frac{R_r}{\sigma_q L_r} I_{qr} - \frac{\omega_r}{\sigma_q} I_{dr} + \frac{M_q}{\sigma_q L_{s2} L_r} (V_{ds} - V_c) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{c} I_{qs} \end{array} \right. \quad (I-46)$$

I.6 MODELISATION DE LA MASM SANS CONDENSATEUR (biphasée)

Les équations électriques et mécaniques du moteur asynchrone monophasé sans condensateur sont établies à partir des équations mises en forme à la section de la modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent.[1,2]

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation des repères d'axes d-q (repère général) qui dépendent des objectifs de l'application.

- Axes tournant à vitesse du rotor ($\theta_r=0$) : étude des grandeurs statorique.
- Axes liés au stator ($\theta_s=0$) : étude des grandeurs rotorique.
- Axes solidaires du champ tournant : étude de la commande.

I.6.1 Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator

Le modèle de la machine monophasée sans condensateur, dans un référentiel lié au stator est donné par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{JL_r} (M_q \phi_d i_{s2} - M_d \phi_q i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\phi_d}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_d i_{s1} - \frac{R_r}{L_r} \phi_d + p_m \Omega_r \phi_q \\ \frac{d\phi_q}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_q i_{s2} - \frac{R_r}{L_r} \phi_q - p_m \Omega_r \phi_d \\ \frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{M_d R_r}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} \phi_d - \frac{p_m M_d}{\sigma_d L_{s1} L_r} \Omega_r \phi_q - \frac{M_d^2 R_r + L_r^2 R_{s1}}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} i_{s1} + \frac{V_{s1}}{\sigma_d L_{s1}} \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} \phi_q - \frac{p_m M_q}{\sigma_q L_{s2} L_r} \Omega_r \phi_d - \frac{M_q^2 R_r + L_r^2 R_{s2}}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} i_{s2} + \frac{V_{s2}}{\sigma_q L_{s2}} \end{array} \right. \quad (I.47)$$

I.6.2 Modèle de la machine dans un référentiel lié au champ tournant

Le modèle de la machine monophasée sans condensateur, dans un référentiel lié au champ tournant est donné par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p_m M}{JL_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_d i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} - p_m \Omega_r \phi_{qr} + \omega_s \phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M_q i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} + p_m \Omega_r \phi_{dr} - \omega_s \phi_{qr} \\ \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{M_d R_r}{\sigma L_{s1} L_r^2} \phi_{dr} - \frac{p_m M_d}{\sigma L_{s1} L_r} \Omega_r \phi_{qr} - \frac{M_d^2 R_r + L_r^2 R_{s1}}{\sigma L_{s1} L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_{s1}} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{M_q R_r}{\sigma L_{s2} L_r^2} \phi_{qr} - \frac{p_m M_q}{\sigma L_{s2} L_r} \Omega_r \phi_{dr} - \frac{M_q^2 R_r + L_r^2 R_{s2}}{\sigma L_{s2} L_r^2} i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_{s2}} \end{array} \right. \quad (I-48)$$

I. 7 SIMULATION DE LA MASMCP ET INTERPRETATION DES RESULTATS

Dans le cas où la MASMCP est alimentée par une tension sinusoïdale de fréquence 50Hz tel que :

$$V_s = V_{s_{\max}} \cos(\omega_s t) \quad ; \quad \text{Avec: } V_{s_{\max}} = \sqrt{2} \cdot 220$$

CAS DE LA MASM DISSYMETRIQUE AVEC CONDENSATUR

La figure (I.7-1a) qui représente le démarrage à vide de la MAS monophasée à condensateur permanent (Machine 1), on remarque au démarrage :

- Que le courant principal i_{ds} atteint une valeur maximal d'environ de 45 A ; il atteint le régime permanent à $t=0.9s$ avec une valeur de 10A.
- Que le courant auxiliaire i_{qs} atteint une valeur maximal d'environ de 0.6 A ; il atteint le régime permanent à $t=0.9s$ avec une valeur de 0.8A.
- Que la vitesse ω_r atteint sa valeur de régime permanent à $t=0.9s$ et pour une valeur de 157 rad/s
- Que la tension V_{ca} aux bornes du condensateur à une valeur de 320V et atteint sa valeur de régime permanent égale à 420 V et ce à partir de $t=0.9s$.
- Le couple C_{em} présente des oscillations au démarrage et atteint le régime permanent pour $t=0.9s$ et pour une valeur de 10Nm, en oscillant autour d'une valeur différente de zéro, ce qui explique l'effet de l'inertie et les frottements dans la machine

La figure (I.7-1b) qui représente le démarrage en charge de la MAS monophasée à condensateur permanent (Machine 1), nous constatons que durant l'intervalle d'application de la charge :

- Les courants i_{ds} et i_{qs} augmentent (ce dernier d'une façon moins sensible).
- La vitesse ω_r et la tension V_{ca} diminuent.
- Le couple C_{em} augmente pour répondre à la charge .

La figure (I.7-2a) qui représente le démarrage à vide de la MAS monophasée à condensateur permanent (Machine 1), on remarque au démarrage

- Le flux ϕ_{hdr} a une valeur de 0.8 W ensuite il diminue jusqu'à une valeur de 0.4 W pour croître et atteindre la valeur de 0.9W en régime permanent.
- Le flux ϕ_{qr} a une valeur très voisine de zéro puis il croit très lentement pour atteindre la valeur de 0.9W à $t=0.9s$
- Le courant de phase principal i_{ds} , la tension V_{ca} , la vitesse ω_r et le couple C_{em} ont les mêmes allures que celles de la figure (I.7-1a).

La figure (I.7-2b) qui représente le démarrage en charge de la MAS monophasée à condensateur permanent (Machine 1), on constate que durant l'intervalle d'application de la charge.

- Les flux ϕ_{hdr} et ϕ_{qr} diminuent, le courant i_{ds} et le couple C_{em} augmentent, la vitesse ω_r et la tension V_{ca} diminuent

CAS DE LA MASM DISSYMETRIQUE SANS CONDENSATEUR

La figure (I.7-3a) qui représente le démarrage à vide de la MAS monophasée sans condensateur permanent (Machine 1), nous constatons que :

- Le courant $i_{ds}(t=0)=45A$, i_{ds} (régime permanent)=10 A pour $t=0.4s$ (ce qui a changé par rapport au cas de la MASM dissymétrique à condensateur permanent, c'est le temps de passage au régime permanent qui a diminué)
- Le courant $i_{qs}(t=0)=5A$, i_{qs} (régime permanent)=2 A pour $t=0.4s$ (ce qui a changé par rapport au cas de la MASM dissymétrique à condensateur permanent, c'est que le courant dans ce cas part d'une valeur de 5A et décroît à 2A)
- Le couple part lui aussi d'une valeur de zéro en oscillant pour atteindre la valeur de 8Nm en régime permanent.

Dans la figure (I.7-3a), nous avons les mêmes remarques relatives à la figure(I.7-2a) .

Dans la figure(I.7-4a),qui représente le démarrage a vide, nous constatons que :

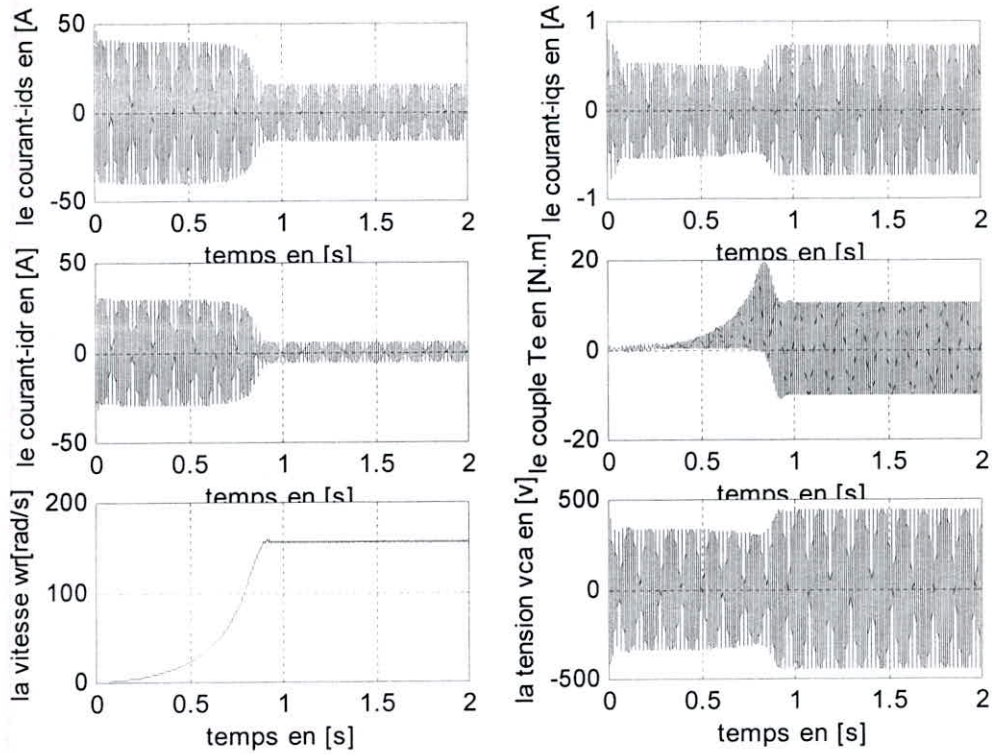
- Les flux ϕ_{hdr} et ϕ_{qr} ont la même allure que leurs grandeurs correspondantes de la figure (I.7-2a) sauf que le temps de passage au régime permanent est plus petit.

Dans la figure (I.7-4b), nous avons les mêmes remarques relatives à la figure(I.7-2b) .

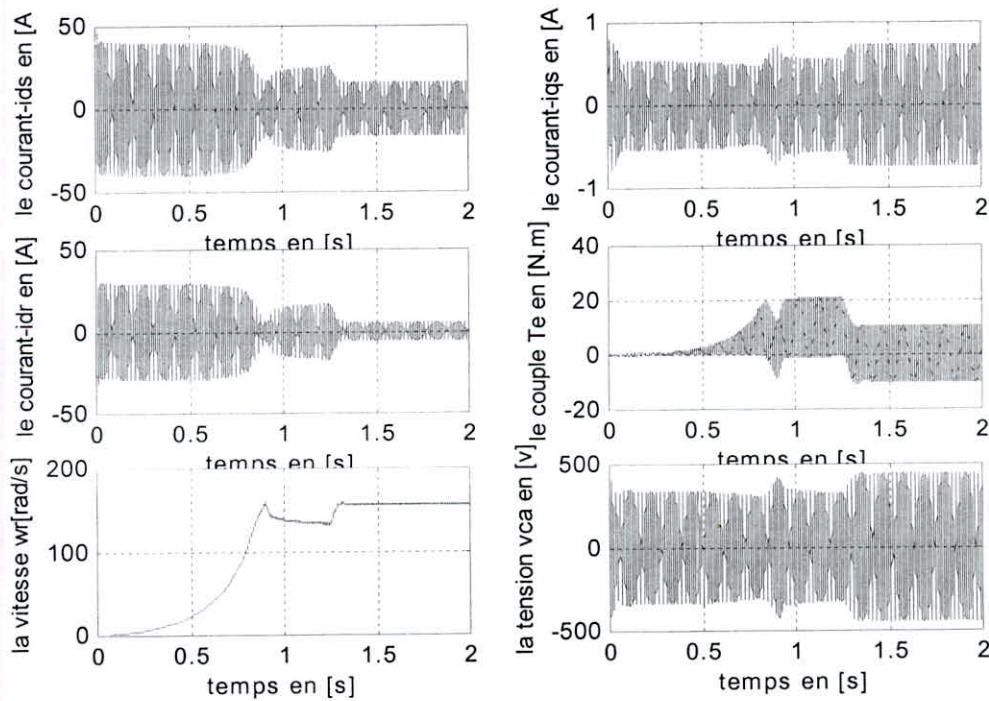
CAS DE LA MASM SYMETRIQUE SANS CONDENSATEUR

La figure (I.7-5a) qui représente le démarrage à vide de la MAS monophasée symétrique sans condensateur permanent (Machine 2), nous constatons que :

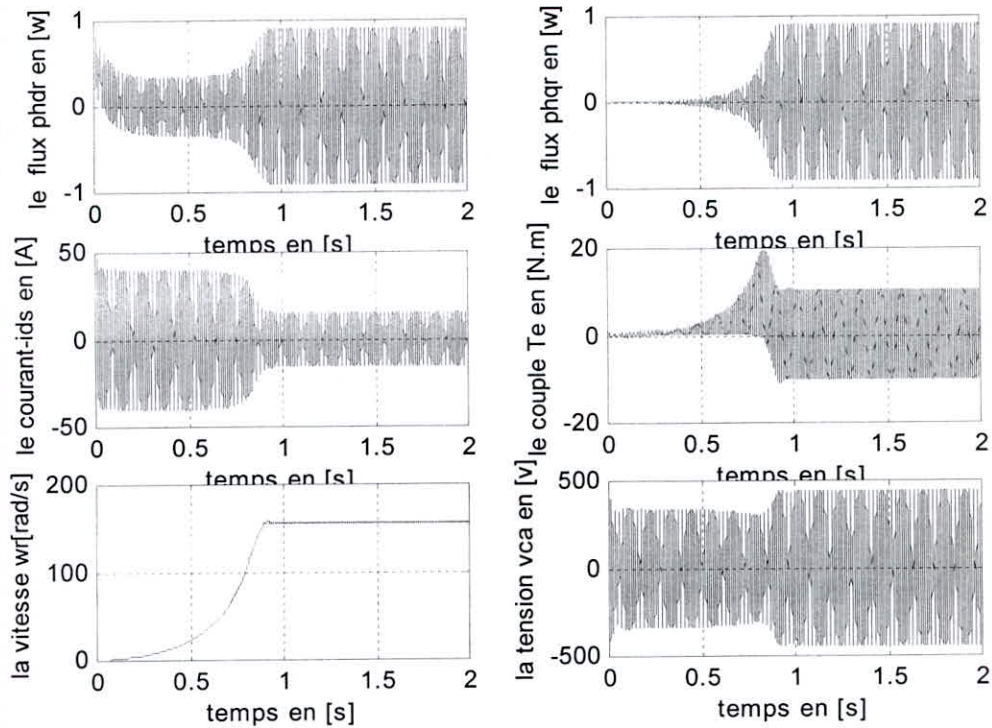
- Les courants i_{ds} et i_{qs} ont les allures identiques : ($i_{ds}(t=0) = i_{qs}(t=0) = 25A$) et $i_{ds}(\text{régime permanent}) = i_{qs}(\text{régime permanent}) = 10A$ pour $t = 0.25s$
- La vitesse ω_r a la même allure que celle du cas de la MASM dissymétrique sans condensateur permanent mais elle atteint le régime permanent plus rapidement.
- Le couple présente des oscillations et atteint sa valeur de régime permanent (voisine de zéro) pour $t = 0.25s$



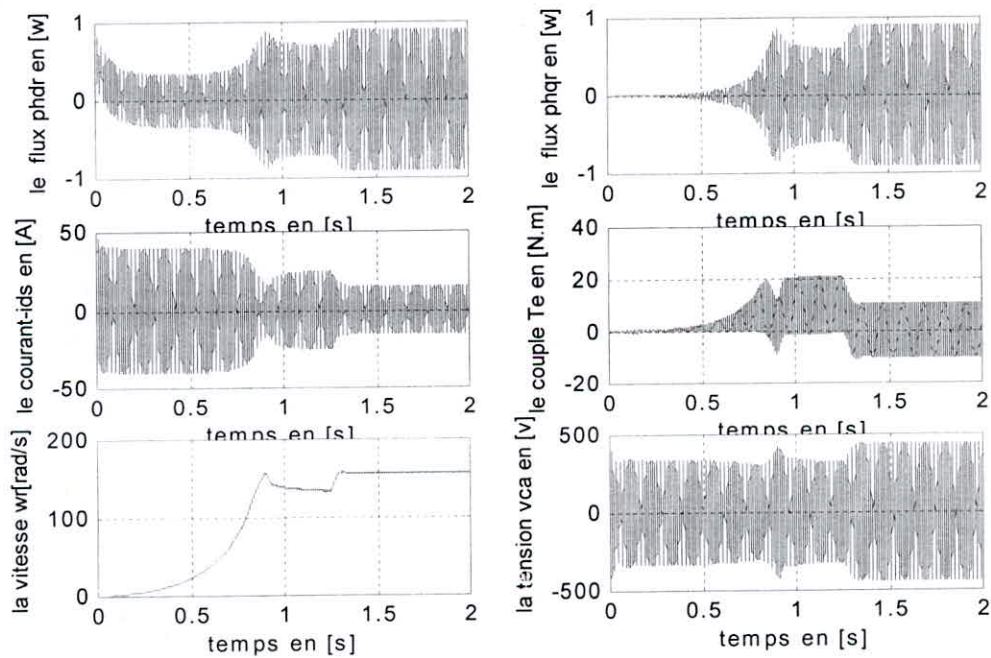
Figure(I.7-1a) Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec condensateur permanent à vide (Repère statorique : cas des courants)



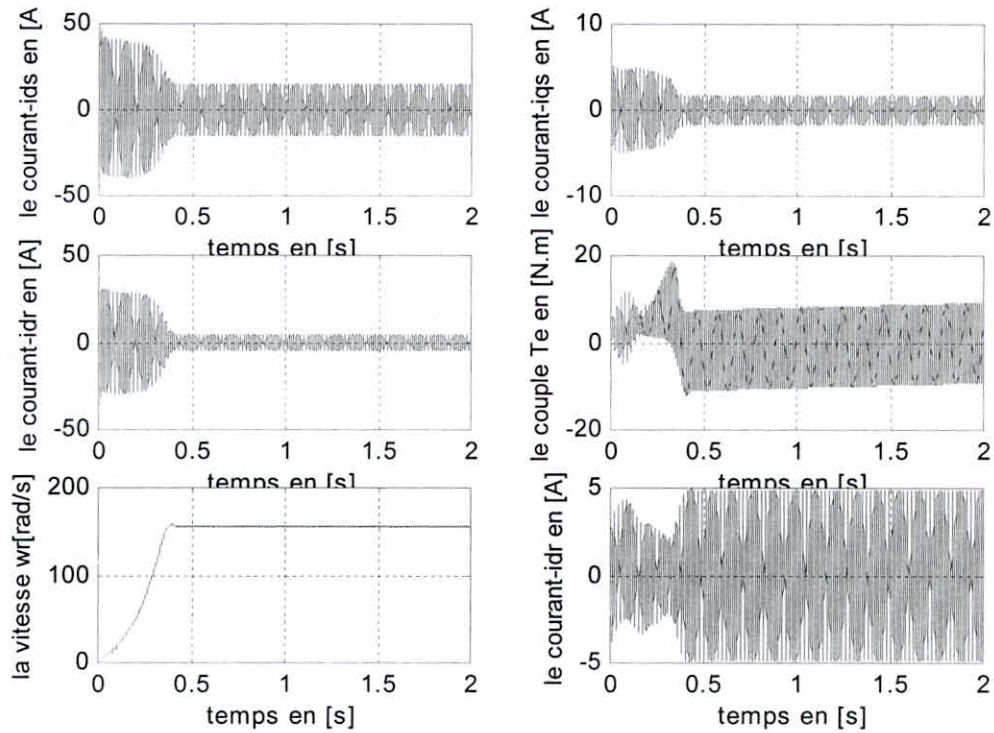
Figure(I.7-1b) Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec condensateur permanent avec application d'une charge de 10 N.m (Repère statorique : cas des courants).



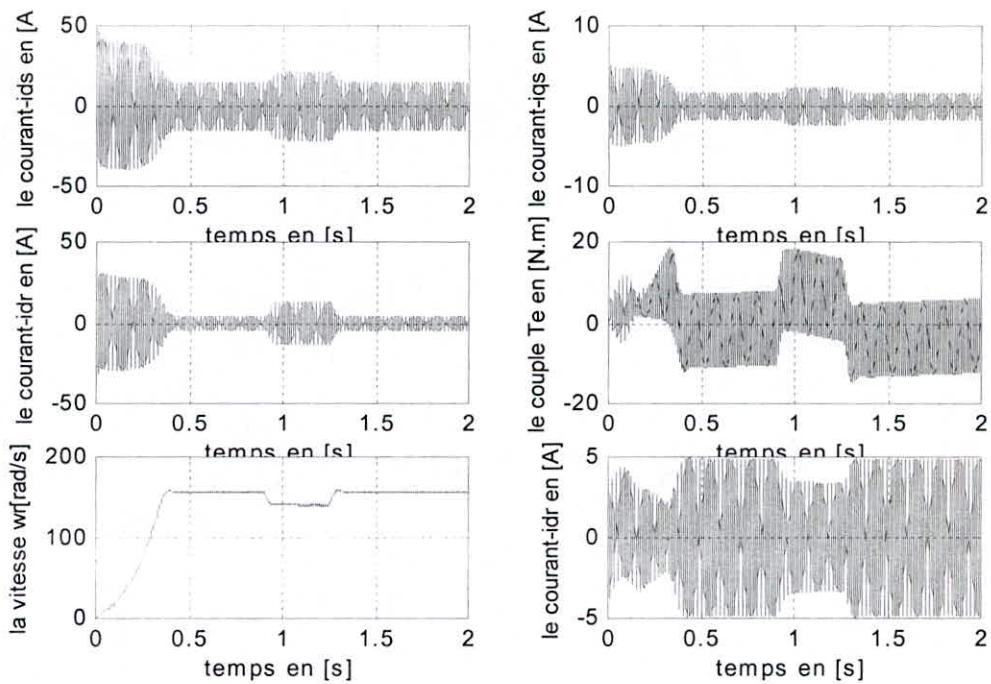
Figure(I.7-2a) Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec condensateur permanent à vide (Repère statorique : cas des flux).



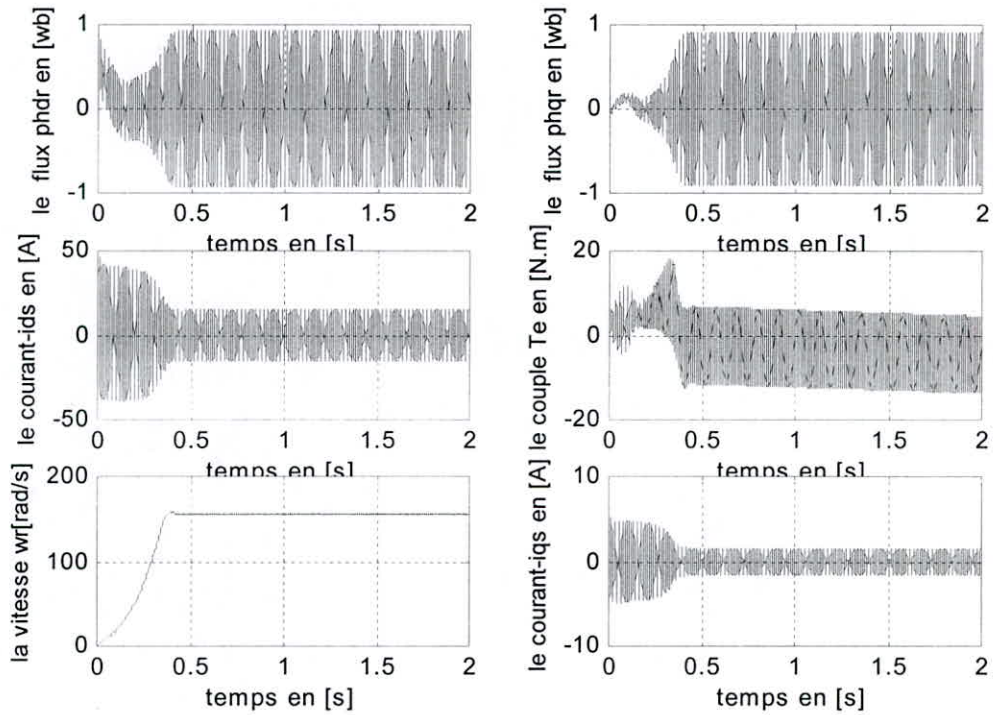
Figure(I.7-2b) Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec condensateur permanent avec application d'une charge de 10 N.m (Repère statorique : cas des flux).



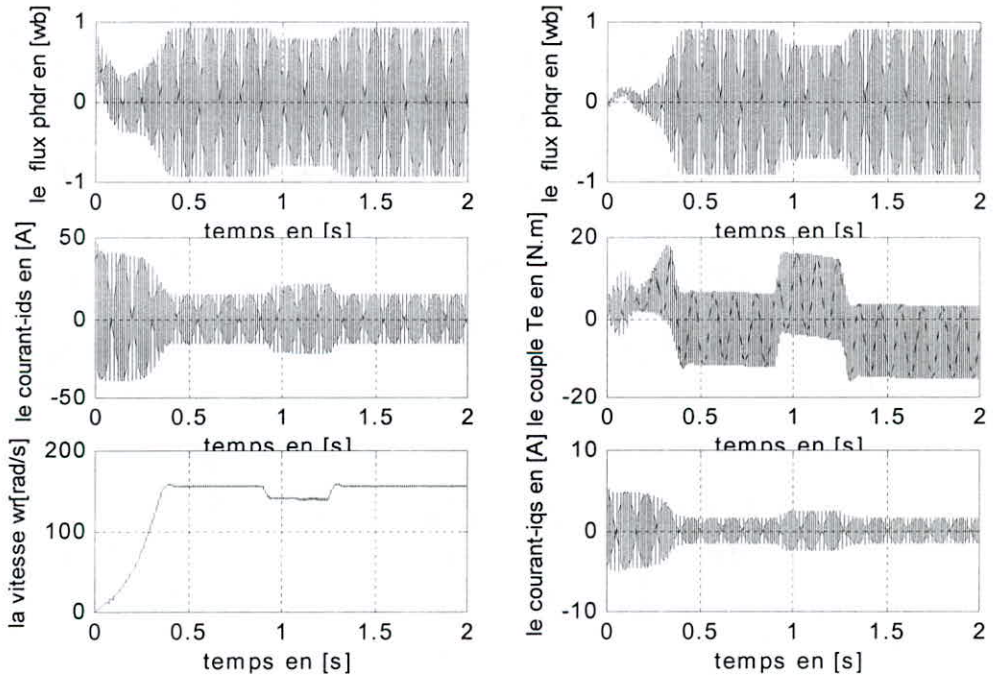
Figure(I.7-3a) Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique sans condensateur permanent à vide (Repère statorique : cas des courants).



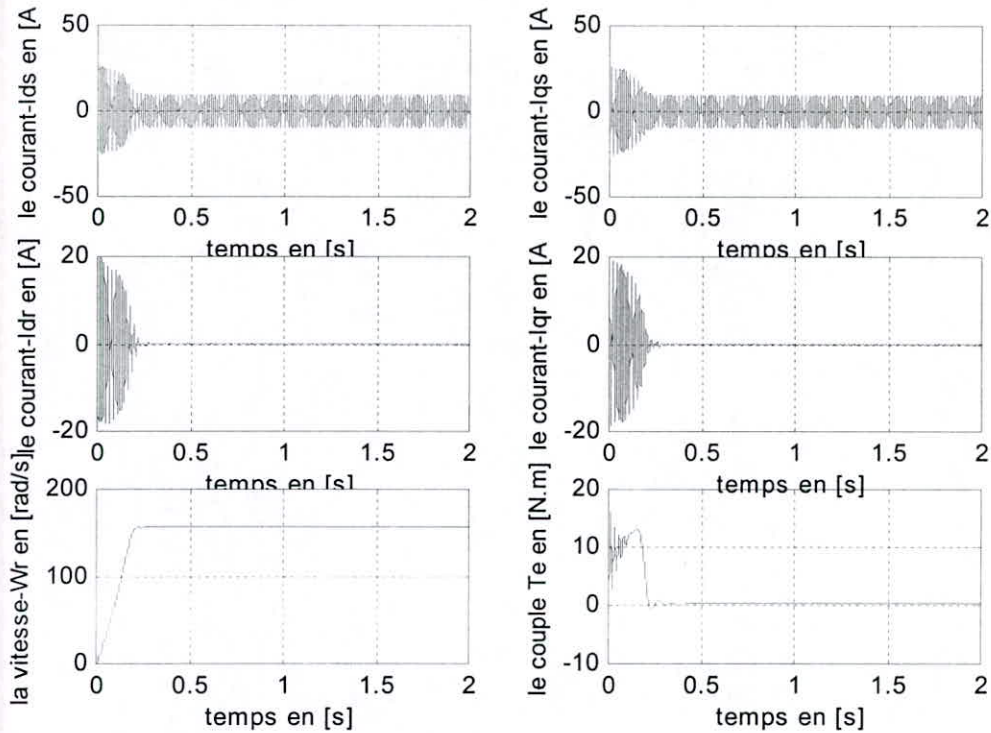
Figure(I.7-3b) Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique sans condensateur permanent avec application d'une charge de 10 N.m (Repère statorique : cas des courants).



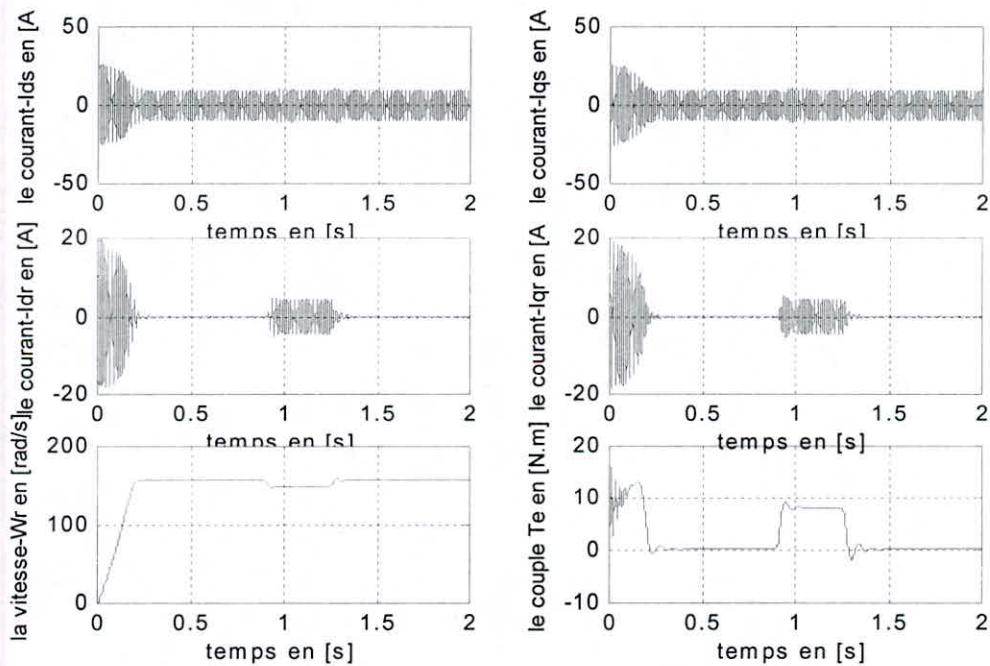
Figure(I.7-4a) Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique sans condensateur permanent à vide (Repère statorique : cas des flux).



Figure(I.7-4b) Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique sans condensateur permanent avec application d'une charge de 10 N.m (Repère statorique : cas des flux).



Figure(I.7-5a) Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur permanent à vide (Repère statorique : cas des courants).



Figure(I.7-5b) Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur permanent avec application d'une charge de 10 N.m (Repère statorique : cas des courants).

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons traité la modélisation de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent dans le cas des trois référentiels liés au stator, rotor et au champ tournant.

Ensuite, nous avons procédé à la simulation du démarrage à vide et en charge dans la version

- Dissymétrique à condensateur permanent
- Dissymétrique sans condensateur permanent
- Symétrique sans condensateur permanent

En adoptant deux différentes écritures(celle qui ne comprend que des courants , et celle qui comprend des courants et des flux)

D'après les courbes obtenues nous pouvons conclure dans un premier stade que le temps de passage au régime permanent diminue en allant du moteur asynchrone dissymétrique avec condensateur permanent au moteur asynchrone symétrique sans condensateur en passant par le moteur dissymétrique sans condensateur

CHAPITRE II

*Etude de l'alimentation de la MAS
Monophasée et commandes vectorielles par
orientation du flux rotorique*

II.1 ETUDE DE L'ALIMENTATION DE LA MASM

INTRODUCTION

Le domaine des applications industrielles des machines électriques exige une vitesse variable, l'électronique de puissance offre une solution optimale par ses moyens statiques : diodes, transistors, thyristors...etc. C'est la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse.

L'entraînement des machines électriques à courant alternatif exigent une alimentation avec une tension variable (variation de fréquence ou/et amplitude), cette solution peut être obtenue par un redresseur suivi d'un onduleur à fréquence variable qui répond bien aux besoins industrielles.

Dans ce chapitre on va étudier l'association machine onduleur pour des différentes alimentations (tension, courant) et pour les différents types de modulations, afin d'améliorer les performances de la machine (couple - vitesse) ; on traite principalement les stratégies suivantes :

- Commande triangulo - sinusoïdale à échantillonnage naturel ;
- Commande par hystérésis en courant.

II.1.1 MODELISATION DE L'ALIMENTATION

L'alimentation de la MASM se compose généralement de trois éléments(figure(IIa-1))

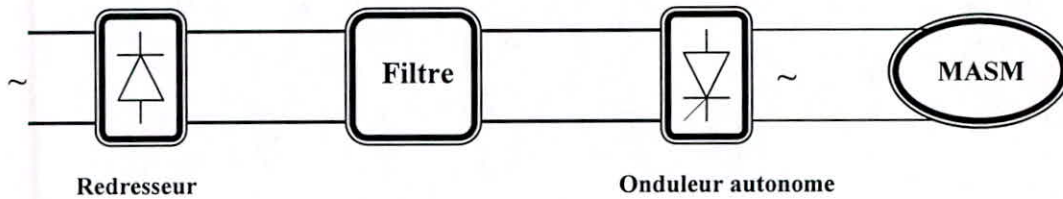


Figure. (IIa-1) : Schéma de l'alimentation de la MASM

II.1.1.1 Le redresseur

Le redresseur peut être modélisé par le schéma suivant:

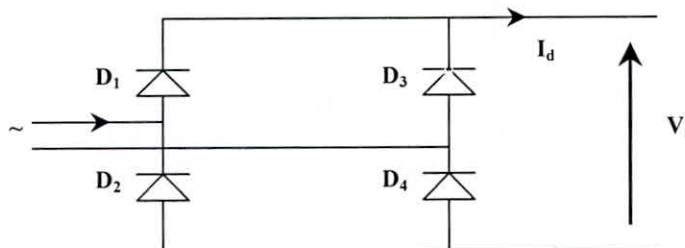


Figure. (IIa-2) : Redresseur à diodes

La commutation des diodes permet d'avoir un signal non alternatif à la sortie du redresseur. Le filtrage de ce signal le rend plus proche au signal continu idéal.

II.1.1.2 Le filtre

A l'entrée de l'onduleur la tension est sensiblement constante et le courant est légèrement ondulé, pour y remédier a cet inconvénient un filtre L ,C (figure II-..) est inséré entre le redresseur et l'onduleur.

Le filtre a pour rôle, la diminution des ondulations des courants, il est constitué d'une self en parallèle avec une capacité.

Le filtre est dimensionné de telle façon à éliminer les harmoniques d'ordre>2. Donc on peut déterminer les valeurs de l'inductance L et de la capacité C comme suit : [3]

$$\begin{cases} V_e = V_s + L \frac{di}{dt} \\ V_s = V_c \end{cases} \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - LC\omega^2} \quad (2.1)$$

Or pour éliminer les harmoniques d'ordre supérieures, il faut que la fréquence de coupure soit inférieure au double de la fréquence de réseau c'est-à-dire : $f_c < 2.f_s$;

$$\text{On trouve donc :} \quad LC > 0.00025(\text{s/rad})^2. \quad (2.2)$$

On impose la valeur de l'inductance du filtre L et on détermine la valeur du condensateur correspondante.

II.1.1.3 l'Onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source de tension (courant) continue en énergie à tension (courant) alternative. On distingue deux types de convertisseur :

- Onduleur de courant.
- Onduleur de tension.

Les études faites sur les onduleurs à trois niveaux à structure NPC ont montrées que cet l'onduleur peut être considéré comme l'association on série de deux onduleurs à deux niveaux. Ces études ont montre également des améliorations apportées par les convertisseurs à trois niveaux et en particulier l'onduleur à trois niveaux sur la qualité du signal de sortie ainsi que le taux d'harmonique injecté au réseau.

II.1.2 MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX

II.1.2.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur monophasé à trois niveaux utilisé, se décompose en deux bras, chaque bras est composé de quatre interrupteurs en série et de deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice $U_{c1}+U_{c2}$. Ces deux générateurs U_{c1} , U_{c2} étant connectés entre eux en un point fictif noté M. Le point M est connecté avec les deux diodes.

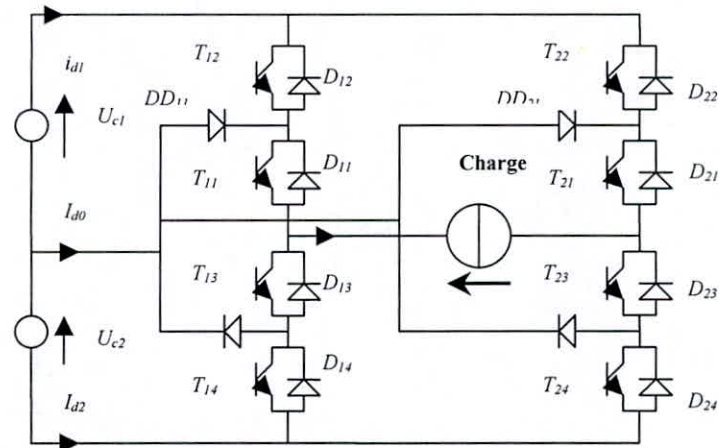


Figure. (II.a-3) : Onduleur monophasé en pont à trois niveaux

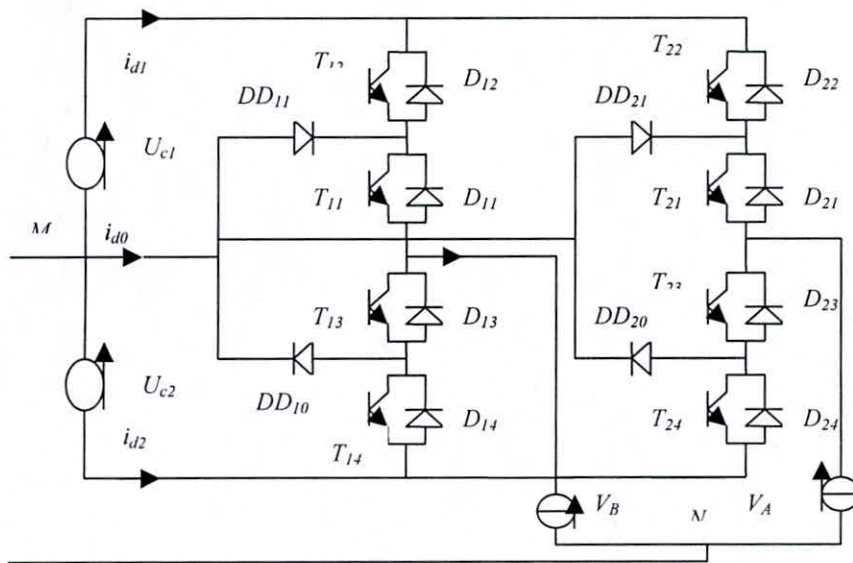


Figure. (II.a-4): Onduleur diphasé à trois niveaux

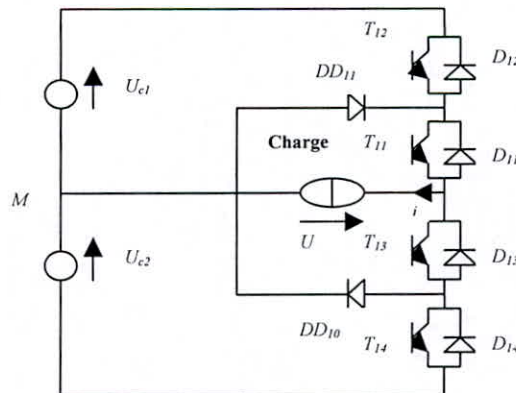


Figure. (II.a-5): Onduleur monophasé en demi pont à trois niveaux

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire transistor - diode par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks} (figure II-6) et, vu la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras (Figure II-7).

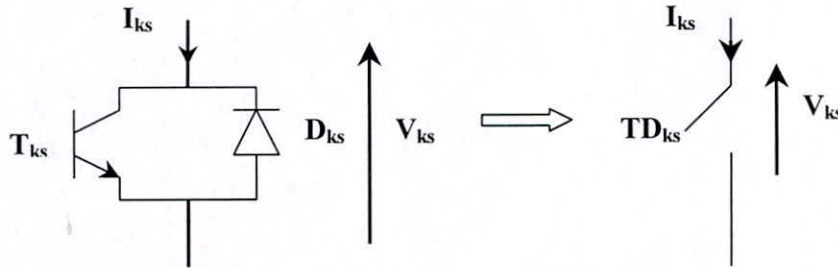


Figure. (II.a-6): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor diode.

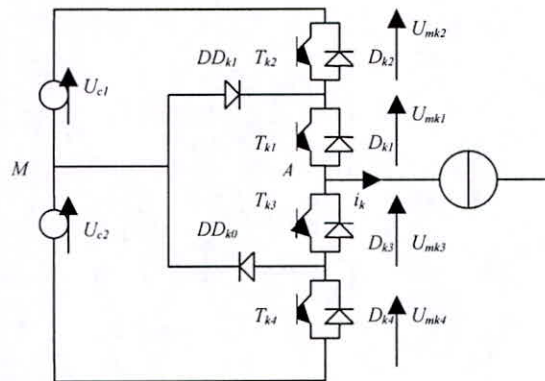


Figure. (II.a-7) : Un bras de l'onduleur monophasé à trois niveaux

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de :

- La commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable T_{ks}).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

II.1.2.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

II.1.2.2.1 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Comme on a déjà vu que l'onduleur à trois niveaux est symétrique, grâce à cette symétrie, on peut étudier seulement un bras. Pour un bras, on distingue cinq configurations possibles.

Le tableau ci-après donne les grandeurs électriques caractérisant ces configurations.

E_0	$I_k = 0$
E_1	$V_{km} = U_{c1} = U_{c2}$
E_2	$V_{km} = 0$
E_3	$V_{km} = -U_{c2} = -U_{c1}$
E_4	$V_{km} = 0$

Figure. (IIa-8) : Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois

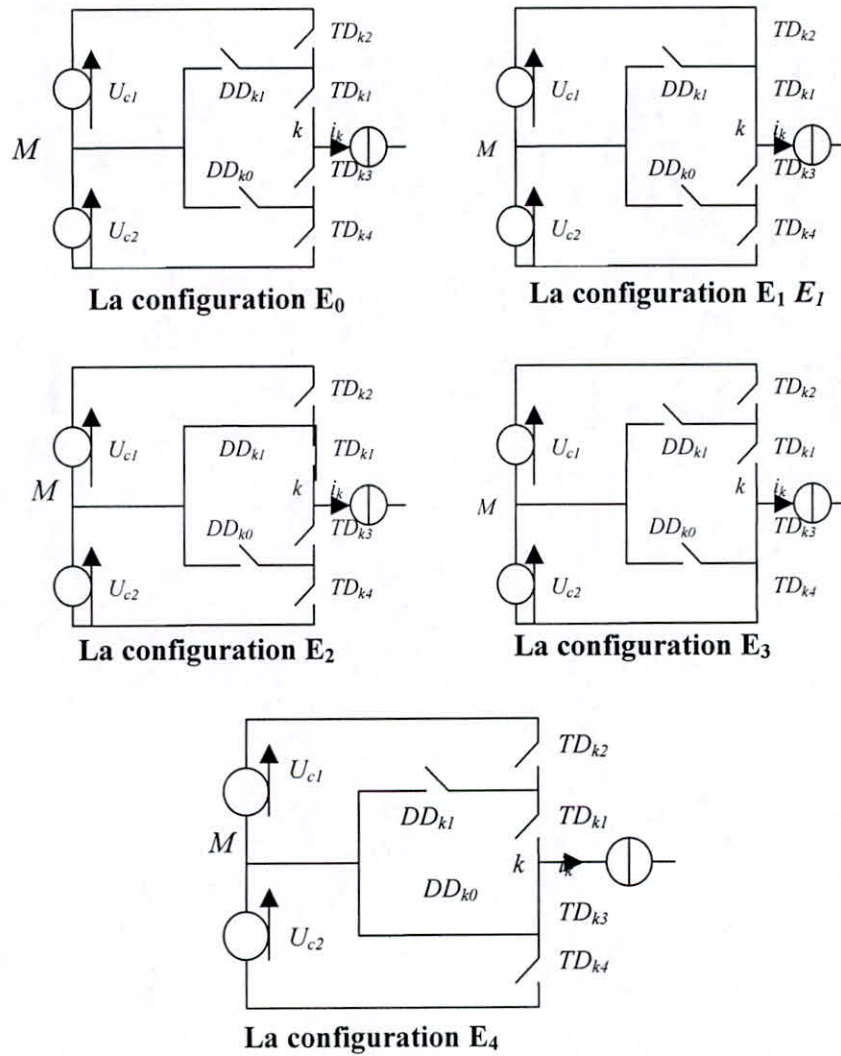


Figure. (IIa-9) : Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

II.1.2.3 Stratégies de commande des onduleurs

Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur sont élaborés pour générer la tension voulue, pour cela différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux sont possibles. On étudiera particulièrement :

- Commande triangulo - sinusoïdale avec une seule porteuse.
- Commande par hystérésis.

II.1.2.3.1 Commande triangulo - sinusoïdale avec une seule porteuse

Principe :

Le principe de cette stratégie consiste à comparer un signal sinusoïdal de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Ainsi il suffit de varier la fréquence de la porteuse pour varier la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie figure (II-10).

On note:

- $m = f_p/f_{ref}$: (indice de modulation) le rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence de la référence.
- $r = V/(U/2)$: le rapport de l'amplitude de la porteuse sur l'amplitude de la référence.

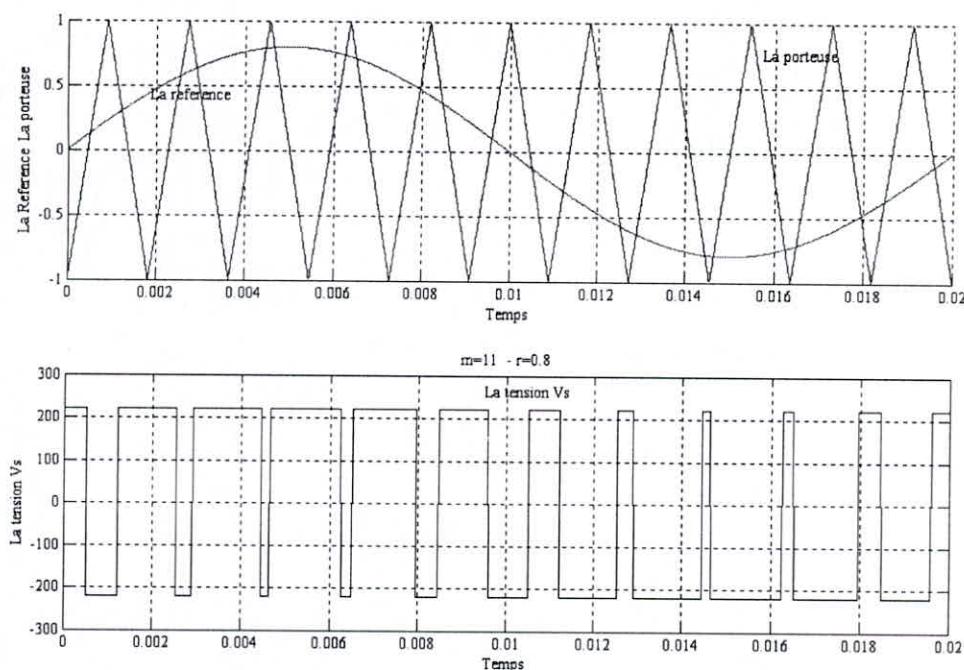


Figure. (IIa-10) : Commande triangulo - sinusoïdale avec une seule

Le choix de (r, m) n'est pas aléatoire.

- Le rapport de fréquence doit être d'une valeur permettant la commutation ($r < 1$).
- L'indice de modulation doit être d'une manière à assurer plusieurs commutations dans une période en respectant le théorème de Shannon.

Un fonctionnement optimal est obtenu par le calage de la porteuse en modulation synchrone quand les sommets référence – porteuse coïncident, ce qui assure la symétrie ceci est obtenu pour m impair. [3]

Pour l'étude de rejet d'harmoniques, on doit étudier la fonction comparaison ($p - r$) pour calculer les bons angles. Les études de simplification ont donné à la place de l'échantillonnage naturel autres types comme l'échantillonnage régulé ou calculé. On trouve donc :

- La modulation à échantillonnage naturel, quand il s'agit de comparer avec une sinusoïde parfaite. La résolution est dans ce cas compliquée car les équations sont non linéaires.
- La modulation à échantillonnage régulier, quand on utilise les échantillonneurs bloqueurs en cascade avec la référence dont leur fréquence d'échantillonnage est proportionnelle à celle de la porteuse. Ce qui facilite le calcul des angles de commutation.
- La modulation calculée, quand il s'agit d'utiliser un ordinateur pour la résolution numérique. Les angles d'amorçage sont calculés à partir d'une forme d'onde MLI fixée en résolvant le système obtenu par l'élimination des harmoniques.

La commutation est obtenue quand la fonction de la porteuse est égale à celle de la référence à l'instant de commutation t_c .

La porteuse est définie par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} + (4n-1) & \text{si } t \in \left[n.T_p, \frac{2n+1}{2}.T_p \right[\\ \frac{-4t}{T_p} - (4n+3) & \text{si } t \in \left[\frac{2n+1}{2}.T_p, (n+1).T_p \right[\end{cases} \quad (2.3)$$

La référence est définie par :

$$V_r = \sin(2\pi.f.t).$$

$$V_r = \begin{cases} \sin(2\pi.f.t) & \text{si } t \in \left[n.T_p, \frac{2n+1}{2}.T_p \right[& \text{Echantillonnage naturel} \\ \sin\left(2\pi.f.\left(\frac{2n+1}{2}\right)\right) & \text{si } t \in \left[\frac{2n+1}{2}.T_p, (n+1).T_p \right[& \text{Echantillonnage régulé} \end{cases} \quad (2.4)$$

II.1.2.3.2 Commande triangulo - sinusoïdale avec deux porteuses

Cette technique est utilisée pour alimenter la machine biphasée par un onduleur à trois niveaux, en combinant deux ondes MLI (deux références) déphasées d'un angle de $(\pi/2)$ comme le montre la figure (II-11).

On peut aussi utiliser une porteuse unipolaire où les impulsions changent de polarité chaque demi période.

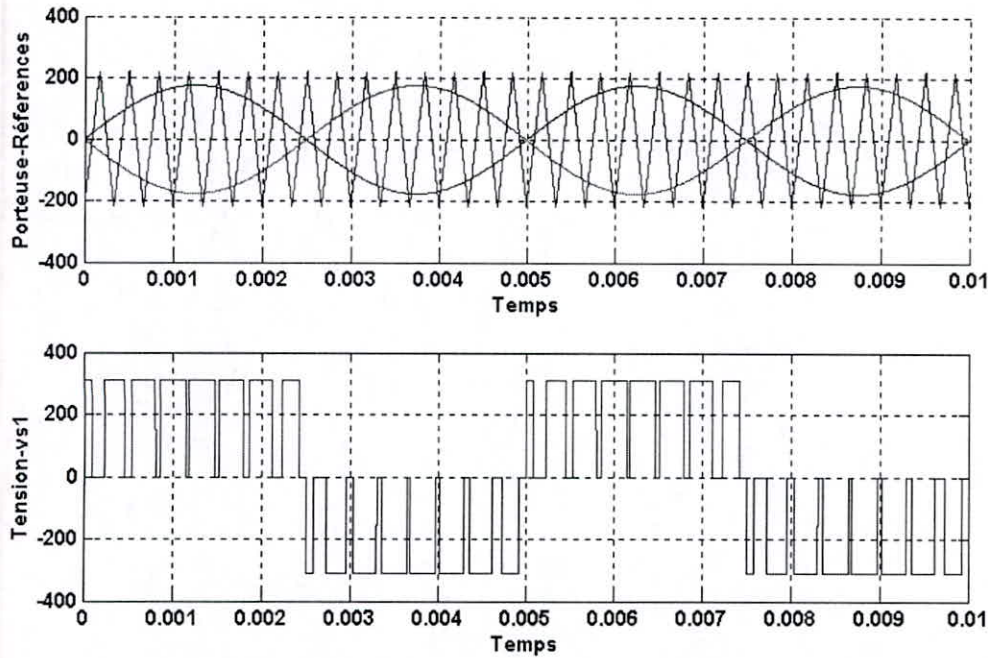


Figure. (IIa-11) : Commande triangulo - sinusoidale avec deux porteuses

II.1.2.3.3 Commande par hystérésis en courant

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant de la machine. Cette technique de commande permet d'imposer un courant de référence I_{ref} dans les enroulements de la machine avec deux degrés de liberté.

- L'amplitude.
- La fréquence.

Principe :

Le principe de cette stratégie est de comparer le courant de référence I_{ref} au courant réel, et d'élaborer à partir de l'écart entre ces deux courants les signaux de commande des interrupteurs.

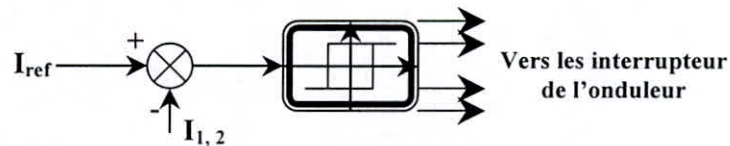


Figure. (IIa-12) : Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant.

Le courant de référence en boucle ouverte est donné par :

$$I_{ref} = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.5)$$

Cette stratégie de commande permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance. Les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur de la bande d'hystérésis. Le choix de la valeur minimale d'hystérésis sera lié aux possibilités de commutation des interrupteurs de l'onduleur : durée de commutation au blocage et à l'amorçage.

II.1.3 SIMULATION ET INTERPRETATIONS

- **Alimentation en tension avec un onduleur à trois niveaux**

La figure (IIa-11) montre la porteuse et les deux tensions de références pour $m = 15$ et $r = 0.8$. Par la suite, nous avons simulé le comportement de la machine biphasée alimentée par l'onduleur biphasé à trois niveaux figure (IIa-13) ; le courant i_{s1} dans une phase de stator suit l'allure d'une sinusoïde avec des pics qui sont dus à la modulation ; le couple électromagnétique présente des pulsations, il oscille autour de sa valeur moyenne.

- **Alimentation en courant avec un onduleur à trois niveaux**

La figure (IIa-14) représente les chronogrammes de la machine biphasée de démarrage alimentée par l'onduleur biphasée à trois niveaux commandé en courant par la stratégie d'hystérésis.

Les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur de la bande d'hystérésis 'delta'.

On constate que le contrôle des courants par la stratégie d'hystérésis est caractérisé par une fréquence de modulation variable. Cette variation sera d'autant plus élevée que la valeur de la bande d'hystérésis sera faible.

Le choix de la valeur minimale de la bande d'hystérésis sera lié aux possibilités de commutation des interrupteurs de l'onduleur (durée de commutation au blocage et à l'amorçage). On remarque aussi que les courants de la machine suivent parfaitement leurs références

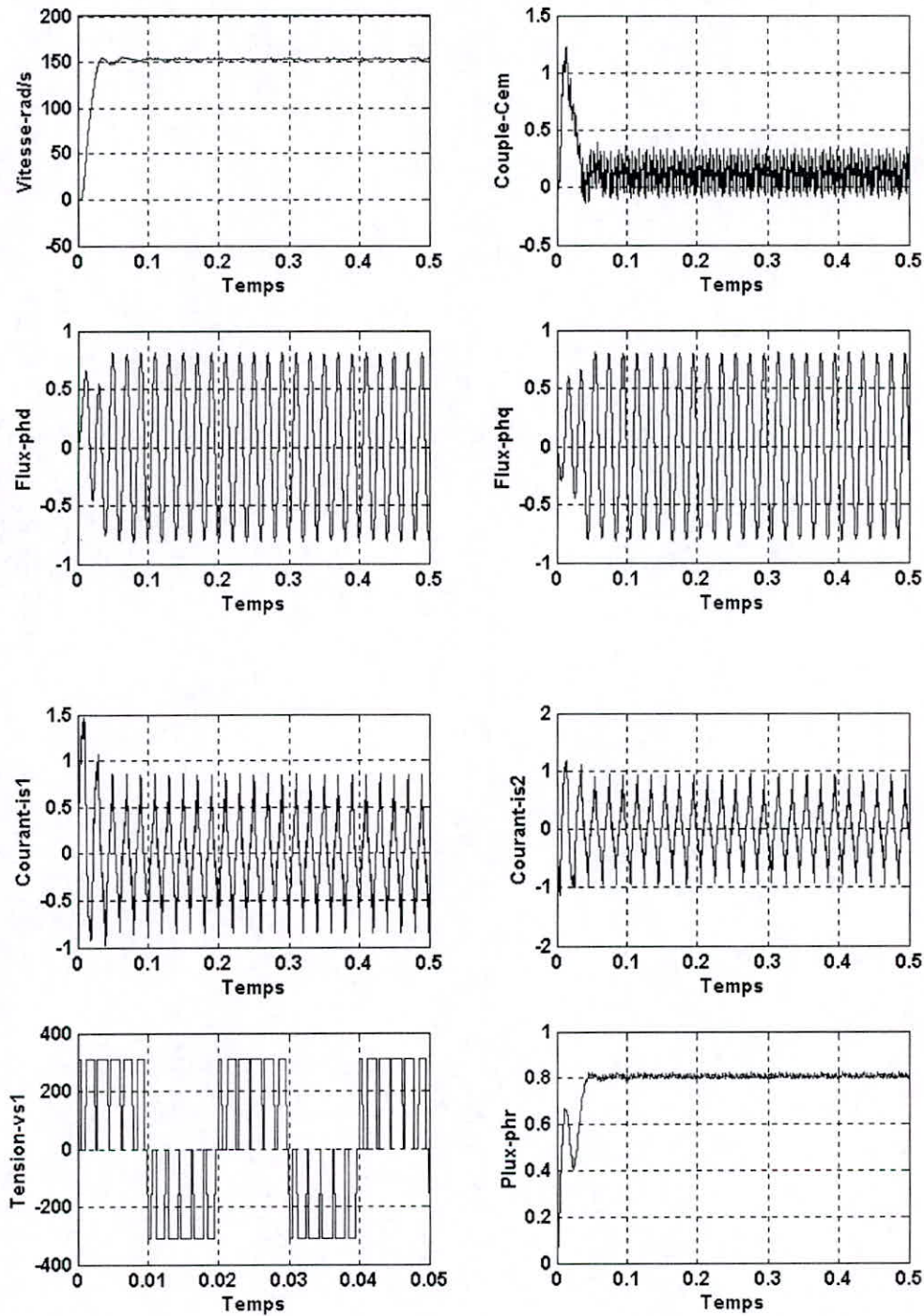


Figure. (IIa-13) : Association MAS biphasée- onduleur commandé en tension par MLI (Trois niveaux)

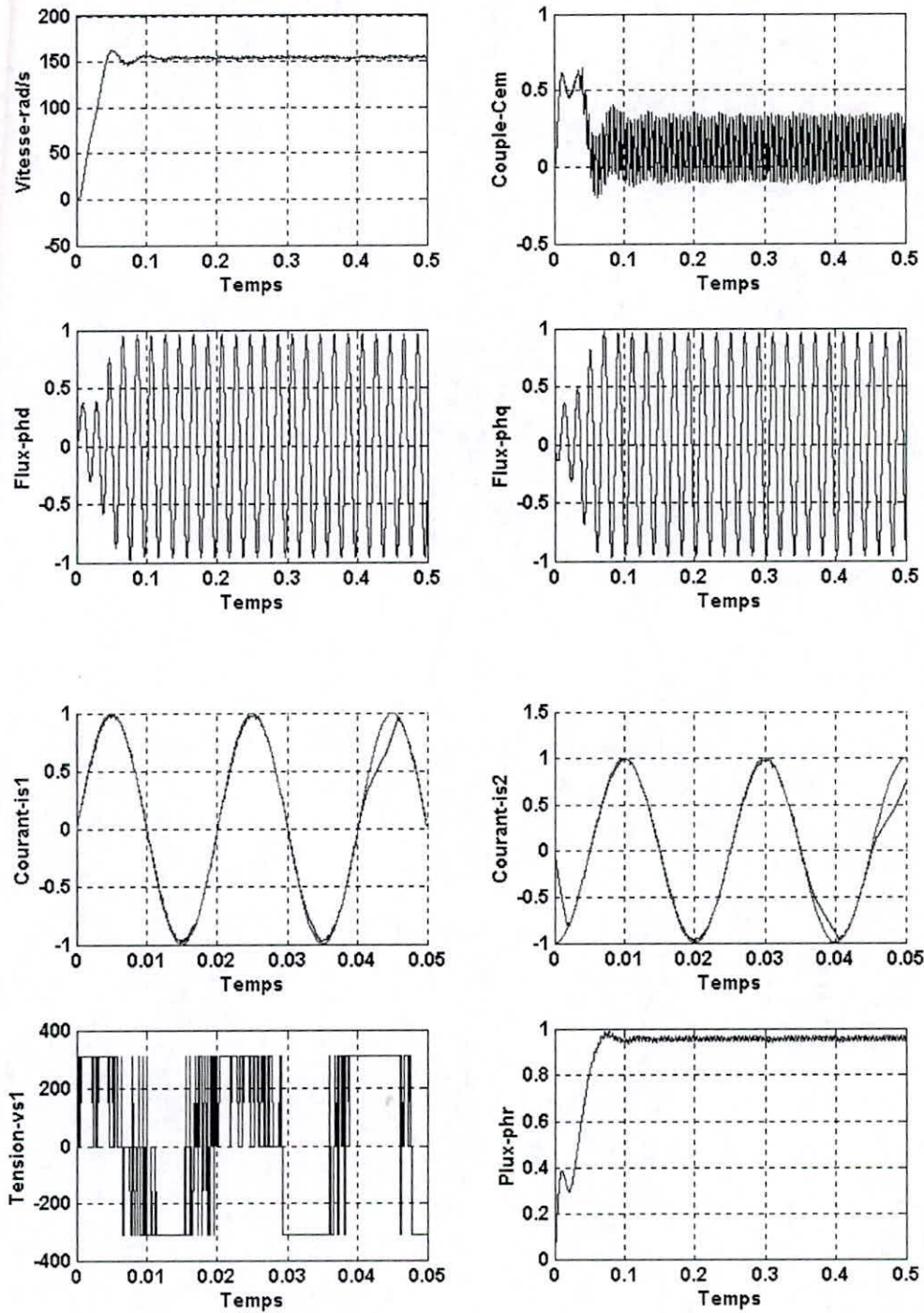


Figure. (IIa-14) : Association MAS biphasée- onduleur commandé en courant par hystérésis

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié les deux types d'alimentations de la machine asynchrone biphasée, à savoir l'alimentation en tension (MLI), et l'alimentation en courant par la stratégie d'hystérésis par un onduleur de trois niveaux.

On a présenté aussi la simulation de l'ensemble MAS biphasée - onduleur pour mieux voir le comportement de la machine face à l'alimentation (tension, courant).

Nous avons constaté que :

- Le couple électromagnétique oscille toujours autour de sa valeur moyenne avec une fréquence de deux fois celle de la tension délivrée par l'onduleur.
- La commande en tension MLI permet d'éliminer les harmoniques de hautes fréquences.
- La commande en courant par hystérésis est utilisée dans le cas où on veut commander la charge en courant.

II 2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MASM

Introduction

Les qualités de la machine à courant continu, représentées essentiellement par le découplage naturel entre le flux et le couple, ont fait de cette machine, et pour plusieurs décennies, la meilleure source de variation de vitesse [7,38,39]. Cependant, cette machine sensible nécessite un entretien lourd, une puissance inférieure et un prix supérieur aux autres technologies [19], ce qui a incité la communauté scientifique à la remplacer par des machines plus robustes et plus fiables.

D'autre part, les avantages offerts par la machine asynchrone (robustesse, faible coût, moins encombrante, ...) ont fait de cette machine le meilleur candidat à remplacer la machine à courant continu. Cependant, le modèle de la machine asynchrone exprimé dans la configuration de Park, est non-linéaire, multivariable et fortement couplé, ce qui rend sa commande difficile. Les méthodes de commande classique de cette machine, assurant le contrôle du couple électromagnétique par la pulsation statorique et le flux par le rapport amplitude/fréquence de tension, ne peuvent répondre aux exigences actuelles [19,30,17]. La commande vectorielle est apparue en 1972 dans les travaux de Blaschke [6], elle consiste à copier le comportement de la machine à courant continu, en séparant la commande du flux de celle du couple par orientation du flux selon l'un des axes du repère de Park. Cette structure présente plusieurs variantes selon le choix de la composante du flux à orienter, voir, orientation du flux statorique, orientation du flux d'entrefer et orientation du flux rotorique [19,31,35,32,33,34]. C'est cette dernière que nous avons adoptée pour notre étude vue la simplicité de lois de commande [31,34].

Après son apparition, la commande vectorielle n'a eu tout de suite un grand essor, du fait que l'implémentation de la commande, à cette époque, était difficile et chère. Cependant, dans les années 80, le fort développement de l'électronique de puissance, et des microprocesseurs a rendu possible la réalisation d'une telle commande avec un coût raisonnable [7,35]. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications de cette commande [10,8,31,17]. Certains travaux [19,9,32,48] ont montré que les performances de cette technique sont liées aux paramètres de la machine.

Dans ce chapitre nous présentons le principe de base de la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Nous commençons par une description générale de cette structure suivie, d'une étude détaillée sur la commande indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension.

Dans l'étude en boucle fermée de cette commande, nous présentons, deux types de régulateur, à savoir, le régulateur proportionnel intégral puis intégral proportionnel. Dans ce modèle sera inclus la dynamique des différents onduleurs que nous avons étudiés au chapitre précédent.

Cette étude sera suivie d'une simulation avec analyse et évaluation des performances.

II.2-I Généralités sur la commande vectorielle à flux orienté

Le principe de base de la commande vectorielle est de déterminer un circuit appelé, circuit de découplage, permettant de copier le comportement de la machine à courant continu à excitation séparée. Le contrôle de cette dernière, permet d'imposer le flux par le courant d'excitation I_f . Ceci permet de réguler le couple par le courant d'induit I_a (figure II b-.1). En s'inspirant de cette dernière, pour le moteur à induction, nous utilisons le système d'axe (d, q), afin de réaliser le découplage souhaité. Dans notre cas, le courant statorique directe I_{ds} assure le contrôle du flux, et la composante en quadrature I_{qs} permet de contrôler le couple. Ces deux grandeurs de courants peuvent varier et sont définies par une amplitude et une phase. D'où la notion de "vecteurs"[31,38].

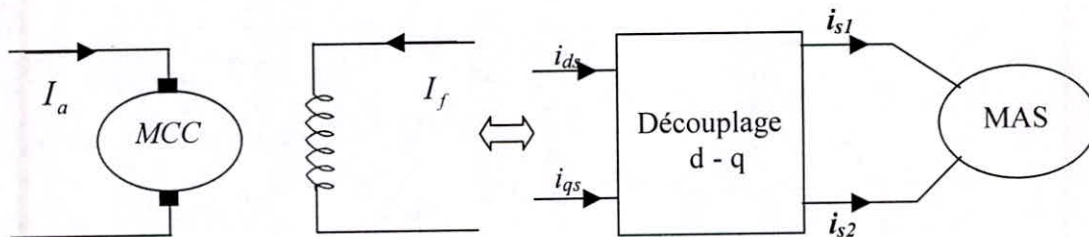


Figure. (IIb-1) : Principe de la commande vectorielle.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une produit le flux et l'autre le couple.

Grâce à cette nouvelle technique de commande, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, de position, et de couple de la machine asynchrone avec de bonnes performances. Ce type de commande est actuellement le plus adéquat pour le contrôle des machines alternatives. Cette technique est basée sur l'orientation du flux ou du courant.

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$\begin{aligned} C_{em} &= k\phi_a I_a \\ \phi_a &= k_f I_f \end{aligned} \tag{2.6}$$

Couple électromagnétique de la machine asynchrone :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \tag{2.7}$$

Dans le modèle de la machine asynchrone représentée dans un référentiel lié au champ tournant, le vecteur flux peut être décomposé en une composante directe selon l'axe d, et une composante transversale selon l'axe q.

L'orientation du flux consiste à maintenir la composante directe constante et à annuler la composante en quadrature. Ceci est possible que si l'axe d coïncide avec la direction désirée du flux.

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{qr} = 0 \quad (2.8)$$

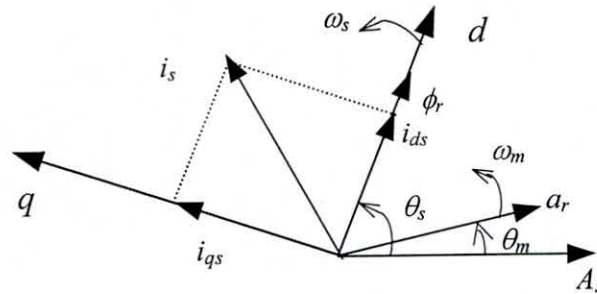


Figure (IIb-2): Principe de l'orientation du flux rotorique.

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} \phi_r i_{ds} = k \phi_r i_{ds} \quad (2.9)$$

Dont la composante du flux Φ_r et celle du courant i_{qs} sont indépendantes, en quadrature comme celles d'une MCC. Ainsi la composante du courant i_{ds} impose le flux et la composante i_{qs} fixe le couple.

Et on aura :

$$T_R \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds}$$

Où : T_R est la constante du temps rotorique.

Selon la procédure de régulation du flux, on peut distinguer deux types de commande :

- **Commande vectorielle directe**; dont le flux est mesuré ou estimé directement et régulé par une contre-réaction ainsi que la pulsation statorique ω_s à partir de l'évolution de la position du flux.

- **Commande vectorielle indirecte**; dont ce cas, il ne s'agit pas de mesurer, ni d'estimer le flux, mais on le fixe en boucle ouverte.

La commande vectorielle indirecte permet le contrôle de la vitesse par contre réaction et le couple du module du flux par réaction.

II.2.2 LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

II.2.2.1 COMMANDE EN COURANT DE LA MACHINE MONOPHASEE

Presque la majorité des travaux qui sont effectués sur la machine asynchrone utilise la commande en courant, parce que, quand on applique cette commande, la structure de contrôle devient simple, ainsi elle est appliquée pour les machines symétriques et dissymétriques. [39]

Dans cette partie on va étudier la commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée, en contrôlant l'onduleur en courant.

II.2.2.1.1 Modèle en courant de la machine asynchrone monophasée

Le modèle de la machine monophasée alimentée en courant dans un référentiel lié au champ tournant est représenté par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega_r)\phi_{qr} + \frac{R_r M}{L_r} I_{ds} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\phi_{qr} - (\omega_s - p\Omega_r)\phi_{dr} + \frac{R_r M}{L_r} I_{qs} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{pM}{JL_r}(\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) - \frac{f}{J}\Omega_r - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (2.10)$$

En choisissant les deux courants (i_{ds} , i_{qs}), et la vitesse (w_{sl}) comme variables de commande, les flux et la vitesse mécanique (Φ_{dr} , Φ_{qr} et Ω_r) comme variables de sortie. Le couple T_r comme perturbation, le système est schématisé par le schéma bloc suivant :

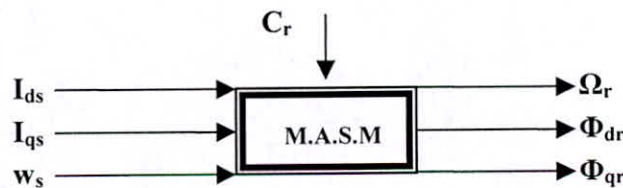


Figure (IIb-3): Schéma – bloc de la machine asynchrone alimentée en courant

Dans le cas d'une machine asynchrone symétrique, on prend $M_d=M_q=M$. Le schémas du modèle de la machine asynchrone monophasée est le suivant :

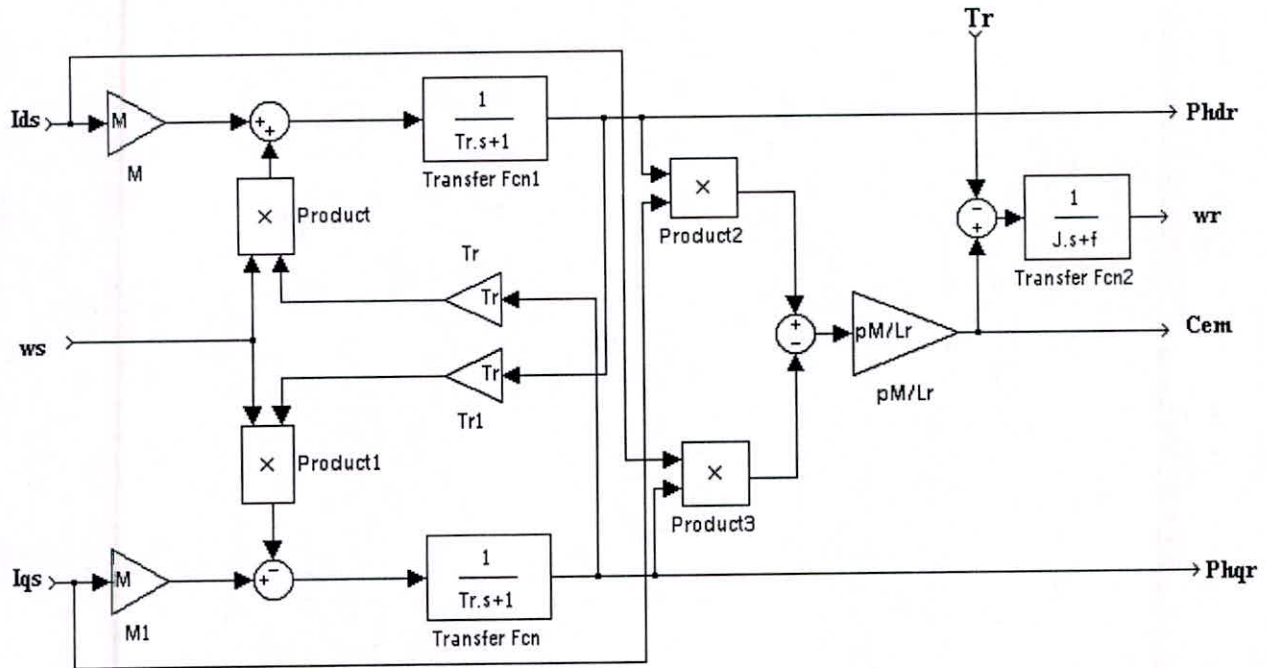


Figure (IIb-4): Modèle de la MASM alimentée en courant

A l'aide des équations suivantes, nous pouvons faire la transmission entre les différentes variables d'états :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ \phi_{ds} = L_r I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_r I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (2.11)$$

Toutes les variables d'état réelles de la machine peuvent être calculées à partir de la transformation de **Park**.

II.2.2.1.2 Modèle en courant par orientation de flux rotorique

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

Le modèle de la machine se simplifie comme suit :

$$\begin{cases} L_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = M I_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{R_r M}{L_r \phi_{dr}} I_{qs} = \omega_s - p \Omega_r = \frac{R_r C_{em}}{p \phi_{dr}^2} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{C_{em}}{J} - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (2.13)$$

Donc nous pouvons tirer les équations de couple et de flux :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{pM}{L_r} \phi_{dr} I_{qs} \\ \phi_{dr} = \phi_r &= \frac{M}{1+T_S} I_{ds} \end{aligned} \quad (2.14)$$

D'après le système ci-dessus, on remarque que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique Φ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique i_{qs} , dans le cas où le flux rotorique serait maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

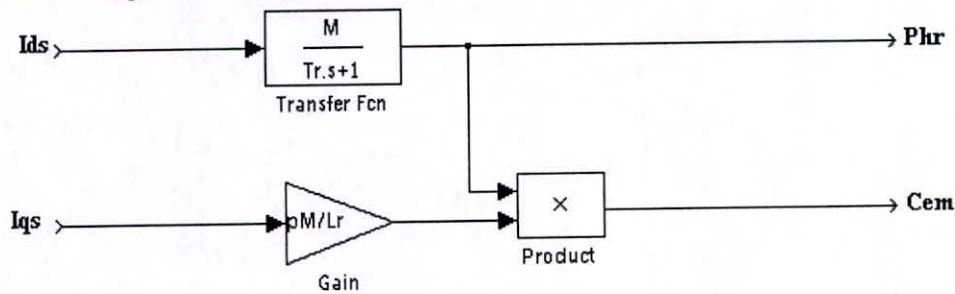


Figure (IIb-5): Découplage avec orientation de flux

Le nouveau modèle de la machine peut être schématisé comme suit :

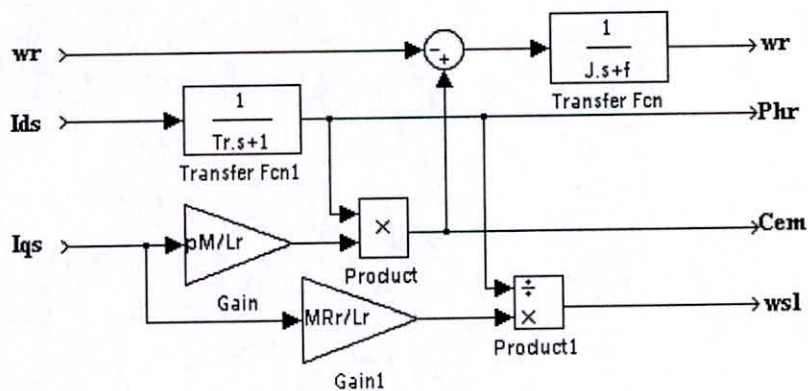


Figure (IIb-6): Modèle en courant par orientation du flux rotorique

II.2.2.1.2.1 Commande en boucle ouverte

Considérant le flux rotorique ϕ_r^* et le couple C_{em}^* comme référence de commande, si nous inversons le modèle (II.13) nous obtenons :

$$I_{ds}^* = \frac{1}{M} \left(\frac{L_r}{R_r} \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right) \tag{2.15}$$

$$I_{qs}^* = \frac{L_r}{pM} \frac{C_{em}^*}{\phi_r^*}$$

$$w_{sl}^* = \frac{R_r M I_{qs}^*}{L_r \phi_r^*} \tag{2.16}$$

$$w_s^* = w_{sl}^* + p\Omega_r$$

Le schéma bloc de la structure de commande est le suivant :



Figure (IIb-7): Schéma bloc du F.O.C

Le schéma détaillé de la commande est le suivant :

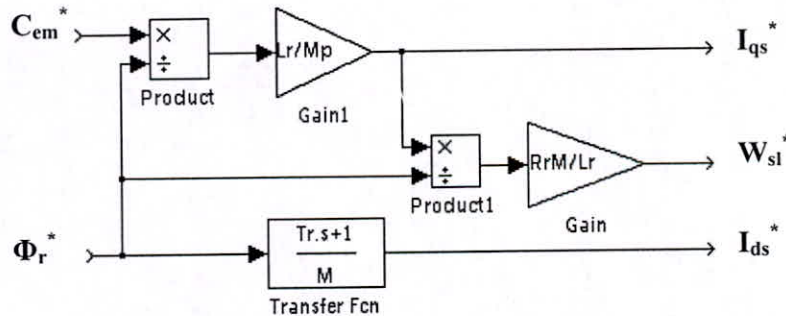


Figure (IIb-8) : Schéma bloc de la structure de commande en courant par orientation du flux (Field Oriented Control)

II.2.2.12.2 Commande en boucle fermé

La structure d'une régulation de vitesse est donnée à la figure suivante :

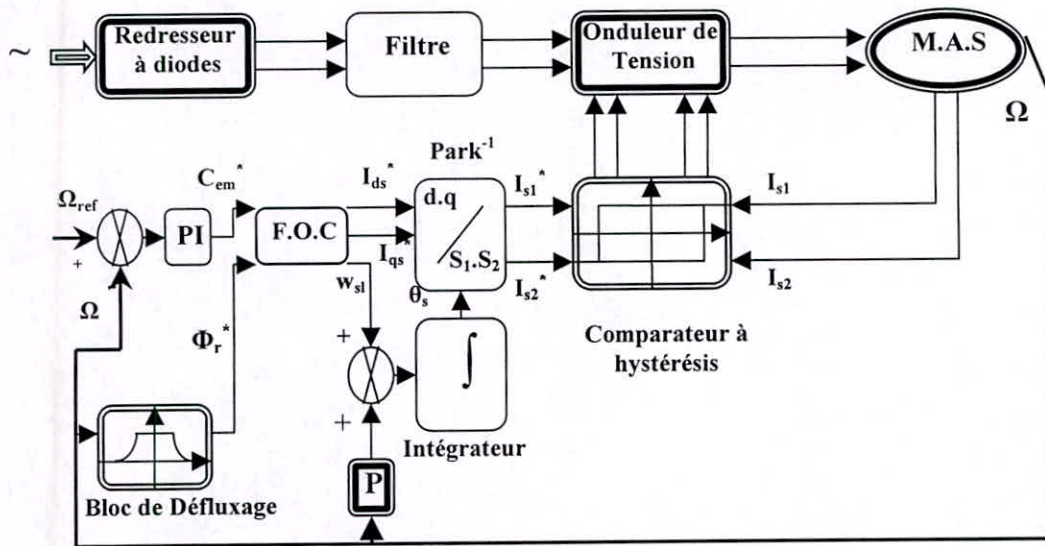


Figure (IIb-9) : Schéma global de la commande indirecte en courant d'une boucle fermée

II.2.2.2 Commande en tension de la machine Monophasée

Dans ce cas les mêmes équations que précédemment resteront valables sauf qu'il faudrait cette fois-ci ajouter les deux équations relatives aux tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} qui seront les variables de commandes avec la pulsation statorique

D'après le système [] du modèle de la M.A.S.M écrit dans un référentiel du champ tournant nous obtenons les équations suivantes

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma.L_s \left[\frac{dI_{ds}}{dt} + \left(\frac{M^2.R_r + R_s.L_r^2}{\sigma.L_r^2.L_s} \right) I_{ds} - \omega_s.I_{qs} - \frac{M.R_r.\phi_r}{\sigma.L_r^2.L_s} \right] \\ V_{qs} = \sigma.L_s \left[\frac{dI_{qs}}{dt} + \left(\frac{M^2.R_r + R_s.L_r^2}{\sigma.L_r^2.L_s} \right) I_{qs} + \omega_s.I_{ds} + \frac{M.P.\Omega_r}{\sigma.L_r.L_s} \right] \end{cases} \quad (2.17)$$

Plusieurs travaux [6] approximent les résultats de telle manière que le couplage qui existe entre les deux tensions restantes soient du premier ordre en fonction du courant statorique et rotorique ; alors les expressions reviennent

La structure d'une régulation de vitesse est donnée à la figure suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = [R.I_{ds} - \sigma.L_s.\omega_s.I_{qs}] \\ V_{qs} = [R.I_{qs} - \sigma.L_s.\omega_s.I_{ds}] \end{cases} \quad (2.18)$$

Dans ce cas le schéma bloc appelé F.O.C restera le même , a savoir :



Le bloc additif pour la commande en tension sera alors

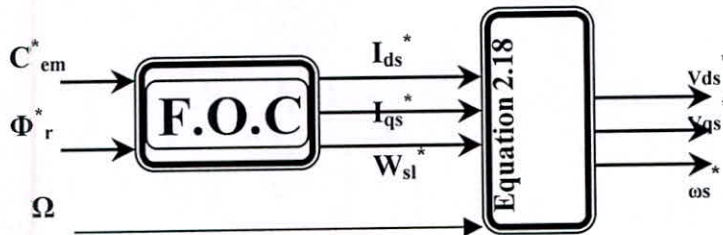


Figure (IIb-10) : Schéma bloc de la structure de commande en tension par orientation du flux (Field Oriented Control)

Commande en Boucle fermée

La structure globale d'un régulateur de vitesse par une machine asynchrone monophasée alimentée en tension est donnée dans la figure (IIb-10), on constate qu'elle est formée des même constituants que pour la commande en courant sauf qu'il faudra ajouter le bloc des tensions de références .

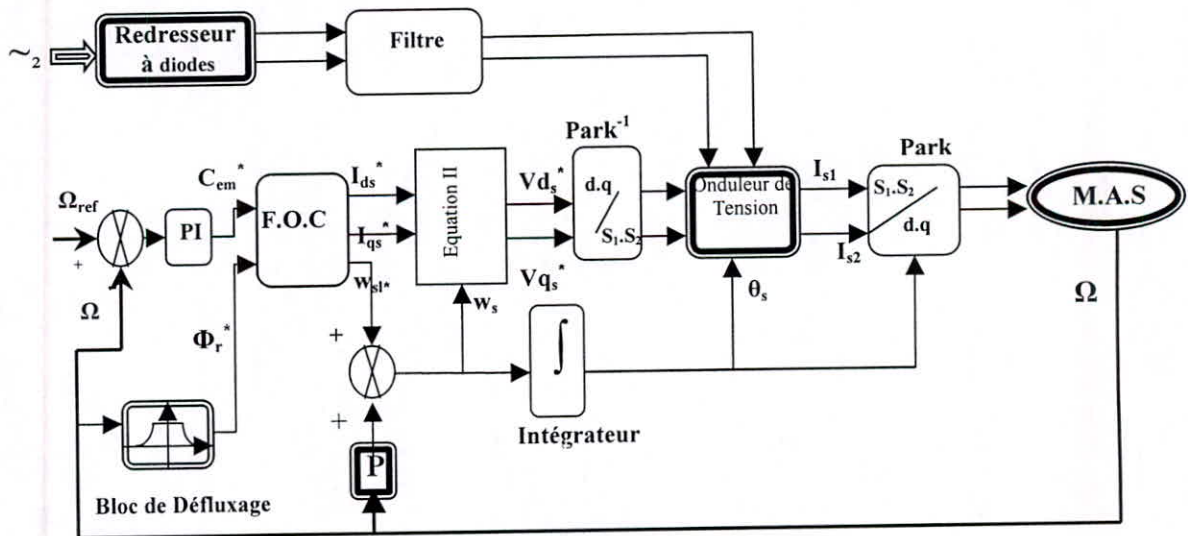


Figure (IIb-11) : Schéma global de la commande indirecte en Tension en boucle fermée

Le schéma bloc de la commande découplée permet de réaliser un découplage automatique entre le couple et le flux. Ce résultat remarquable à entraîne une utilisation systématique de ce schéma de commande dans des processus industriels. A cet effet, pour obtenir une variation de vitesse il suffit d'adjoindre à la boucle ouverte un régulateur de la vitesse, il est donc possible de faire sa régulation par contre réaction. Par contre, le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale (Φ_n) pour des vitesses rotorique inférieurs ou égales à la vitesse nominale de la machine (Ω_n).

D'après le schéma précédente nous pouvons distinguer les différents blocs constituant le contrôle :

Bloc de contrôle du flux orienté (FOC : Field Oriented Control)

Le FOC est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* , C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (I_{ds}^* , I_{qs}^* et w_{sl}^*). Il est défini en considérant que le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leur valeur de référence.

Bloc de défluxage

Le flux de commande Φ_r^* est obtenu a partir d'un bloc de défluxage qui maintient Φ_r^* constant pour des vitesses inférieurs a la vitesse nominale, pour permettre un fonctionnement à flux constant, dans le cas ou la vitesse dépasse la vitesse nominale. Ce bloc assure un fonctionnement à puissance constante, donc il permet de diminuer le flux inversement proportionnel à la vitesse, ce bloc est défini par les valeurs des flux de consigne suivantes :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_m & si |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \Phi_m \frac{\Omega_n}{\Omega_r} & si |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (2.19)$$

Le Régulateur

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse de référence. L'équation mécanique donne :

$$\frac{\Omega_r(s)}{C_{em}(s)} = \frac{1}{f + Js} \quad (2.20)$$

- Cas du régulateur PI

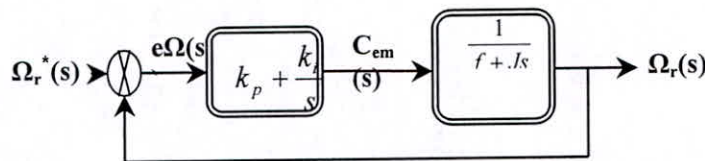


Figure (IIb-12) : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse PI

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent est donnée

par $\frac{\Omega_r(s)}{\Omega_r^*(s)} = \frac{(k_p s + k_i) \frac{1}{J}}{G(s)}$ avec $G(s) = s^2 + \frac{f + k_p}{J} s + \frac{k_i}{J} = 0$

On trouve par la méthode d'identification avec un modèle de référence du deuxième ordre

table de la forme de $H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \xi \omega_n s + \omega_n^2}$ que : $k_i = J \cdot \omega_n^2$ et $k_p = 2 \cdot J \cdot \xi \cdot \omega_n - f$

• Cas du régulateur IP

D'une manière analogue que précédemment et en suivant la même procédure on déduit à partir schéma d'asservissement de la figure (IIb-13) que :

$k_i = (J/k_p) \cdot \omega_n^2$ et $k_p = 2 \cdot J \cdot \xi \cdot \omega_n - f$

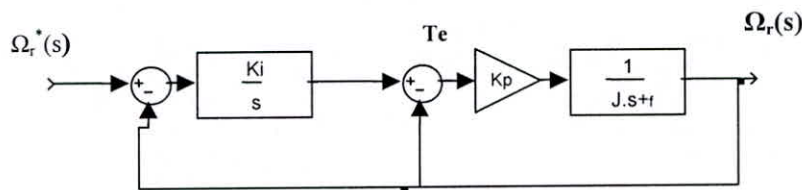


Figure (IIb-13) : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse IP(en serie)

Le filtre

L'analyse théorique du système globale (Régulateur – modèle de la machine monophasée), montre que si nous voulons régler la vitesse, il va apparaître un dépassement de cette dernière avant la stabilisation, donc il est indispensable d'utiliser un filtre, de telle sorte on élimine ce dépassement, la fonction de transfert de ce bloc est donnée par :

$$\frac{(\Omega_r^*)_{\text{filtre}}}{\Omega_r^*} = \frac{1}{1 + T_f s} \tag{2.21}$$

T_f : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc :

$$T_f = \frac{k_p}{k_i} \tag{2.22}$$

SIMULATION ET COMMENTAIRES

En boucle ouverte

Les résultats de la simulation de l'orientation de flux rotorique de la machine asynchrone monophasée alimentée en courant sont illustrées dans la figure (IV-11), cette figure montre que malgré la variation du couple électromagnétique, le flux n'est pas influé par cette variation, ainsi on remarque que la composante en quadrature de flux rotorique est nulle en régime permanent.

On remarque ainsi que la composante directe (Φ_{dr}) du flux est parfaitement identique à son module Φ_r .

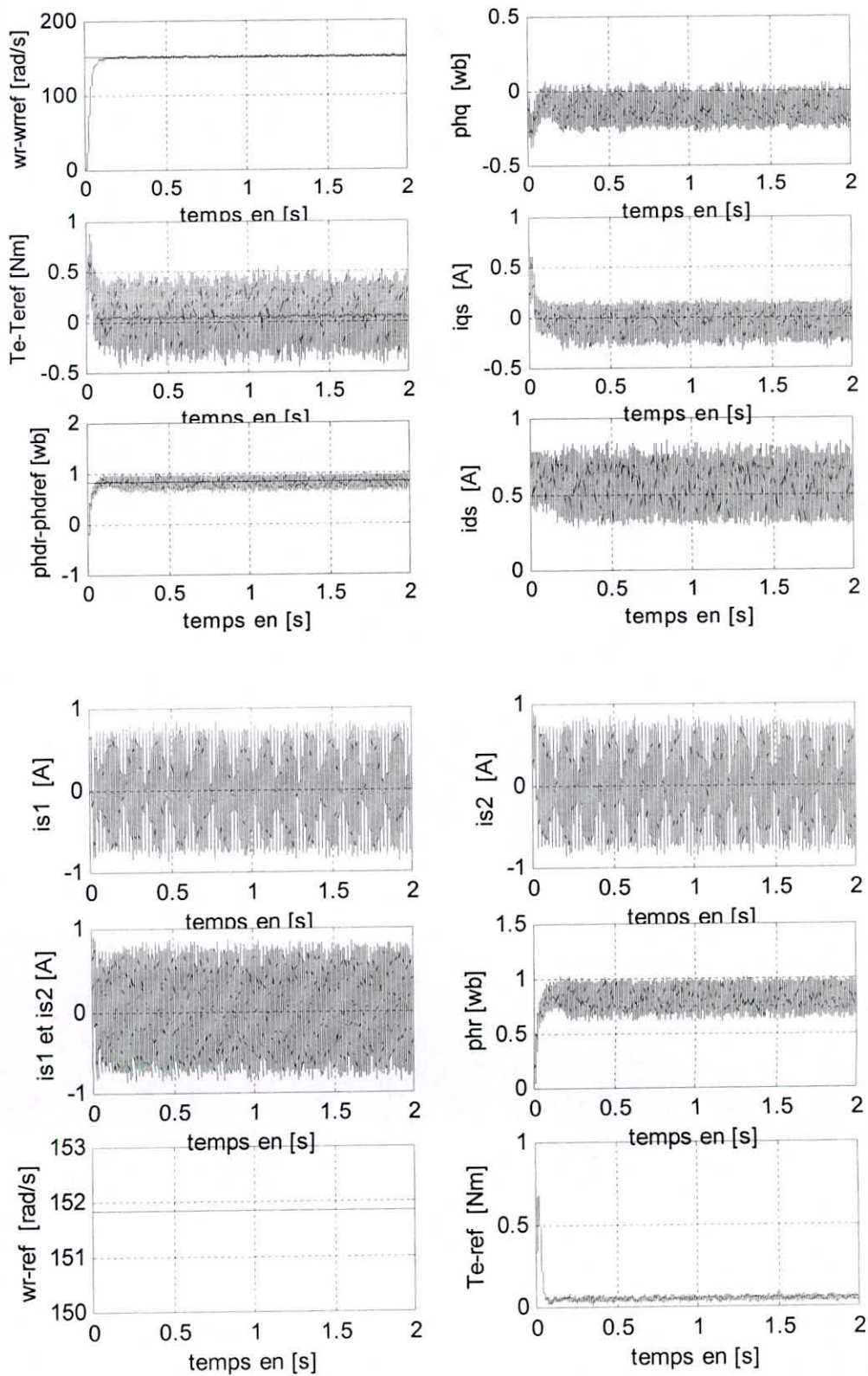
En boucle fermée

Nous avons représenté la réponse de la machine monophasée à la figure (II-12), on constate qu'il y a un dépassement de vitesse de en régime transitoire, pour éliminer cet dépassement on filtre la vitesse de consigne comme le montre la figure (II-13).

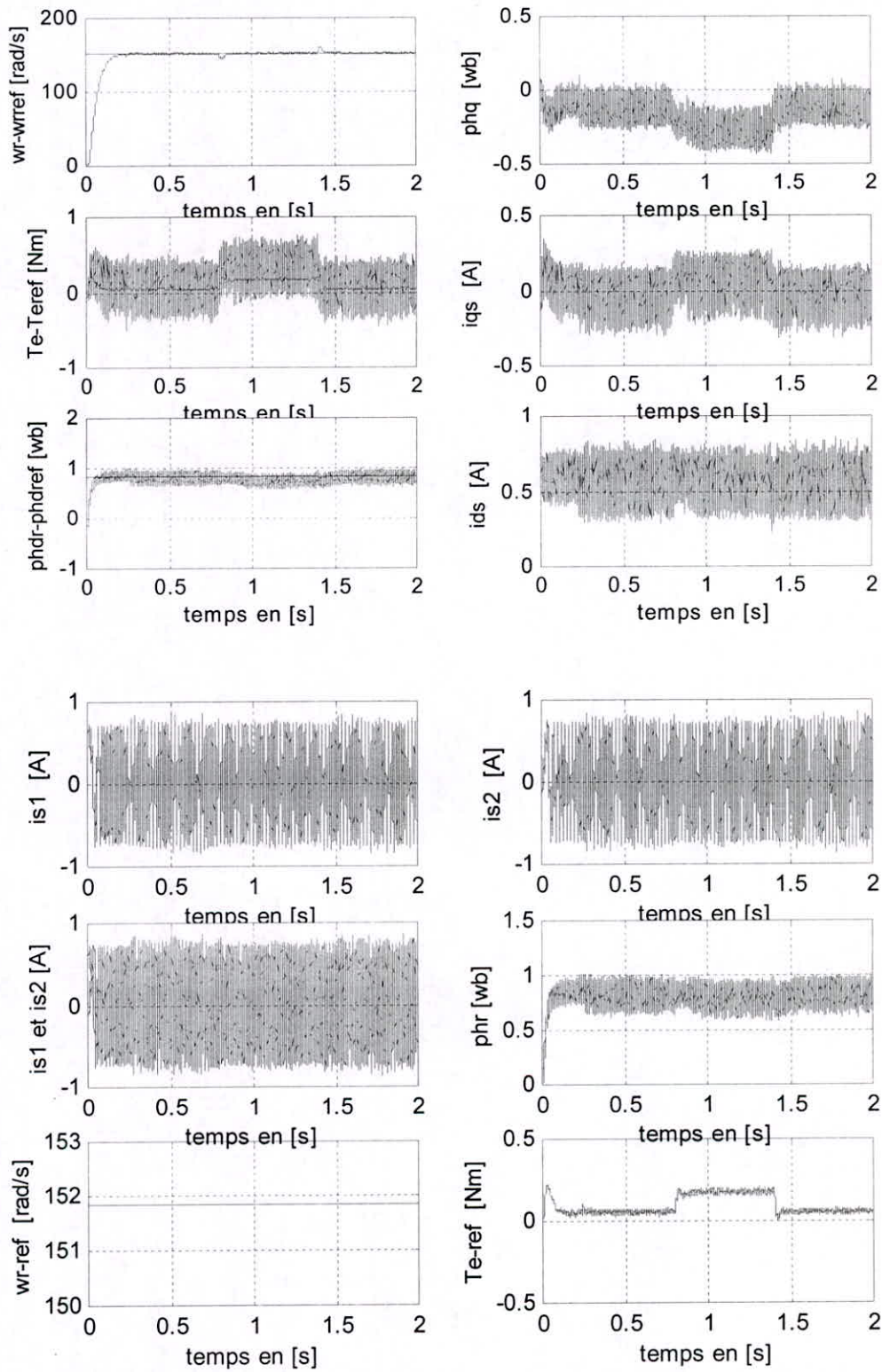
La figure (II-14) représente un démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale, on remarque que la vitesse subit une légère diminution juste à l'instant d'application de la charge, cette diminution est vite corrigée par le régulateur classique (PI).

La figure (II-15) montre un démarrage de la machine monophasée en charge nominale, on à constater que le temps de réponse est relativement lent.

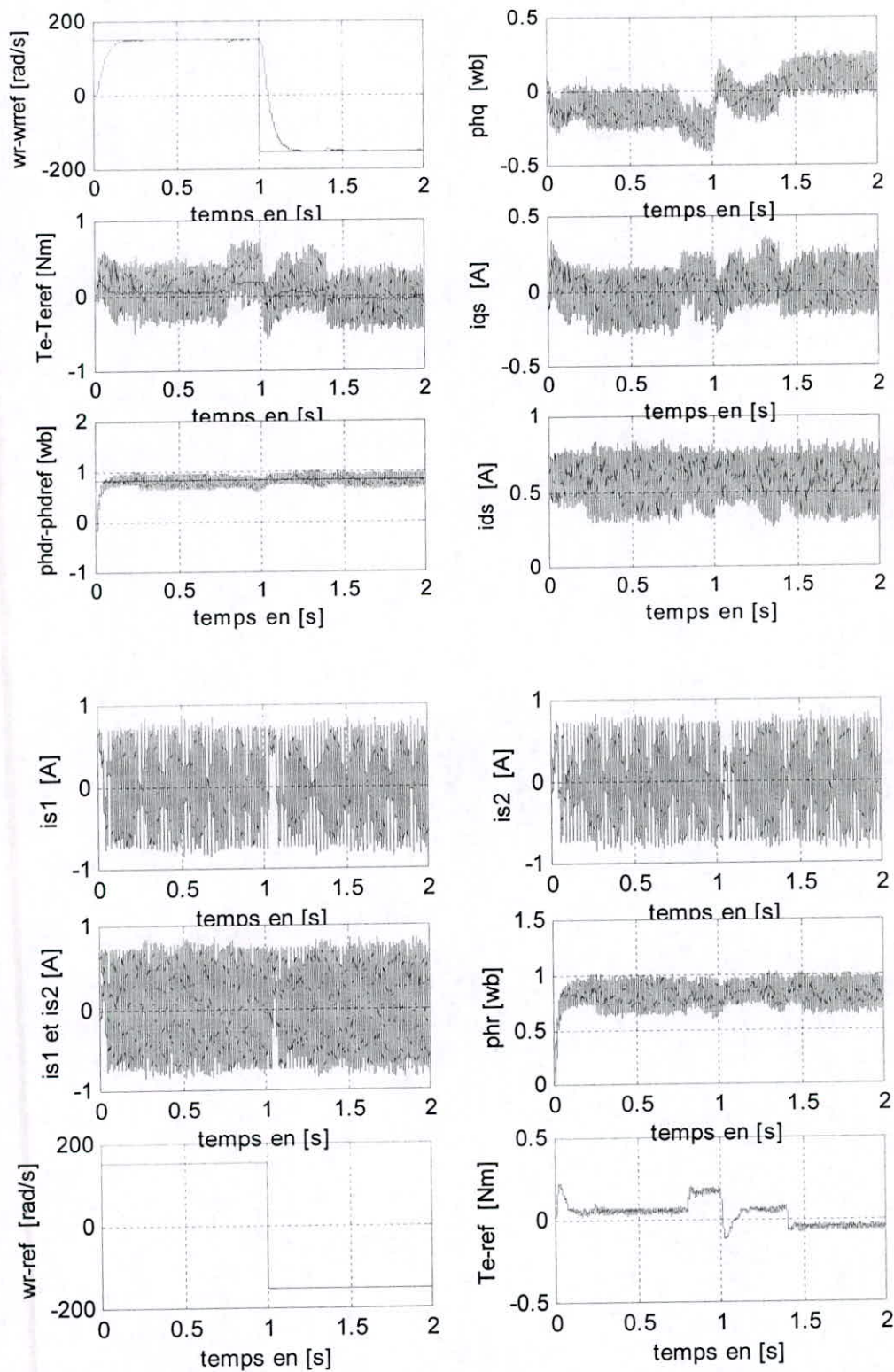
A la figure (II-16) on a représenté la réponse de la machine monophasée pour une inversion de vitesse de référence de ± 151.7 rad/s, nous constatons que la vitesse suit la référence avec un temps de réponse relativement court. Le temps de réponse de la machine dépend des paramètres du régulateur (PI).



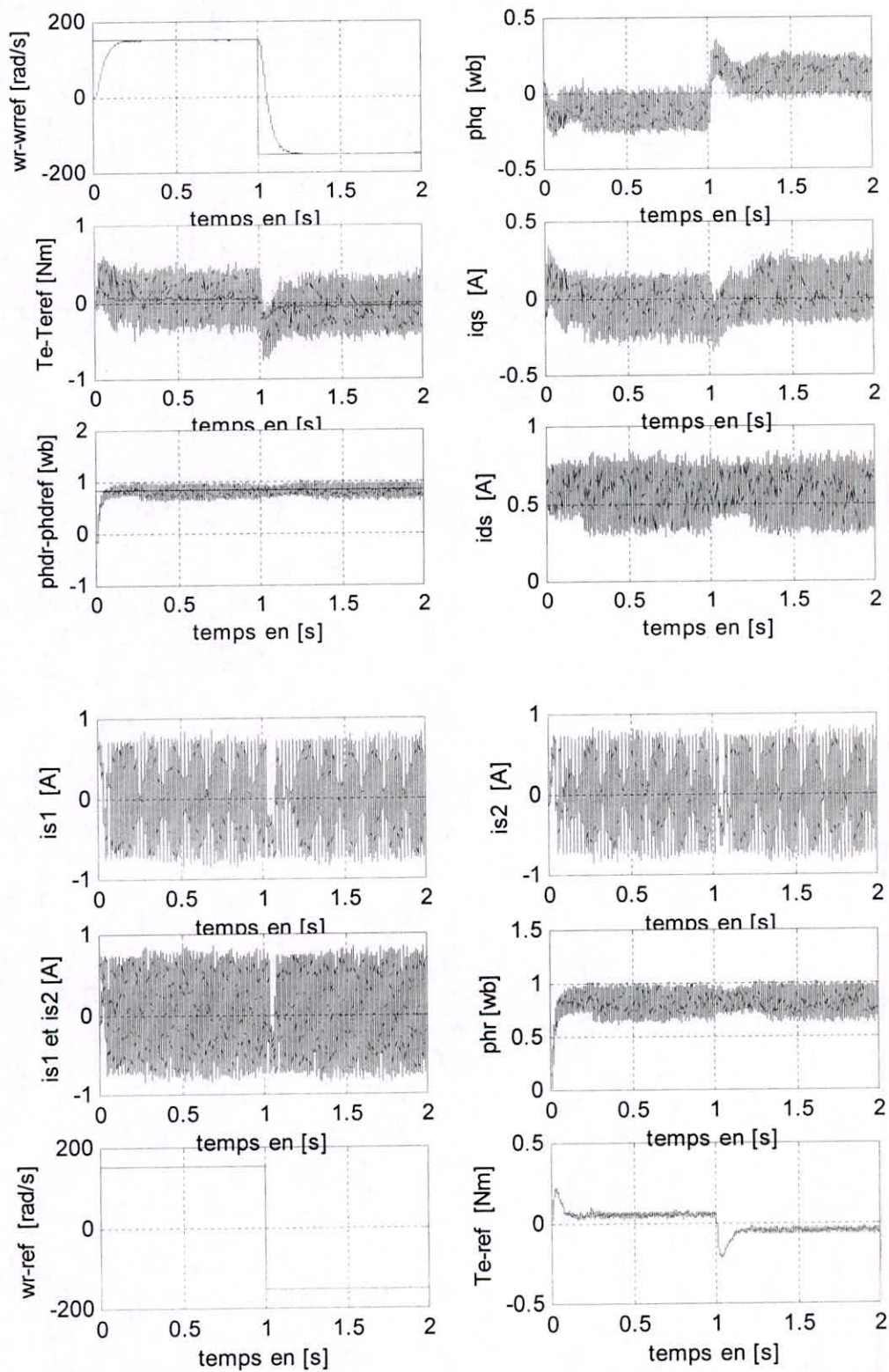
Figure(IIb-14c) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM alimentée en courant par un onduleur (hystérésis) à vide et sans filtre. (cas du P.I).



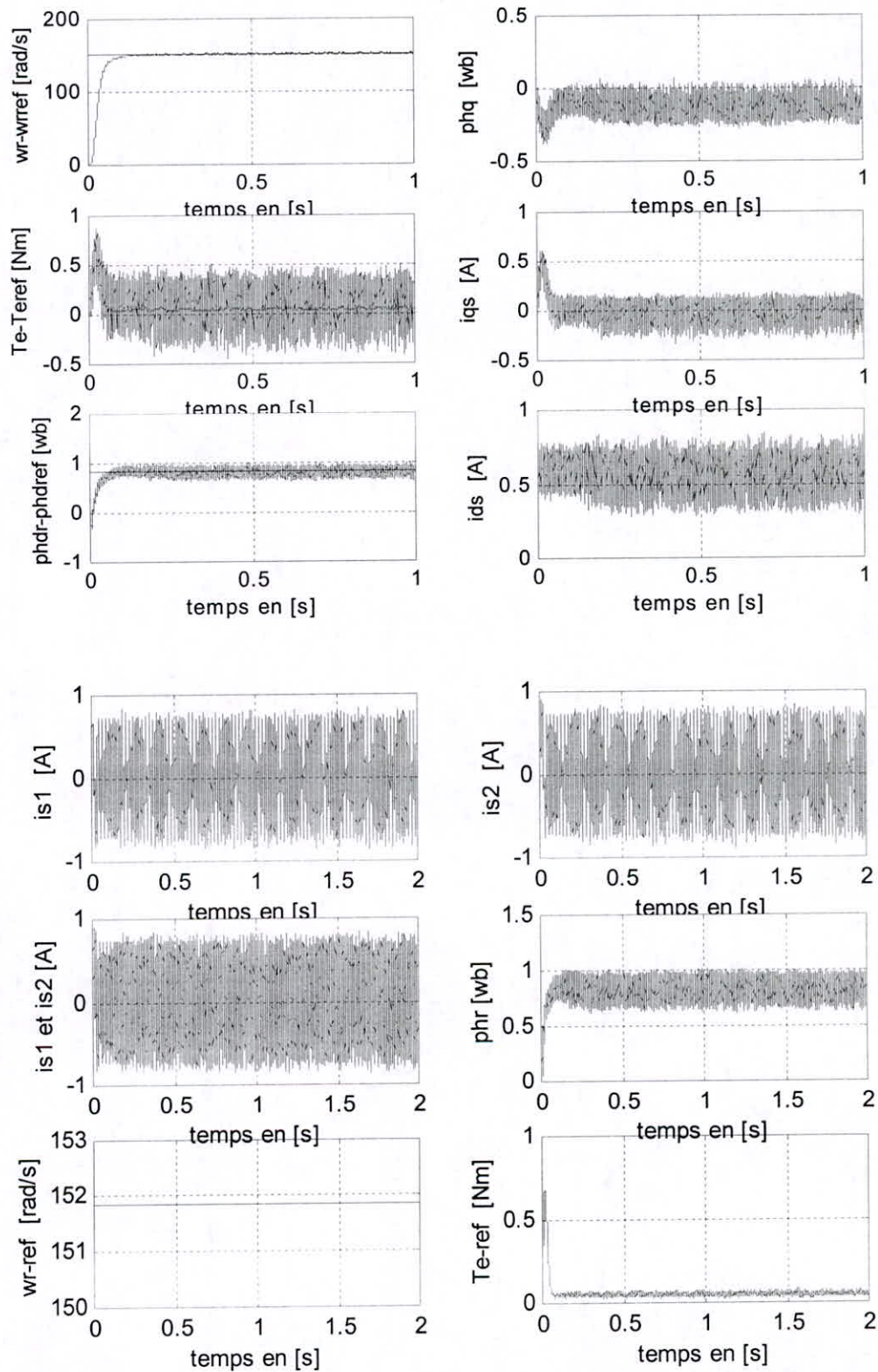
Figure(IIb-15c) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM alimentée En courant en charge et avec filtre :application d'une charge de 0.25N.m (cas du P.I).



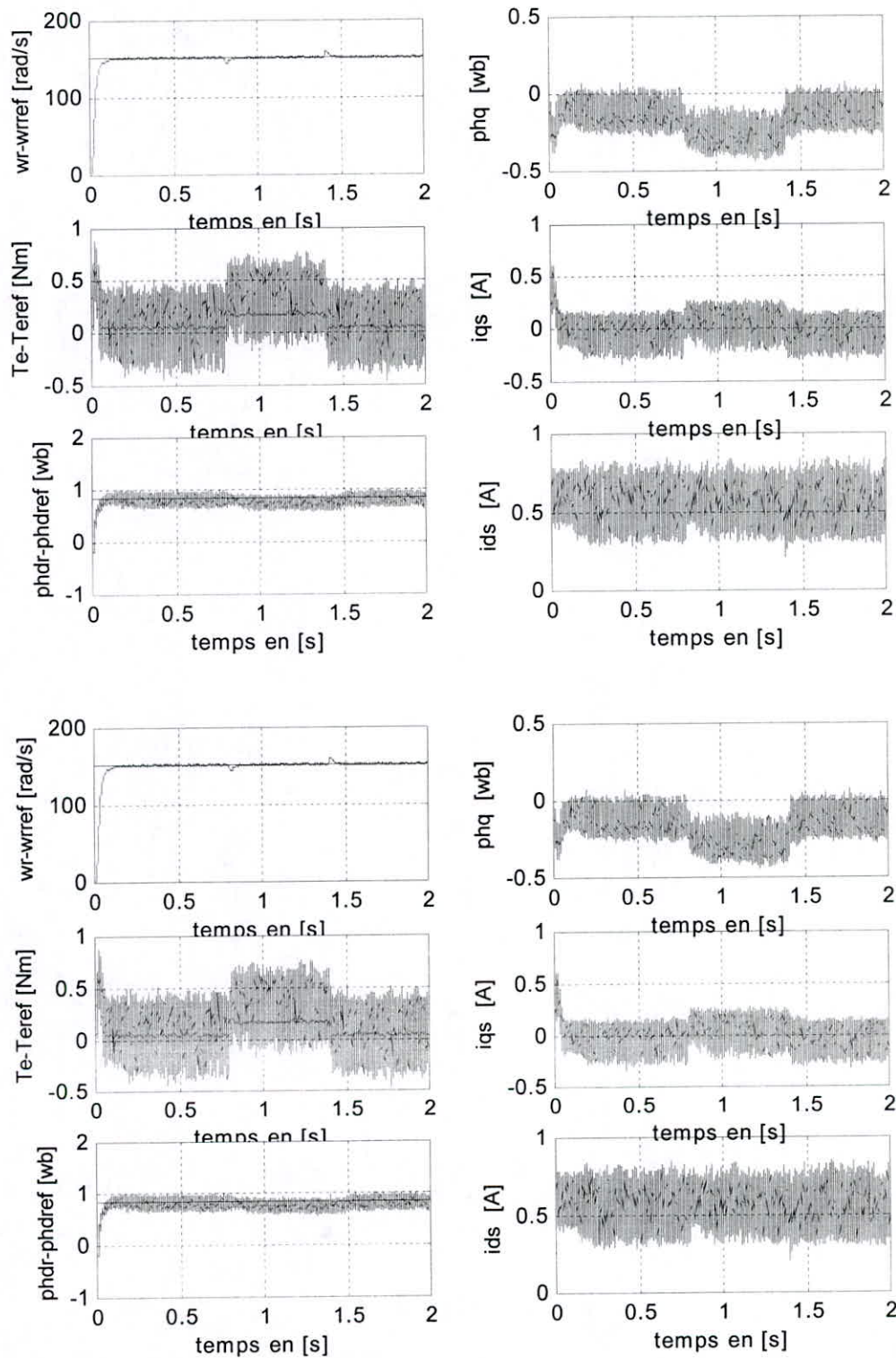
Figure(IIb--16c) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM alimentée en courant avec application d'une charge de 0.25N.m et inversion du sens de rotation .(cas du P.I).



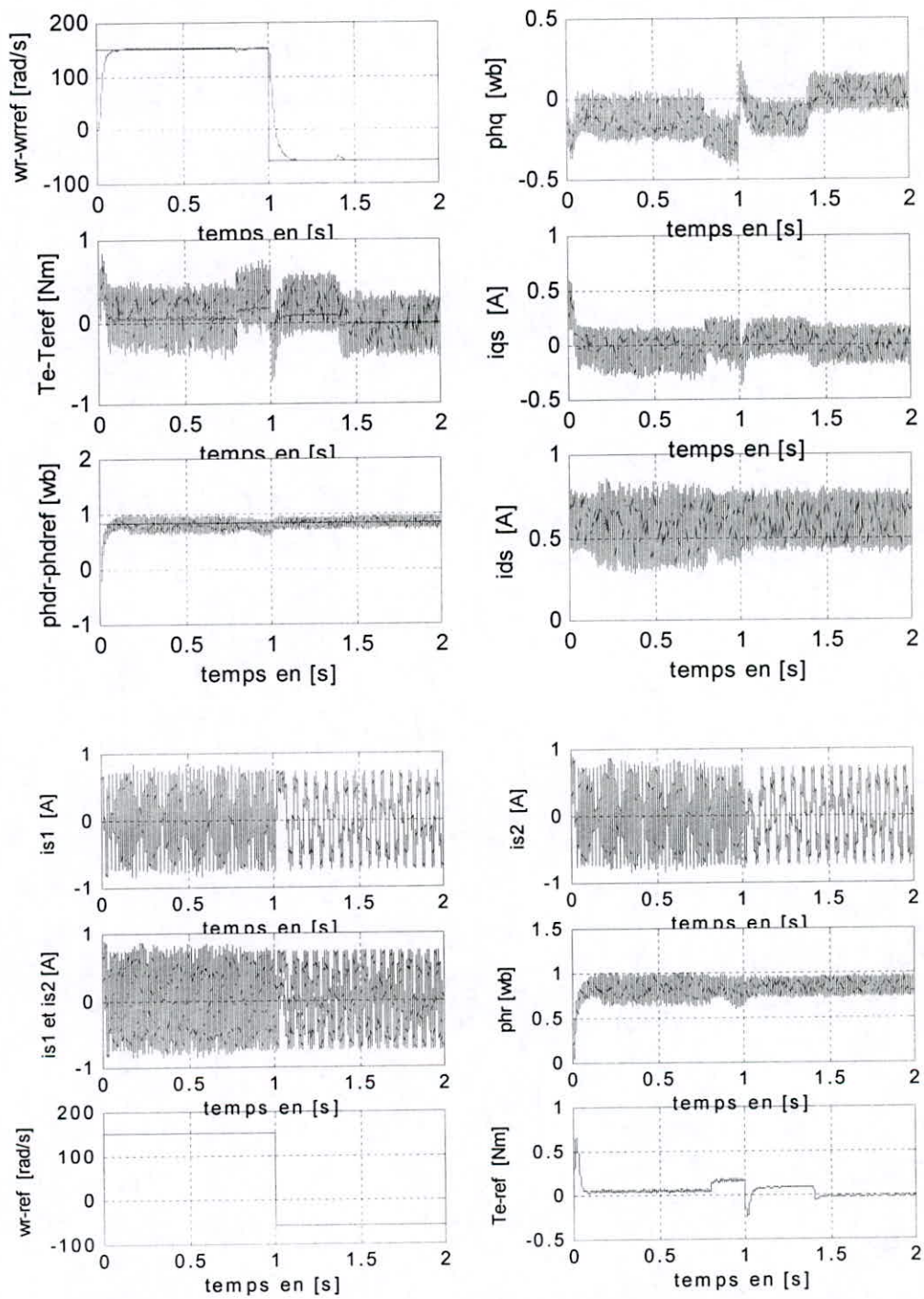
Figure(IIb-17c) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM alimentée en courant avec inversion du sens de rotation .(cas du P.I).



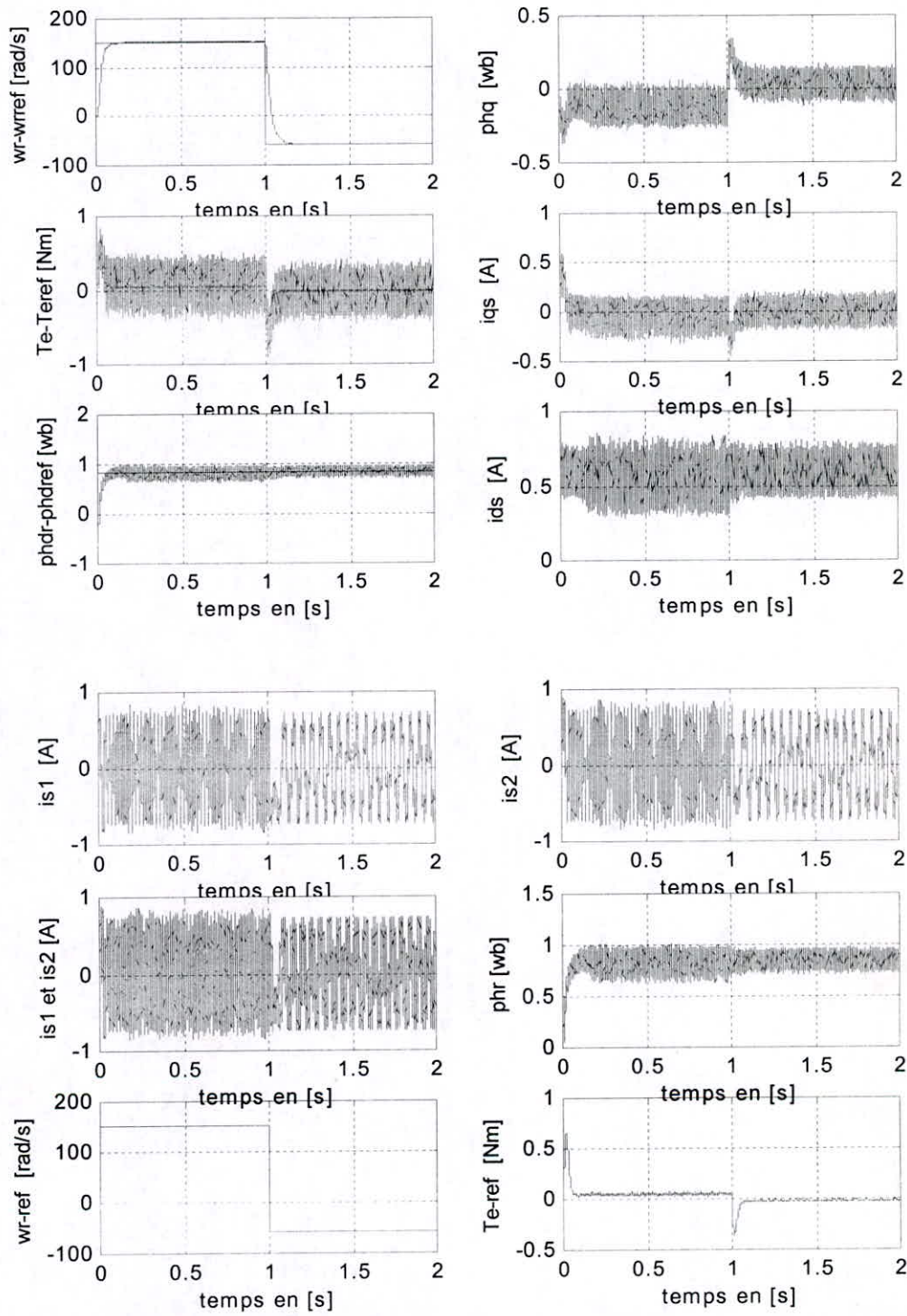
Figure(IIb-18c) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM alimentée en courant par un onduleur (hystérésis) à vide et sans filtre. (cas du I.P).



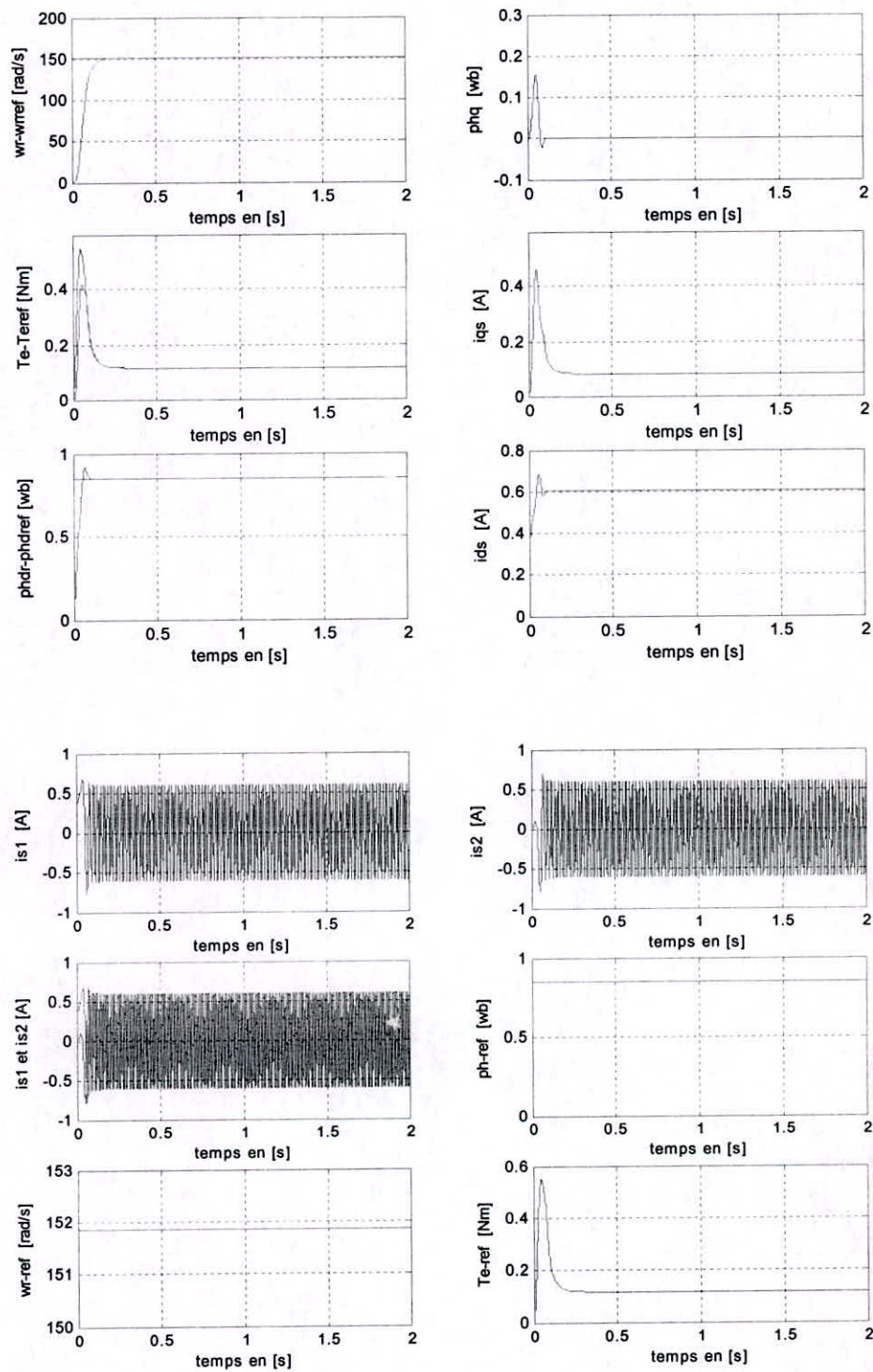
Figure(IIb-19c) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM alimentée en courant par un onduleur (hystérésis) avec application d'une charge de 0.25N.m sans filtre. (cas du I.P).



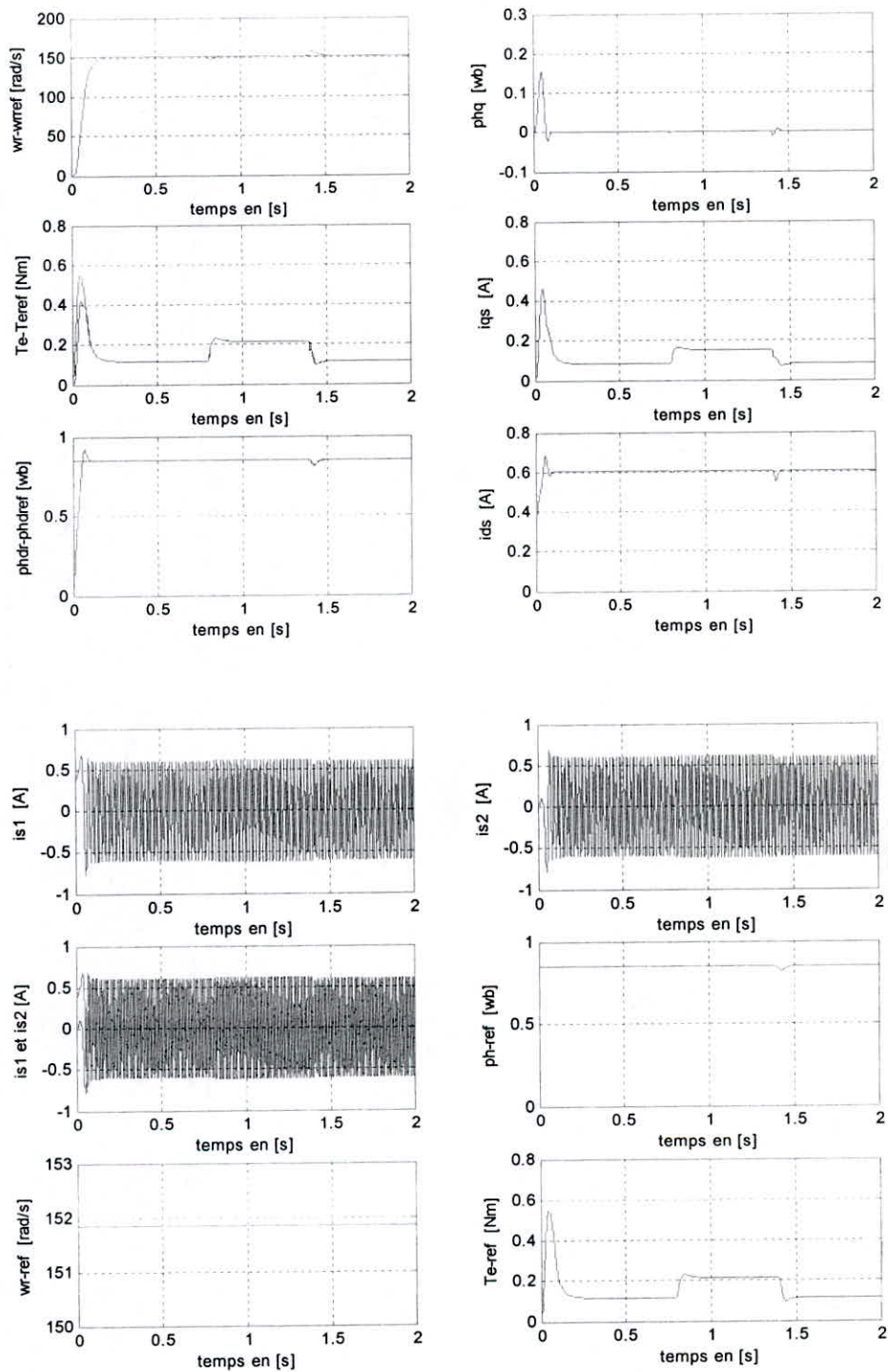
Figure(IIb-20c) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM alimentée en courant par un onduleur (hystérésis) avec application d'une charge de 0.25N.m et inversion du sens de rotation (cas du I.P).



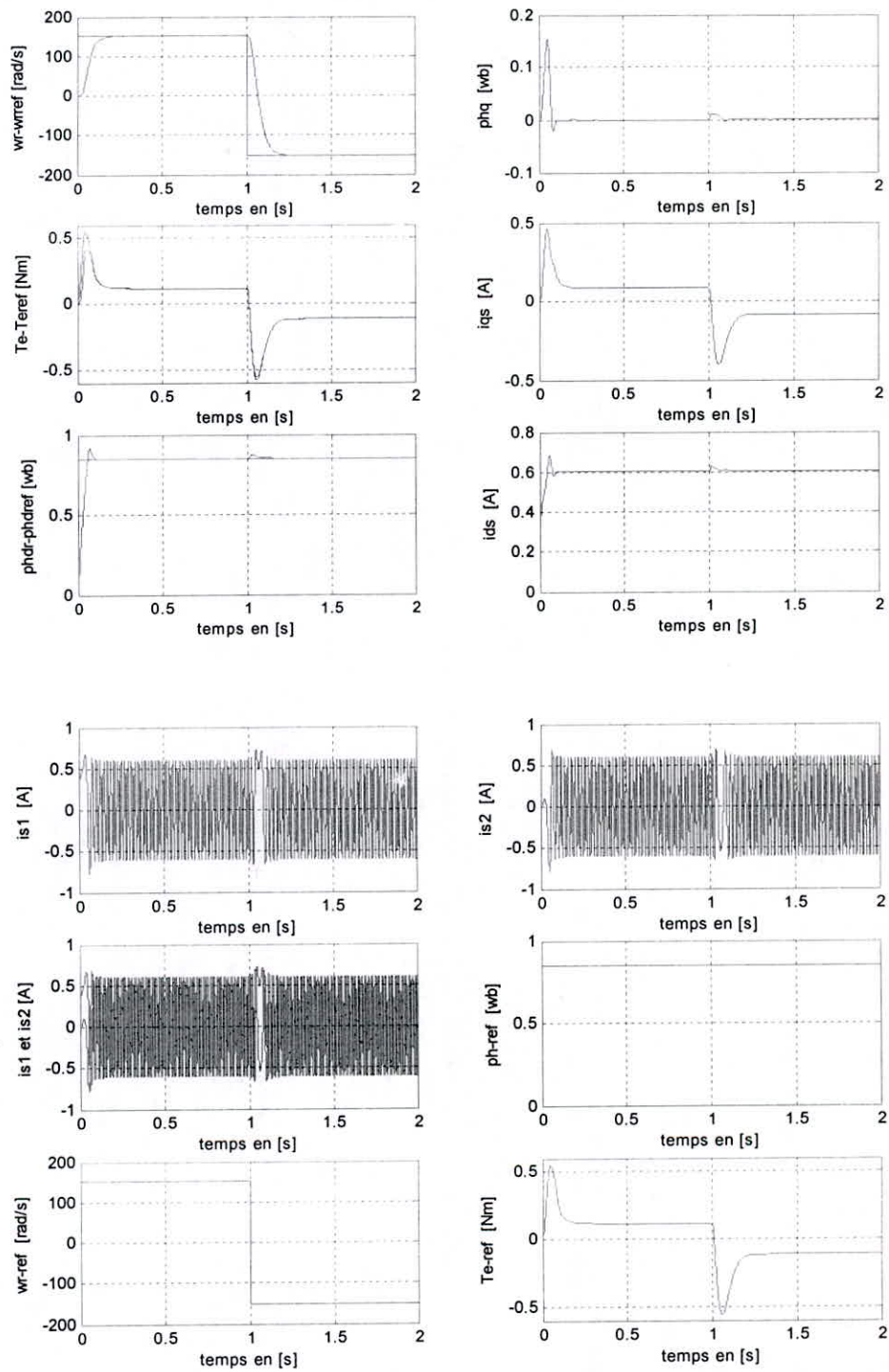
Figure(I Ib-21c) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM alimentée en courant par un onduleur (hystérésis) avec inversion du sens de rotation (cas du I.P).



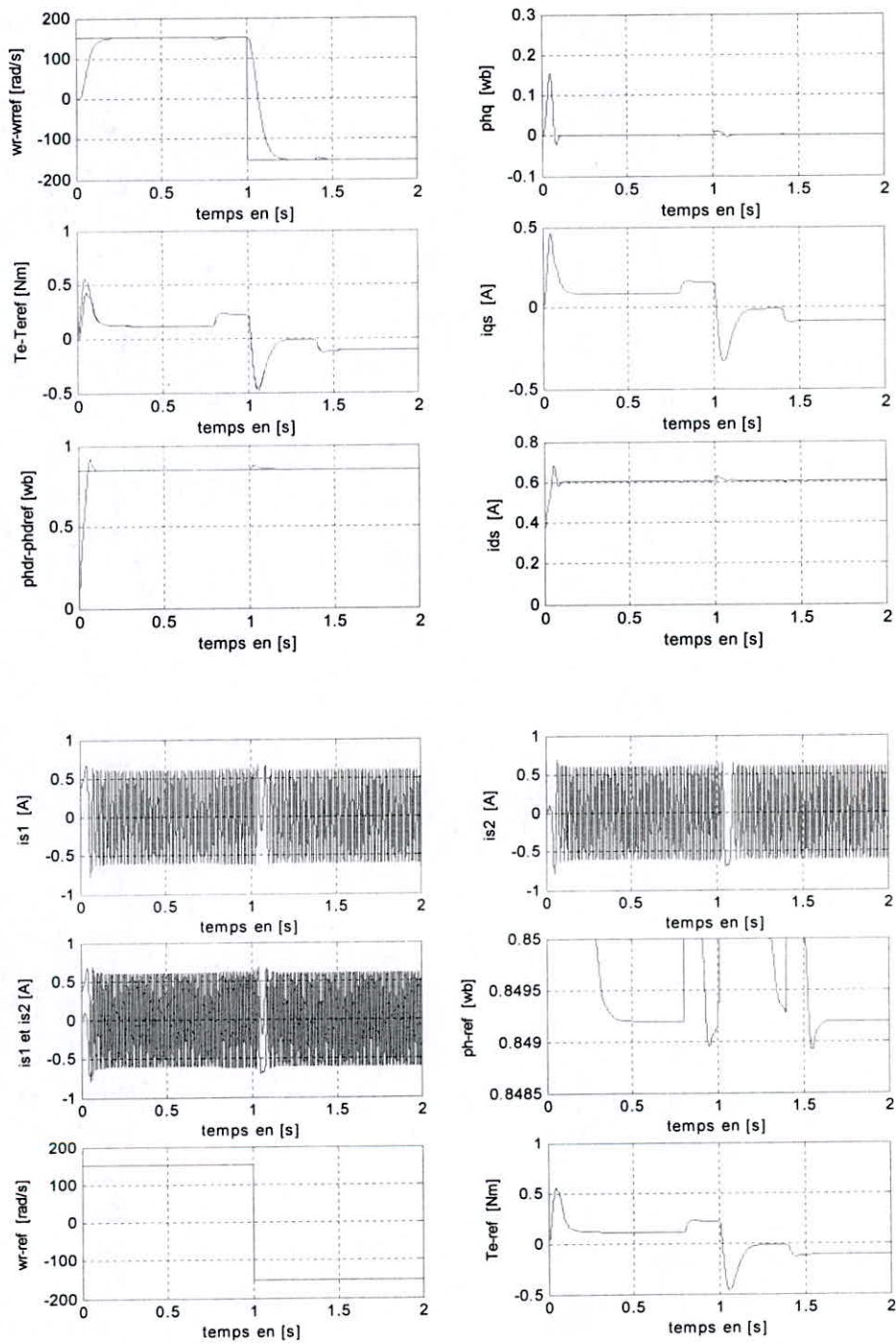
Figure(IIb-23) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée en tension (idéale) a vide et avec filtre (cas du PI).



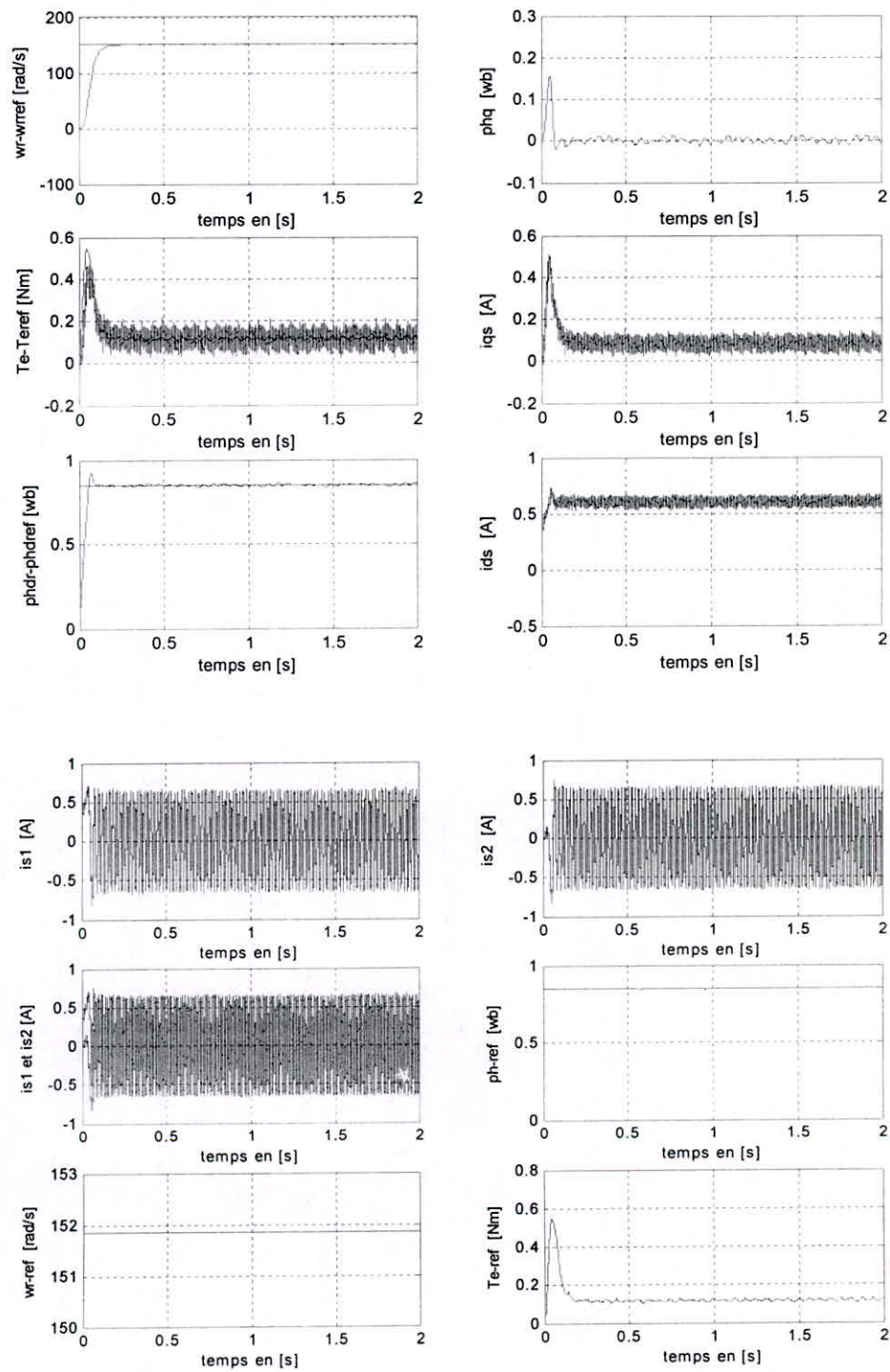
Figure(IIb-23) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée en tension(idéale) avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s \text{ et } 1.4s]$ (cas du P.I).



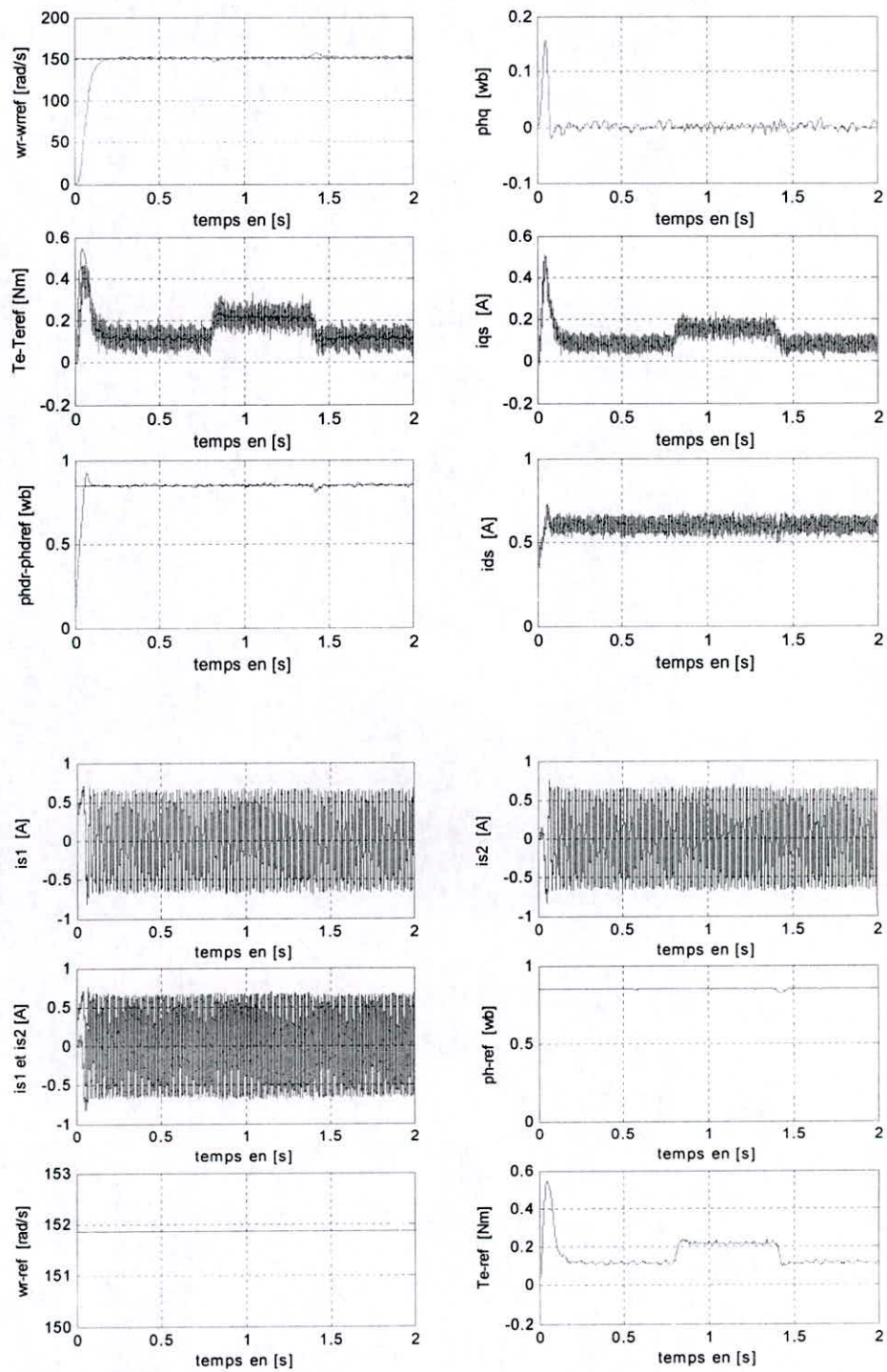
Figure(IIb-24) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée en tension (idéale) avec inversion de sens a t=1s (cas du P.I).



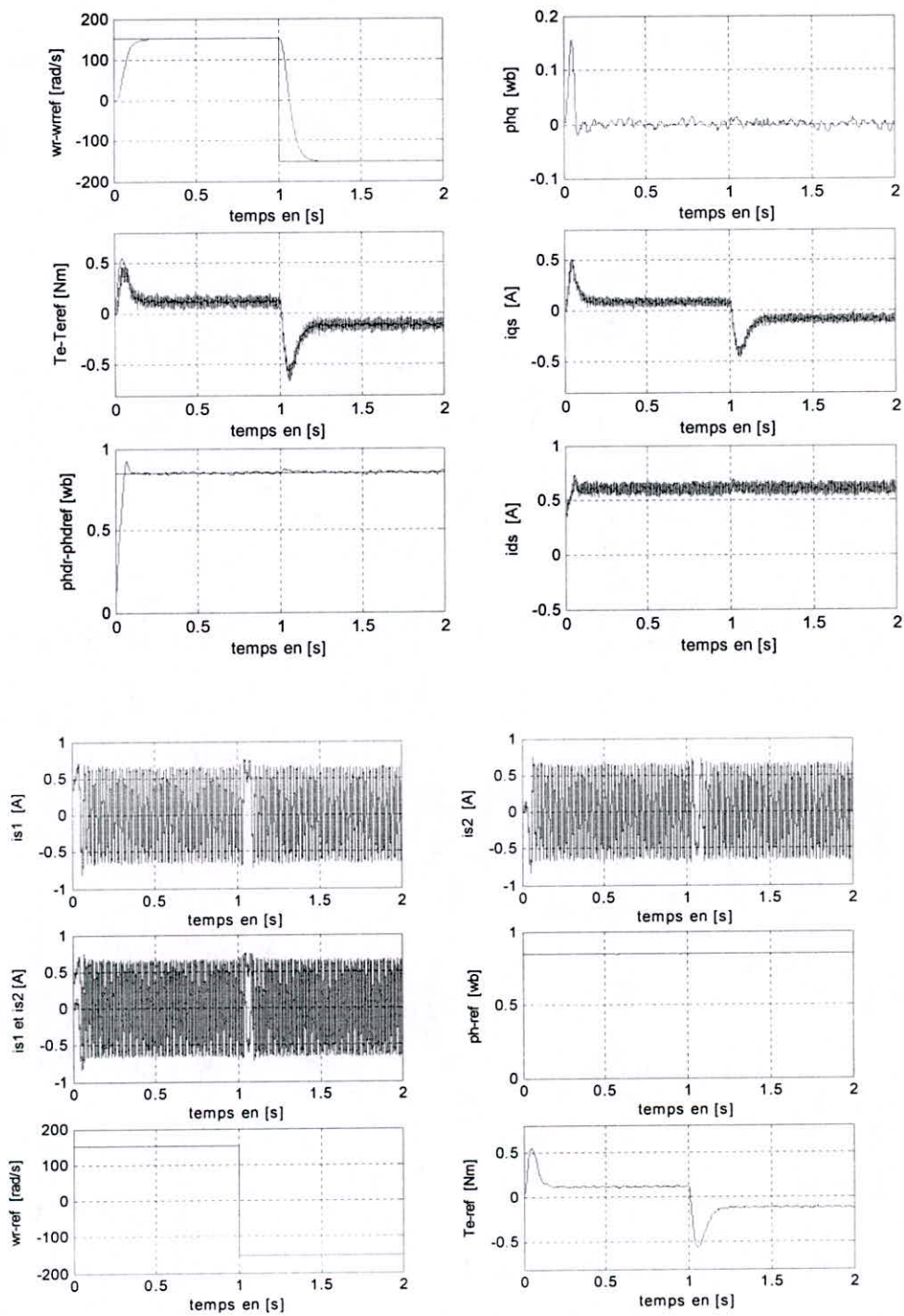
Figure(II-25) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée en tension (idéale) avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s$ et $1.4s]$ et inversion de sens de rotation a $t=1s$. (cas du P.I).



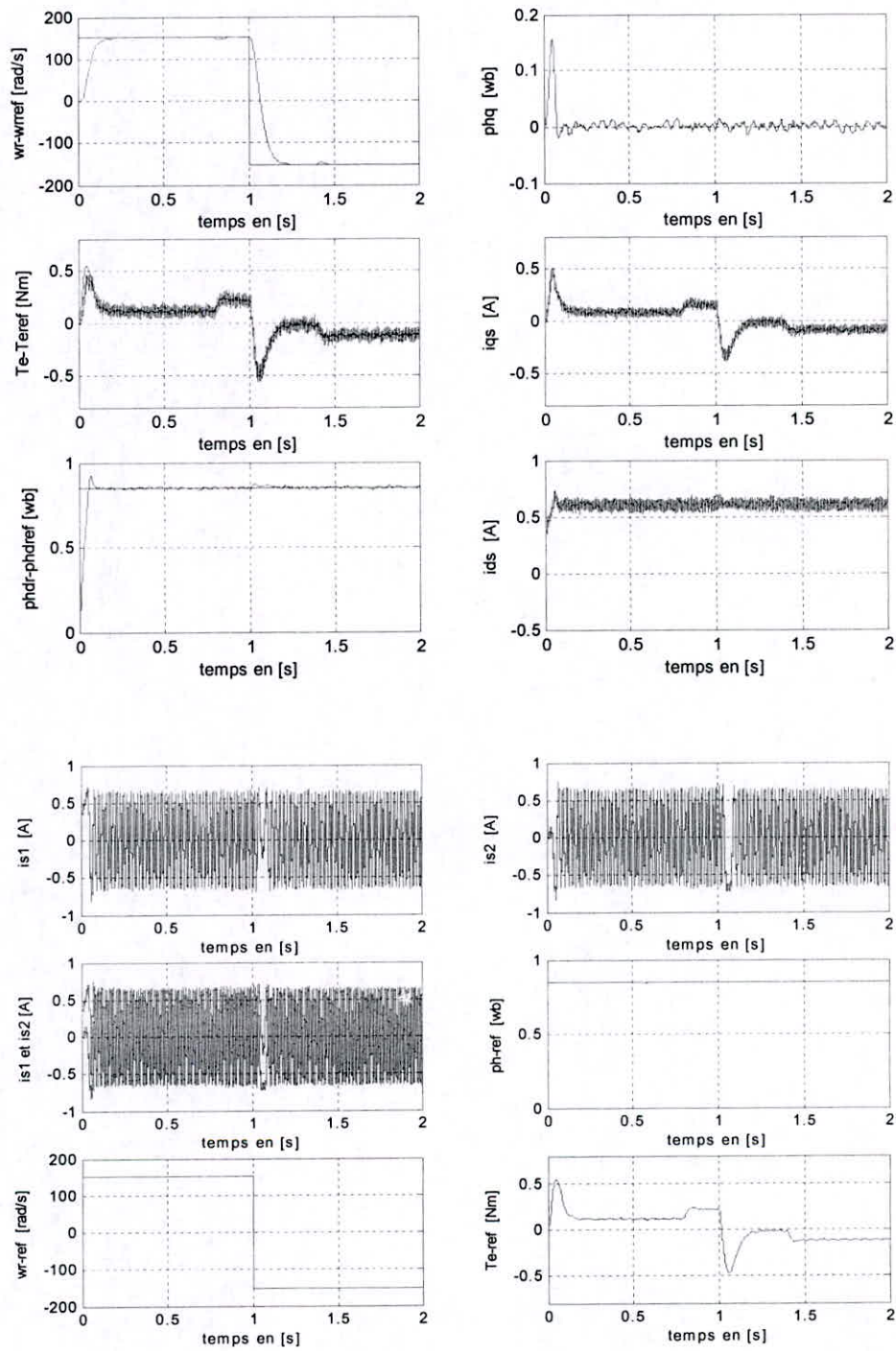
Figure(IIb-26) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée par un onduleur en tension a vide et avec filtre (cas du PI).



Figure(IIb-27) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée par un onduleur en tension avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s$ et $1.4s]$, avec filtre. (cas du PI).



Figure(IIb-28) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée par un onduleur en tension avec inversion de sens a $t=1s$.
(cas du IP).



Figure(IIb-29) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASMsymétrique alimentée par un onduleur en tension avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s$ et $1.4s]$ et inversion de sens a $t=1s$. (cas du IP).

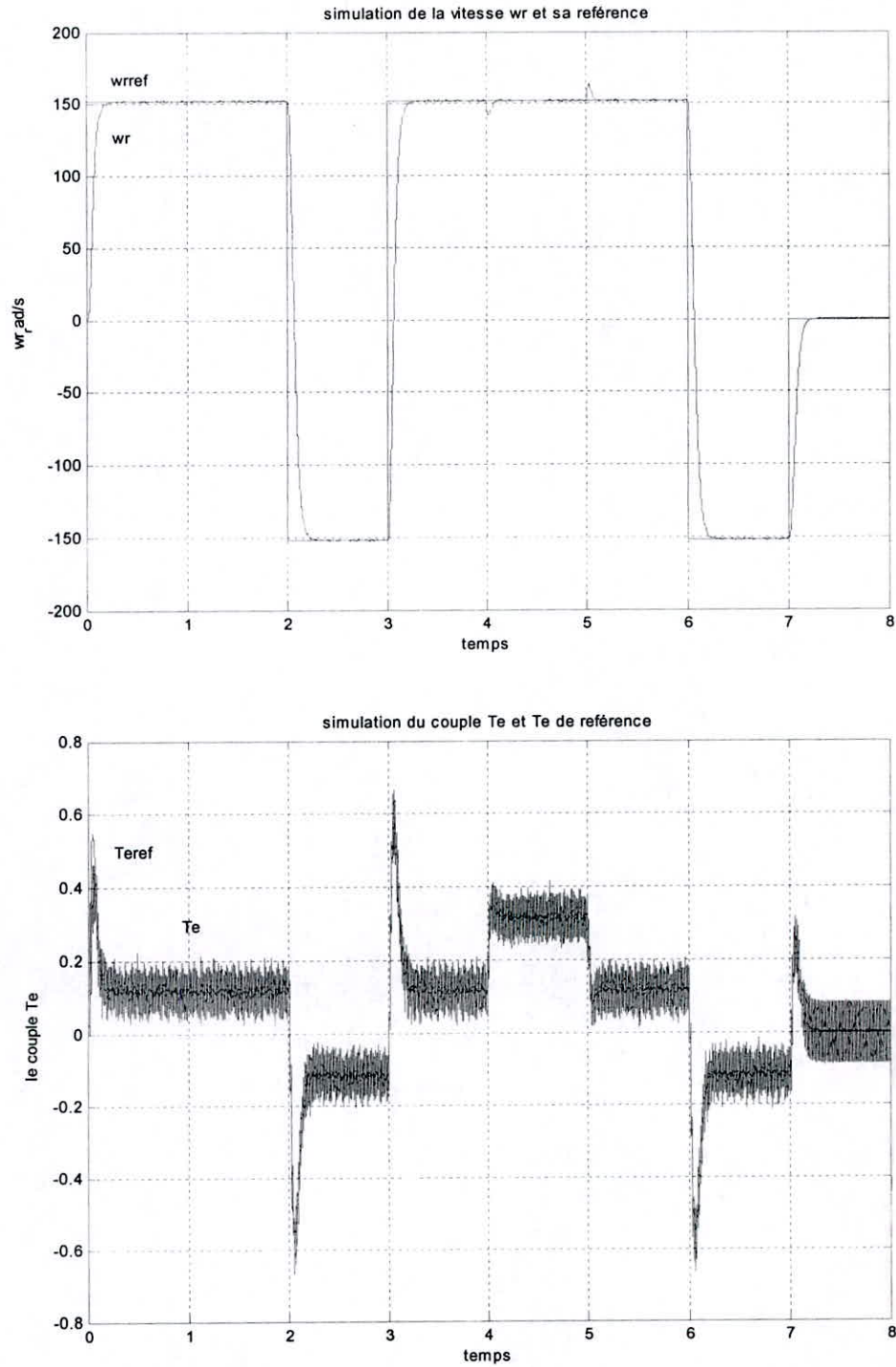
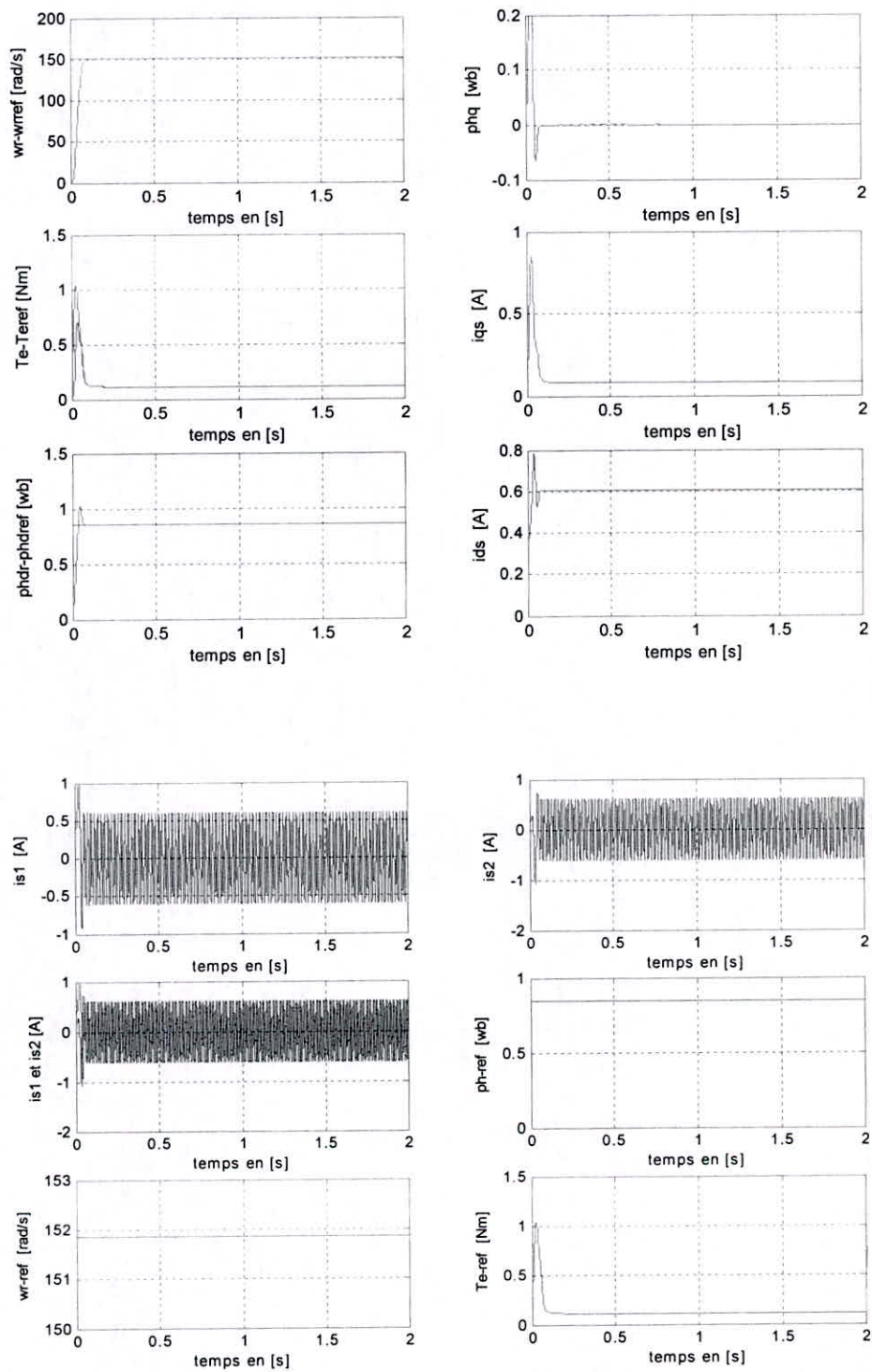
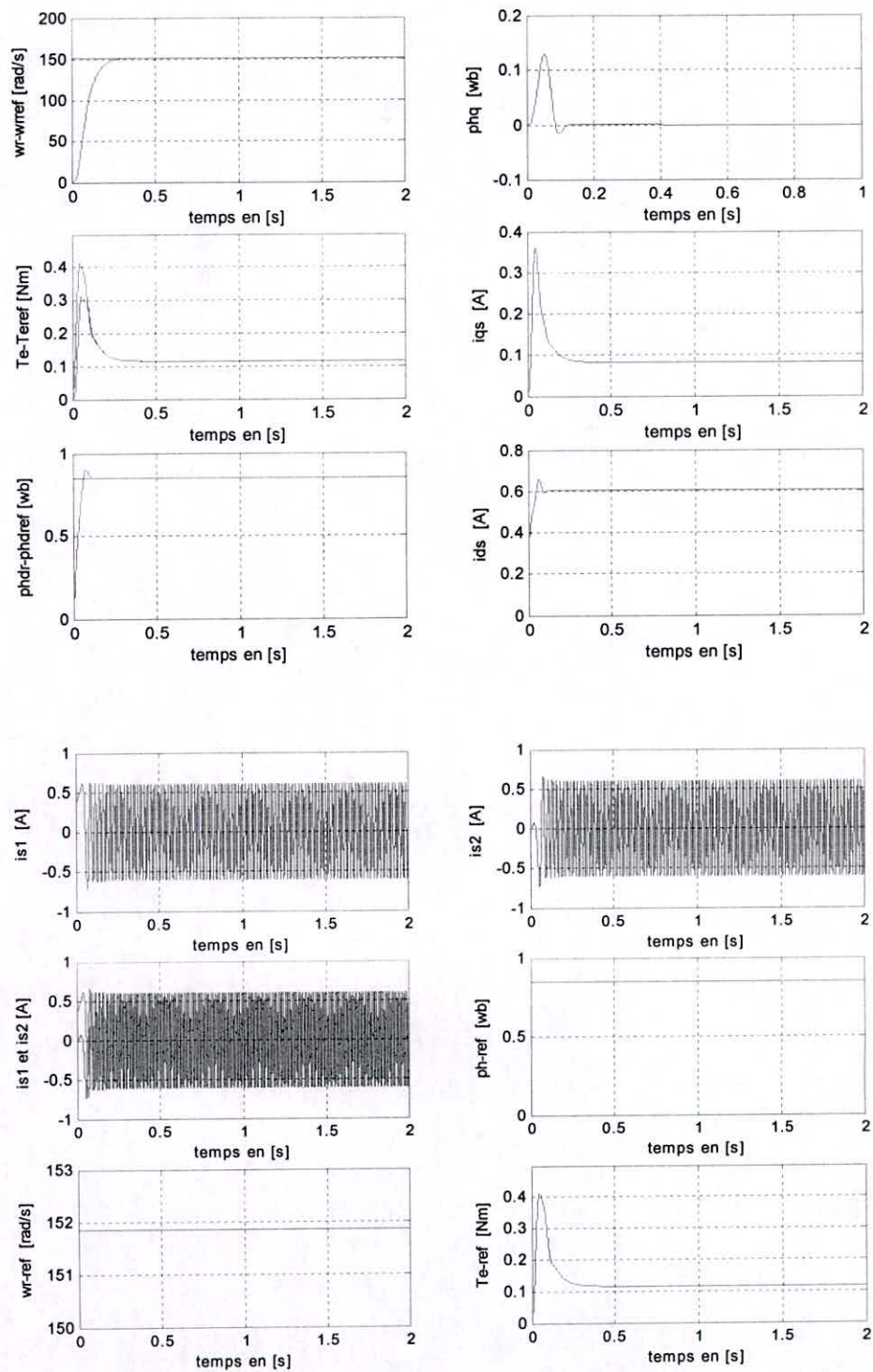


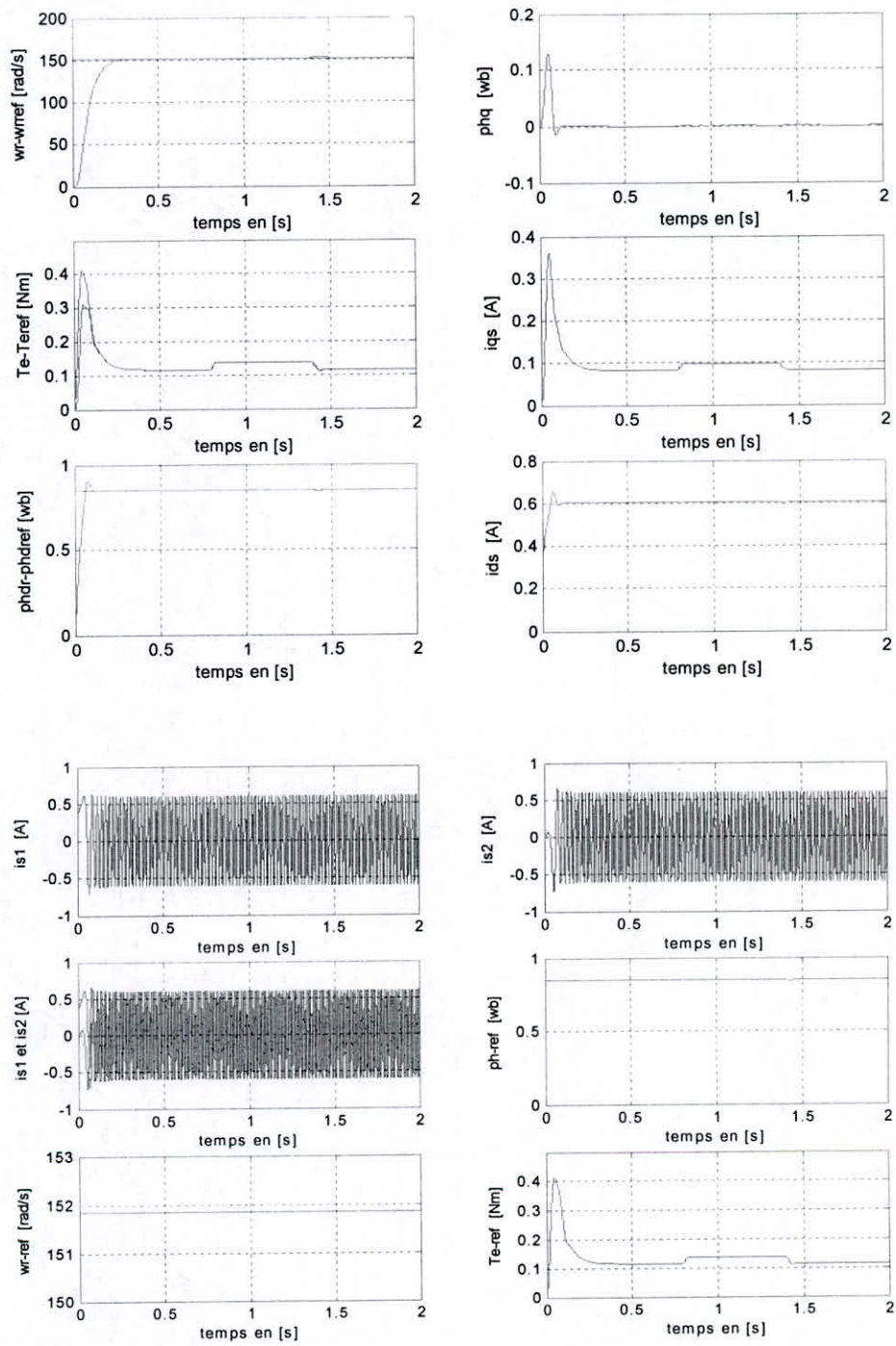
Figure (IIb-30) Evolution de la vitesse et du couple lors d'une triple inversion de vitesse avec application d'une charge a $t=4$ s. (cas d'un régulateur PI).



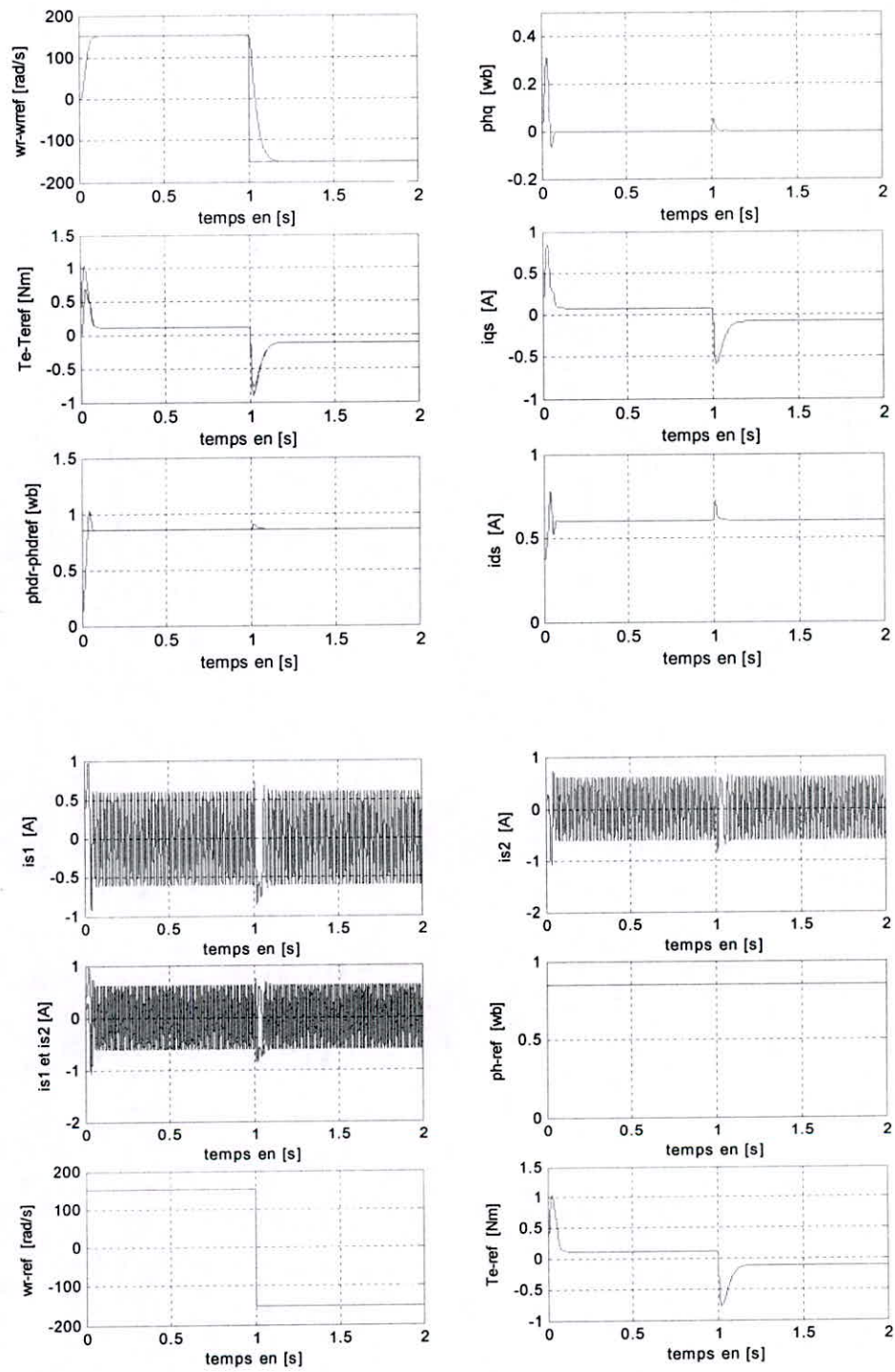
Figure(IIb-31) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée en tension (idéale) a vide et sans filtre. (cas du I.P).



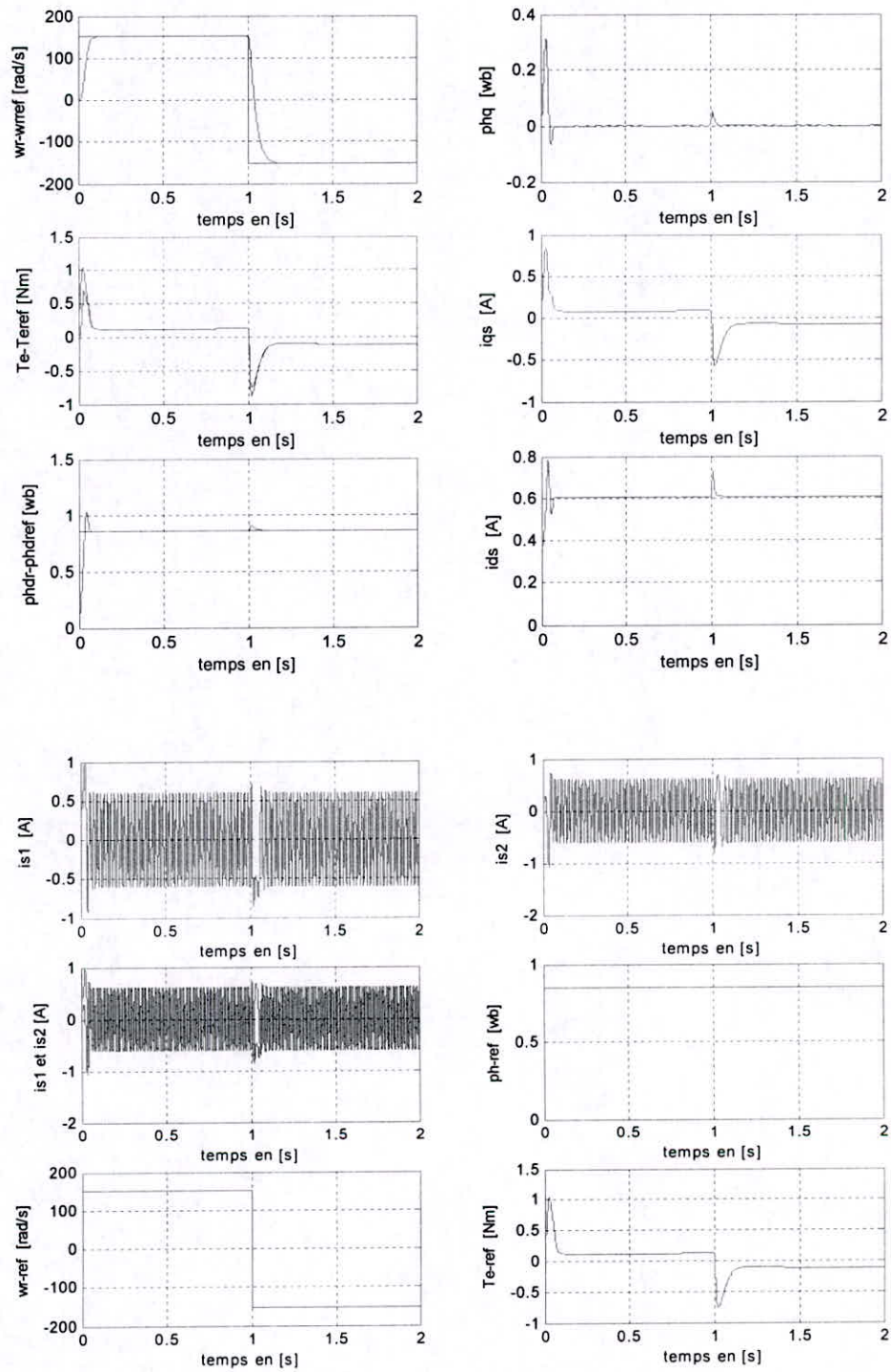
Figure(IIb-32) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée en tension (idéale) a vide et avec filtre (cas du I.P)



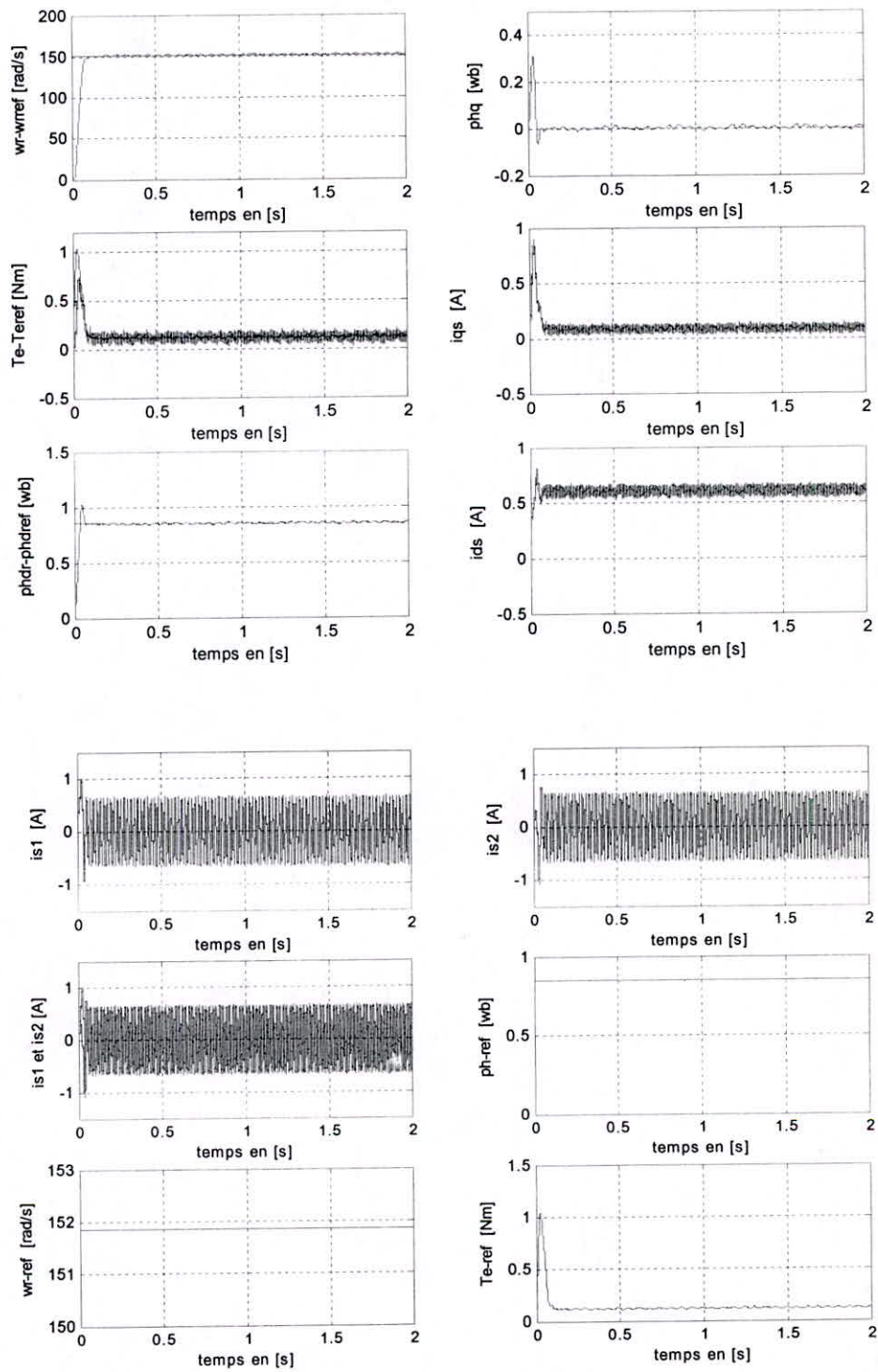
Figure(IIb-33) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée en tension(idéale) avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s$ et $1.4s]$.(cas du I.P).



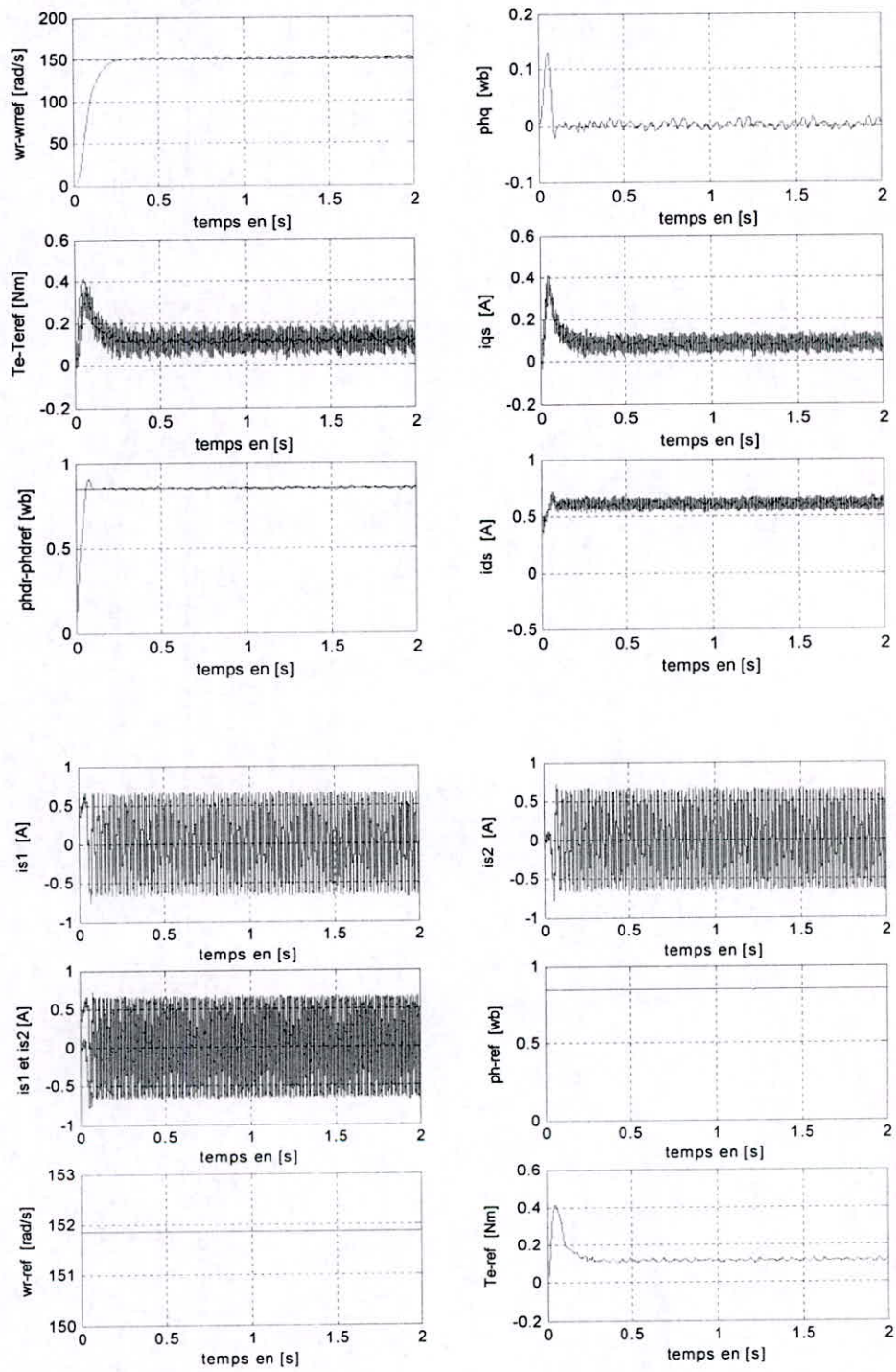
Figure(IIb-34) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS symétrique alimentée en tension (idéale) avec inversion de sens a t=1s. (cas du IP).



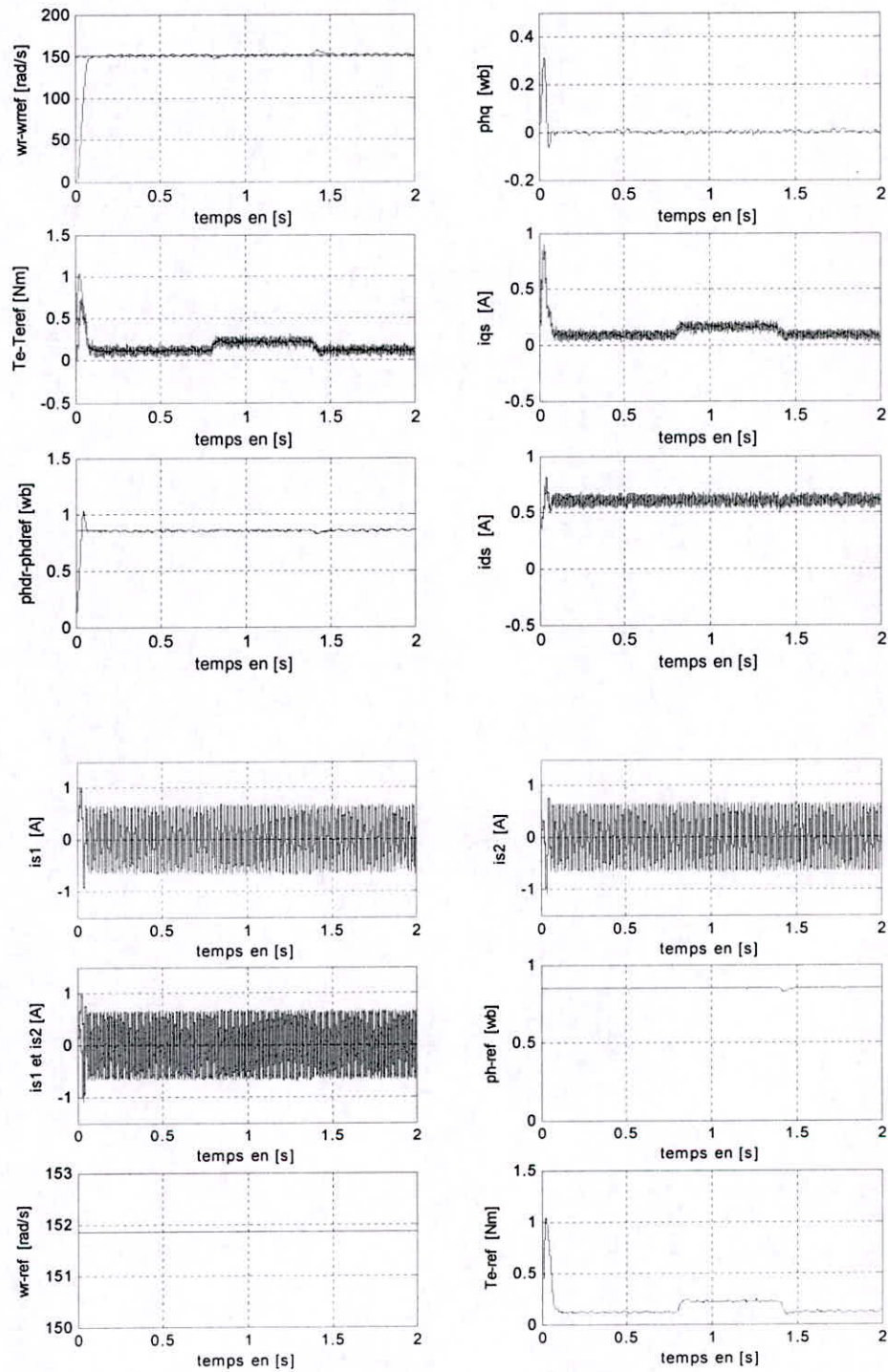
Figure(IIb-5) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique Alimentée en tension(idéale) avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s$ et $1.4s]$ et inversion de sens de rotation a $t=1s$. (cas du I.P).



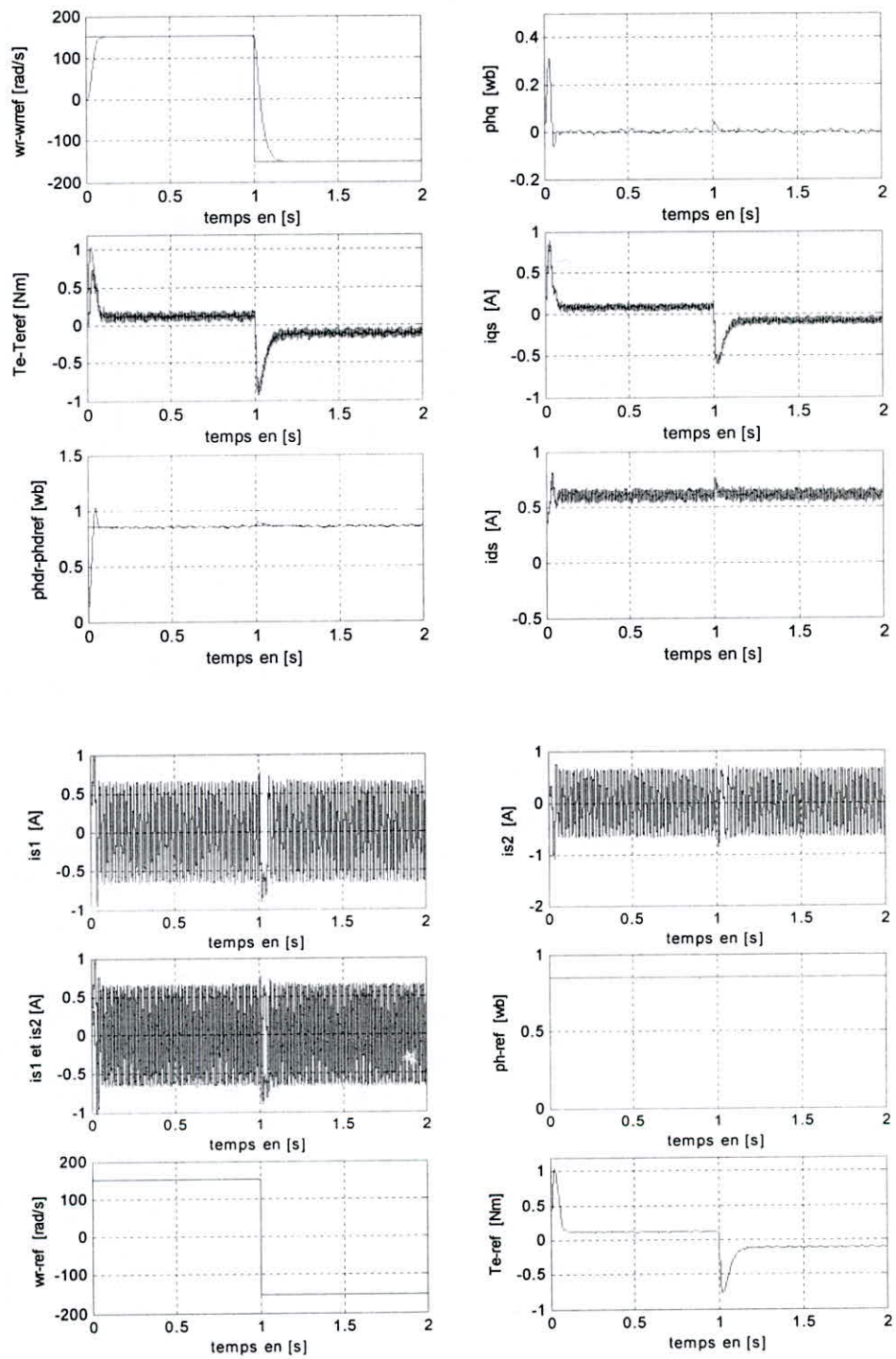
Figure(IIb-36) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée par un onduleur en tension a vide et sans filtre. (cas du I.P).



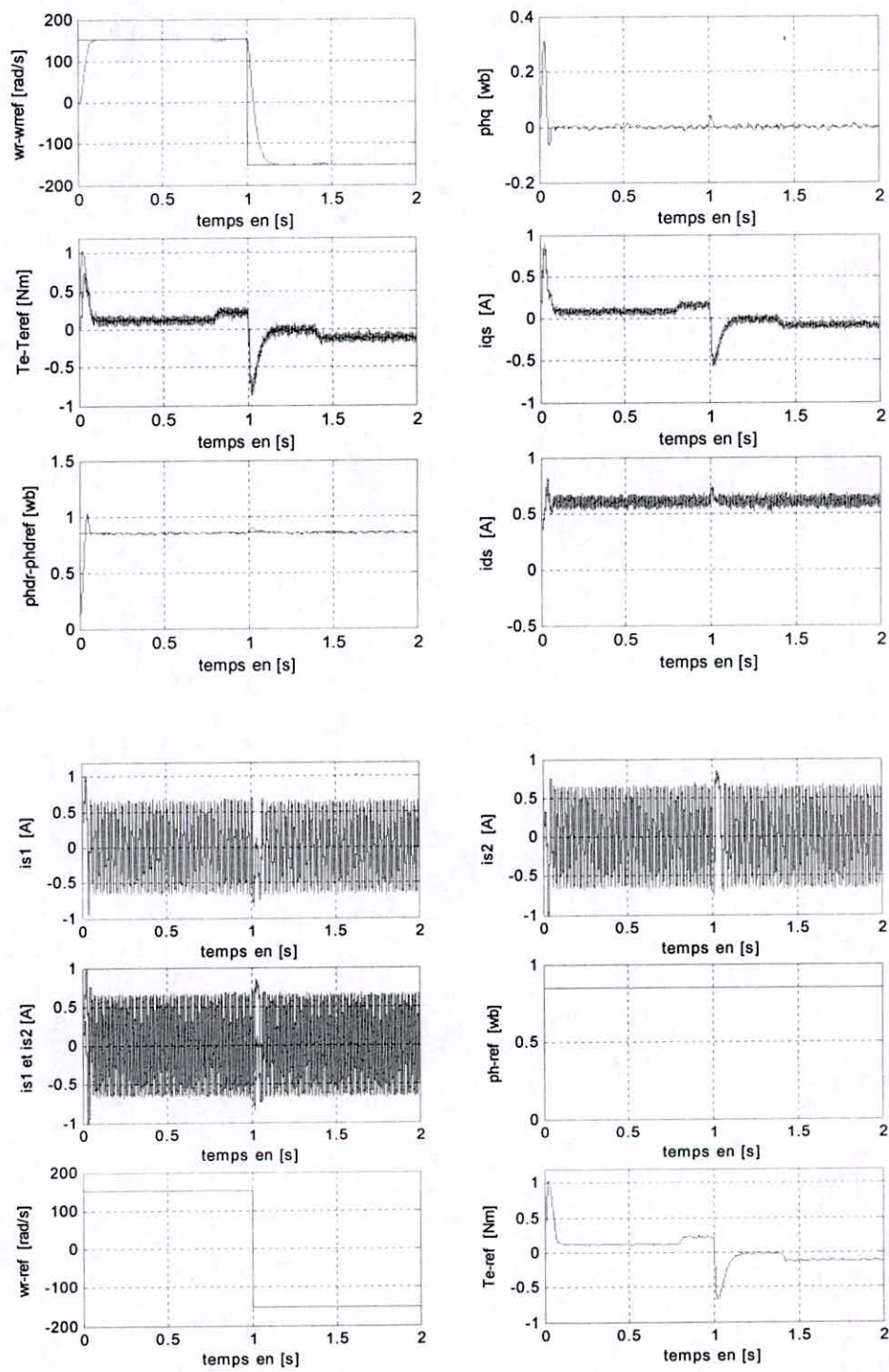
Figure(IIb-37) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique Alimentée par un onduleur en tension a vide et avec filtre. (cas du I.P).



Figure(IIb-38) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique Alimentée par un onduleur en tension avec application d'une charge de 0.1N.m entre t=[0.8s et 1.4s]. (cas du I.P).



Figure(IIb-39) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique alimentée par un onduleur en tension avec inversion de sens a t=1s.(cas du IP).



Figure(IIb-40) Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MASM symétrique Alimentée par un onduleur en tension avec application d'une charge de 0.1N.m et inversion de sens a t=1s.(cas du IP).

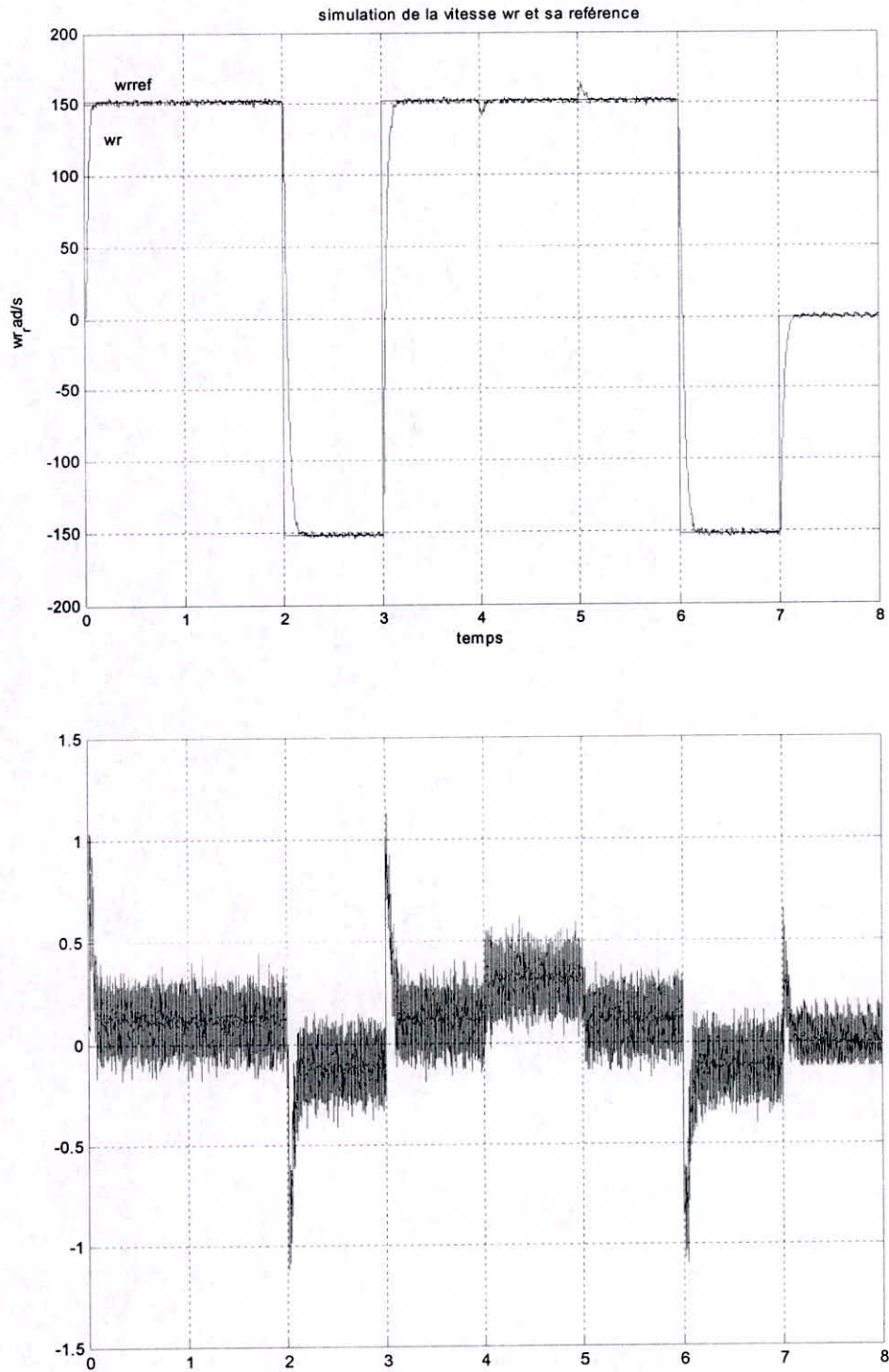


Figure (IIb-41) Evolution de la vitesse et du couple lors d'une triple inversion de vitesse Avec application d'une charge a $t=4s$. (cas d'un régulateur I.P)

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le mode d'orientation du flux à savoir le flux rotorique, ainsi qu'une des principales méthodes employées dans la commande vectorielle qui est la commande indirecte. Une meilleure orientation du flux est obtenue en utilisant le flux rotorique.

Grâce à cette technique, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone. Il faut signaler aussi que le régulateur *PI* permet de garder la vitesse de la machine asynchrone égale à sa référence. De plus nous avons aussi utilisé un autre contrôleur de type *Afin* de faire une comparaison. En effet ce dernier donne plus de performance que le premier.

Chapitre III

Commande par retour d'état de la MAS

Monophasée

INTRODUCTION

Dans la commande des systèmes dynamiques, il est établi depuis fort longtemps que la technique de contre-réaction est un outil indispensable. Son utilisation entre dans le cadre de la stabilisation des processus en boucle ouverte et aussi dans la mise au point de dispositifs capables d'améliorer les performances des systèmes considérés. En effet, cette technique va introduire un changement dans l'emplacement des pôles du système et entraîne ainsi une modification dans la dynamique global du système à régler (temps de réponse, dépassement, etc.) [40,41].

La méthode de placement des pôles permet d'imposer les pôles en boucle fermée dans un endroit désiré dans le plan des pôles. Ce placement des pôles en particulier va fixer certaines performances pour le système, mais sans tenir compte de l'énergie nécessaire à mettre en œuvre lors de la réalisation physique [42].

A l'heure actuelle, les travaux de recherche dans le domaine de la commande des machines électriques s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques modernes de l'automatique. Ces techniques, qui évoluent continuellement d'une façon vertigineuse, permettent d'aboutir à des processus industriels de très haute qualité [43,44,45].

Ce chapitre est consacré en premier lieu à des applications de la commande par retour d'état (avec un dimensionnement pseudo continu) sur une machine asynchrone alimentée en tension commandée par orientation du flux rotorique.

III.1 Réglage par Retour d'Etat

Le problème est défini lorsqu'on spécifie le processus, le critère à optimiser et la commande adoptée.

III.1.1 Equation d'Etat du Système Continu

Soit le système dynamique linéaire d'ordre n , sur lequel agit le vecteur de commande u , le vecteur de perturbation v , et qui possède un vecteur de sortie y et un vecteur d'état x , régit par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_s(t) = A_s x_s(t) + B_s u(t) + B_v v(t) \\ y(t) = C_s^t x_s(t) \end{cases} \quad (3-1)$$

A ($n \times n$) : représente la matrice de dynamique du système, B ($n \times m$) : matrice des entrées de commande, B_v ($n \times r$) : vecteur de perturbation extérieures, C ($n \times p$) : matrice d'observation.

III.1.2 Equation du Régulateur Intégrateur

Pour annuler l'écart de réglage en régime établi, il est nécessaire d'introduire un régulateur intégrateur décrit par l'équation suivante :

$$x_r[t+1] = x_r[t] + w[t] - y[t] \quad w[t] : \text{vecteur de consigne.} \quad (3-2)$$

III.1.3 Structure Générale du Réglage d'Etat

Le réglage par retour d'état adopté est basé sur une structure optimale obtenue par la minimisation d'un critère quadratique d'intégral définie par [56] :

$$I = \int e^t(t) Q_e e(t) + x_r^t(t) Q_r x_r(t) + u^t(t) R u(t) dt \quad (3-3)$$

Avec : $e[t] = w[t] - y[t]$

Les matrices Q_e , Q_r et R sont des matrices de pondération respectivement pour l'écart du réglage $e[t]$ le vecteur d'état du régulateur $x_r[t]$, et la commande $u[t]$. Ces matrices sont des matrices carrées, symétriques et définies positives.

La minimisation du critère d'intégrale, en faisant appel au principe d'optimisation de Bellman, permet d'obtenir la loi de commande suivante :

$$u[t] = -k_v^t x_s[t] + k_r x_r[t] + k_w w[t] - k_v v[t] \quad (3-4)$$

La présence d'un retour d'état est particulièrement intéressante pour le concepteur qui se trouve ainsi ramené, en quelque sorte, à une structure comparable aux traditionnelles 'boucle fermée' des régulateurs classiques. L'avantage de ces compensations en réaction et bien sûr de permettre de tenir compte en permanence de l'état du système physique.

La loi de commande définie par l'équation (3-4) nous permet d'élaborer la structure optimale pour un système monovariable comme le montre la figure (III-1) : [56]

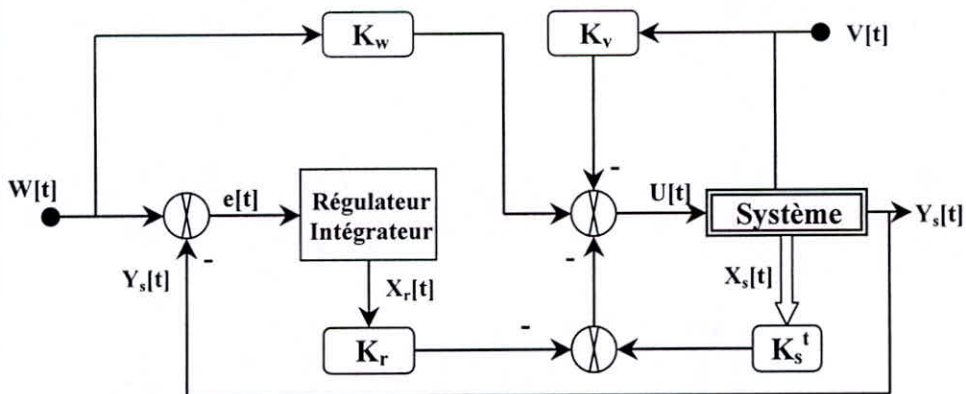


Figure. (III-1) : Structure optimal de réglage.

III.1.4 Equations du Réglage

Le modèle mathématique du système monovarié à régler est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x}_s(t) = A_s x_s(t) + B_s u(t) + B_{sv} v(t) \\ y(t) = C_s' x_s(t) \end{cases} \quad (3-5)$$

Sachant que le régulateur intégrateur est régi par l'équation d'état suivante :

$$x_r(t+1) = x_r(t) + w(t) - y(t) \quad (3-6)$$

En introduisant le vecteur d'état global :

$$X = \begin{pmatrix} x_s \\ x_r \end{pmatrix}$$

Les équations d'état du système global deviennent :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_w w(t) + B_v v(t) \\ y_s(t) = C' x(t) \end{cases} \quad (3-7)$$

Avec : $A = \begin{pmatrix} A_s & 0 \\ -C_s' & 1 \end{pmatrix}$; $B = \begin{pmatrix} B_s \\ 0 \end{pmatrix}$; $B_w = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$; $B_v = \begin{pmatrix} B_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}$; $C' = \begin{pmatrix} C_s' & 0 \end{pmatrix}$

Compte tenu de ce qui précède la loi de commande devient :

$$u(t) = -k' x(t) + k_w w(t) - k_v v(t) \quad (3-8)$$

Avec $k' = [k_s' \quad -k_r]$

Connaissant la loi de commande, l'équation d'état du système global fermé s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_G x(t) + B_{Gw} w(t) + B_{Gv} v(t) \\ y_s(t) = C' x(t) \end{cases} \quad (3-9)$$

Avec :

$$\begin{aligned} A_G &= A - Bk' \\ B_{Gw} &= B_w + Bk_w \\ B_{Gv} &= B_v - Bk_v \end{aligned}$$

III.1.5 Détermination des Coefficients du Réglage d'Etat

De l'expression de la commande, il apparaît clairement que le réglage n'est assuré qu'une fois les coefficients de réglage (k^t , k_w , k_v) sont déterminés.

III.1.5.1 Coefficients de la contre réactions d'état (k^t)

Le calcul des coefficients de la contre réaction d'état fait appel à la forme canonique de réglage qui nécessite la détermination de la matrice de transformation linéaire T selon l'algorithme suivant [Buhler 86] :

Soit $T=S^{-1}$ tel que S est une matrice singulier, définie récursivement à partir des vecteurs colonnes S_i ; $i=1, \dots, n=n_s+1$ comme suit :

$$\begin{aligned} S_n &= B \\ S_{i-1} &= AS_i + a_{i-1}S_n ; \quad i=1, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (3-10)$$

Où les a_i sont les coefficients de l'équation caractéristique du système global en boucle ouverte :

$$\det(pI - A) = \sum_{i=0}^n a_i p^i ; \quad a_n=1. \quad (3-11)$$

Les coefficient de la contre réaction d'état sont donnes par :

$$K^t = k_r^t T \quad \text{ou} \quad k_{ri} = \alpha_{i-1} - a_{i-1} ; \quad i=1, \dots, n \quad (3-12)$$

La détermination de k^t nécessite une assignation des pôles de manière à déterminer les coefficients α_i désires. Il faut noter que le choix des pôles dépend du comportement dynamique de l'équation caractéristique du système global en boucle fermée :

$$P(p) = \prod_{i=1}^n (p - a_i) = \sum_{i=0}^n \alpha_i p^i ; \quad \alpha_n=1 \quad (3-13)$$

A noter que, si le système est d'ordre $n \leq 4$, il est possible de développer analytiquement le déterminant, on obtient ainsi le polynôme caractéristique en fonction des coefficients de la contre réaction d'état. En identifiant les coefficient de ce polynôme avec les coefficients du polynôme, on peut trouver facilement les coefficients de la contre réaction d'état.

III.1.5.2 Coefficients de l'Intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation

La détermination du coefficient k_w de l'intervention directe de la grandeur de consigne, utilise la méthode de compensation d'un pole du système en boucle fermée [Buhler 86], donc :

$$k_w = \frac{k_r}{1 - a_i} \quad \text{Ou} \quad a_i : \text{étant le pole à compenser.} \quad (3-14)$$

Par contre, pour le coefficient k_v de l'intervention directe du vecteur de perturbation, nous avons utilisé la méthode imposant l'état du régulateur intégrateur nulle en régime établi [Buhler 86], ce qui aboutit à :

$$k_v = \frac{C'_s (1 - A_s + B_s k'_s)^{-1} B_{sv}}{C'_s (1 - A_s + B_s k'_s)^{-1} B_s} \quad (3-15)$$

III.1.6 Commande en vitesse de la MAS monophasée

La stratégie de commande choisie consiste à maintenir le flux Φ_r^* constant et de contrôler la vitesse de la MASM au moyen de la tension V_{qs}^* appliquée à l'axe (q).

La figure (IV-2) donne un schéma global de la commande de vitesse proposée pour le moteur asynchrone. Le seul capteur utilisé dans la commande est un capteur de vitesse (génératrice tachémétrique).

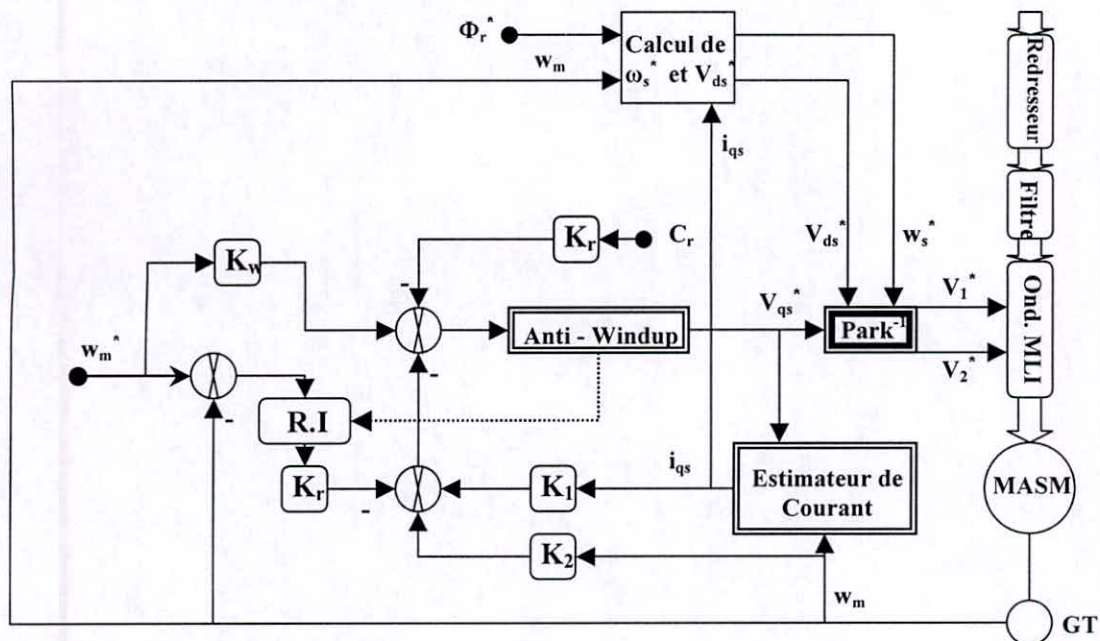


Figure. (III-2) : Schéma bloc de la commande en vitesse par retour d'état d'une MAS monophasée

Estimation du courant i_{qs} :

$$i_{qs}(t+1) = i_{qs}(t) + \frac{T_e}{\sigma L_s} \left(V_{qs}^*(t) - R_{eq} i_{qs}(t) - \frac{L_s \Phi_r^*}{M} \omega(t) \right) \quad (3-16)$$

Calcul de V_{ds}^* et ω_s :

$$\begin{aligned}\omega_s^*(t) &= \omega(t) + \frac{MR_r}{L_r \Phi_r^*} i_{qs}(t) \\ V_{ds}^* &= \frac{R_s}{M} \Phi_r^* - \sigma L_s \omega_s(t) i_{qs}(t)\end{aligned}\quad (3-17)$$

Bloc de limitation (système anti-windup) :

Lorsqu'on dimensionne le réglage pour un comportement dynamique déterminé, on doit aussi prendre garde à la valeur maximale que peut prendre le courant i_{qs} . En effet, le courant i_{qs} peut être réduit par action sur l'emplacement des pôles dans le plans S en faisant décalé les pôles vers l'origine tout en gardant un amortissement relatif optimal. Cette méthode, malheureusement, est très lente lors de la variation de la consigne. En outre, l'impact de la perturbation est très important. Ce qui nous a obligé à introduire un dispositif de limitation pour le courant i_{qs} et la tension v_{qs} réalisé comme suit [46,47],

$$\left| V_{qs}[t] - \omega_m[t] \frac{L_s \Phi_r^*}{M} \right| \leq R_s i_{qs}^{\max} \quad \text{avec} \quad |i_{qs}^{\max}| \leq \frac{L_r C_{em}^{\max}}{pM \Phi_r^*}$$

et $V_{qs}[t] \leq V_{qs}^{\max}$ (3-18)

$$\text{où} \quad V_{qs}^{\max} = \sqrt{2} \cdot 220 \quad \text{et} \quad C_{em}^{\max} = 3 C_{em}^{\text{no min}} \text{ at}$$

La correction de la composante intégrale donne :

$$x_r[t+1] = x_r[t] + \frac{V_{qs}^*(t) - V_{qs}(t)}{k_w} \quad (3-19)$$

III.1.6.1 Synthèse du régulateur d'état

En toute rigueur, les régulateur digitaux doivent être synthétisés par les méthodes appropriées tenant compte du caractère échantillonné du système à régler. Cependant, sous certaines conditions, un traitement approximatif du réglage d'état à l'aide d'un système pseudo continu est possible [41,47],

En effet, le modèle linéaire après orientation du champ est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_s R_r}{L_r} \right) \frac{\Phi_r^*}{\sigma M} \\ \frac{M \Phi_r^* p_2}{L_r J} & -\frac{F}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ \sigma L_s \end{pmatrix} V_{qs} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \end{pmatrix} C_r \\ y_s = w \end{cases} \quad (3-20)$$

L'application numérique au moteur considéré donne :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -375.5482 & -5910.1654 \\ 27485.38 & -6.358 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1.8275 \\ 0 \end{pmatrix} V_{qs} + \begin{pmatrix} 0 \\ -16666.66 \end{pmatrix} C_r \\ y_s = w \end{cases} \quad (3-21)$$

Ce système possède deux pôles en boucle ouverte :

$$S_1 = -375.54 \quad \text{et} \quad S_2 = -6.36$$

Le régulateur intégrateur est représenté par l'équation :

$$\frac{dx_r}{dt} = \frac{1}{T_i} (w - C'_s x_s) = \frac{1}{T_i} (w^* - w) \quad (3-22)$$

T_i : la constante d'intégration.

La commande est donnée par :

$$V_{qs} = k_w w^* + k_r x_r - k_v C_r - k_1 i_{qs} - k_2 w \quad (3-23)$$

L'équation d'état du système global fermé est :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \\ x_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} - \frac{k_1}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_r^*}{\sigma M} - \frac{k_2}{\sigma L_s} & \frac{K_R}{\sigma L_s} \\ \frac{M\Phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{F}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ w \\ x_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{k_w}{\sigma L_s} \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{pmatrix} w^* + \begin{pmatrix} -\frac{k_v}{\sigma L_s} \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \end{pmatrix} C_r \quad (3-24)$$

Avec : $R_{eq} = R_s + L_s R_r / L_r$ (résistance équivalente)

L'équation caractéristique du système global en boucle fermée :

$$S^3 + \left(\frac{1}{\sigma L_s} (R_{eq} + K_1) + \frac{f}{J} \right) S^2 + \left(\frac{f}{J \sigma L_s} (R_{eq} + K_1) + \frac{M\Phi_r^* p^2}{L_r J} \left(\frac{\Phi_r^*}{\sigma M} + \frac{K_2}{\sigma L_s} \right) \right) S + \frac{M\Phi_r^* p^2 K_r}{\sigma L_r J L_s T_i} = 0 \quad (3-25)$$

D'autre part, cette équation peut être écrite sous la forme :

$$S^3 + \alpha_2 S^2 + \alpha_1 S + \alpha_0 = 0 \quad (3-26)$$

Sans faire appel à la forme canonique de réglage, il suffit de faire l'identification entre les deux équations caractéristiques (3-25) et (3-26), ce qui conduit à :

$$\begin{cases} K_r = \alpha_0 \frac{L_r J \sigma L_s T_i}{M \Phi_r^* p^2} \\ K_1 = \left(\alpha_2 - \frac{f}{J} \right) \sigma L_s - R_{eq} \\ K_2 = \left(\alpha_1 - \frac{f}{J \sigma L_s} (R_{eq} + K_1) \right) \frac{J \sigma L_s L_r}{M \Phi_r^* p^2} - \frac{L_s}{M} \Phi_r^* \end{cases} \quad (3-27)$$

Afin de garantir un comportement stable, il est indispensable que les trois pôles à imposer possèdent une valeur réelle négative. Par ailleurs, il est judicieux de choisir deux pôles complexes conjugués avec partie imaginaire égale à la partie réelle, et l'autre un pôle réel sur la même verticale pour assurer un amortissement relatif optimal figure (III.3) d'où :

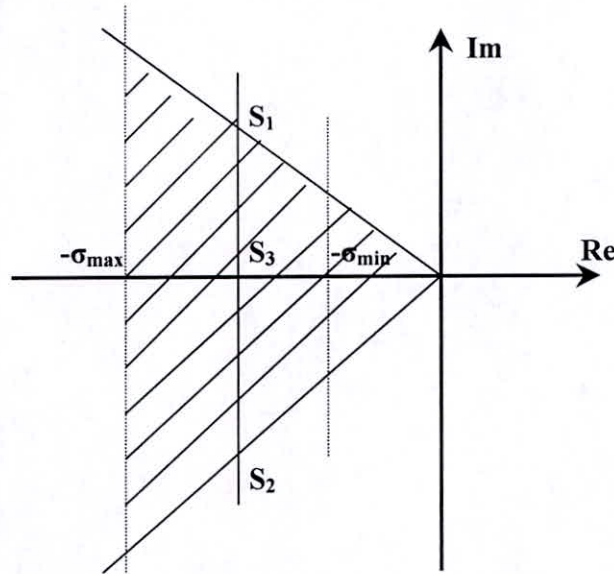


Figure. (III-3) : Domaine du placement des pôles dans le plan S

$$S_{1,2} = -\rho \pm j\rho \quad \text{et} \quad S_3 = -\rho \quad \text{avec} \quad \rho \geq \rho_{\min}$$

En utilisant le théorème de Viète donné par [41] :

$$\begin{aligned} \alpha_{n-1} &= -(S_1 + S_2 + \dots + S_n) \\ \alpha_{n-1} &= S_1 S_2 + \dots + S_{n-1} S_n \\ &\dots\dots\dots \\ \alpha_0 &= (-1)^n S_1 S_2 \dots S_n \end{aligned} \quad (3-28)$$

Dans notre cas, on aura : $\alpha_2 = 3\rho$; $\alpha_1 = 4\rho^2$; $\alpha_0 = 2\rho^3$
 K_w est choisi de façon à compenser un pôle réel du système global fermé tel que :

$$K_w = -\frac{K_r}{S_i T_i} \quad \text{avec} \quad S_i = -\rho \quad : \text{Le pôle à compenser}$$

$$K_w = \frac{K_r}{\rho T_i} \quad (3-29)$$

En exigeant que la grandeur d'état du régulateur intégrateur soit nulle en régime établi, K_v s'exprime par :

$$K_v = -\frac{L_r (K_i + R_{eq})}{pM\Phi_r^*} \quad (3-30)$$

III.2 SIMULATION ET INTERPRETATIONS

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation du réglage d'état appliqué à la machine asynchrone monophasée dans le cas d'une alimentation idéale et dans le cas d'une alimentation avec onduleur (avec $\rho = 300$ et $T_i = 0.1$).

On a simulé le démarrage à vide de la machine asynchrone monophasée avec une vitesse de référence 100rad/s, un couple résistant nominal est appliqué, et une inversion de sens de rotation.

Les résultats de simulation obtenus montrent que le réglage par retour d'état appliqué au moteur asynchrone monophasé présente des performances très satisfaisantes aussi bien lors d'une variation de consigne que celle d'une perturbation.

Nous remarquerons que l'orientation du flux Φ_r selon l'axe 'd' est conservée et que le découplage est total entre le flux et le couple électromagnétique.

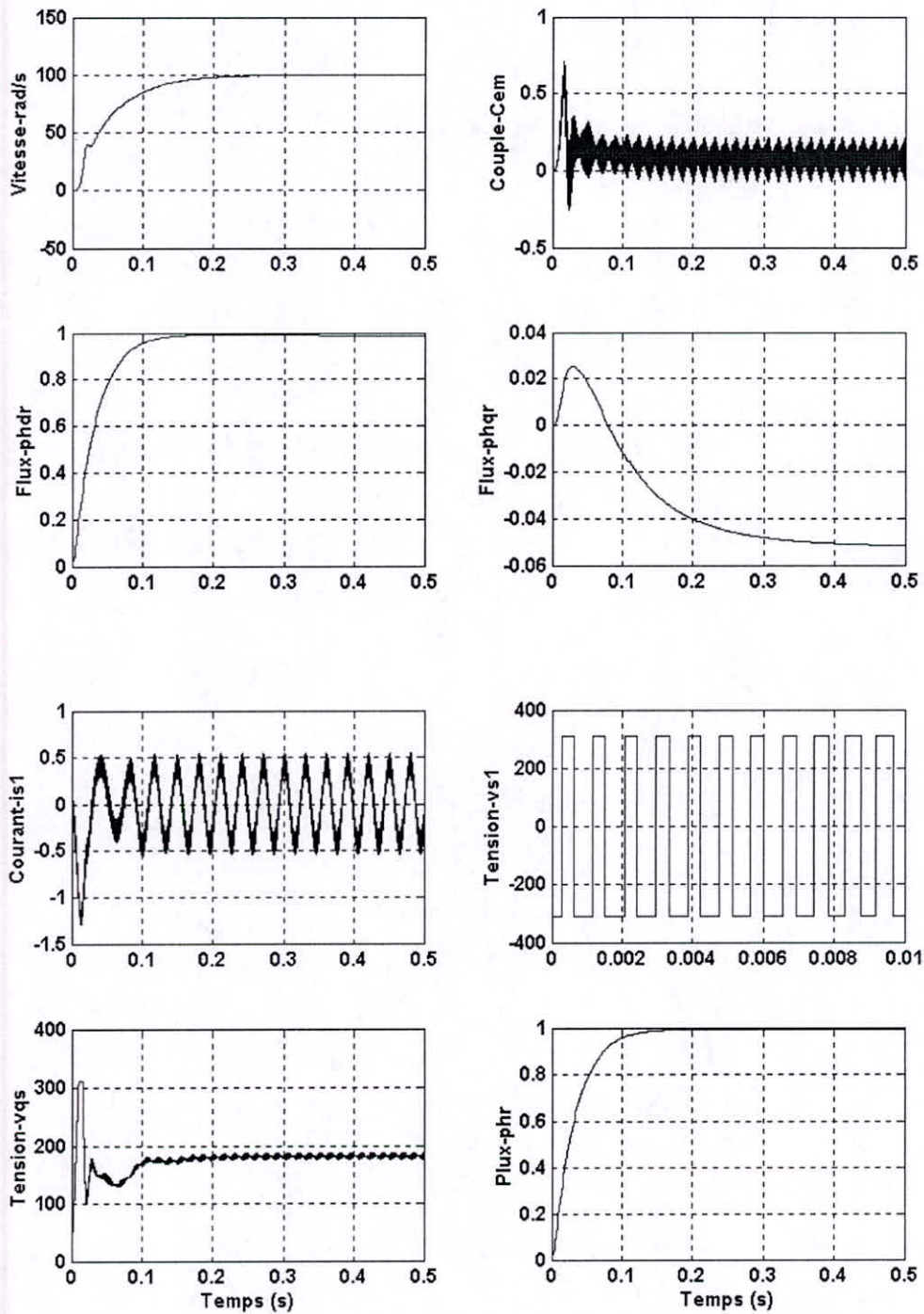


Figure. (III-4) : Réglage de la vitesse par retour d'état à vide (cas d'alimentation avec onduleur)

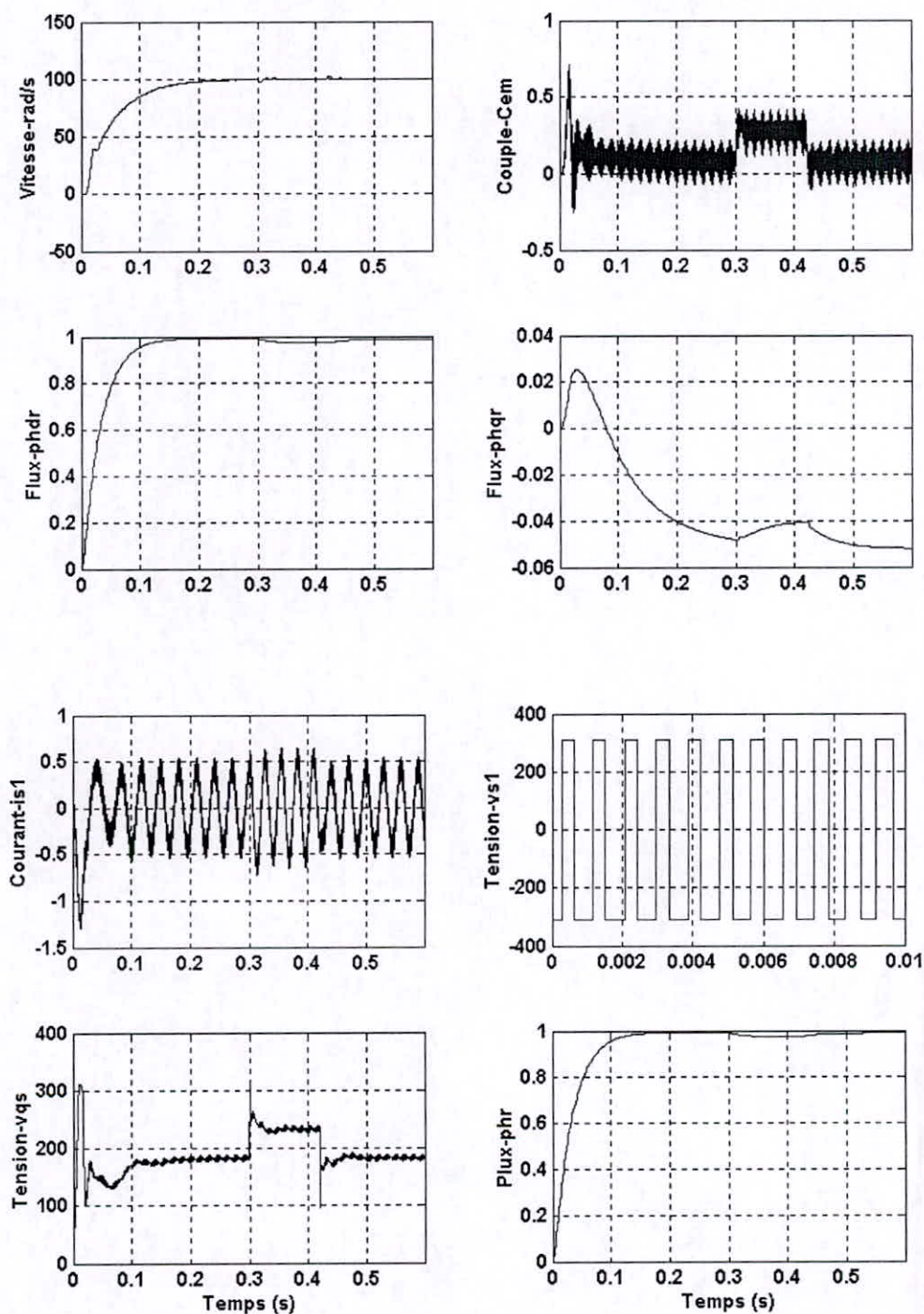


Figure. (III-5) : Réglage de la vitesse par retour d'état en charge (cas d'alimentation avec onduleur)

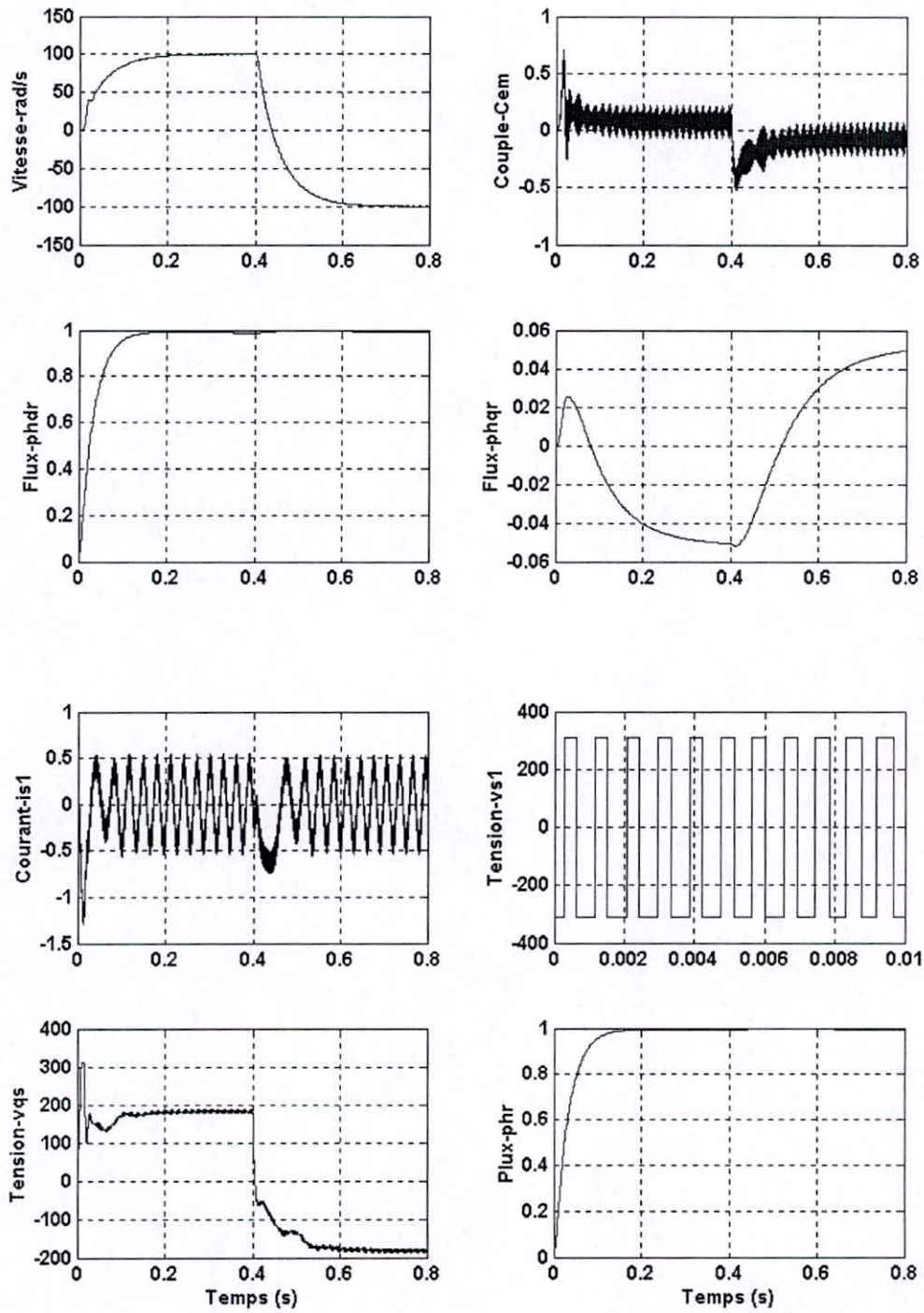


Figure. (III-6) : Réglage de la vitesse par retour d'état avec inversion de sens de rotation (cas d'alimentation avec onduleur)

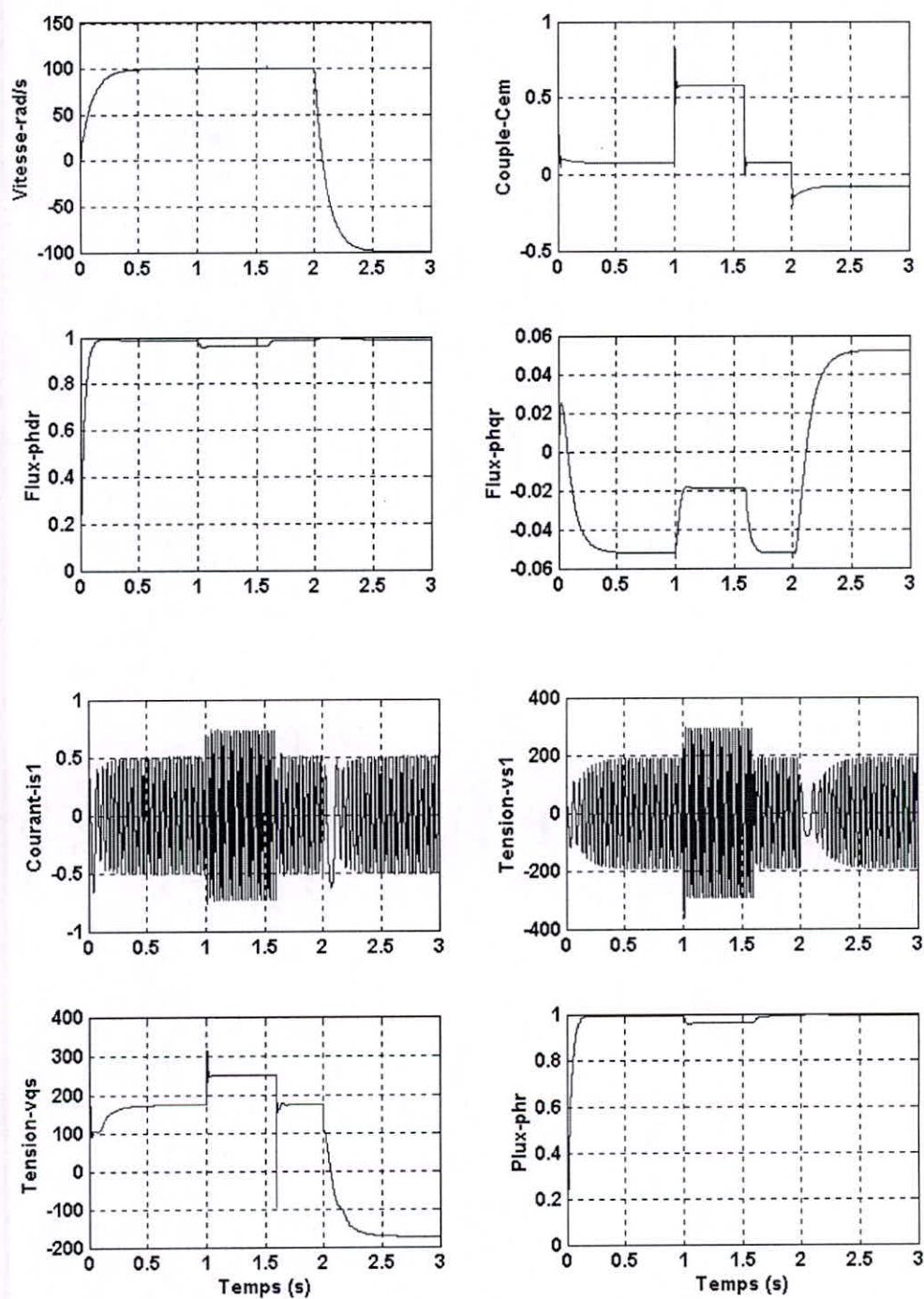


Figure. (III-7) : Réglage de la vitesse par retour d'état en charge et avec inversion de sens de rotation (cas d'alimentation sans onduleur)

CONCLUSION

La commande classique par un régulateur PI est beaucoup plus simple à mettre en œuvre alors la commande par retour d'état nécessite plusieurs essais pour trouver le meilleur emplacement des pôles, sans qu'il y ait tout fois unicité de la solution.

Concernant le découplage nous avons obtenu de meilleurs résultats avec la commande par retour d'état à placement de pôles, on constate que le découplage entre le flux et le couple est assuré.

Le réglage d'état permet d'atteindre théoriquement des harmoniques de vitesse extrêmement rapide exigeant un appel de puissance très élevé, ce qui nous oblige à limiter le courant. Cette limitation va imposer sa dynamique.

INTRODUCTION

L'intelligence artificielle "IA" est apparue en 1956 dans la conférence de Dartmouth Collège, où elle a été définie comme étant le processus informatique permettant d'imiter la pensée humaine caractérisée par la mémoire et l'intelligence [29]. Le développement de cette stratégie a fait apparaître plusieurs techniques, voir, les systèmes experts, les réseaux de neurones, la logique floue, ainsi que des méthodes probabilistes.

La recherche dans l'intelligence artificielle est très fascinante et incitante, où un très grand nombre de la communauté scientifique ont investi leurs efforts dans ce domaine. Les neurologistes ont essayé de comprendre la microstructure du cerveau permettant une modélisation du système nerveux et le développement des réseaux de neurones. D'autre part, les psychologues et les psychiatres, ont essayé d'analyser notre système de pensée permettant le développement de la logique floue.

L'application de ces techniques à connue un large répondeu dans les domaines allant du traitement d'image à la gestion financière, tandis qu'elle commence à peine dans le domaine de l'industrie et de l'électrotechnique. Les scientifiques prévoient un large impact de ces techniques sur l'électronique de puissance et du contrôle dans les prochaines décennies, afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation et d'optimisation,....

La logique floue est de grande actualité, elle permet d'exploiter l'expérience humaine dans le domaine de la commande avec la capacité de prendre en charge le traitement des variables incertaines et imprécises. C'est pourquoi les spécialistes recherchent les meilleures stratégies de commande, permettant des réglages avec les meilleures performances possibles. En effet les correcteurs flous vus leurs caractères non-linéaires, conviennent parfaitement aux systèmes mâles identifiés, avec une dynamique caractérisée par des équations non-linéaires. Ceci nous a conduit à exploiter cette technique dans la commande vectorielle.

Le but de ce chapitre est de présenter les différentes possibilités de commande par logique floue un moteur asynchrone monophasé dans le cadre d'un contrôle avec pilotage vectoriel. Nous examinons aussi la configuration de cette commande avec des contrôleurs flous avec plusieurs fonctions d'appartenance afin de voir leurs différences, ainsi que les performances obtenues avec ce réglage. Cependant notre étude théorique est bien cadrée de façon à répondre à notre objectif fixé ici. Et comme au chapitre précédent, nous utilisons la structure avec orientation du flux rotorique. Concernant l'organe de puissance, nous utilisons un onduleur classiques et contrôlé en tension. Nous évaluons les performances temporelles ainsi que la robustesse par rapport à la variation de la charge et de la résistance rotorique.

IV.1 TRAITEMENT THEORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE

IV.1.1 Logique floue

Introduction

La logique floue a vu le jour pour la première fois en 1965 des travaux de Lotfi A.Zadeh, par sa fameuse publication [49]. Cette technique est considérée comme l'une des formes récentes de l'intelligence artificielle comparée au système expert [20], elle est fondée sur le raisonnement humain qui n'apparaît pas toujours sous la forme restreinte de « Oui » logique ou « Non » logique, mais souvent sous la forme large, incertaine, et indécise.

Alors que les incertitudes ont été identifiées depuis fort longtemps avec les notions de probabilité, la formulation des imprécisions n'a pas suscité l'intérêt des scientifiques, sauf celle des physiciens, qui utilisaient la notion d'erreur, en traitant les incertitudes de nature numérique. Les imprécisions n'ont pas trouvé une formalisation plus générale qu'avec l'introduction de la théorie des sous-ensembles flous en 1965 par Zadeh.

En 1968 Zadeh a complété la théorie des ensembles flous par l'introduction de la théorie de possibilités dans un cadre conjoint appelé logique floue, cette dernière constitue le seul cadre dans lequel, imprécision et incertitude peuvent coexister [50].

IV.1.1.1 Sous-ensembles flous

Dans la théorie des sous-ensembles flous, basée sur la logique floue, le degré d'appartenance est une fonction qui peut prendre des valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Contrairement aux grandeurs Booléennes qui prennent comme valeur 0 ou 1.

Ceci peut être traduit par la formulation mathématique suivante :

Soit X un ensemble de référence ou encore appelé Univers de discours [10,11,12].

Pour une variable x on définit un ensemble classique A de X par le degré d'appartenance μ_A , [51], telle que :

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\longrightarrow \{0,1\} \\ x &\longmapsto \mu_A \end{aligned} \quad (IV.1)$$

Pour une variable floue x on définit l'ensemble flou A de X par le degré d'appartenance [13,15,12], telle que :

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\longrightarrow [0,1] \\ x &\longmapsto \mu_A \end{aligned} \quad (IV.2)$$

L'ensemble numérique des valeurs réelles que prend la variable floue x est appelé univers de discours, et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A .

De cela, on définit un sous-ensemble flou A de l'univers de discours comme étant l'ensemble des éléments ayant la propriété $\mu_A(x)$. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenances, chacune caractérise un sous-ensemble flou. L'association de ces sous-ensembles flous sur l'univers de discours donne l'ensemble flou de la variable floue x [13,20,21]. On utilise généralement le terme ensemble flou au lieu de sous-ensemble flou, par abus de langage, conformément à la traduction du terme 'fuzzy set'.

Le plus souvent les fonctions d'appartenance sont décrites par des formes triangulaires ou trapézoïdales vu leurs simplicité [14]. Cependant, il existe d'autres formes, dont les plus connues, sont présentées par des fonctions gaussiennes ou par combinaison de ces fonctions [16].

IV.1.1.2 Opérations sur les sous-ensembles flous et normes

Les opérations sur les sous-ensembles flous, sont définis afin de savoir, si on peut construire un sous-ensemble flou défini par les degrés avec lesquels μ_A n'est pas satisfaite ou si on peut concevoir un sous-ensemble flou défini par les degrés avec lesquels deux propriétés sont satisfaites simultanément. Comme dans la théorie des ensembles classique, on définit l'égalité, l'inclusion, l'intersection, l'union des ensembles flous, ainsi que le complément d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites respectivement par les opérateurs '=', ' \subseteq ', 'et', 'ou' et 'non'.

On définit deux ensembles flous A, B, et l'élément flou x de l'univers de discours :

$$A = B \Leftrightarrow \mu_A = \mu_B \quad (4.3)$$

$$A \subseteq B \Leftrightarrow \mu_A \leq \mu_B \quad (4.4)$$

$$x \text{ appartient à } A \text{ et à } B \Leftrightarrow x \in A \cap B \Leftrightarrow \mu_{A \cap B}(x) \quad (4.5)$$

$$x \text{ appartient à } A \text{ ou à } B \Leftrightarrow x \in A \cup B \Leftrightarrow \mu_{A \cup B}(x) \quad (4.6)$$

$$x \text{ appartient au complément de } A \Leftrightarrow x \in A^c \Leftrightarrow \mu_{A^c}(x) \quad (4.7)$$

L'intersection de deux ensembles flous peut être réalisée par une norme triangulaire (t-norme) noté 'T'. Et l'union est réalisée par une conorme triangulaire (t-conorme) notée ' \perp ' [10,13,20]. L'opérateur "et" correspond à l'intersection de deux ensembles flous A et B peut être réalisé par des t-norme telle que :

- La fonction 'Min' : $\mu_{A \cap B}(x) = T(\mu_A, \mu_B) = \text{Min}(\mu_A, \mu_B)$ (4.8)

- La fonction arithmétique 'produit' : $\mu_{A \cap B}(x) = T(\mu_A, \mu_B) = \mu_A \times \mu_B$ (4.9)

L'opérateur 'ou' correspond à l'union de deux ensembles flous A et B peut être réalisé par :

- La fonction 'Max' : $\mu_{A \cup B}(x) = \perp(\mu_A, \mu_B) = \text{Max}(\mu_A, \mu_B)$ (4.10)

- La fonction arithmétique 'somme' : $\mu_{A \cup B}(x) = \perp(\mu_A, \mu_B) = \mu_A + \mu_B - \mu_A \mu_B$ (4.11)

L'opérateur 'non' est réalisé par négation : $\mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x)$ (4.12)

IV.1.1.3 Implication floue

Soit la variable floue x de l'ensemble flou A défini sur l'univers de discours X. Et soit la variable floue y, appartenant à l'ensemble flou B défini sur l'univers de discours Y. L'implication floue entre deux propositions élémentaires 'x est A' et 'x est B' défini par la règle R 'si x est A alors y est B', est une proposition floue de la variable (x, y), dont la valeur de vérité est donnée par la fonction d'appartenance μ_R :

$$\mu_R(x, y) = \phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (4.13)$$

pour une fonction ϕ de $[0, 1] \times [0, 1] \rightarrow [0, 1]$

Plusieurs approches ont été adoptées pour la généralisation de l'implication floue [20].

Traditionnellement en commande floue, la règle R est modélisée en lui attribuant la sémantique 'si x est A et y est B', ce ci revient à représenter la règle par une t-norme triangulaire telle que :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad \text{Mamdani} \quad (4.14)$$

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad \text{Larsen} \quad (4.15)$$

IV.1.1.4 Inférence

Puisque notre étude s'étalera sur la commande floue où l'observation est généralement précise et spécifique, et que l'opérateur du modus ponens généralisé ne joue aucun rôle dans ce cas [20], nous préférons de ne pas rentrer dans les détails de ce dernier.

IV.1.1.4.1 Description des règles d'inférences

Les règles d'inférences peuvent être exprimées de différentes façons, à savoir par descriptions linguistiques et symboliques, ainsi que par matrice et tableaux d'inférence [14]. La description de ces règles par matrice est généralement la plus utilisée, pour sa simplicité, ainsi elle présente une facilité d'établissement des inférences. Il arrive que toutes les cases du tableau ne soient pas complètes, on parle alors des règles d'inférences incomplètes.

IV.1.1.4.2 Calcul des inférences

A fin de mettre en évidence le traitement des inférences, nous citons les plus connues.

Méthode d'inférence Max-min (ou de Mamdani)

Cette méthode est la première à être proposée. Elle est très simple à mettre en place.

L'opérateur 'ET' est réalisé par la fonction 'Min', l'opérateur de conclusion de chaque règle 'Alors' par la fonction 'Min' et l'opérateur de liaison 'Ou' par la fonction 'Max'.

Comme exemple pour les fonctions d'appartenance, nous présentons les variations de la température d'un moteur [4], avec les ensembles flous "élevé", "moyen" et "faible".

La figure (IV.1) montre un exemple de représentation graphique de cette méthode. La température est 'élevée' avec un degré d'appartenance de 0.7, et 'moyenne' avec un degré de 0.3. la vitesse est 'faible' avec un degré d'appartenance de 1.

L'application de chaque règle, revient à la réalisation de la première étape décrite au paragraphe précédent où l'ensemble flou résultant de la première règle est décrite par : $\forall u \in U \mu_G(u) = \min(\min(0.7, 0.3), \mu_G(u))$. Avec la deuxième règle, on procède de la même façon. La synthèse des ensembles flous résultants de chaque règle, revient au maximum de tous ces ensembles.

A. Méthode d'inférence Max-prod

La différence de cette méthode par rapport à la précédente réside au fait, que l'opérateur de conclusion 'Alors' est réalisé par la fonction arithmétique 'produit'. Dans ce cas l'ensemble flou résultant de la première règle, est décrit par : $\forall u \in U \mu_G(u) = \min(\mu_E(T_1), \mu_F(V_1)) \times \mu_G(u)$

B. Méthode d'inférence Somme-prod

Dans cette méthode, l'opérateur 'ET', ainsi que l'opérateur de conclusion de chaque règle 'Alors' sont réalisés par la fonction 'produit' et l'opérateur de liaison 'Ou' par la moyenne des ensembles flous résultants de chaque règle.

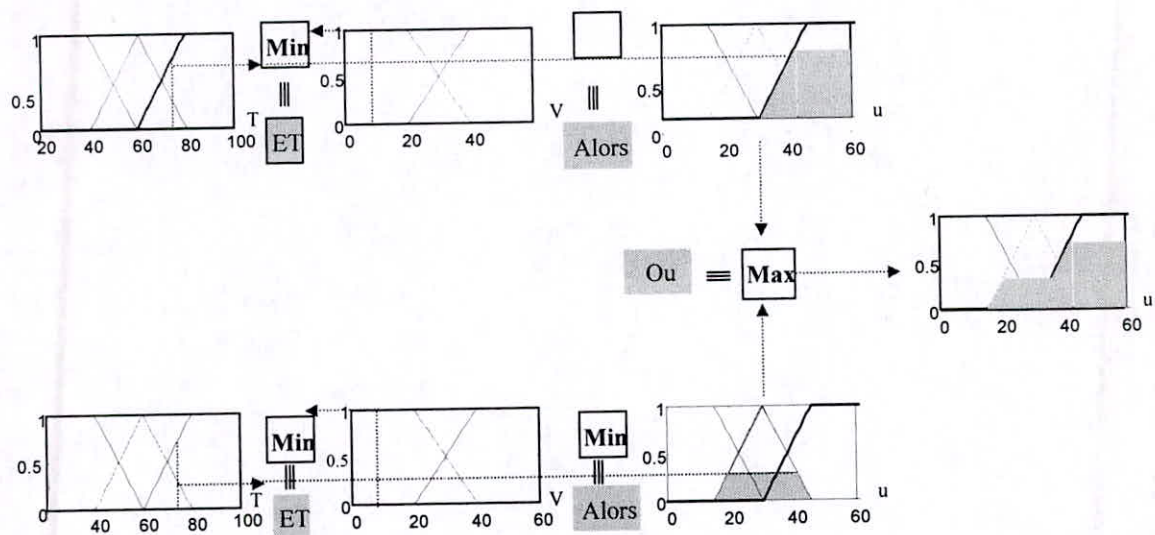


Figure.IV.1 Exemple de la méthode d'inférence Max-

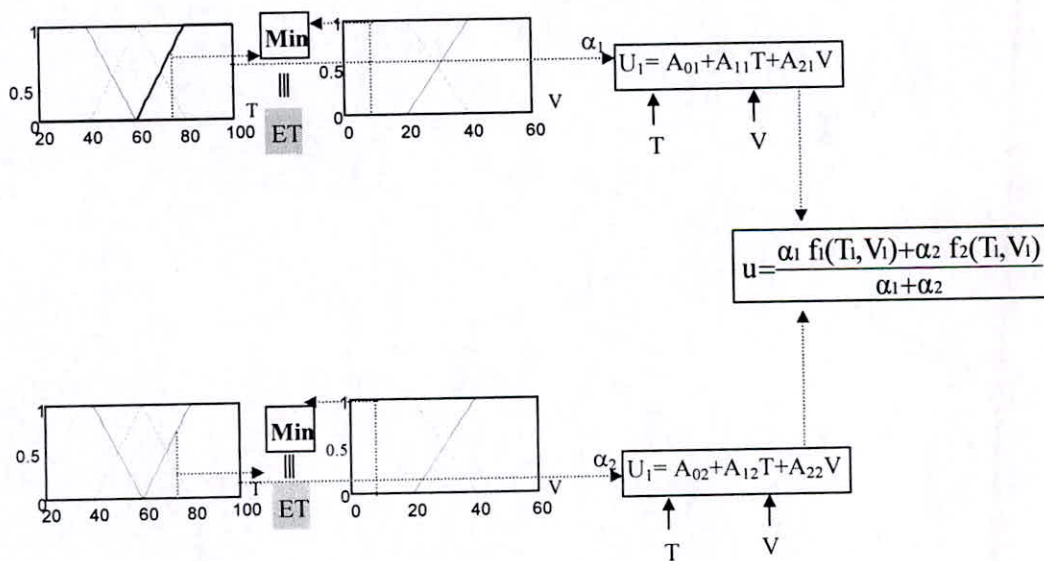


Figure IV.2 Exemple de la méthode de Takagi-Sugeno

Des études comparatives ont été effectuées par [14], montrent que, le choix de la méthode n'influe pas sur les résultats, Néanmoins, la méthode Max-min est la plus utilisée à cause de sa simplicité.

IV.1.1.5 Méthode de Takagi-Sugeno

Cette méthode apparue en 1983, est une approche complémentaire différente de celle déjà étudié, du fait que la conclusion des règles est supposée être une fonction des descriptions des variables d'entrées et les règles sont de la forme [20,21]:

$$R1 : \quad \text{Si } T \text{ est } E \text{ et } V \text{ est } F \text{ Alors } u_1=f_1(T,V) \quad (4.16)$$

$$R2 : \quad \text{Si } T \text{ est } M \text{ et } V \text{ est } F \text{ Alors } u_2=f_2(T,V) \quad (4.17)$$

Les fonctions f_1, f_2, \dots sont généralement linéaires et quelquefois constantes. L'action non floue déduite de l'utilisation de ces règles est alors obtenue par interpolation (voir figure IV.2) :

$$U = \alpha_1 f_1(T_1, V_1) + \alpha_2 f_2(T_1, V_1) / (\alpha_1 + \alpha_2). \quad (4.18)$$

$$\text{Avec: } \alpha_1 = \min(\mu_E(T_1), \mu_F(V_1)), \quad \alpha_2 = \min(\mu_M(T_1), \mu_F(V_1)) \quad (4.19)$$

IV.1.2 Commande à logique floue

La commande floue est l'un des domaines d'applications de la théorie de la logique floue. Introduite par Mamdani et Assilian en 1975, elle a connu un véritable développement qu'a partir des années 80 grâce au Japonais. Son but est, comme en automatique classique, de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus [20], tandis que, son approche, différente à celle de l'automatique classique, repose sur l'exploitation des connaissances des experts ou, des opérateurs qualifiés travaillant sur le processus.

Après avoir annoncé les concepts de base utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un régulateur flou

IV.1.2.1 Configuration générale d'un régulateur flou

Un contrôleur flou sous sa forme générale remplace le contrôleur classique dans une boucle de réglage, il est considéré comme étant un système expert simple (figure IV.3). Ce contrôleur est constitué de :

- Un module d'interface avec le flou (ou fuzzification), permettant de convertir les connaissances précises (observations) en grandeurs floues
- Une base de connaissances contenant les termes utilisés dans la commande, ainsi que les règles d'inférences.
- Un module d'interface non flou (défuzzification), permettant le passage de grandeur flou à des grandeurs de commande réelles.
- Un module de raisonnement flou (moteur d'inférence), c'est l'unité de traitement et de prise de décision.

La structure de base des régulateurs flous est inspirée de celles des régulateurs classiques discrets. Rappelons, que l'action incrémentale $u(k)$ des régulateurs classiques discrets s'écrit :

$$u(k) = f(e(k), e(k-1), \dots, e(k-v), u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-v)) \quad (4.20)$$

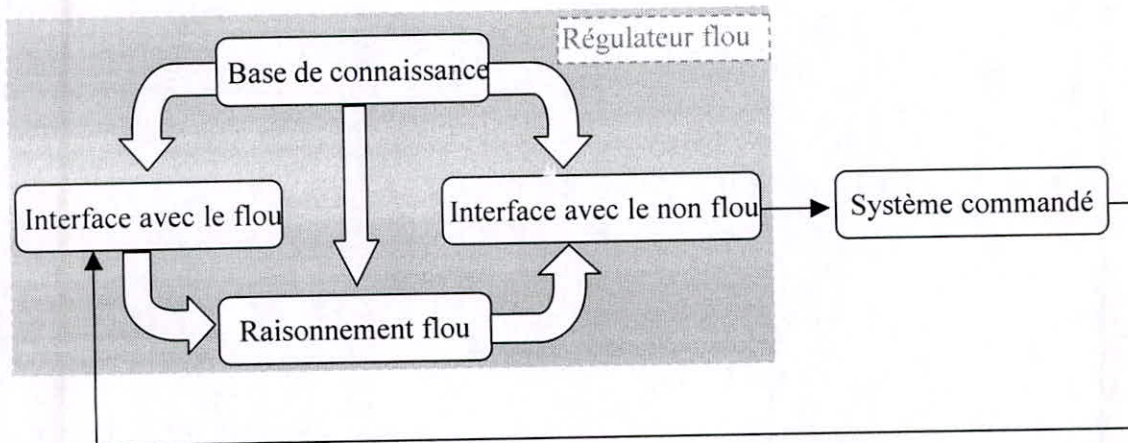


Fig.IV.3 Organisation fonctionnelle d'un régulateur flou

Puisque notre étude s'étalera sur l'application des régulateurs flous au sein la commande vectorielle, nous allons s'intéresser au régulateur PI flou.

Un régulateur PI discret sous sa forme incrémentale, peut être décrit par la relation [51,21]:

$$u(k) = u(k-1) + G t_e \Delta e(k) + G \frac{t_e}{T_i} e(k) \quad (4.21)$$

Où G est le gain proportionnel, T_i la constante intégrale et t_e la période d'échantillonnage. La variable $e(k)$ est l'écart entre la consigne et la mesure, et $\Delta e(k)$ est sa variation entre deux instants.

Un régulateur PI peut être vu comme une fonction qui associe une variation de variable manipulée à une erreur et à sa variation [14,15,52,21]:

$$\Delta u = f(e, \Delta e) \quad (4.22)$$

Pour un régulateur flou, cette fonction est une fonction non linéaire, exprimée par des règles manipulant les variables linguistiques décrivant e , Δe et Δu .

La figure IV.4 présente la structure d'un régulateur PI flou, où, la grandeur de sortie du régulateur flou est intégrée, pour donnée la grandeur de commande.

La dérivée de l'erreur $\Delta e(k)$ est approchée par la relation :

$$\Delta e(k) = \frac{e(k) - e(k-1)}{t_e} \quad (4.23)$$

la sortie est approchée par :

$$u(k) = u(k-1) + G_{\Delta u} \Delta u_n(k) \quad (4.24)$$

Les entrées et la sortie du régulateur flou sont des grandeurs normalisées par les gains G_e , $G_{\Delta e}$ et G_u , appelés 'facteurs d'échelle' permettant en conséquence de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure.

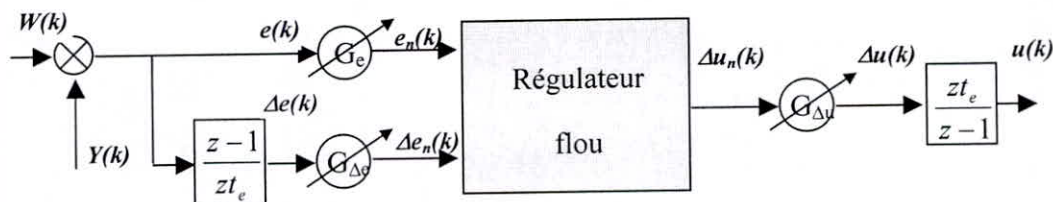


Figure IV.4 Structure du régulateur PI flou

Une autre configuration d'un régulateur PI flou a été développée récemment par [22]. Sa structure est basée sur l'enchaînement en série d'un régulateur PI discret à un régulateur flou. Le régulateur flou a comme grandeur d'entrée l'erreur de consigne, est comme grandeur de sortie l'action proportionnelle, permettant d'introduire des non-linéarités au régulateur conventionnel. Cette structure, bien qu'elle est simple, elle nécessite des connaissances mathématiques pour la modélisation des paramètres du régulateur conventionnel.

IV.1.2.2 Fuzzification

La **fuzzification** proprement dite, consiste à transformer les variables réelles d'entrées en variables linguistiques, avec au préalable une normalisation. Cette transformation est obtenue en construisant des fonctions d'appartenance pour chaque variable d'entrée. Cependant, selon la finesse désirée pour spécifier les règles, nous sommes amenés à considérer plus ou moins de valeurs linguistiques [10,14,52], sachant qu'une subdivision très fine de l'univers de discours, de plus de sept ensembles flous n'apporte aucune amélioration du comportement du système à régler [14].

Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance caractérisant les variables linguistiques, il est préférable d'utiliser des fonctions d'appartenance quasi linéaires du fait qu'elles sont simples à réaliser [1,8]. Nous utilisons dans ce cas, des fonctions de formes triangulaires et trapézoïdales. Ces fonctions sont choisies de façon symétrique, du fait que l'erreur et sa dérivée peuvent prendre aussi bien des valeurs positives que négatives. Pour le choix de la répartition des fonctions d'appartenance, nous prenons en considération les remarques suivantes :

- La somme des fonctions d'appartenance à une variable x , doit satisfaire la relation suivante [23] :

$$\sum_{i=1}^{N_n} \mu_i^n(x^n) = 1 \quad (4.25)$$

avec : x^n représente la variable physique (e ou Δe), N_k représente le nombre des fonctions d'appartenance de la variable k .

- Sur la base de l'étude menée par [14], la caractéristique de la variable de sortie du régulateur, présente dans un certain domaine une allure horizontale s'il n'y a pas de recouvrement d'au moins deux fonctions d'appartenance. Le même effet est obtenu lorsque deux fonctions d'appartenance se recouvrent avec un degré d'appartenance égale à 1

De ces faits, Les fonctions d'appartenance sont choisies équidistantes, de telle sorte que le recouvrement de deux fonctions d'appartenance voisines est égal à 1, c'est à dire que leurs croisements s'effectue à $\mu_i = \mu_{i+1} = 0.5$ (voir figure IV.5)

D'autre part, la fuzzification de la variable de sortie Δu_n est effectuée de telle sorte que les fonctions d'appartenance prennent une forme triangulaire, symétrique et de même largeur.

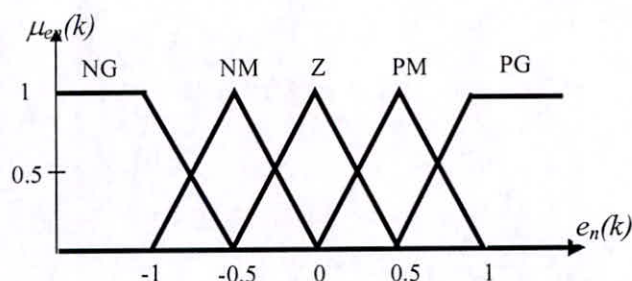


Figure IV.5 Forme de fonctions d'appartenance pour l'erreur

IV.1.2.3 Inférences

Après fuzzification, une deuxième étape très importante doit être effectuée. Cette étape consiste à déterminer les règles d'inférence qui spécifient comment calculer la valeur linguistique de la variation d'action $\Delta u_n(k)$, en fonction des valeurs linguistiques d'entrées $e_n(k)$, $\Delta e_n(k)$.

Pour construire la matrice d'inférence une analyse quantitative du processus doit être effectuée. Cette analyse repose sur une analyse dans le plan de phase de la trajectoire de la référence (que l'on souhaite donner au système) [10].

La figure IV.6 représente la trajectoire dans le plan de phase de la variation de l'erreur en fonction de l'erreur, ainsi que l'effet de l'action de commande sur le système. Cependant, une action dans un sens ou dans l'autre provoque le déplacement de la trajectoire dans les directions indiquées par les flèches. Nous avons mentionné avec flèches rouges les directions conduisant à une convergence, et en pointillés celles qui conduisent à une divergence. Sur la base de ces connaissances, les spécialistes ont élaboré les différentes règles d'inférences, pour obtenir les meilleures performances. La matrice d'inférence proposée par MacVicar-Whelan est l'une des meilleurs exemples des modèles de bases [21]. Elle a été développée afin de compléter celle proposée par Mamdani. Cette matrice est basée sur l'analyse dans le plan de phase, ainsi que sur les trois règles principales suivantes :

- Si l'erreur est zéro et sa dérivée est zéro, alors, garder le présent cadre de commande
- Si l'erreur tend vers zéro avec un taux satisfaisant, alors garder le présent cadre de commande
- Si l'erreur n'est pas autocorrective, alors l'action de commande n'est pas zéro et elle dépend du signe et d'amplitude de $e(k)$ et $\Delta e(k)$.

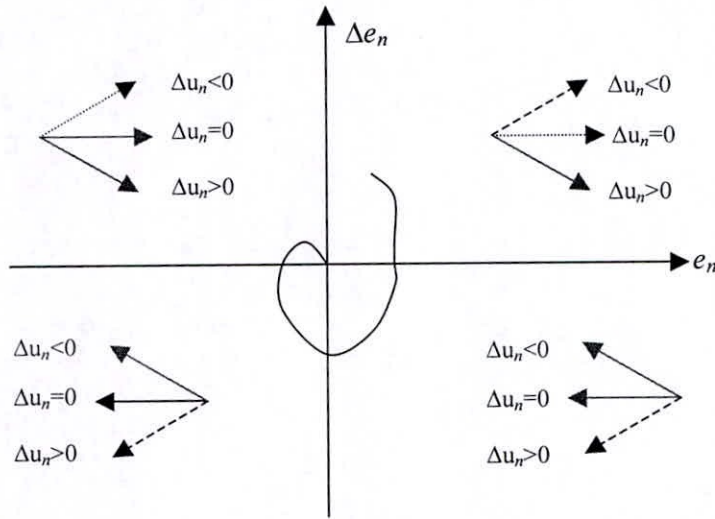


Figure IV.6 Trajectoire dans le plan de phase

$\Delta u(k)$		$\Delta e(k)$							
		NG	NM	NP	NZ	PZ	PP	PM	PG
$e(k)$	NG	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NZ
	NM	NG	NG	NM	NM	NM	NP	NZ	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	NP	NZ	PP	PM
	NZ	NM	NM	NP	NZ	PZ	PP	PM	PM
	PZ	NM	NM	NP	NZ	PZ	PP	PM	PM
	PP	NM	NP	PZ	PP	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	PZ	PP	PM	PM	PM	PG	PG
	PG	PZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG	PG

Tableau.1 Zones homogènes principales dans la matrice de MacVicar-Whelan

Le tableau.1, présente la matrice d'inférence proposée par MacVicar-Whelan. Dans ce cas l'univers de discours définissant l'erreur, sa dérivée et l'action de commande sont réparties sur huit sous-ensembles flous. Sur cette matrice, nous pouvons identifier cinq zones différentes. Les règles de la zone 1 et 2, caractérisent le cas où $e(k)$ et $\Delta e(k)$ sont de signes opposés (quadrant 2 et 4 voir figure IV.6), les règles de la zone 3 et 4 caractérisent le cas où $e(k)$ et $\Delta e(k)$ sont de mêmes signes (quadrant 1 et 3), les règles de la zone 5 caractérisent le cas où l'amplitude de l'erreur et de sa dérivée est relativement petite.

Cependant, les matrices d'inférences les plus connues appliquées au régulateur par logique floue, peuvent être obtenues à partir de la matrice de MacVicar-Whelan. On tient à présenter quelques matrices d'inférence :

Dans le cas où nous attribuons trois ensembles flous, Négatif, Positif, et Zéro à chacune des variables floues, nous obtiendrons la matrice d'inférence de Mamdani suivante

Tableau 2 : Matrice d'inférence à trois ensembles flous à chaque entrée.

$\Delta u_n(k)$		$\Delta e_n(k)$		
		N	Z	P
$e_n(k)$	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Dans le cas où nous attribuons cinq ensembles flous à chacune des variables floues, le choix de la matrice devient plus important. Nous allons présenter les configurations les plus connues (tableau 3, 4)

Tableau 3 : Matrice d'inférence à cinq ensembles flous à chaque entrée.

$\Delta u(k)$		$\Delta e(k)$				
		NG	N	Z	P	PG
$e(k)$	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

Tableau 4 : Matrice d'inférence à cinq ensembles flous à chaque entrée.

$\Delta u(k)$		$\Delta e(k)$				
		NG	N	Z	P	PG
$e(k)$	NG	NG	NG	NG	NG	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	PG	PG	PG	PG

Dans le cas où nous attribuons sept ensembles flous à chacune des variables floues, le choix de la matrice devient de plus en plus vaste, de même nous présentons deux des matrices, la première proposée par [21], et la deuxième ayant neuf ensembles flous pour la variable de sortie est proposée par [53] (tableau 5, 6)

Tableau 5 : Matrice d'inférence à sept ensembles flous à chaque entrée proposée par [21]

$\Delta u(k)$		$\Delta e(k)$						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
$e(k)$	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NZ
	NM	NG	NG	NM	NM	NP	NZ	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	NZ	PP	PM
	NZ	NM	NM	NP	NZ	PP	PM	PM
	PP	NM	NP	PZ	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	PZ	PP	PM	PM	PG	PG
	PG	PZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau 6 : matrice d'inférence à sept ensembles flous à chaque entrée proposée par [54]

$\Delta u(k)$		$\Delta e(k)$						
		NG	NM	NP	NZ	PP	PM	PG
$e(k)$	NG	NTG	NTG	NTG	NG	NM	NP	NZ
	NM	NTG	NTG	NG	NM	NP	NZ	PP
	NP	NTG	NG	NM	NP	NZ	PP	PM
	NZ	NG	NM	NP	NZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	PZ	PP	PM	PG	PTG
	PM	NP	PZ	PP	PM	PG	PTG	PTG
	PG	PZ	PP	PM	PG	PTG	PTG	PTG

Après avoir déterminé les règles d'inférences, nous devons effectuer une interprétation mathématiquement. Comme on la déjà constaté, plusieurs méthodes ont été adoptées pour

l'agrégation des règles d'inférences, ce qui donne par conséquent, différentes manières de réaliser les régulateurs flous. Les plus connus sont ceux de Mamdani et de Sugeno. La méthode de Mamdani ayant comme conclusion symbolique (floue), présente l'inconvénient d'avoir la nécessité de passer par l'étape de défuzzification pour obtenir la valeur réelle de la commande, et l'avantage d'être intuitive et bien adaptée au raisonnement humain. La méthode de Sugeno présente l'avantage d'être bien adaptée aux systèmes linéaires et aux systèmes dont la dynamique est bien connue. Comme elle garantit une continuité de la surface de la production [21], d'autre part, elle présente l'inconvénient d'avoir recours à une analyse mathématique.

Ceci nous conduit à utiliser la méthode de Mamdani permettant une vérification directe des conséquences des règles d'inférences. Si par exemple, la sortie est caractérisée par l'apparition de plus d'un maximum, cela révèle l'existence d'au moins deux règles contradictoires (voir figure IV.7). Ou si on se retrouve avec une grande zone plate, cela révèle que les règles, dans leur ensemble, sont malles formulées (voir figure IV.8). [10]

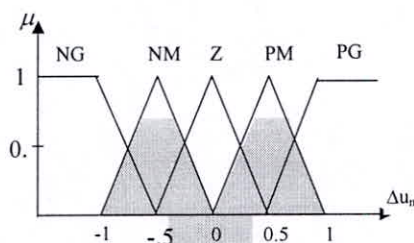


Figure IV.7 cas de deux règles contradictoire

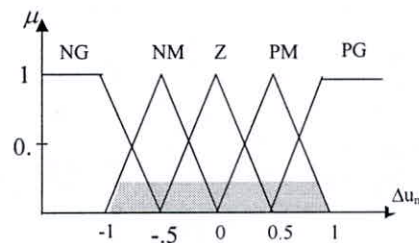


Figure IV.8 cas de règles malles formulées

IV.1.2.4 Défuzzification

Enfin, la dernière étape du régulateur flou est la conversion de la grandeur linguistique Δu_n résultante de l'agrégation, en grandeur de commande précise. Plusieurs approches existent pour réaliser cette conversion [10,23,21]. Les plus utilisées sont la méthode du centre de gravité, la méthode des hauteurs pondérées et la méthode de la moyenne des maximums.

A. Méthode du centre de gravité

Cette méthode (COG en anglais) est la plus utilisée, elle est considérée comme la méthode la plus précise. La grandeur de sortie du régulateur correspond l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante μ_{res} .

$$\Delta u_n(k) = \frac{\int_{u_{\min}}^{u_{\max}} x \mu_{res}(x) dx}{\int_{x=u_{\min}}^{u_{\max}} \mu_{res}(x) dx} \quad (4.26)$$

B. Méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode n'est qu'un cas particulier de la méthode précédente, elle est utilisée dans le cas où les fonctions d'appartenance de la variable de sortie ne recouvrent pas.

$$\Delta u_n(k) = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \mu_{r_i}(x)}{\sum_{i=1}^n \mu_{r_i}(x)} \quad (4.27)$$

Où, n représente le nombre de sous-ensembles flous de la variable de sortie (voir figure IV.9).

C. Méthode de la moyenne des maximums

Cette méthode est très simple. La valeur numérique de la grandeur de sortie est égale à la moyenne des abscisses des valeurs maximales de la fonction d'appartenance résultante.

$$\Delta u_n(k) = \frac{1}{m} \sum_{x_i \in g} x_i \quad (4.28)$$

Où, g est l'ensemble des valeurs maximales et m représente le cardinal de g

L'inconvénient majeur de cette méthode réside dans le cas du changement de la dominance d'une fonction d'appartenance à une autre. Effectivement ce changement s'accompagne par un saut brusque de la grandeur de sortie.

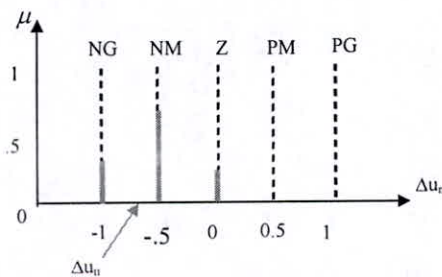


Figure IV.9 défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées

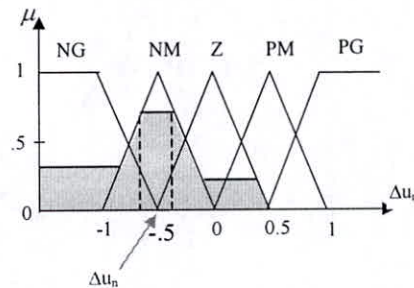


Figure IV.10 Défuzzification par méthode de la moyenne des maximums

IV.1.2.5 Surface de commande

La surface de commande d'un régulateur calculant une variation de l'action en fonction de l'erreur et sa dérivée dans leurs domaines de définition peut être définie comme la surface engendrée par $\Delta u_n(k) = f(e_n(k), \Delta e_n(k))$.

Cette surface est un moyen de représenter le comportement entrées-sortie d'un régulateur. La figure IV.11 présente cette surface dans le cas d'un régulateur flou à trois ensembles flous pour les variables d'entrées et de sortie.

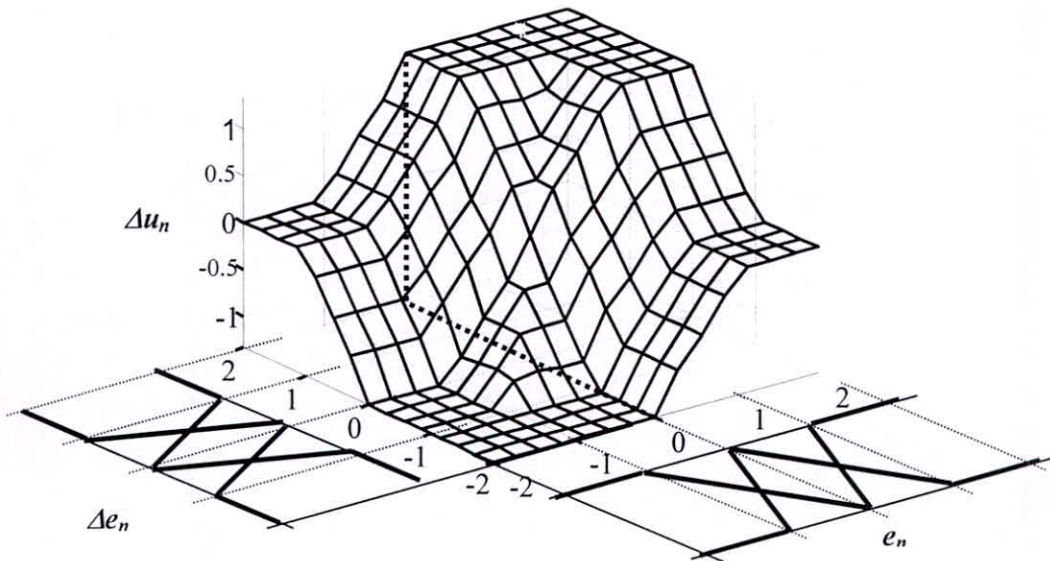


Figure IV.11 Surface de commande d'un régulateur flou

IV.1.2.6 Directives pour la conception d'un régulateur flou

Les étapes principales pour la conception du régulateur flou se résument comme suit :

Etape 1. Définition des gains de normalisation et des fonctions d'appartenances associées aux variables normalisées $e_n(k)$, $\Delta e_n(k)$ et $\Delta u_n(k)$. Pour simplifier cette phase, en général on considère l'univers normalisé $[-1,1]$. Dans une première étape les fonctions d'appartenances seront symétriques et uniformes.

Etape 2. Elaboration des règles d'inférence. Dans cette étape, les règles d'inférences sont déduites à partir de la matrice de MacVicar-Whelan.

Etape 3. Choix de la méthode d'inférence. Le choix des fonctions pour réaliser les opérateurs et le mécanisme d'inférence influe peu sur le comportement du régulateur. Cependant, il nous apparaît judicieux d'utiliser la méthode de Mamdani associé à la méthode d'inférence Max-min.

Etape 4. Choix de la méthode de défuzzification. Le choix de la méthode des hauteurs pondérées permet une réduction notable dans l'envergure de calcul, mais en générale c'est la méthode du centre de gravité qui est adoptée.

Etape 5. Simulation et modification de la caractéristique non linéaire. Il faut tout d'abord fixer les buts à atteindre, ensuite le dimensionnement du régulateur se fait par une simulation et une modification interactive de la caractéristique non-linéaire. Cependant, on peut faire varier soit les facteurs d'échelles, soit le nombre et la répartition des fonctions d'appartenances, soit la matrice des règles d'inférences. Par ailleurs, les facteurs d'échelles jouent un rôle principal dans le dimensionnement du régulateur flou [54,21]. Un changement de ces facteur, change l'univers de discours normalisé et les domaines des fonctions d'appartenances des variables floues du régulateur [21]. Quelques directives pour la synthèse de ces facteurs peuvent être résume comme suit :

- Une très grande valeur de G_e , conduit à un bon temps de réponse et une erreur statique petite, par contre elle mène à un grand dépassement. Par similitude, une très petite valeur de G_e conduit à un temps de réponse important.
- La convergence la plus rapide est relative aux grandes valeurs de G_e et $G_{\Delta u}$, avec une valeur de $G_{\Delta e}$ relativement plus petite.
- Les petites valeurs de $G_{\Delta u}$ augmente le temps de réponse.

En se basant sur ces trois directives, différentes stratégies ont été introduites en littérature [55,21] pour la synthèse des régulateurs flous robustes, en manipulant les facteurs d'échelles

Toutes ces considérations nous ont guidés dans le choix développé au paragraphe. IV.2.1.

IV.2 Application de la logique floue à la commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée

IV.2.1 Commande vectorielle par logique floue

De nos jours l'application de la logique floue à la commande des machines électriques est très répandue, du fait de son caractère non-linéaire et intuitive, ainsi elle peut prendre en charge les variables imprécises et incertaines. Certaines applications appropriées au contrôle vectoriel de la machine asynchrone ont été élaborées ; l'auteur [25] a utilisé la logique floue pour l'estimation de la résistance statorique et le contrôle direct de la machine à induction. [26] a utilisé deux régulateurs flous afin de superviser les paramètres du contrôleur PI, cette méthode apporte de bonnes performances, mais elle est plus encombrante. L'auteur [27] a présenté une commande vectorielle en courant de la machine asynchrone. Ce dernier a exploité la méthode de Larsen pour la synthèse du contrôleur flou à sept fonctions d'appartenances.

Dans [28] nous avons présenté un réglage vectoriel avec une boucle de réglage vitesse et onduleur de tension MLI, Au niveau de cette structure, nous avons adopté une table de décision de type Mamdani constituée de cinq fonctions d'appartenances.

Nous citons également les applications des références [55,48,12] où le travail consiste à adapter la constante du temps rotorique. Dans cette partie, nous allons nous intéresser au remplacement des contrôleurs classiques du schéma de la figure IIc.9 par des contrôleurs flous. Nous avons retenu une structure de Mamdani du régulateur PI flou à deux entrées (l'erreur et sa dérivée) et une seule sortie. Vu que nous ne pouvons pas présenter toutes les variantes que nous avons examinées, nous allons adopter trois ensembles flous pour le Contrôleur de vitesse puis nous allons présenter une étude comparative entre l'utilisation de trois, cinq et sept ensemble flous de formes triangulo-trapézoïdales pour les variables d'entées et triangulaire pour la variable de sortie. Ces sous-ensembles sont symétriques et se recouvrent à un facteur de 1.

Les gains d'adaptation G_e et $G_{\Delta u}$ sont obtenus en utilisant les relations suivantes [19] :

$$G_e = \left| \frac{1}{r(0) - y(0)} \right| \quad (4.34)$$

$$0 < G_{\Delta u} \leq \max(|u_{\min}|, |u_{\max}|) \quad (4.35)$$

Où :

- $r(0)$ et $y(0)$ représente respectivement les valeurs initiales de la référence et de la variable de sortie du processus.
- u_{\min} et u_{\max} constituent les grandeurs minimales et maximales du signal de commande à l'entrée du procédé à asservir.

Cependant, un réajustement supplémentaire de ces gains sera nécessaire pendant la phase de simulation. Enfin la défuzzification de variable de sortie se fait par la méthode du centre de gravité.

IV.2.1.1 Correcteur à trois ensembles flous

Le correcteur RFL3 est caractérisé par les trois fonctions d'appartenances, négative (-1), zéro (0) et positive (1) de formes triangulo-trapézoïdales pour les variables d'entrées. Pour la variable de sortie, nous adoptons les formes triangulaires avec une matrice d'inférence complète. La figure (IV.15) présente la surface caractéristique du contrôleur RFL3. Cette surface normalisée représente la variation de la variable de sortie Δu_n en fonction des variables d'entrées e_n et Δe_n . Nous constatons que cette surface est symétrique, non-linéaire et caractérisée par deux zones. La première est la zone périphérique, plate ou de pente parallèle à un des deux axes correspond à la plage où une des variables d'entrées est saturée (e_n ou $\Delta e_n \notin]-3,3[$). Dans cette zone le moteur d'inférence évolue avec seulement deux règles au maximum [1]. La deuxième zone correspond à la zone dite centrale. Celle ci peut être composée en quatre quadrants, avec un moteur d'inférence évaluant l'ensemble des neuf règles.

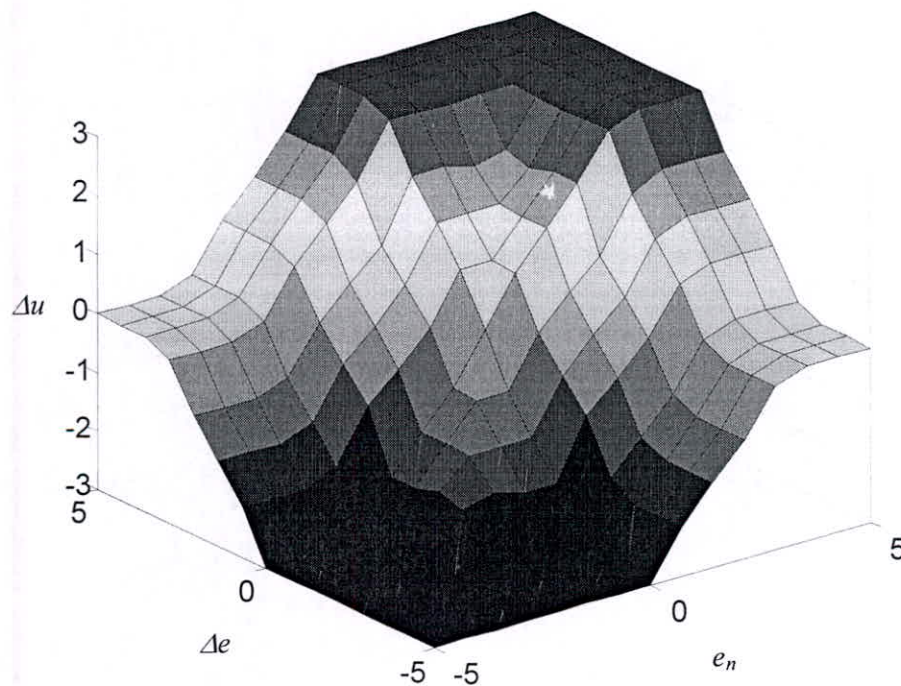


Figure IV.15 Surface caractéristique du régulateur RFL3. Cordonnées

Dans le cadre de la commande vectorielle, nous utilisons le correcteur RFL3 pour le réglage de la vitesse.

Après synthèse de réglage, nous simulons le fonctionnement de l'ensemble onduleur-moteur commande vectorielle associée à une boucle de vitesse (consigne vitesse).

Dans un premier lieu nous simulons le comportement de la machine lors de la variation des références vitesse. Les courbes de réponses (voir figure IV.16), nous conduisent à conclure que le régulateur RF3 n'apporte aucune amélioration comparativement à la commande utilisant un correcteur linéaire comme l'indique la figure IV.16.

Afin d'estimer également les performances du correcteur RFL3 utilisé comme organe de réglage de vitesse. Nous effectuons une simulation à la base du schéma bloc de la figure (IV.17).

L'analyse de la courbe de vitesse et de couple de la figure (IV.18) montre que la vitesse présente un temps de réponse de l'ordre de 0.2s et atteint sa référence après 1.1s. La supériorité de ce régulateur par rapport au régulateur PI classique apparaît lors de l'application d'une charge, avec une chute de vitesse d'environ 30 rad/s et un temps de redressement de l'ordre de 0.6s. Le correcteur RFL3 perd sa supériorité lorsqu'on compare ces résultats à ceux obtenus avec un correcteur de type IP (figure IV.28). La réponse du couple présente un pic d'environ 0.6Nm, et des oscillations en régime permanent. Nous relevons de l'analyse de la courbe de flux (voir figure IV.19) que le flux présente un pic plus réduit de l'ordre de 20%. De la courbe de courant nous remarquons que les courants direct et inverse suivent parfaitement leurs références.

IV.2.1.2 Correcteur à cinq ensembles flous

Dans le but de tester ces correcteurs flous avec une subdivision plus importante de l'univers de discours, nous examinons dans cette deuxième variante le cas de cinq fonctions d'appartenance. Ce correcteur RFL5 est caractérisé par cinq fonctions ; Négatif grand (-2), Positif grand (2) de forme trapézoïdale et Négatif (-1), Positif (1), Zéro (0) de forme triangulaire avec une distribution uniforme pour les variables d'entrées, et de forme triangulaire pour la variable de sortie. La matrice est celle représentée au tableau. 3 (§. IV.2.2.3)

La figure (IV.20) présente la surface caractéristique du contrôleur RFL5. Nous constatons que cette surface est constituée d'un nombre important de zones non-linéaires, si nous la comparons à celle du correcteur RFL3. Aussi nous constatons qu'une dissymétrie apparaît à cause de celle introduite dans la matrice d'inférence.

Pour cette nouvelle configuration des correcteurs, le schéma fonctionnel de la figure (IV.17) reste valable, à l'exception du correcteur de vitesse où nous substituons RFL5 à RFL3. Pour mettre en évidence les performances, il est simulé un démarrage avec triple inversion et introduction de la charge. Sur la figure (IV.21) nous avons présenté l'allure de la vitesse et du couple.

Nous constatons que le correcteur RFL5 présente des performances supérieures à celles obtenues avec le correcteur RFL3. Lors du démarrage, on relève le même temps de réponse avec un écart statique qui s'annule plus rapidement. Lors de l'application d'une charge, nous remarquons une chute d'environ 20 rad/s et un temps de redressement de l'ordre de 0.20s.

Nous relevons également que les variables, courants et couple suivent parfaitement leurs références comme l'indique les figures (IV.21),(IV.22).

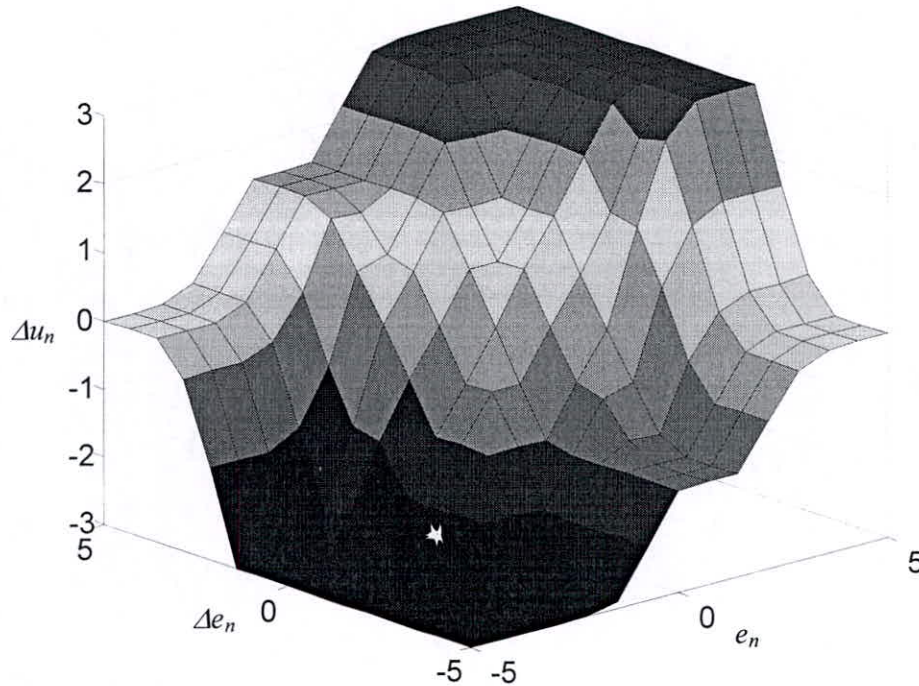


Figure IV.20 Surface caractéristique du correcteur RF5. Coordonnées normalisées

IV.2.1.3 Correcteur à sept ensembles flous

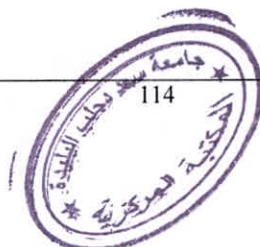
Dans ce cas on attribue aux variables d'entrées et de sortie sept ensembles flous, négatif grand (-3), négatif moyen(-2), négatif (-1), zéro(0), positif (1), positif moyen (2) et positif grand (3) de forme triangulo-trapézoïdale pour les variables d'entrées et de forme triangulaire pour la variable de sortie.

Nous avons adopté une matrice d'inférence modifiée par rapport à la matrice conventionnelle[34] (voir tableau.7). La figure 4.23 présente la surface caractéristique appropriée à ce correcteur. Cette surface est continue et présente une limitation pour les grandeurs extrêmes. Comme elle présente une non-linéarité importante. Au voisinage du point milieu, la surface est adoucie.

L'une des spécificités de ce correcteur est que la diagonale de sa matrice n'est pas zéro (0), contrairement à la plupart des correcteurs flous conventionnels. Comme cela a été formulé au paragraphe IV.2.23, généralement ces derniers possèdent une matrice d'inférence de diagonale égale à zéro, séparant les sorties de composantes positives et négatives. Dans la matrice proposée le moteur d'inférence doit agir par incrémentation ou la décrémentation de la sortie.

Pour mettre en évidence la spécificité de cette matrice nous traitons l'exemple suivant :

Considérons la règle d'inférence :



If $e(k)$ is 3 and $\Delta e(k)$ is -3 then $\Delta u(k)$ est 1

Cette règle est appliquée lorsque l'erreur est très grande et tend à s'annuler très rapidement. Dans ce cas les contrôleurs conventionnels flous admettent un accroissement de $\Delta u(k)$ égale à 0, favorisant par conséquent une autocorrection du moteur. Cependant, notre contrôleur ajoute un incrément à $\Delta u(k)$ permettant à l'erreur de diminuer plus rapidement.

Nous prévoyons un freinage dès que l'erreur atteint le rang '2' par la règle :

If $e(k)$ is 2 and $\Delta e(k)$ is -3 then $\Delta u(k)$ est -3

Dans ce cas la sortie du correcteur (couple) est réduite rapidement afin d'éviter un dépassement de vitesse. Cet exemple peut être visualisé sur la figure (IV.23), en commençant par la droite des erreurs positives avec un glissement de la surface vers la gauche. On constate un brusque changement de la sortie de 1 à -3. Ce brusque changement est toléré du fait qu'au niveau de la commande, le couple peut changer brusquement sans être affecté par des oscillations (voir figure IV.21)

Les règles autour de zéro sont aussi différentes de celles du régulateur conventionnel, en particulier :

If $e(k)$ is 1 and $\Delta e(k)$ is -1 then $\Delta u(k)$ est 1

If $e(k)$ is -1 and $\Delta e(k)$ is 1 then $\Delta u(k)$ est 1

Pour le cas du correcteur flou classique, la variable de sortie aura une grandeur de rang zéro. Cette modification permet d'annuler l'erreur plus rapidement lorsqu'elle est proche de zéro.

En résumé les règles d'inférence sont appelées à effectuer une correction importante du couple lorsque l'erreur et/ou sa dérivée sont grandes. Un freinage est prévu afin d'éviter un dépassement de la vitesse. Lorsque l'erreur s'annule, c'est au tour des règles proches du centre de corriger rapidement l'erreur si une perturbation apparaît.

Tableau 4.7 : Matrice d'inférence du régulateur RFL7

		$\Delta e_n(k)$						
		-3	-2	-1	0	1	2	3
$e_n(k)$	-3	-3	-3	-3	-2	-2	-2	-1
	-2	-3	-3	-2	-2	-2	0	3
	-1	-3	-2	-2	-2	-1	1	3
	0	-3	-2	-1	0	1	2	3
	1	-3	-1	1	2	2	2	3
	2	-3	0	2	2	2	3	3
	3	1	2	2	2	3	3	3

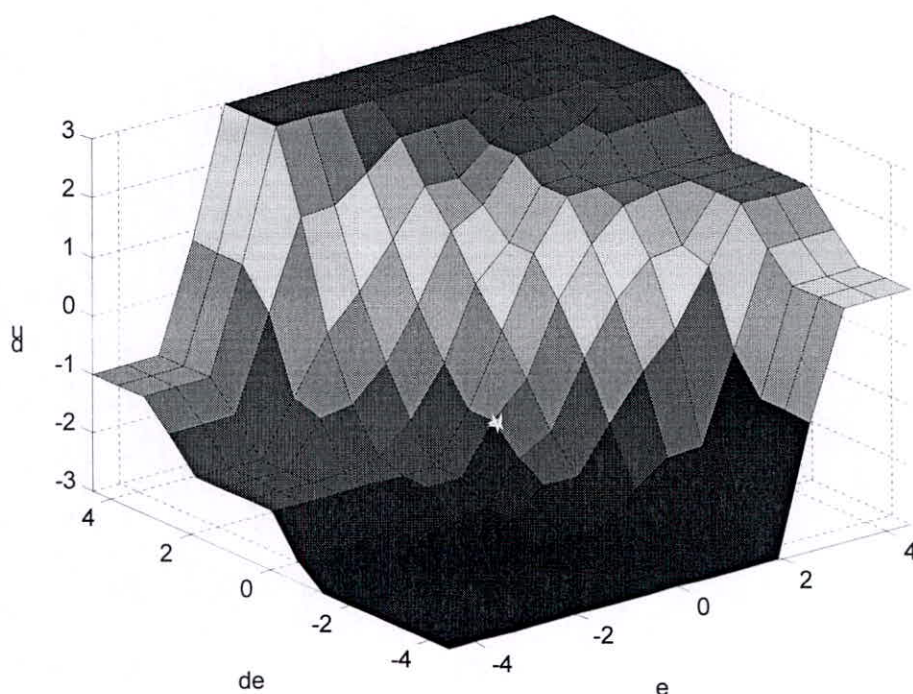


Figure IV.23 Surface caractéristique du régulateur RFL7 -coordonnées normalisées

Pour évaluer l'ensemble des performances de la commande sur la base du correcteur flou RFL7, nous simulons le comportement de la machine avec un démarrage à vide, inversion de vitesse avec introduction d'une charge. et en f

La figure IV.24 représente l'allure de la vitesse et du couple pour RFL7. Dans ce cas, on relève une légère amélioration en terme de temps de réponse de la vitesse, comme nous constatons une élimination de l'erreur statique après 0.5s. Lorsque le moteur est soumis à une charge, cette structure réagit mieux que les autres régulateurs. Nous relevons dans ce cas une erreur dynamique de 12 rad/s et un temps de redressement de l'ordre de 0.18s. la courbe de couple (voir figure IV.24) montre que pour l'ensemble des cycles, le couple atteint des pic qui s'annulent rapidement.

De la figure IV.25, on constate de légères oscillations des flux direct et inverse apparaissent au moment de l'inversion ou l'introduction de charge. Ces fluctuations s'annulent après 0.2s. Lors d'une variation de 100% la résistance du rotor, le correcteur RFL7 est plus robuste que le correcteur linéaire IP, avec une chute de vitesse de l'ordre de 9 rad/s et un temps de redressement de l'ordre de 0.2s(voir figure IV.26). Un autre avantage de notre correcteur apparaît sur la figure IV.27 lors de la réponse en mode poursuite de la vitesse. Nous remarquons que l'erreur à la référence est quasiment nulle, même dans le cas d'une variation brusque de la résistance du rotor. Cependant, nous relevons un dépassement négligeable avec une erreur statique nulle, avec une perte de découplage due a cette variation (figure IV.26). Pour améliorer les performances de notre correcteur nous avons effectué dans la référence [24], une adaptation des facteurs d'échelles des variables d'entrées sur la base de l'algorithme proposé par l'auteur [19]. Cet algorithme est basé sur l'adaptation des facteurs d'échelles en fonction de l'erreur selon la formulation symbolique suivante :

Si $\text{abs}(e)$ est très grand	alors	C_k est petit
Si $\text{abs}(e)$ est grand	alors	C_k est moyen
Si $\text{abs}(e)$ est moyen	alors	C_k est petit
Si $\text{abs}(e)$ est petit	alors	C_k est petit

Avec C_k est le facteur d'adaptation

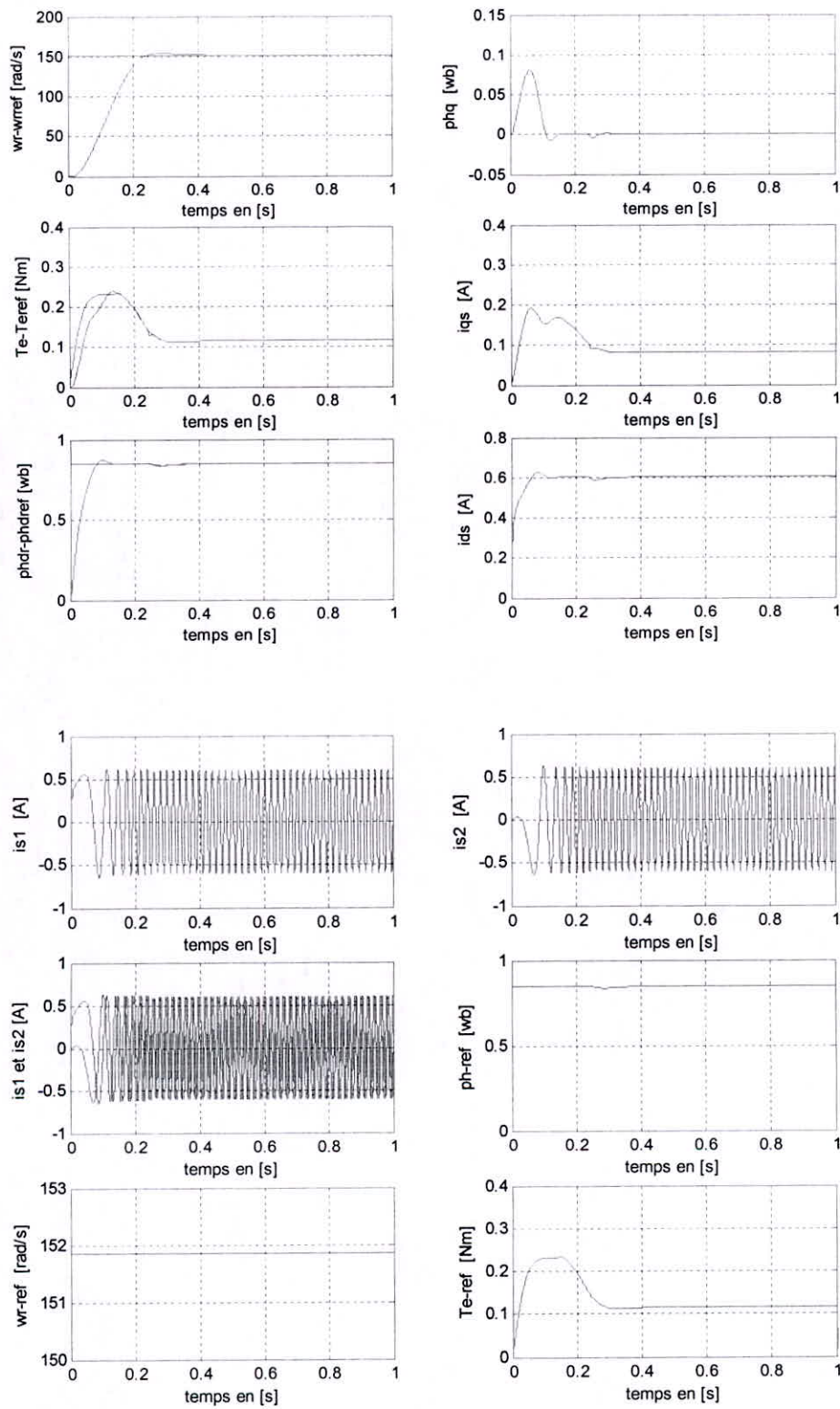
Les facteurs d'échelles de l'erreur (G_e) et de sa dérivée ($G_{\Delta e}$) aurons respectivement la forme :

$$\begin{aligned}G_{e_k} &= C_k G_{e_0} \\G_{\Delta e_k} &= C_k G_{\Delta e_0}\end{aligned}$$

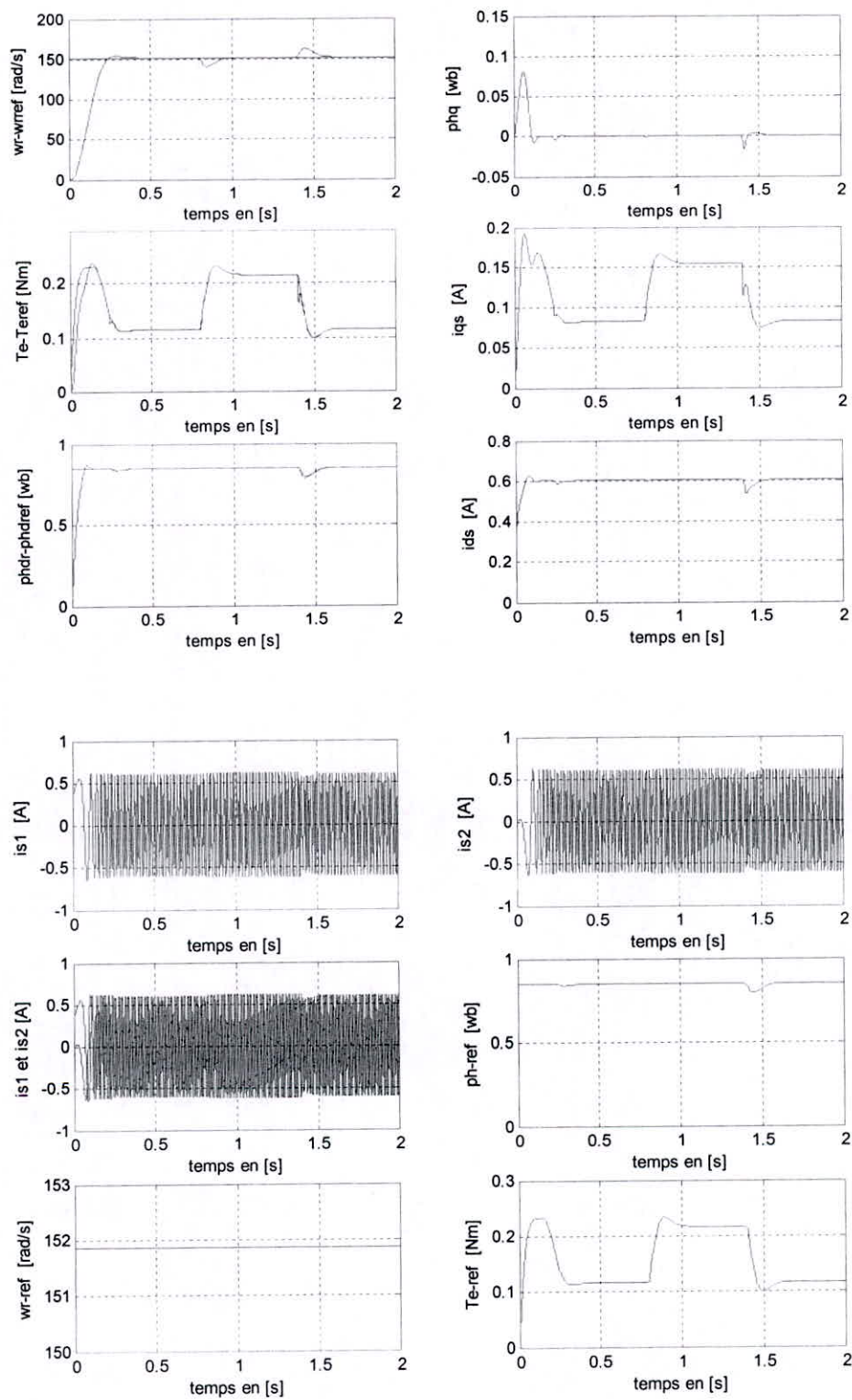
Telle que les grandeurs G_{e_0} et $G_{\Delta e_0}$ sont fixées initialement.

Cet algorithme nous permet d'améliorer considérablement les performances de notre système associé à RFL7, mais en revanche, il nécessite des moyens de calcul supplémentaires lors de son implémentation.

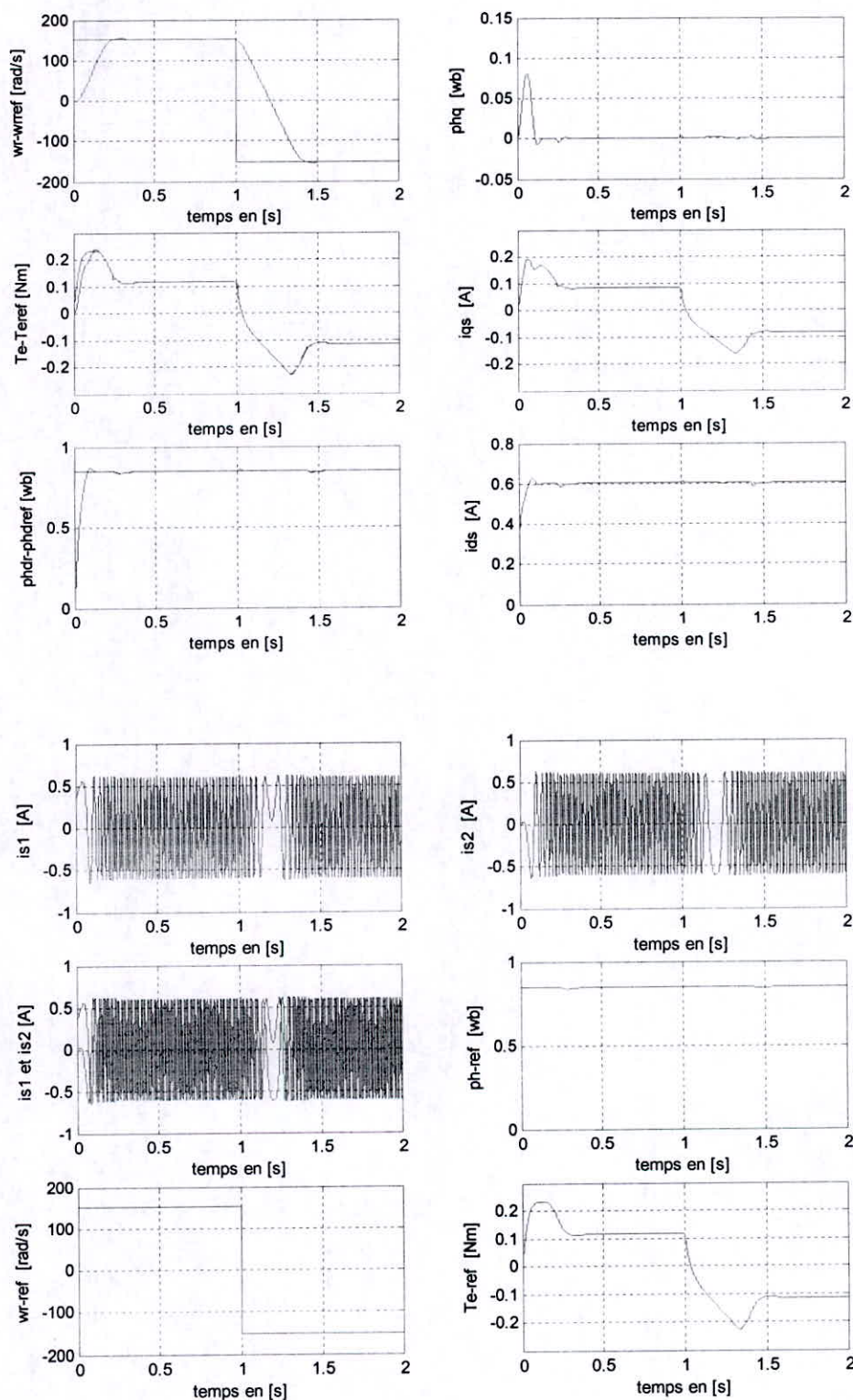
Enfin pour terminer cette phase de notre étude sur l'application des régulateurs flous à la commande de la machine asynchrone monophasée, nous effectuons différentes simulations Pour leurs performances et leurs robustesse devant les regulateurs classiques.



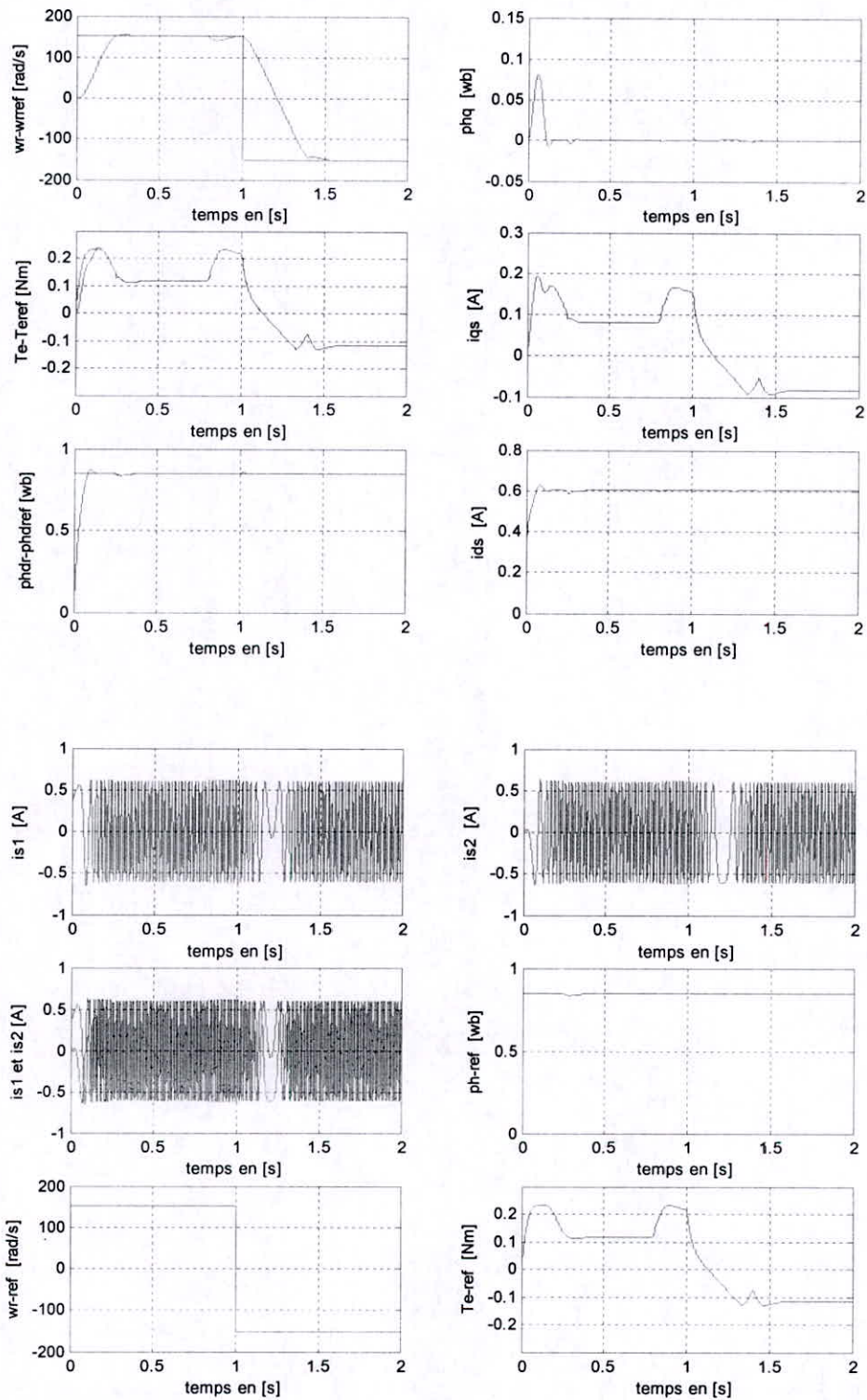
Figure(IV-1c Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension (idéale) a vide et sans filtre (cas du RFL3).



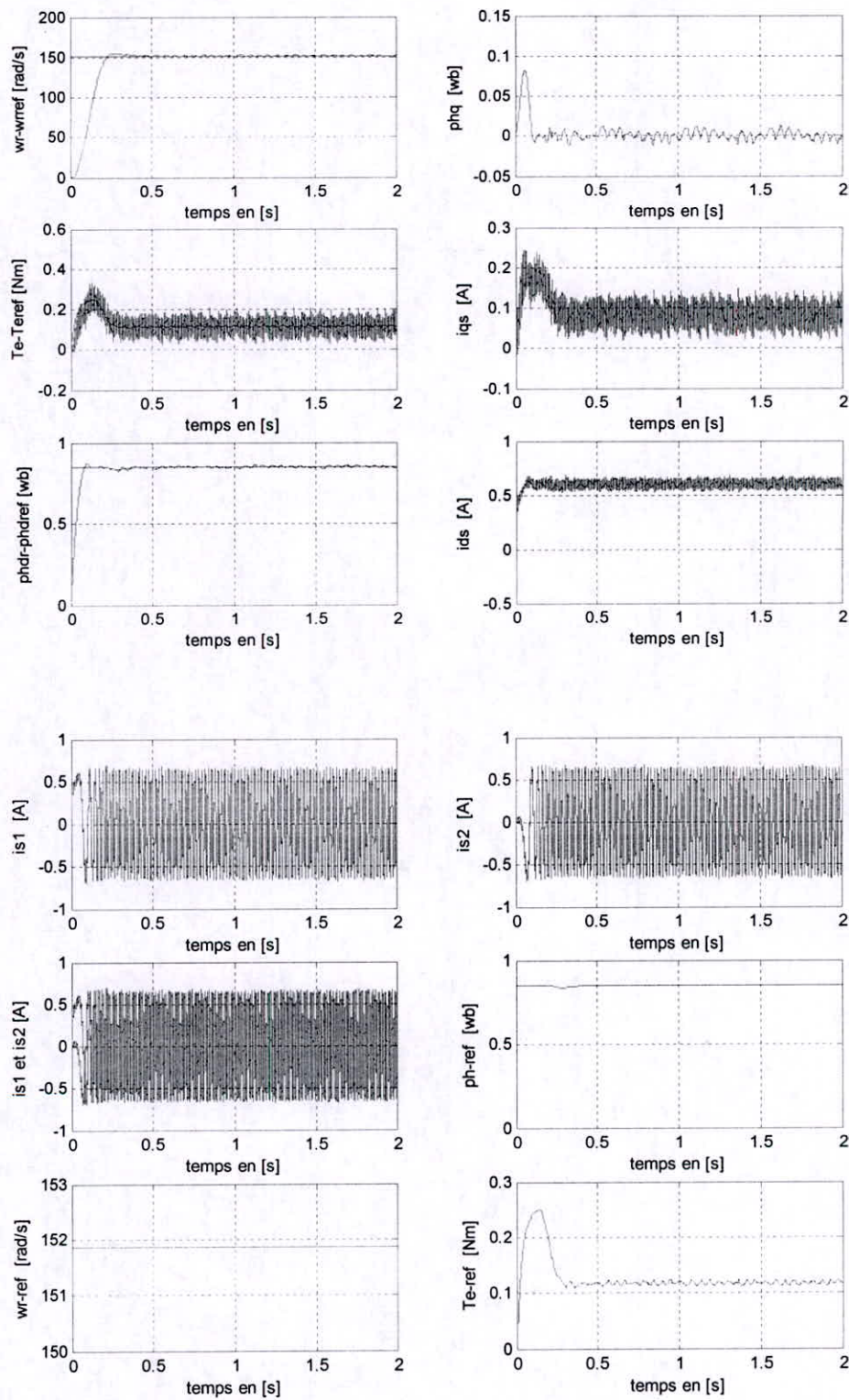
Figure(IV-2c) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension (idéale) avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s$ et $1.4s]$ (cas du RFL3).



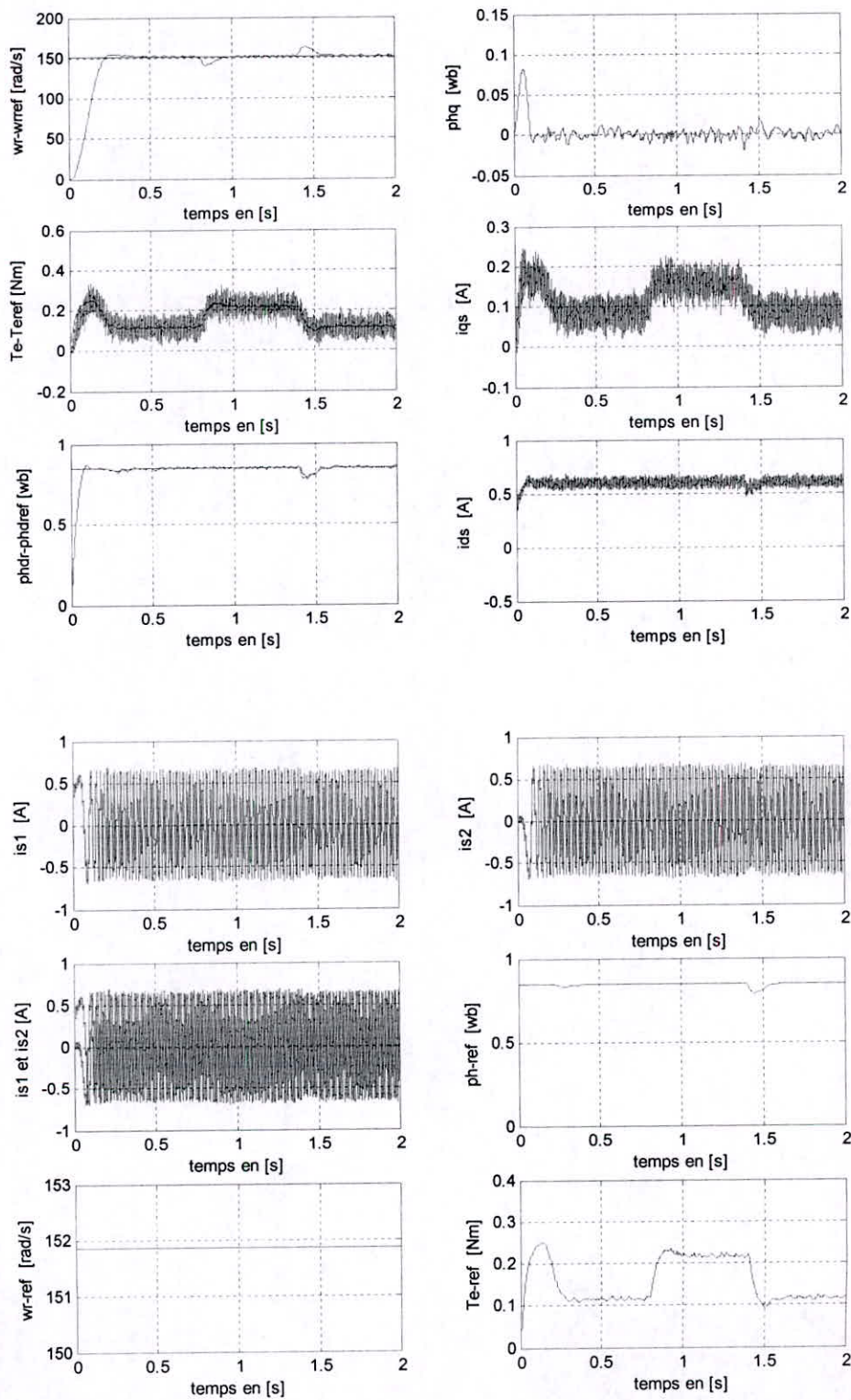
Figure(IV-3c) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension(idéale) avec inversion de sens a $t=1s$ (cas du RFL3).



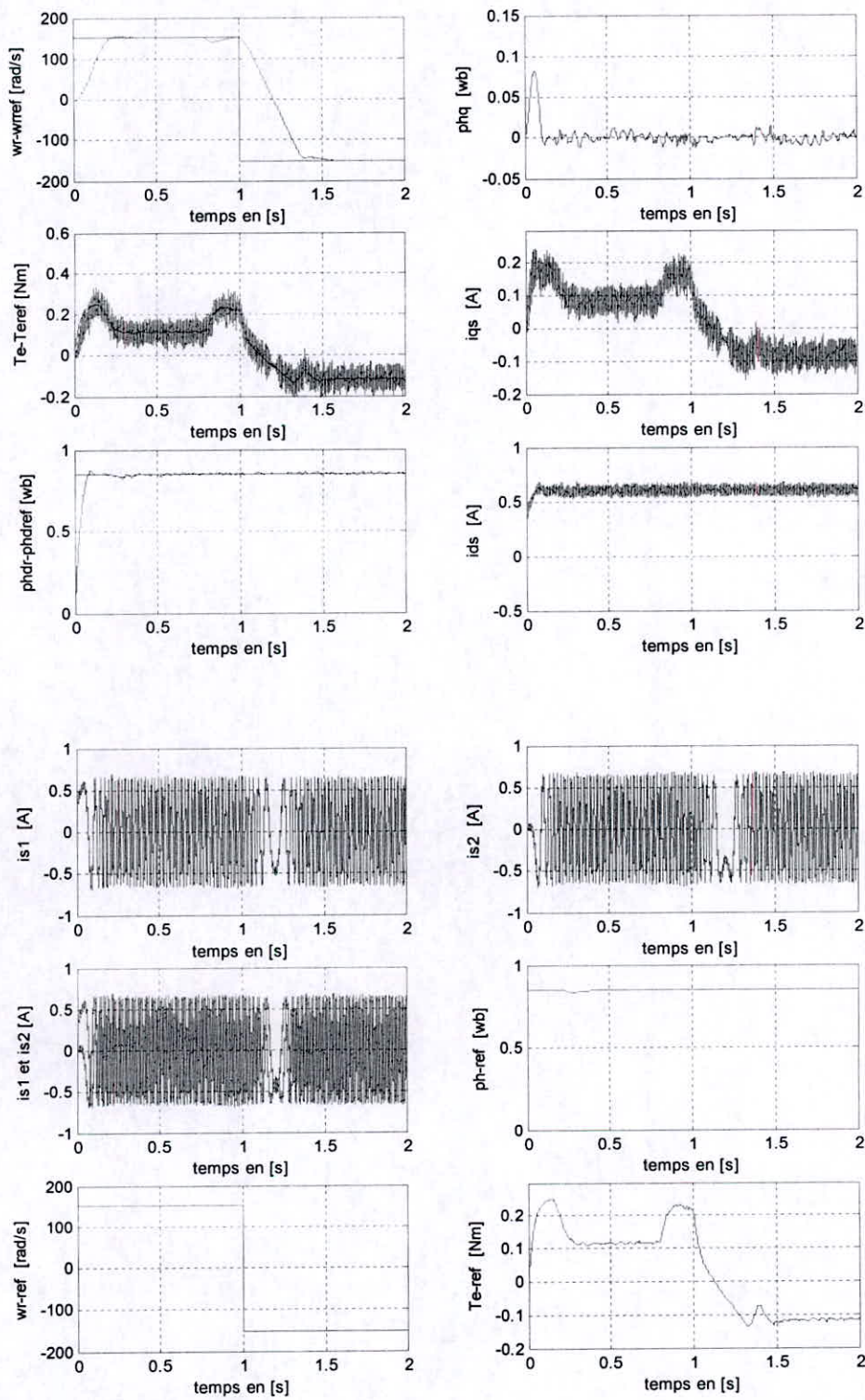
Figure(IV-4 c) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension(idéale) avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s$ et $1.4s]$ et inversion de sens (cas du RFL3).



Figure(IV-5c) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée avec un onduleur en tension a vide et sans filtre (cas du RFL3).



Figure(IV-6c) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée avec un onduleur en tension en charge (application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8 \text{ et } 1.4]$) et sans filtre (cas du RFL3).



Figure(IV-7c) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique alimentée avec un onduleur en tension a vide et sans filtre avec inversion a $t=1s$ (cas du RFL3).

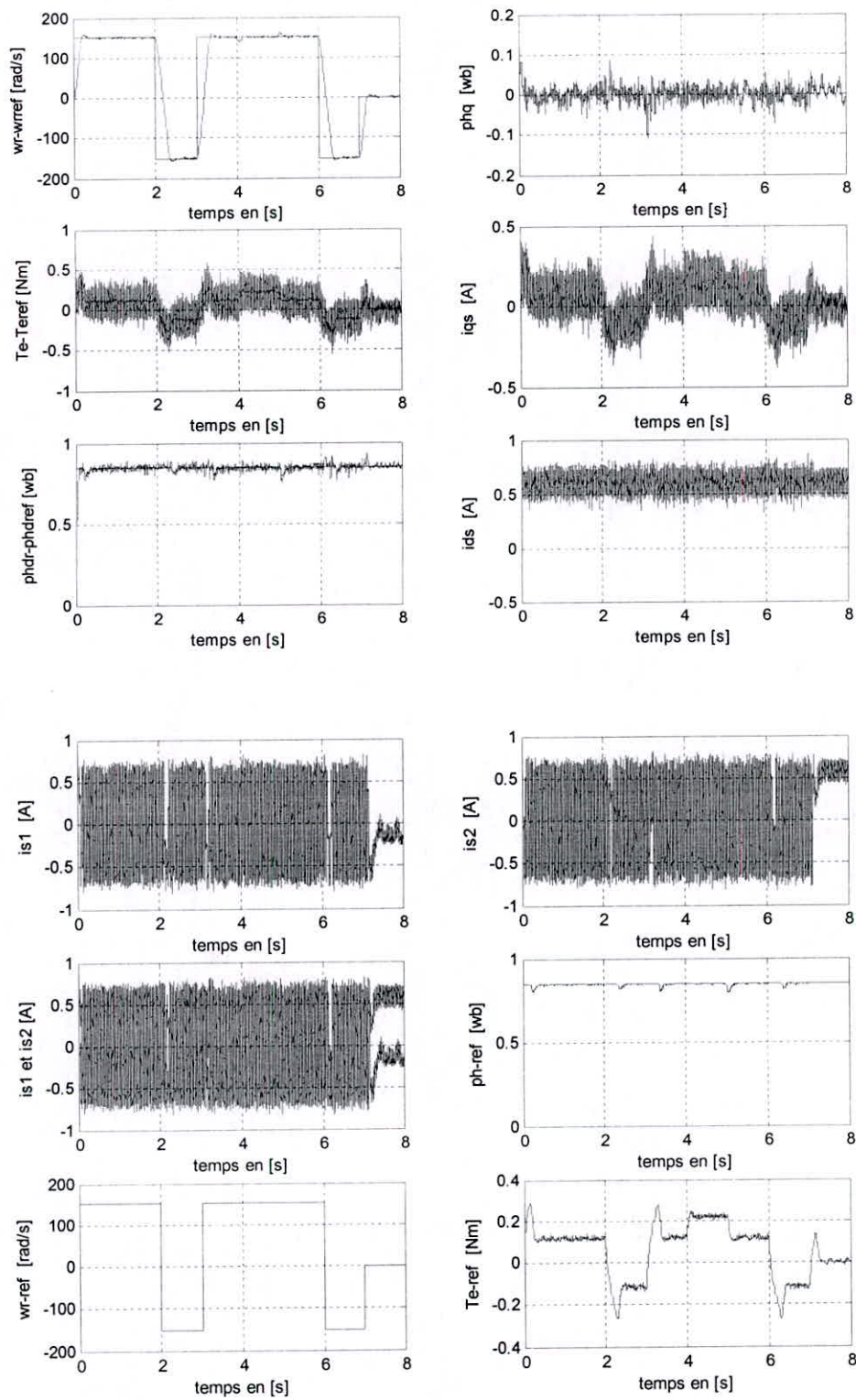


Figure (IV-8c) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique alimentée par un onduleur en tension lors d'une triple inversion de vitesse avec application d'une charge à $t=4s$. (cas d'un régulateur RLF3).

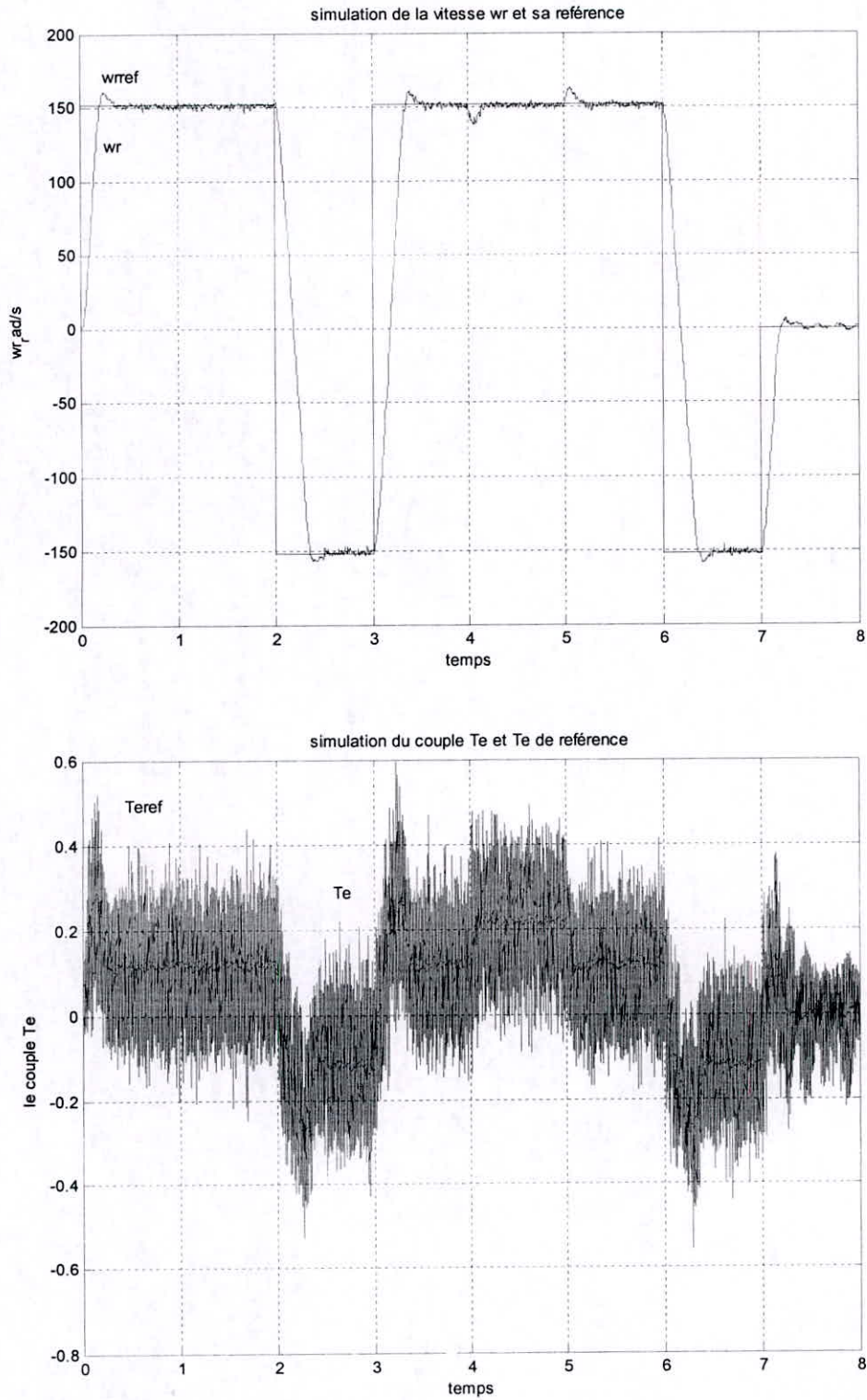
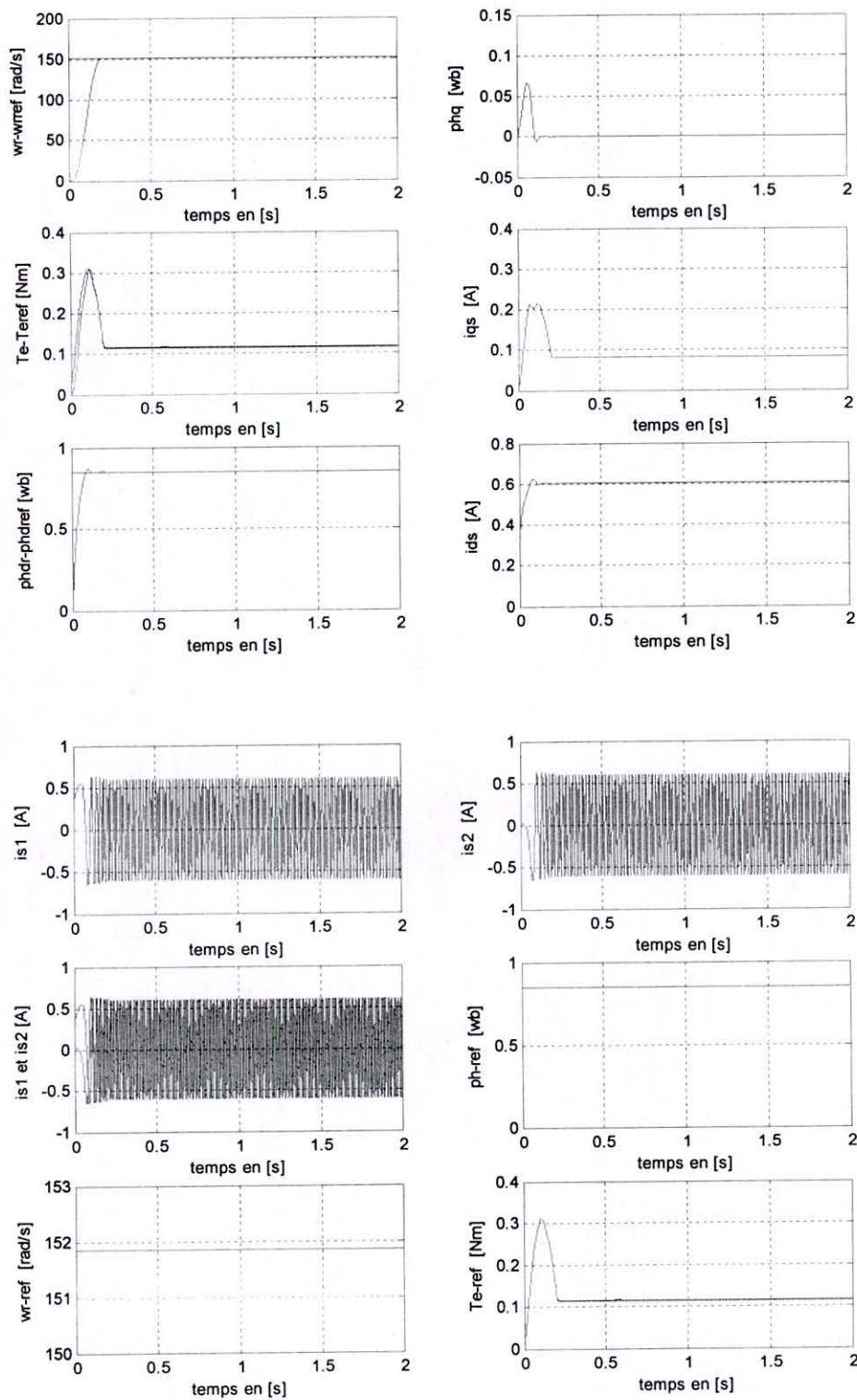
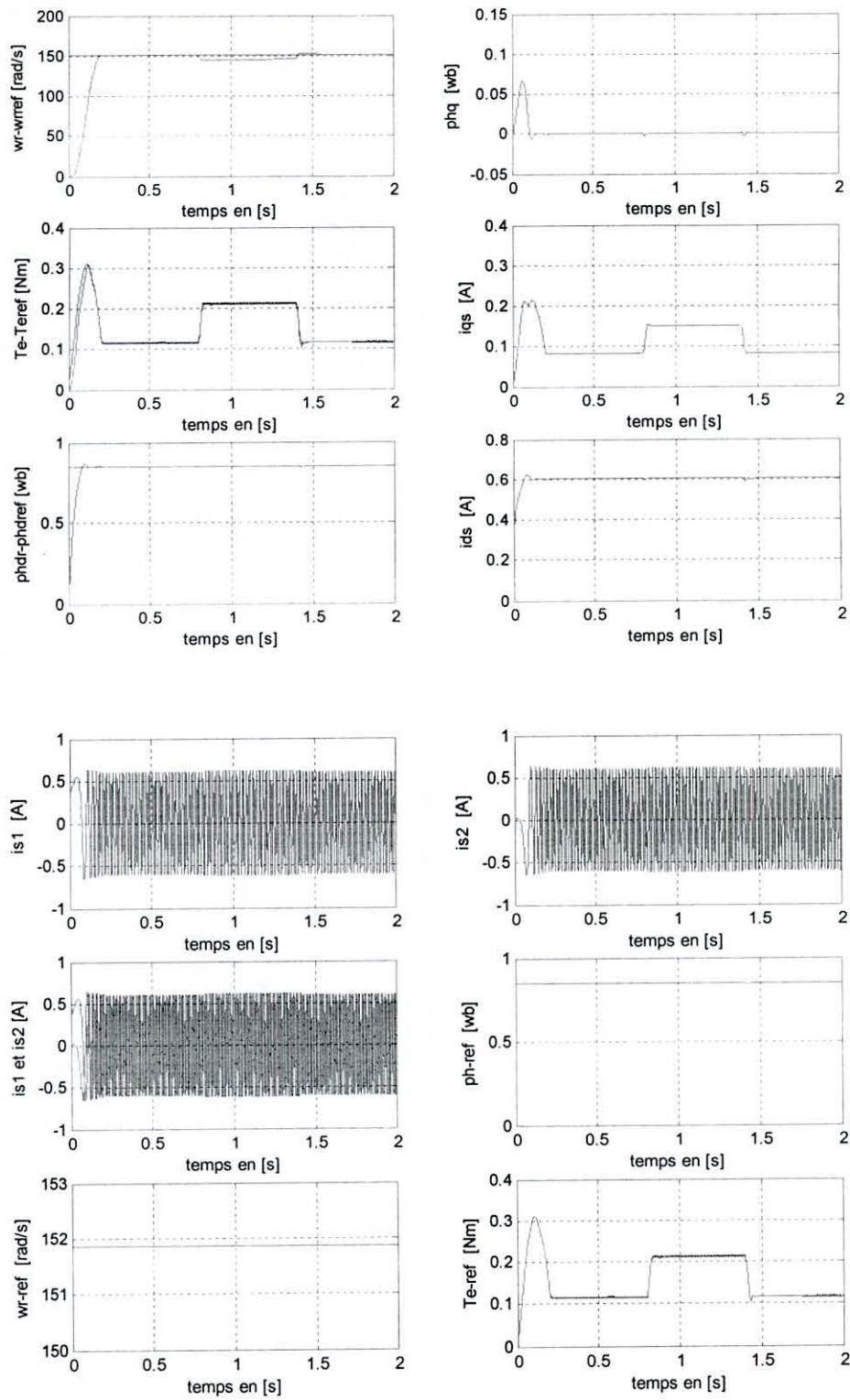


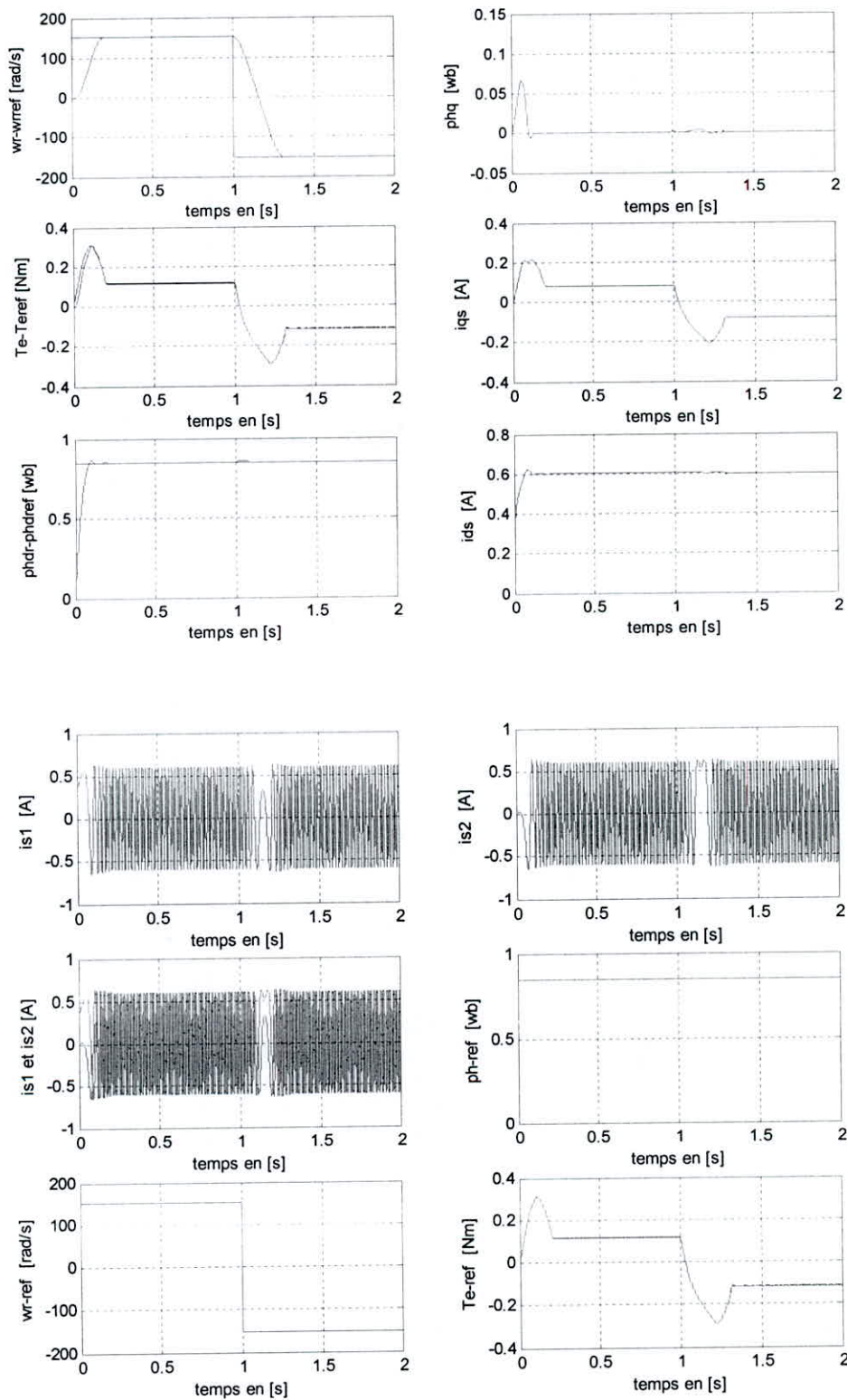
Figure (IV-9c) Evolution de la vitesse et du couple lors d'une triple inversion de vitesse Avec application d'une charge a $t=4$ s. (cas d'un régulateur RLF3).



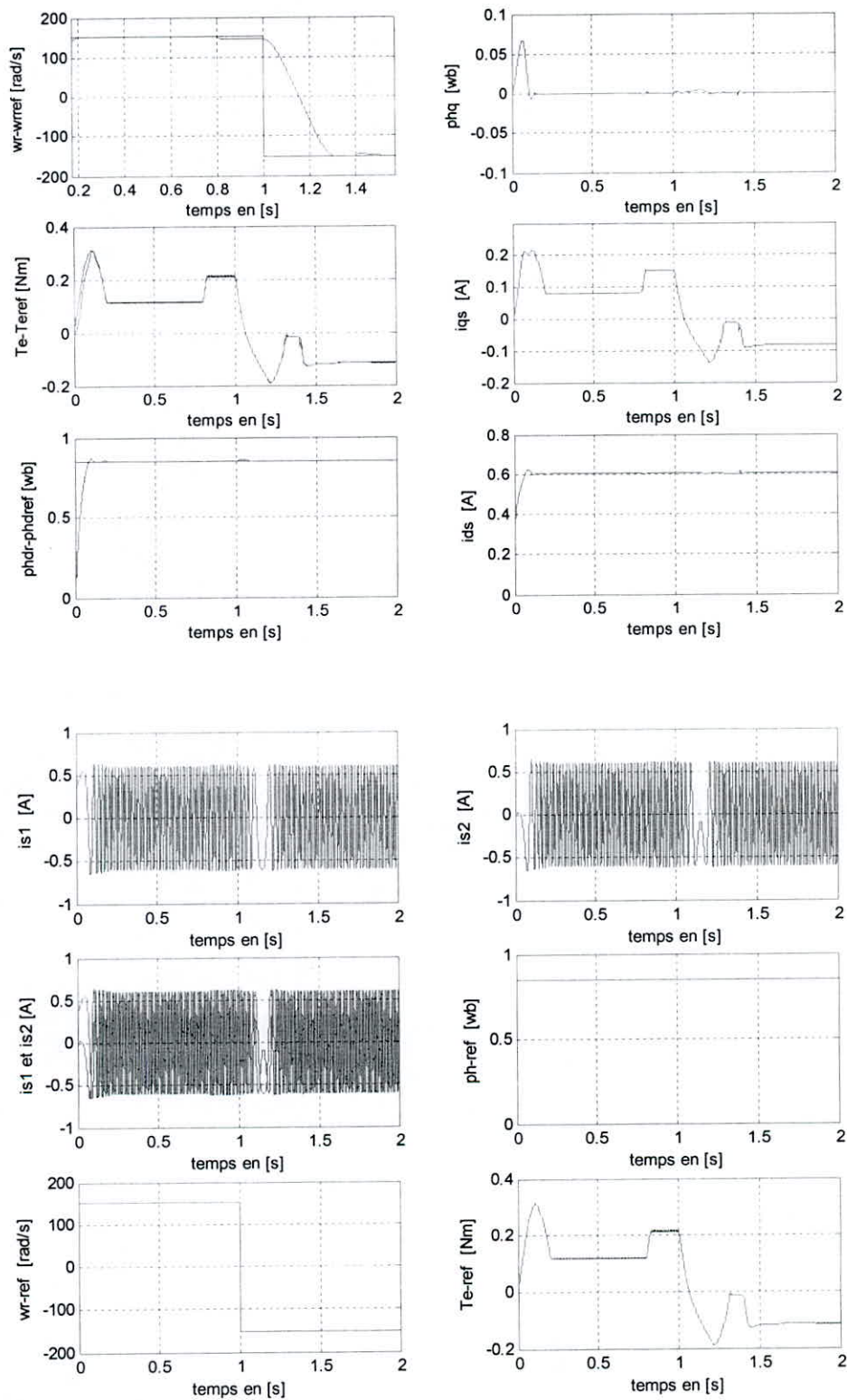
Figure(IV-1b) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension (idéale) a vide et sans filtre (cas du RFL5).



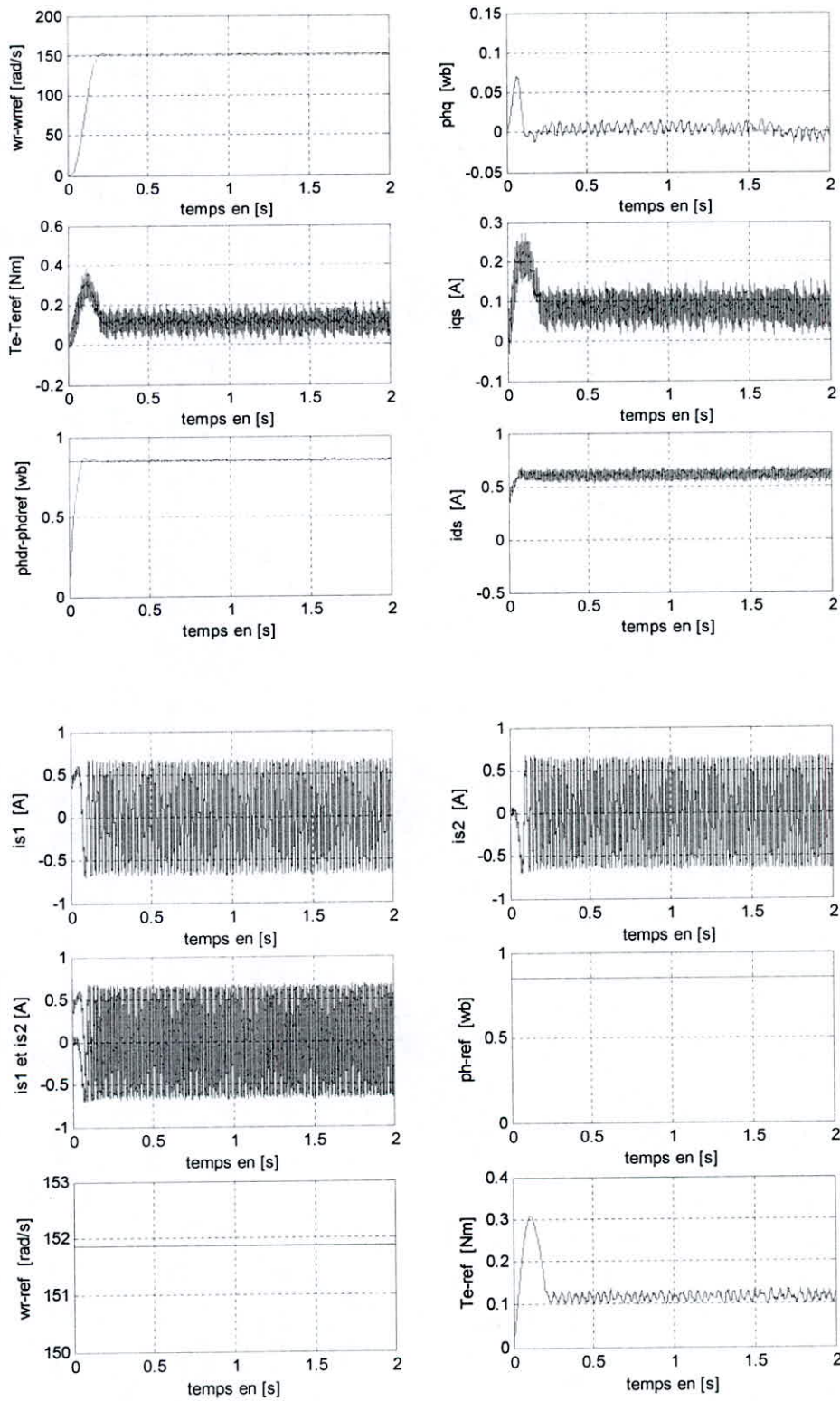
Figure(IV-2b) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension (idéale) avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s \text{ et } 1.4s]$ (cas du RFL5).



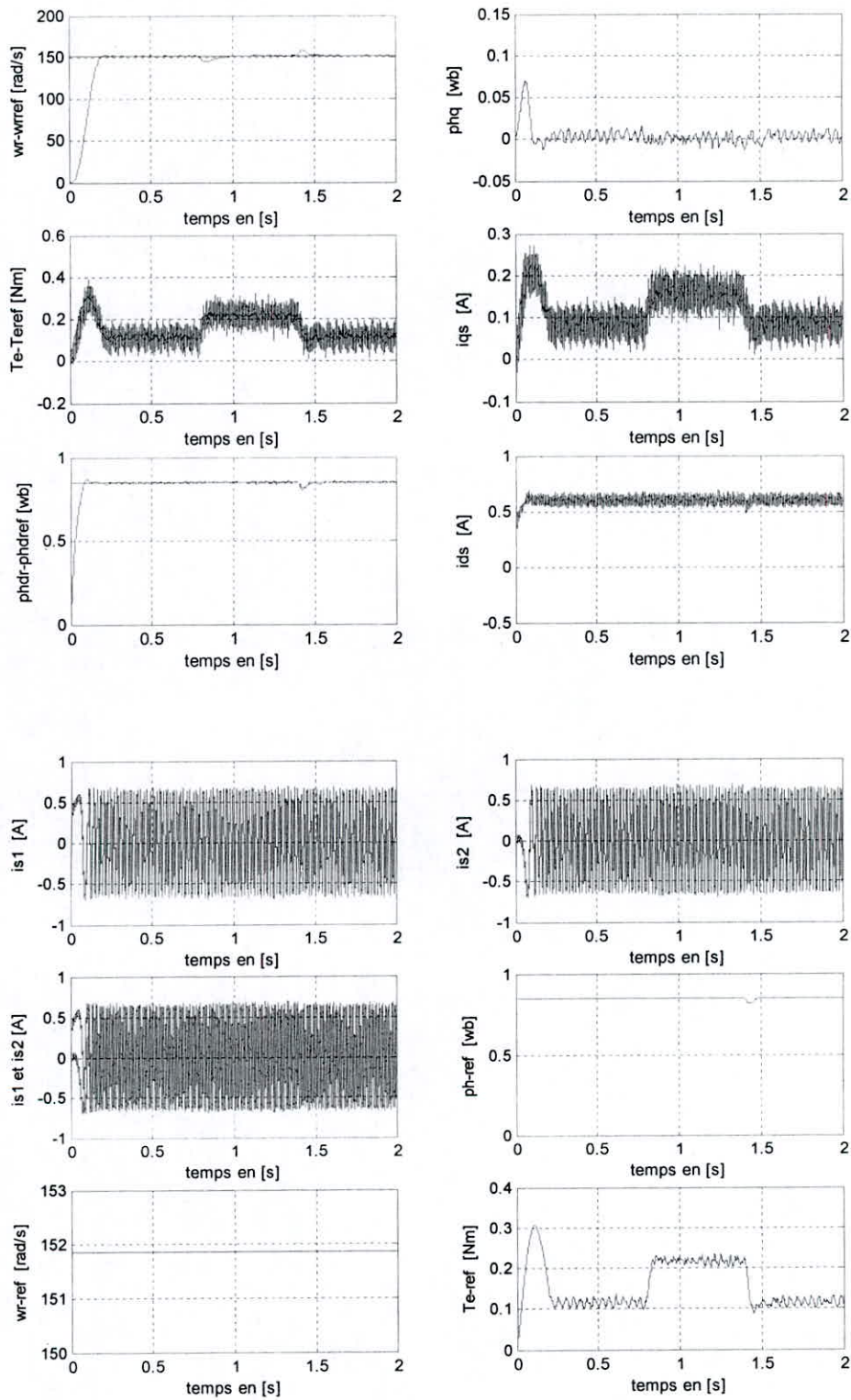
Figure(IV-3b) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension(idéale) avec inversion de sens a $t=1s$ (cas du RFL5).



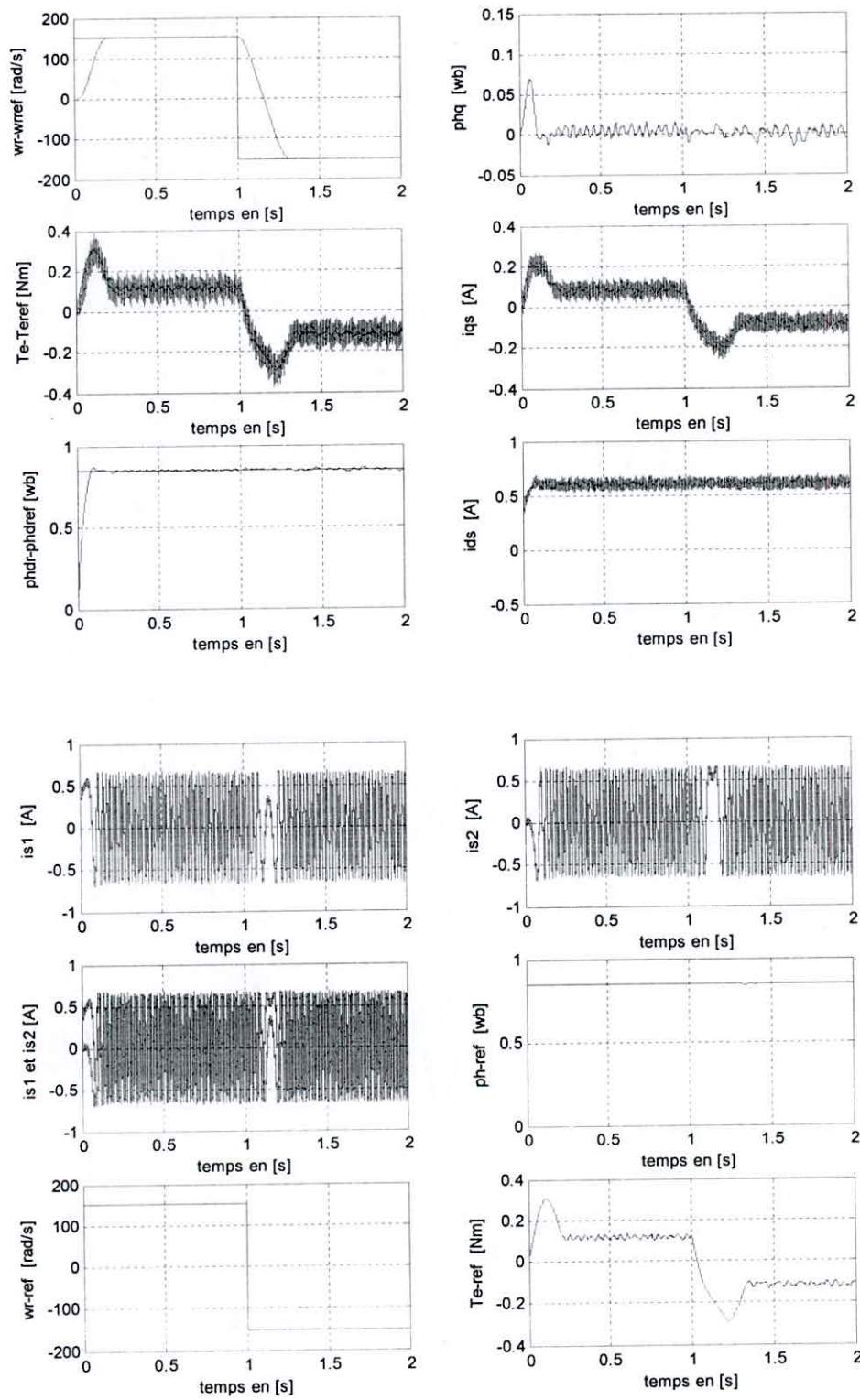
Figure(IV-4 b) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension(idéale) avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s \text{ et } 1.4s]$ et inversion de sens (cas du RFL5).



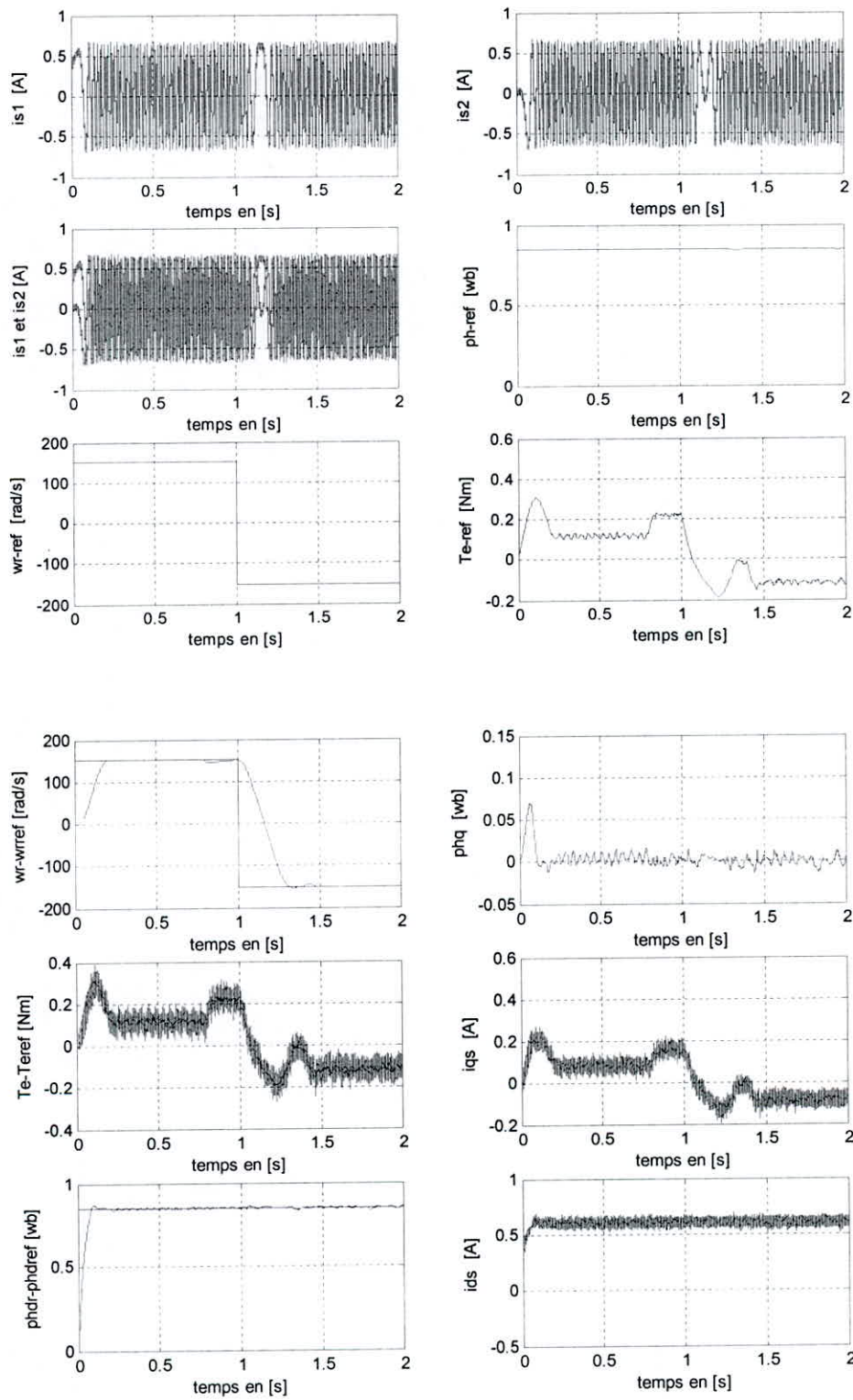
Figure(IV-5b) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée avec un onduleur en tension a vide et sans filtre (cas du RFL5).



Figure(IV-6b) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée avec un onduleur en tension en charge (application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8$ et $1.4]$) et sans filtre (cas du RFL5).



Figure(IV-7b) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique alimentée avec un onduleur en tension a vide et sans filtre avec inversion a $t=1s$ (cas du RFL5).



Figure(IV-8b) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension avec application d'une charge de 0.1Nm entre $t=[0.8s, 1.4s]$ et sans filtre avec inversion de sens de rotation a $t=1s$. (cas du RFL5).

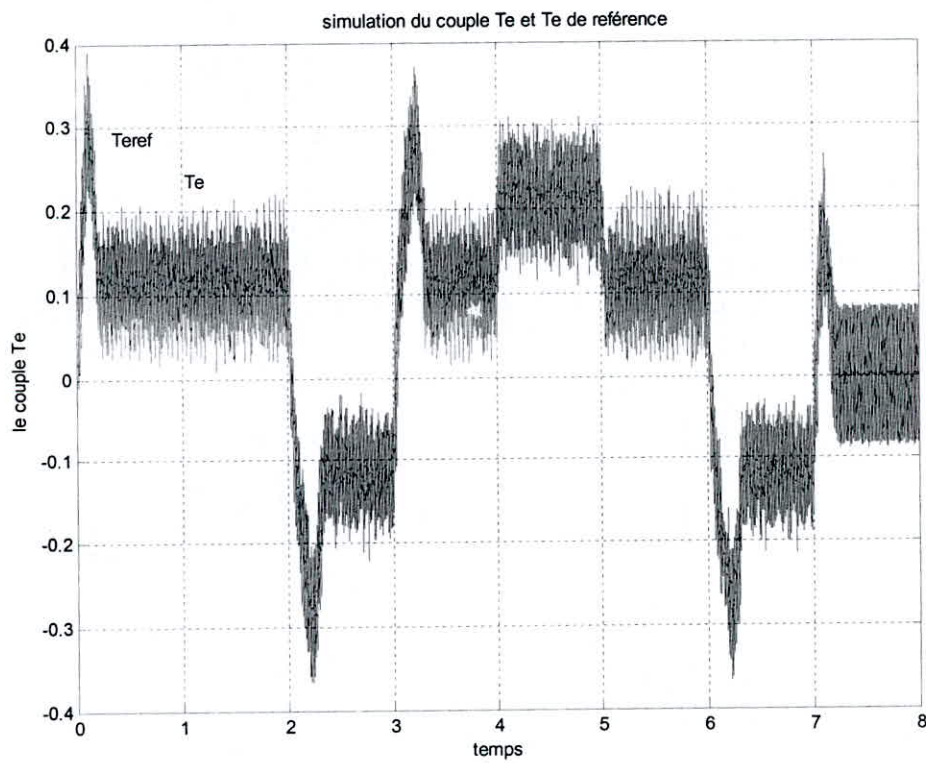
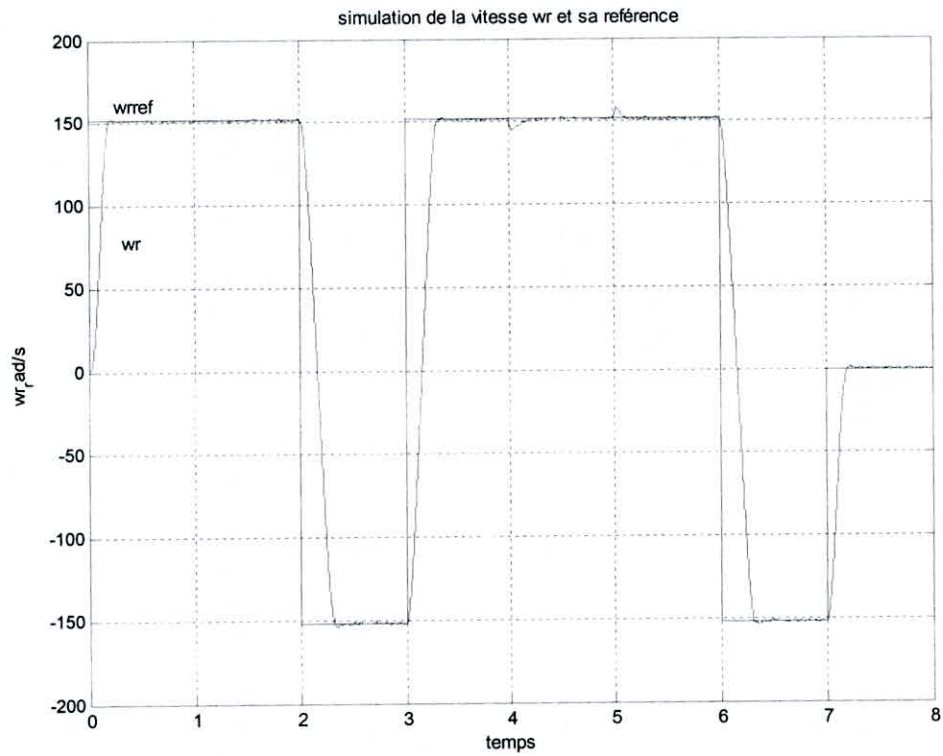


Figure (IV-9b) Evolution de la vitesse et du couple lors d'une triple inversion de vitesse Avec application d'une charge a $t=4s$. (cas d'un régulateur RLF5).

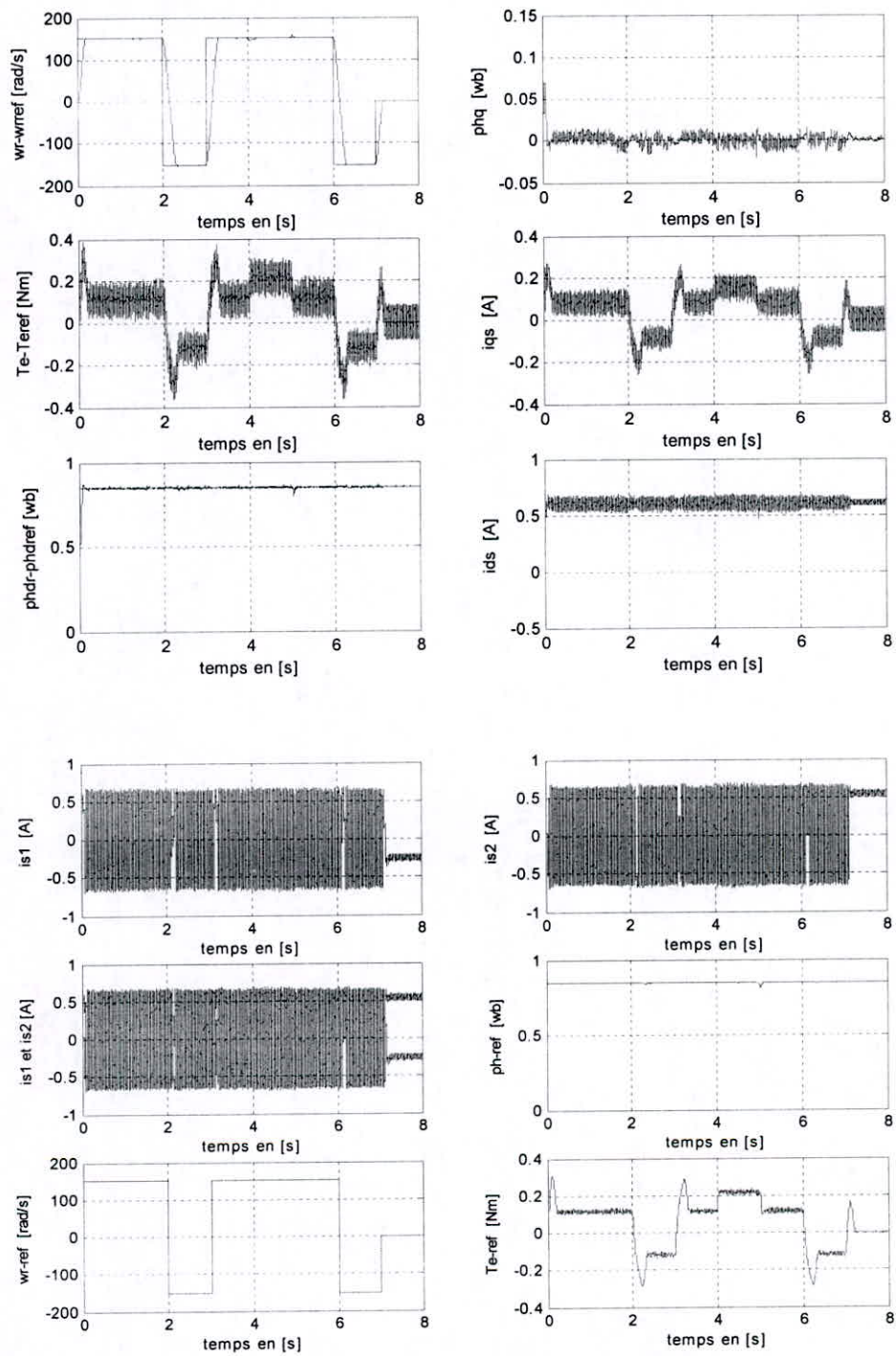
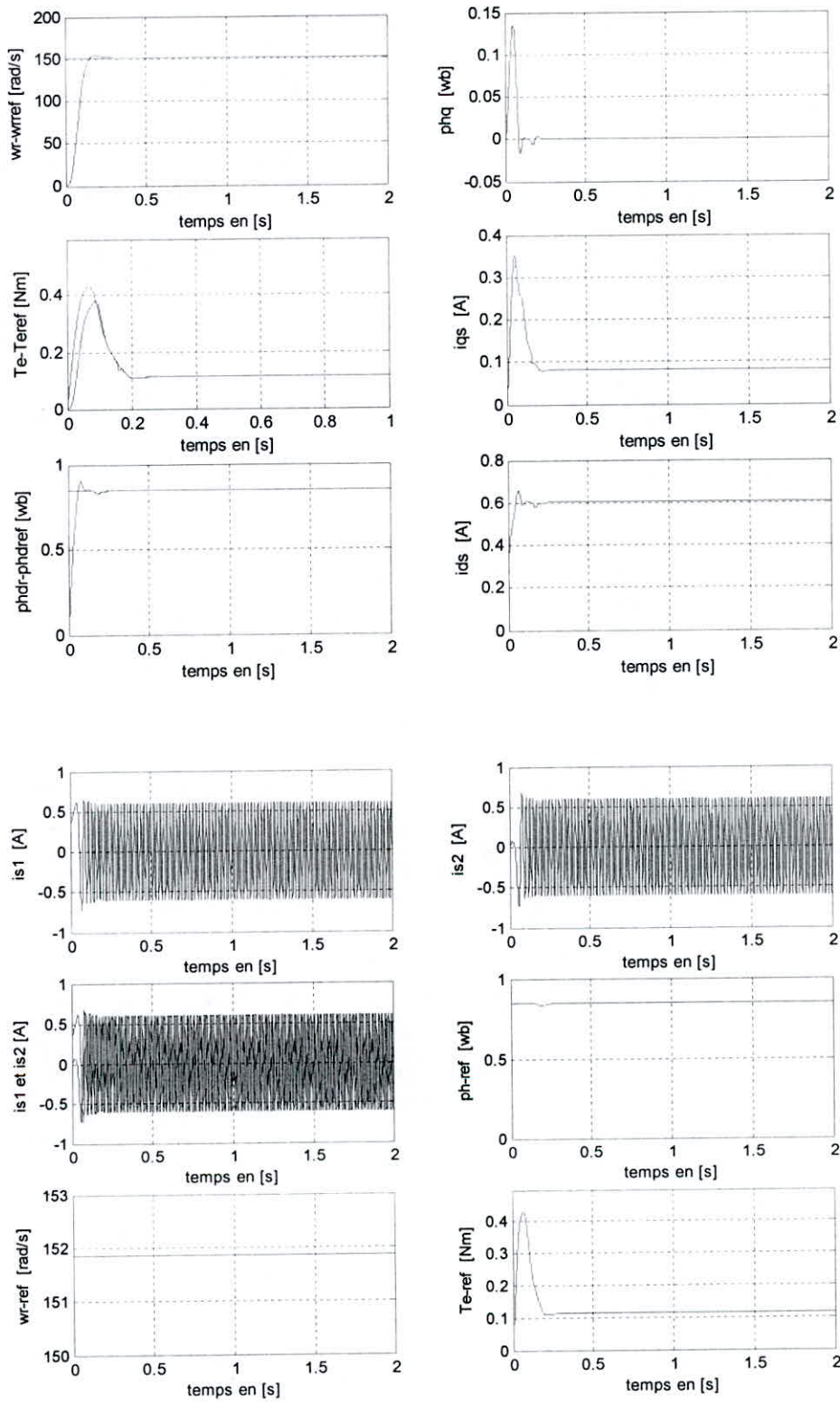
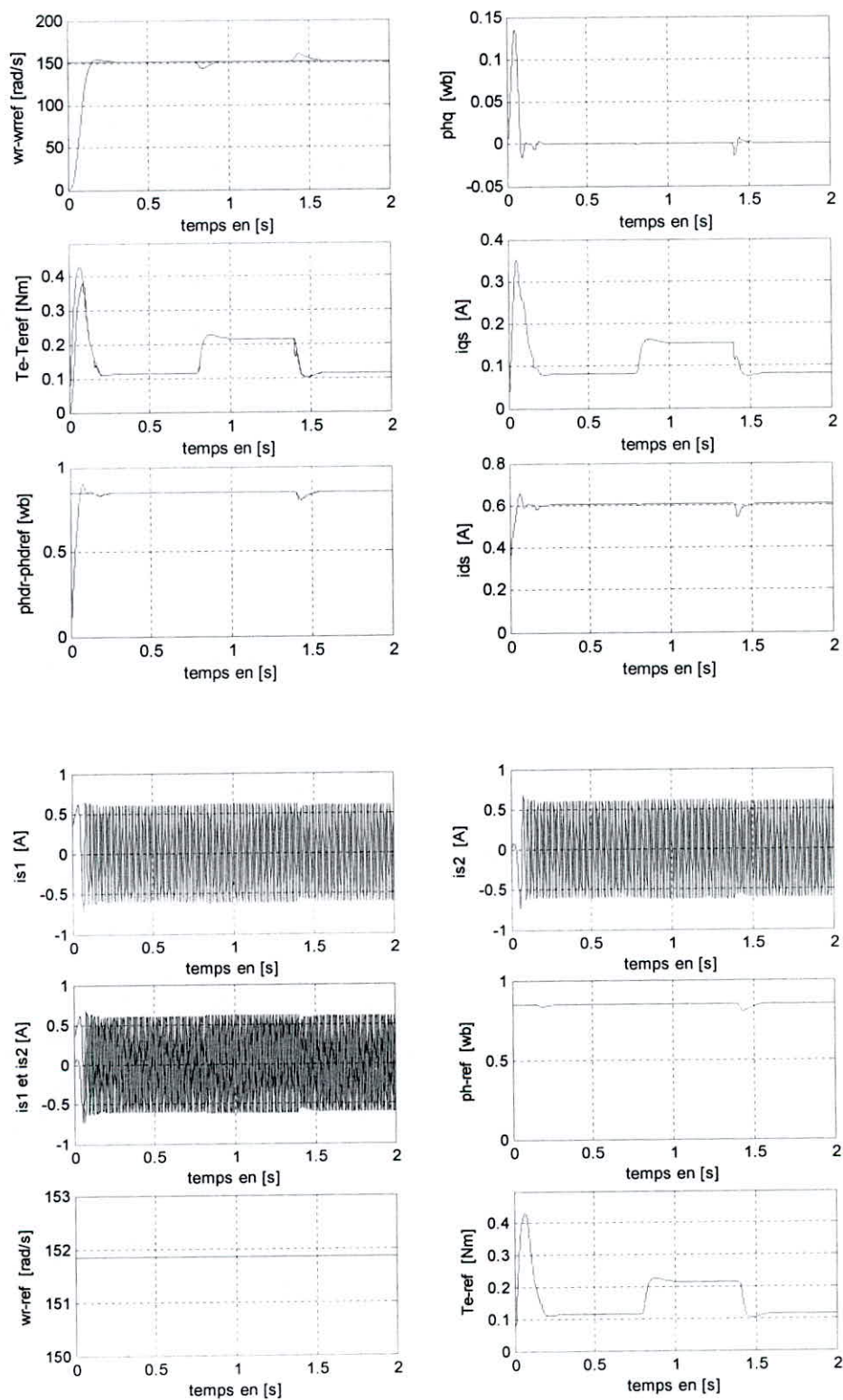


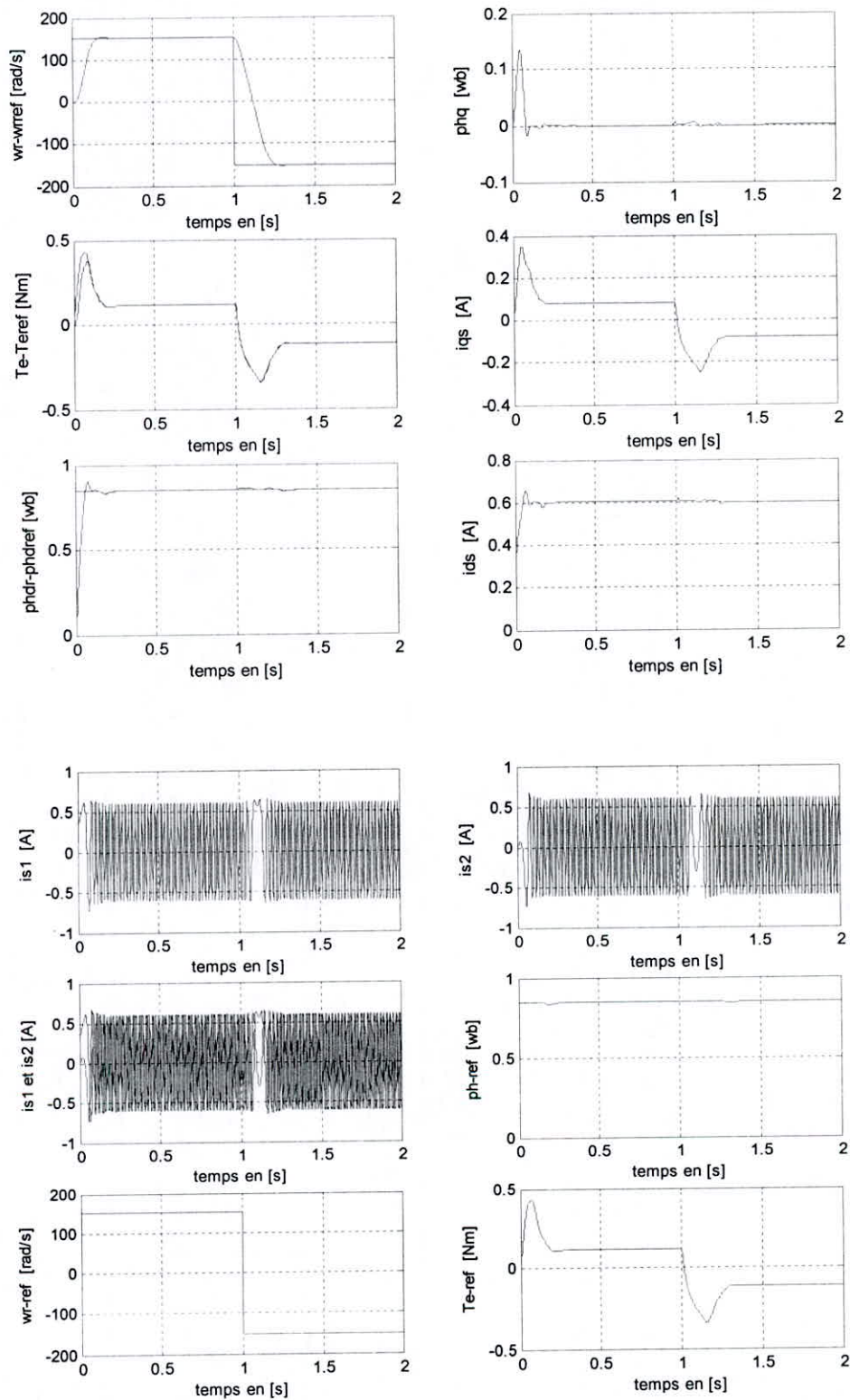
Figure (IV-10b) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique alimentée par un onduleur en tension lors d'une triple inversion de vitesse avec application d'une charge à $t=4s$. (cas d'un régulateur RLF5).



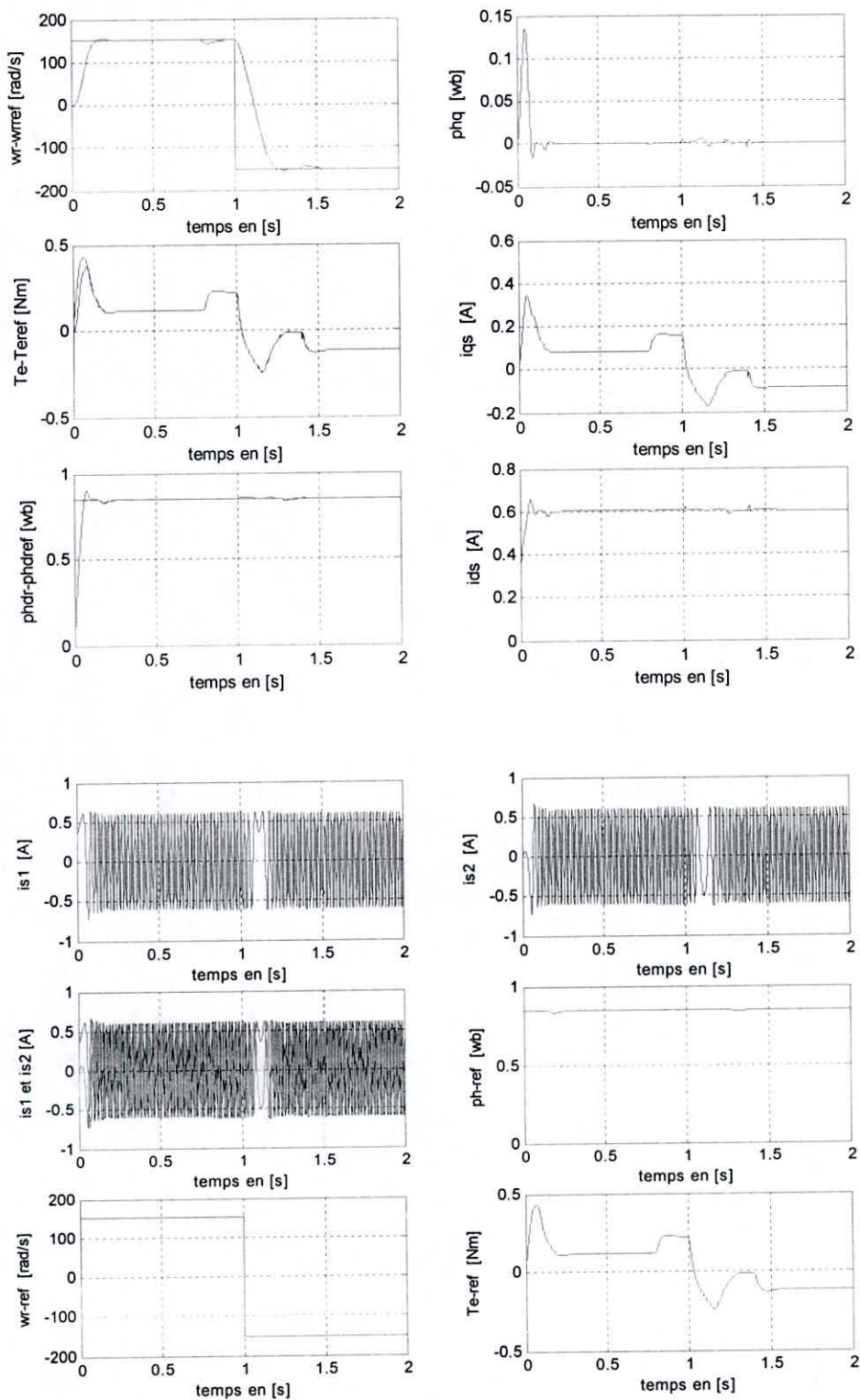
Figure(IV-1a) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension (idéale) a vide et sans filtre (cas du RFL7).



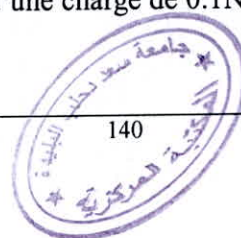
Figure(IV-2a) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension(idéale) avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s$ et $1.4s]$ (cas du RFL7).

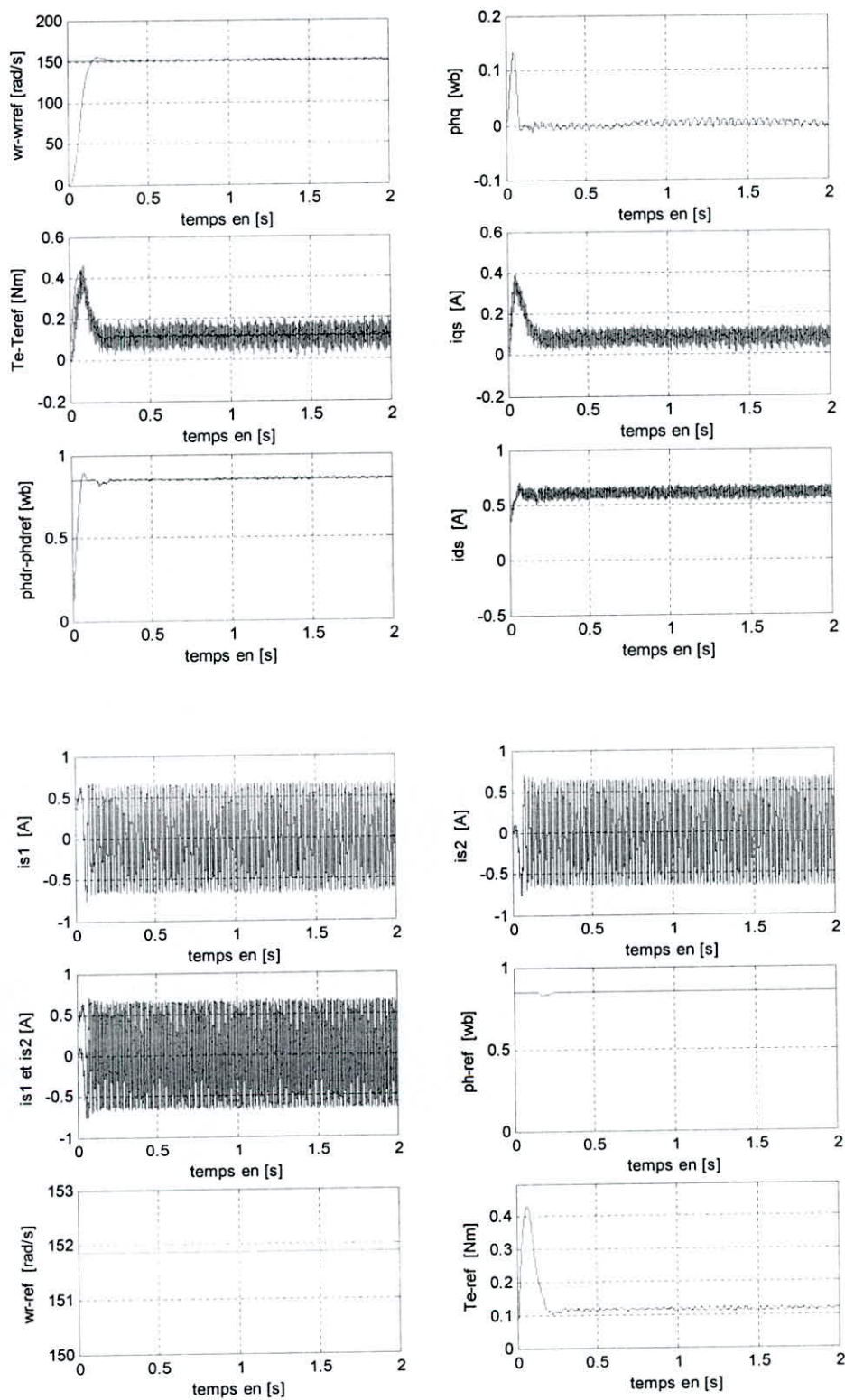


Figure(IV-3a) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension(idéale) avec inversion de sens a t=1s (cas du RFL7).

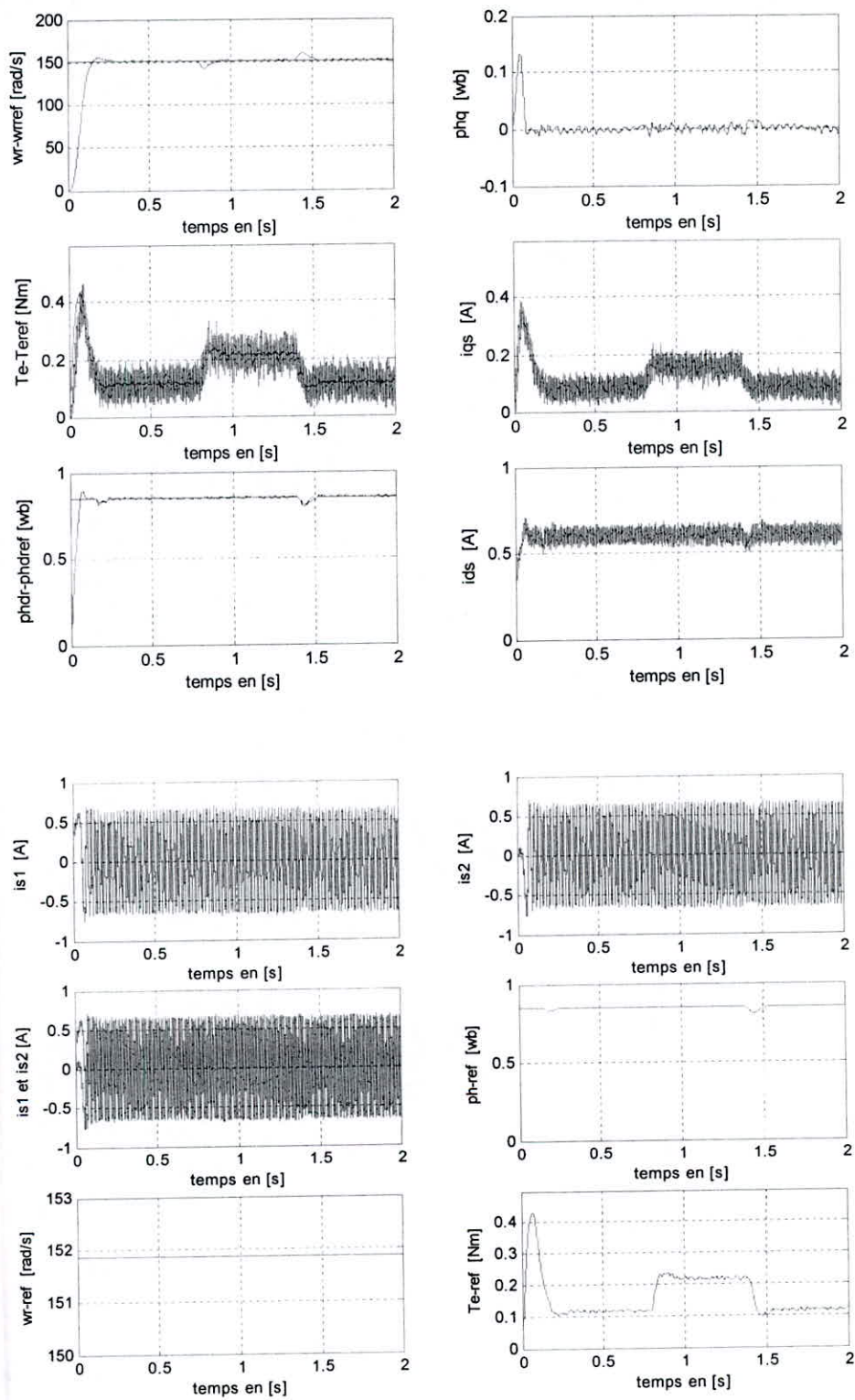


Figure(IV-4a) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée en tension(idéale) avec application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8s$ et $1.4s]$,et inversion de sens de rotation (cas du RFL7).

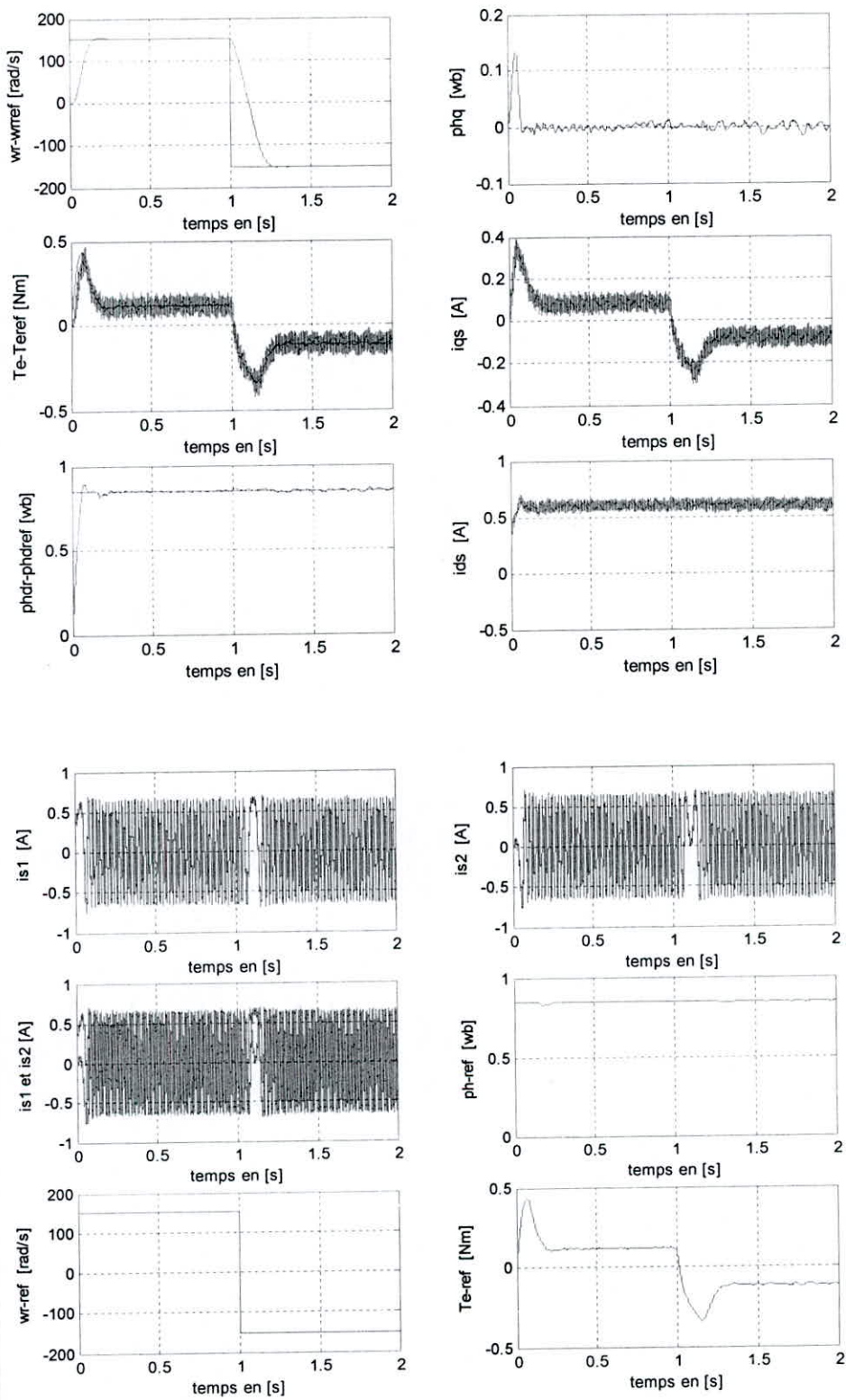




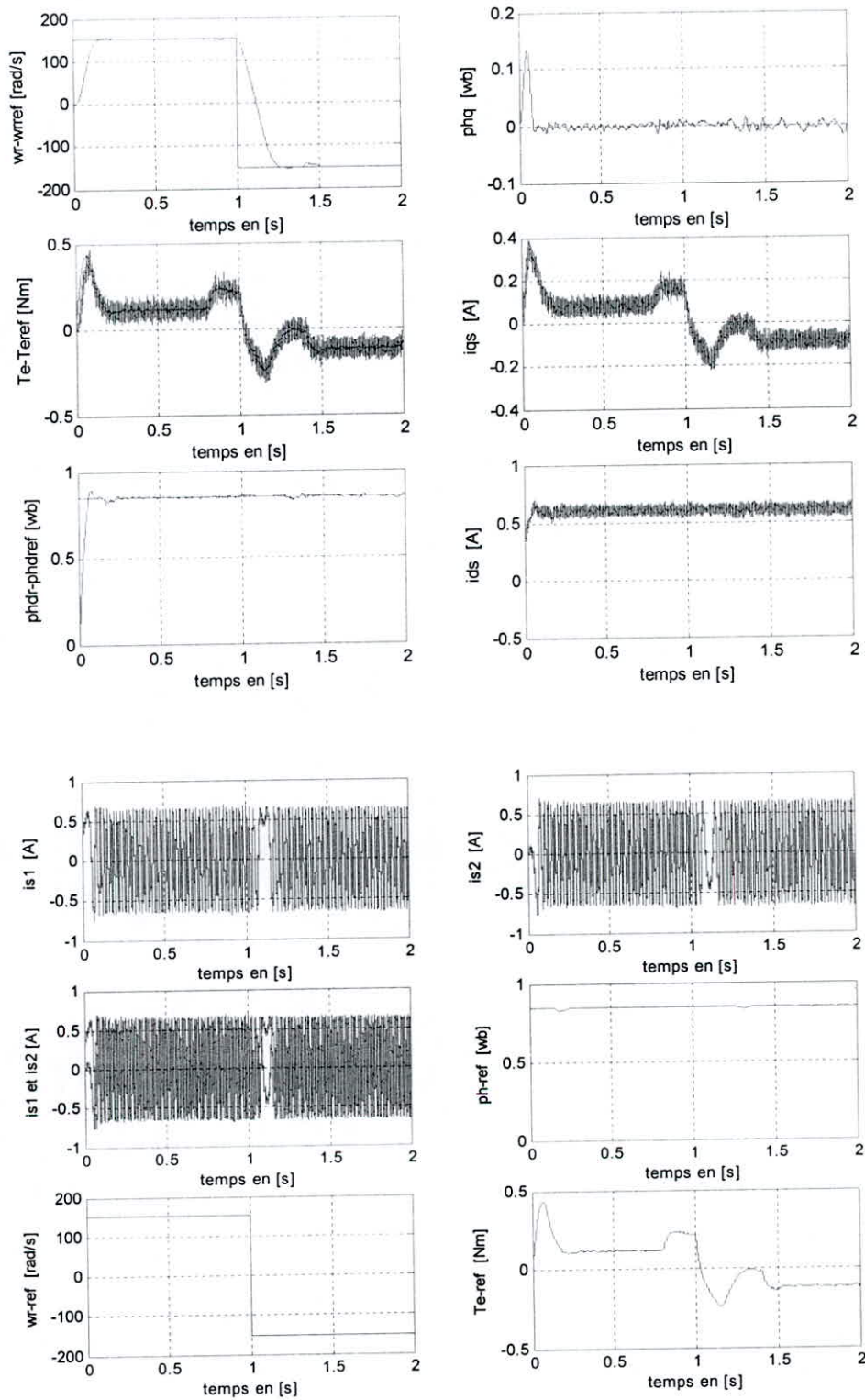
Figure(IV-5a) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée avec un onduleur en tension a vide et sans filtre (cas du RFL7).



Figure(IV-6a) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique Alimentée avec un onduleur en tension en charge (application d'une charge de 0.1N.m entre $t=[0.8$ et $1.4]$) et sans filtre (cas du RFL7).



Figure(IV-7a) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique alimentée avec un onduleur en tension a vide et sans filtre avec inversion a $t=1s$.(cas du RFL7).



Figure(IV-8a) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique alimentée en tension avec application d'une charge de 0.1Nm entre $t=[0.8s, 1.4s]$, et sans filtre avec inversion de sens de rotation à $t=1s$.(cas du RFL7).

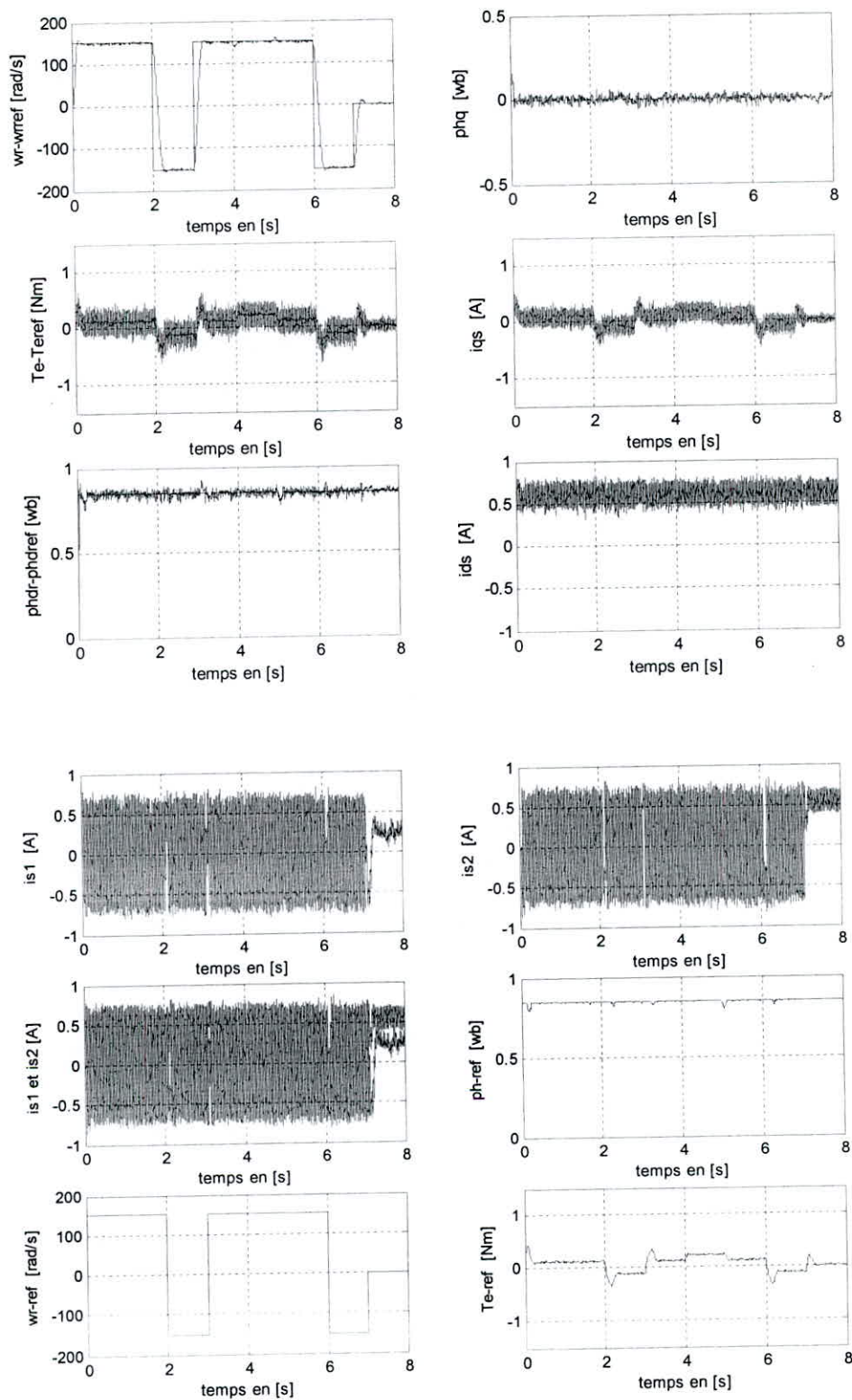


Figure (IV-9a) Simulation de la commande floue sur la MASM symétrique alimentée avec un onduleur en tension lors d'une triple inversion de vitesse avec application d'une charge à $t=4s$. (cas d'un régulateur RLF7).

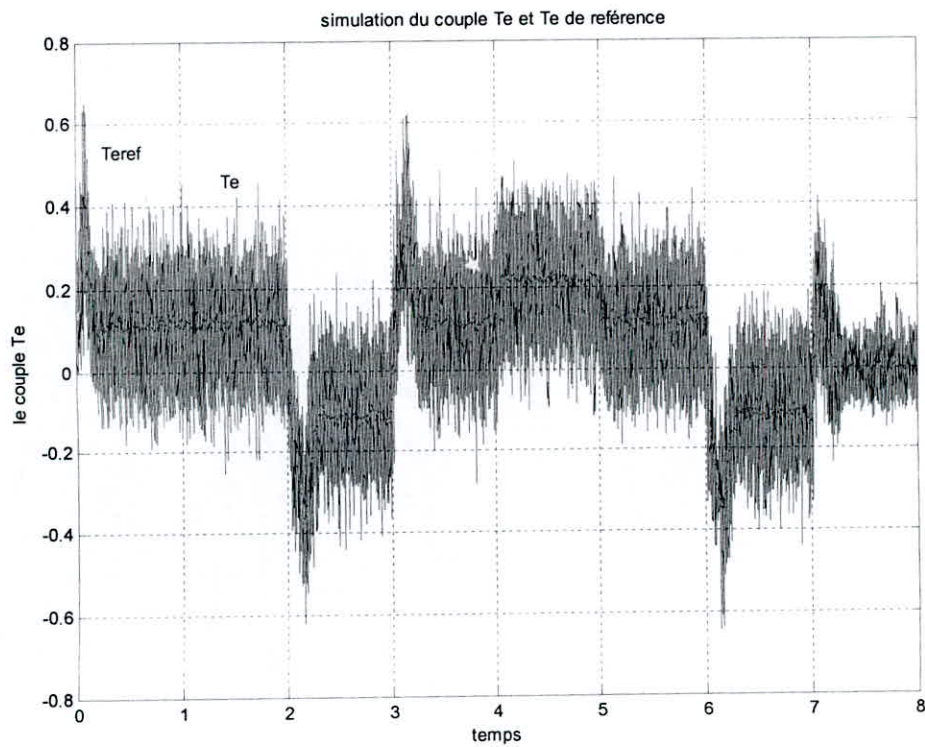
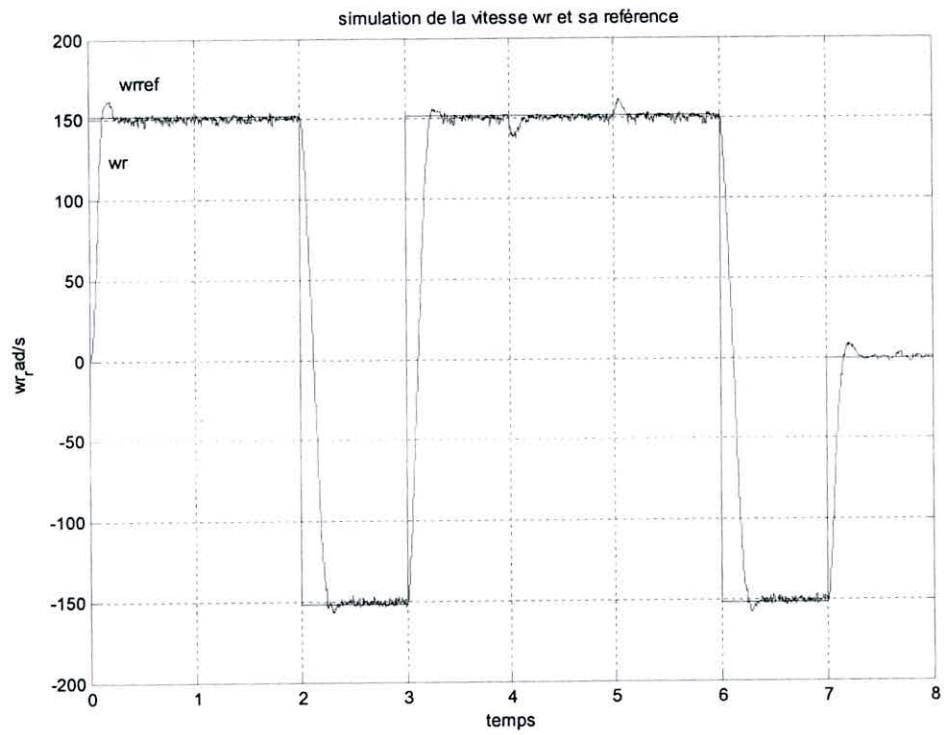


Figure (IV-10a) Evolution de la vitesse et du couple lors d'une triple inversion de vitesse Avec application d'une charge a $t=4s$. (cas d'un régulateur RLF7).

IV.4 Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons étudié la possibilité de l'application des nouvelles techniques de commande au contrôle par réglage flou de la machine asynchrone.

En premier lieu, nous avons présenté la possibilité d'utilisation des correcteurs flous à la commande vectorielle. Cependant, l'étude menée sur les correcteurs de courant montre que les correcteurs flous ne présentent pas d'avantages considérables par rapport aux correcteurs classiques discrets. Ainsi une étude comparative sur la possibilité de remplacer le correcteur de vitesse traditionnel par différents correcteurs flous a été présentée. Nous constatons la supériorité des performances des correcteurs flous à base de cinq et de trois ensembles flous par rapport au correcteur PI. Cet avantage disparaît lors de l'utilisation du correcteur IP. En revanche, nous constatons une nette amélioration des performances lors de l'utilisation du correcteur flou avec sept fonctions d'appartenance. Dans ce cas, une matrice d'inférence de forme appropriée à la commande en vitesse a été présentée.

ETUDE COMPARATIVE

ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES DIFFERENTS REGULATEURS

Afin de présenter les avantages et les inconvénients du réglage par la logique Floue, nous allons procéder à une étude comparative dans un premier stade pour la commande classique entre les deux régulateurs P.I et IP et de tirer la conclusion nécessaire. dans le deuxième stade Comparer le meilleur entre eux avec un régulateur flou, pour une alimentation en tension. (En tension et en courant.

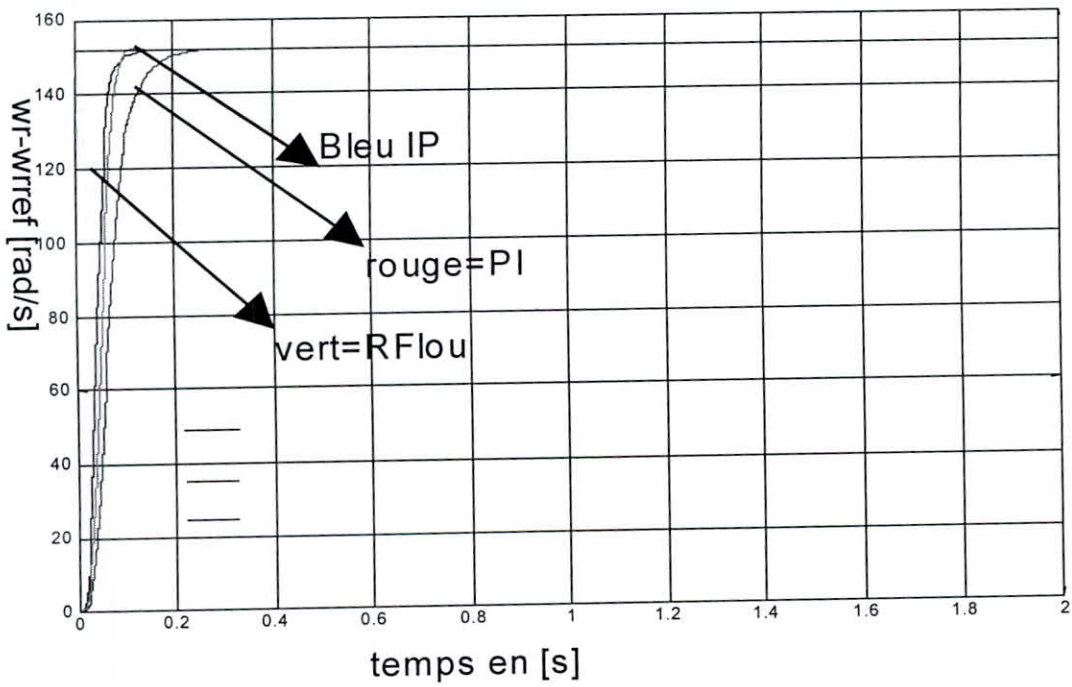
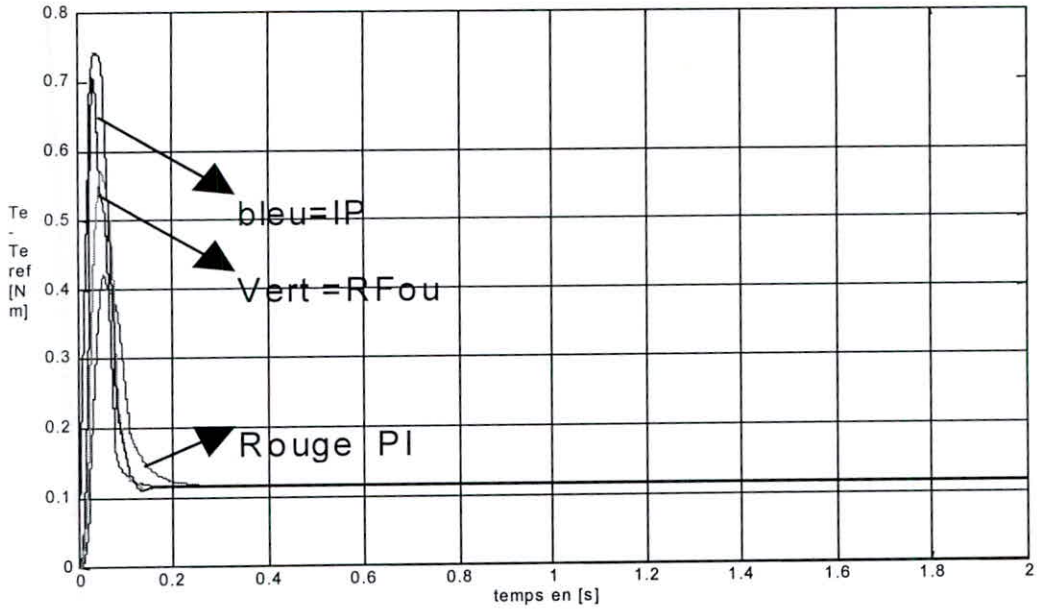
I-ETUDE COMPARATIVE DE LA COMMANDE CLASSIQUE ENTRE P.I ET I.P

Cas de machine asynchrone monophasée alimentée en tension

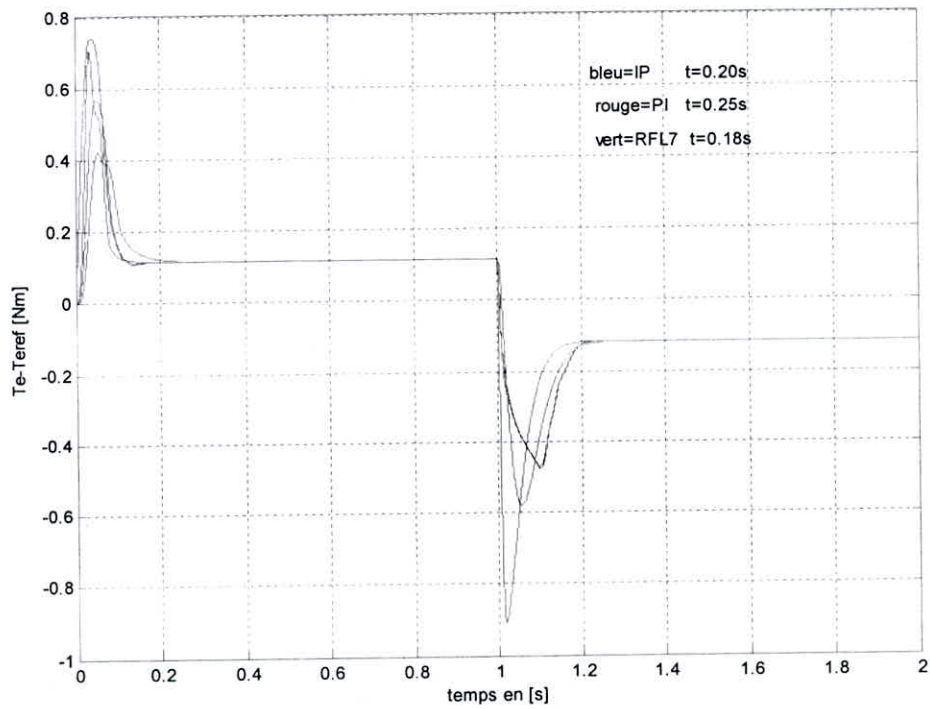
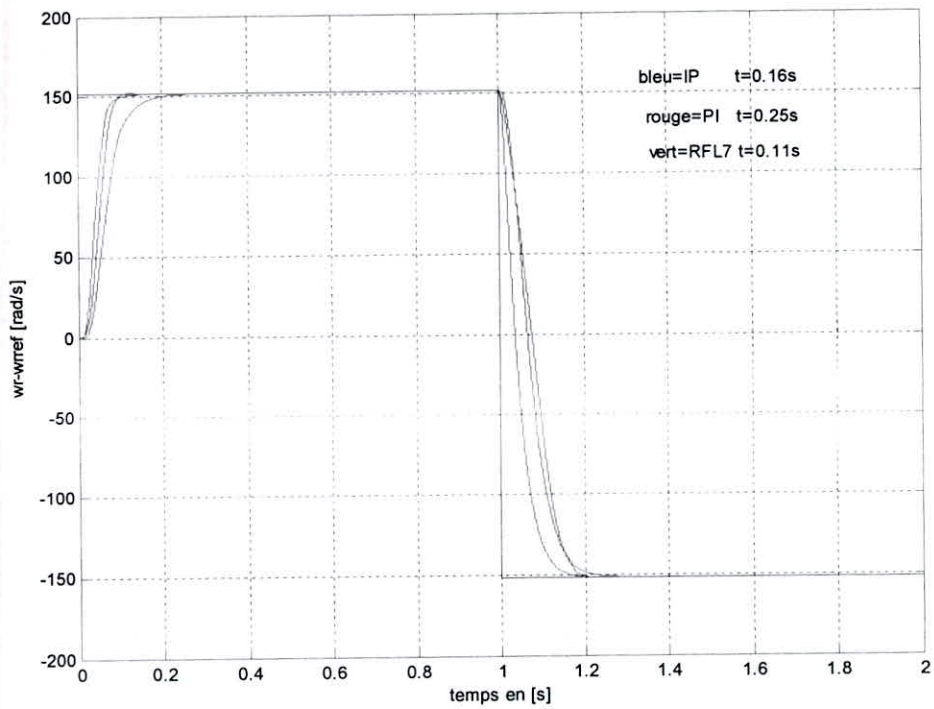
On remarque d'abord à vide que dans le cas du régulateur P.I il est indispensable d'utiliser un filtre de consigne pour éliminer le dépassement enregistré entre la vitesse w_r et sa référence et cela quelles que soient les valeurs attribuées aux paramètres de ce dernier. Cependant son temps de réponse est très petit. Tandis que pour le régulateur I.P la vitesse suit sa référence sans dépassement et sans l'utilisation d'un filtre de consigne mais avec un temps de réponse légèrement plus grand que le P.I. En charge on remarque bien que les performances du régulateur I.P l'emportent sur celle du régulateur P.I

2-ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE FLOUE ET LA COMMANDE PI :

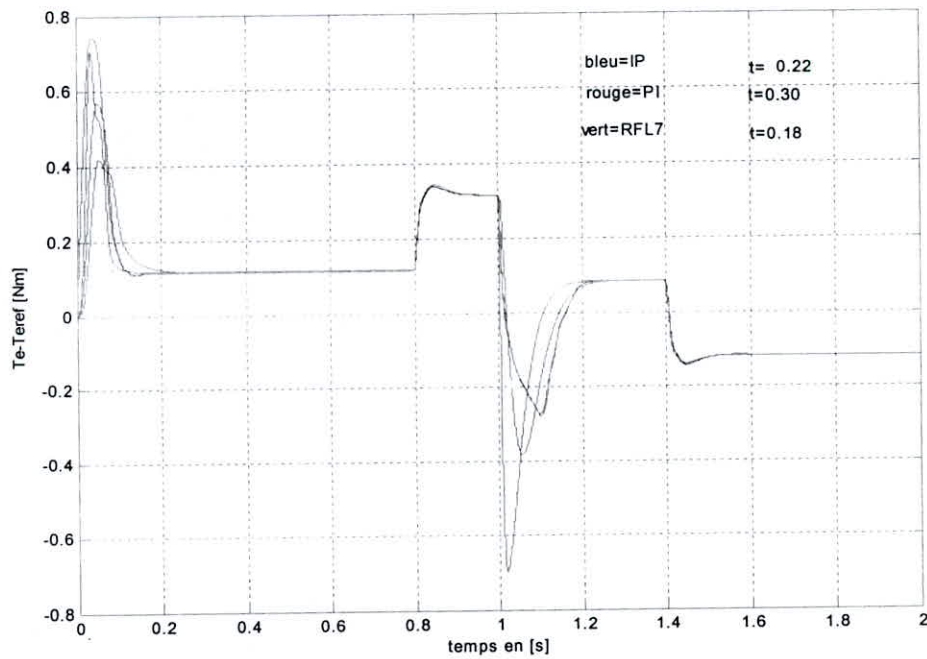
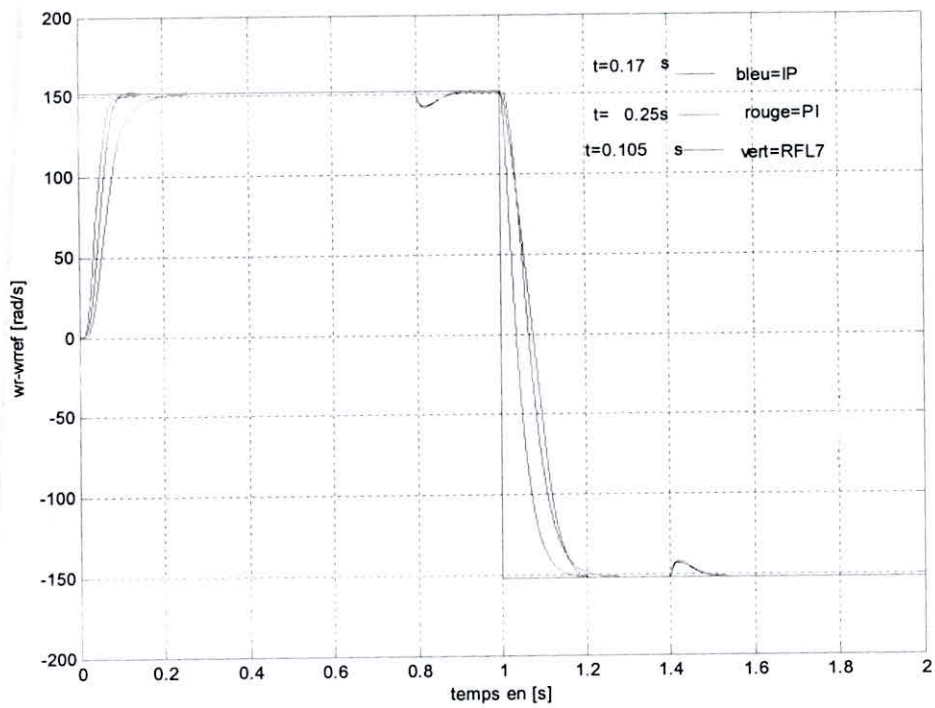
L'accroissement de la vitesse de rotation pendant le régime transitoire pour la machine asynchrone monophasée commandée par un régulateur flou est plus rapide que celle d'une machine avec régulateur P.I figure(), ce qui implique que le temps de réponse sera plus petit. De plus on constate que le dépassement est supprimé sans nécessité de filtrage de consigne. De plus en charge (pour une même valeur de l'application de la charge), la réaction du régulateur flou est nettement plus meilleure que celle du régulateur classique , ce qui traduit par une légère variation de vitesse figure (). La même remarque sera faite pour l'inversion du sens de rotation figure()).



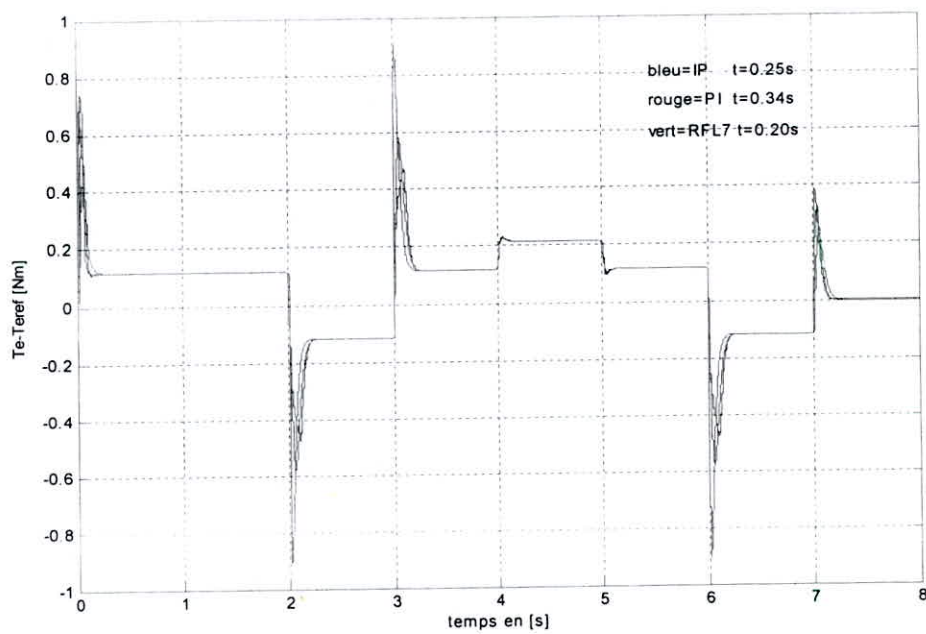
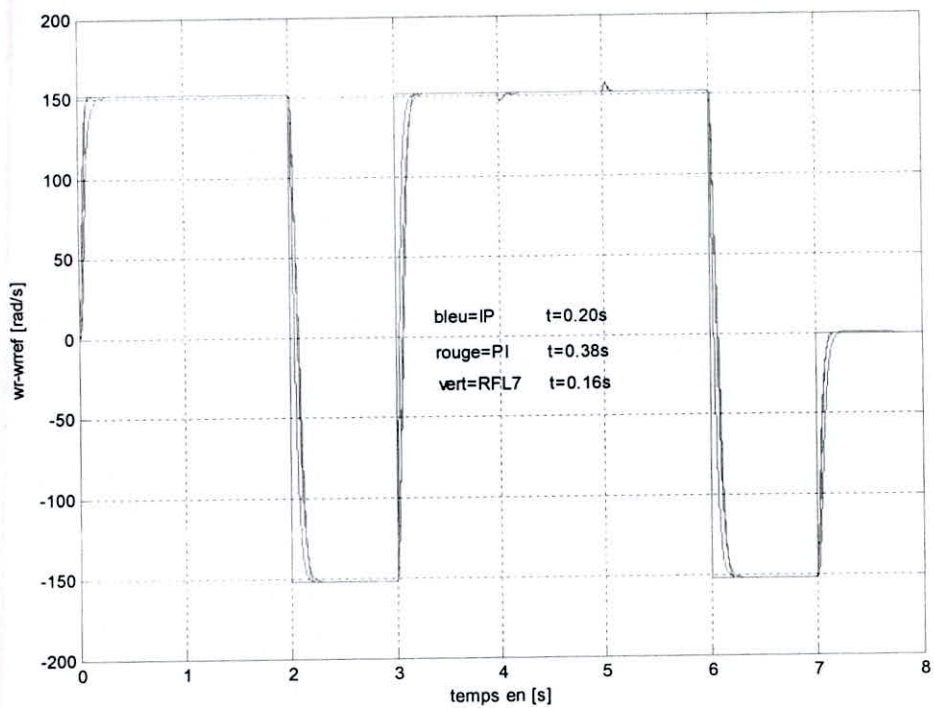
Figure(V-2c) Simulation de la vitesse et du couple de la commande vectorielle de la MASM symétrique alimentée en tension et commandée par (RFL7 ,PI, IP).a vide



Figure(V-2c) Simulation de la vitesse et du couple de la commande vectorielle de la MASM symétrique alimentée en tension et commandée par (RFL7 ,PI, IP).a vide et Avec inversion de sens a t=1s.



Figure(V-3c) Simulation de la vitesse et du couple de la commande vectorielle de la MASM symétrique alimentée en tension et commandée par (RFL7 ,PI, IP). Avec application d'une charge de 0.2 Nm entre $t=[0.8s \text{ et } 1.4s]$ et avec inversion de sens a $t=1s$.



Figure(V-4c) Comparaison de l' évolution de la vitesse et du couple lors d'une triple inversion et application d'une charge de 0.2 Nm a $t=4$ s en fonction des différents type de Régulateurs employés(PI , IP ,RFL7).

Conclusion :

Les résultats de simulation obtenus par l'utilisation de la commande floue ont montrés l'efficacité des systèmes flous utilisés. Le réglage flou à permet une amélioration remarquable Par rapport au réglage classique avec une meilleure maîtrise du régime transitoire de la machine.

De ce qui précède, on ne peut pas espérer de meilleurs performances de la part du régulateur flou s'il on garde la structure a trois ou même à cinq ensemble flous .L'extension à sept à permis de les améliorer surtout en ce qui concerne le rejet de la perturbation.

Ceci au prix d'un dépassement légèrement plus important à des échelons de consigne
Tout d'abord il faut noter que , les régulateurs I.P et flou 3 conduisent à des indices de performances nettement moins intéressons que les autres si ce n'est qu'ils ne génèrent aucun de dépassement

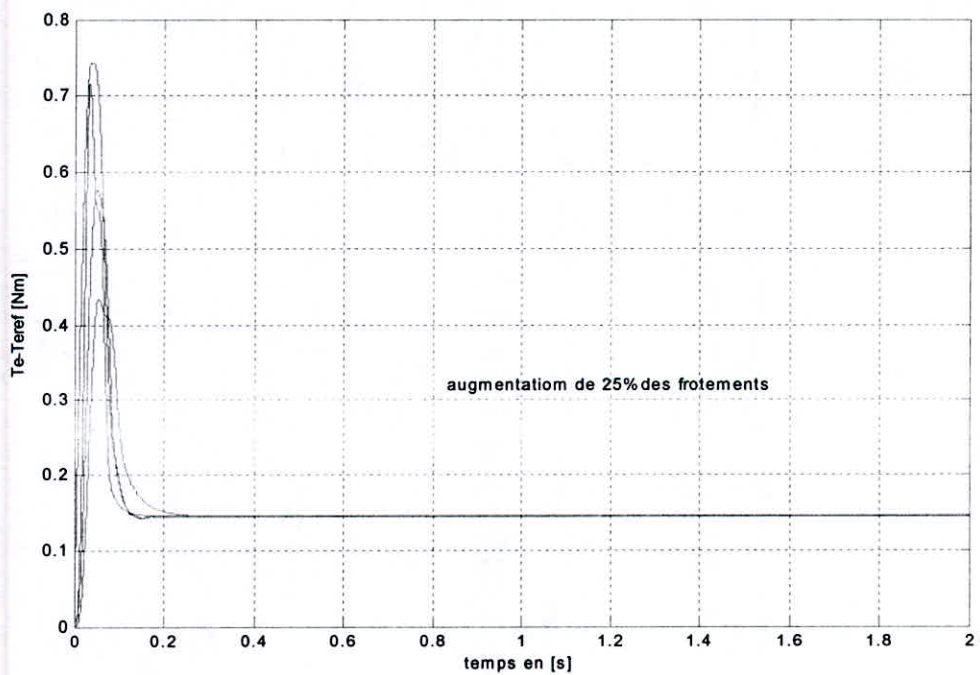
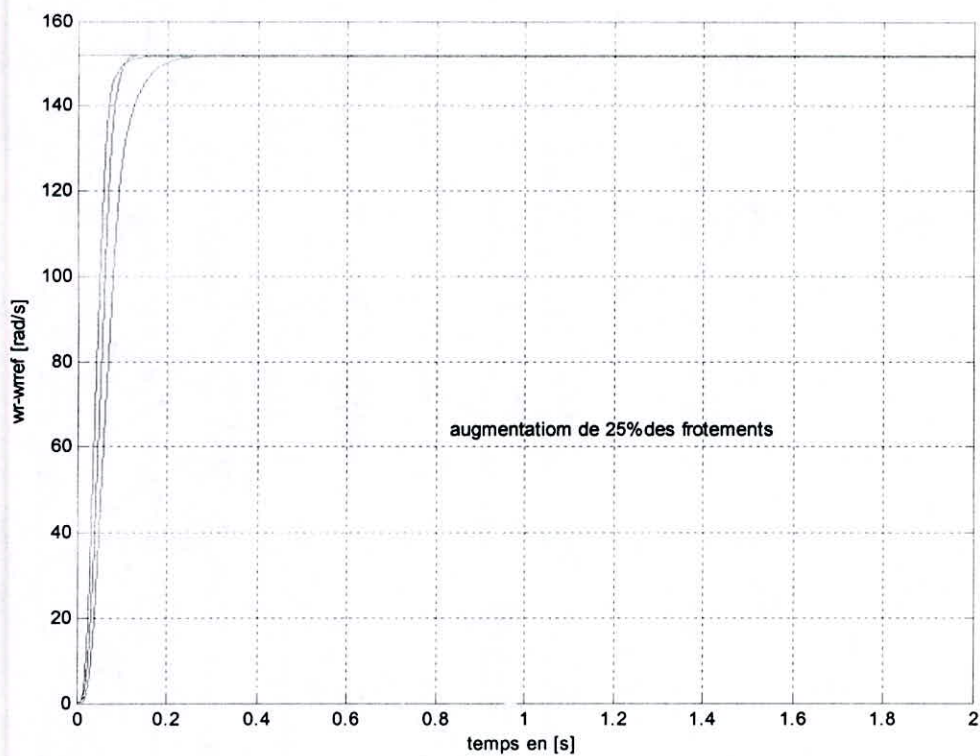


Figure (11-1c) évolution de vitesse et du couple dans le cas de l'augmentation de 25% du Coefficients des frottements pour les différents régulateurs(PI , IP ,RFL7) a vide

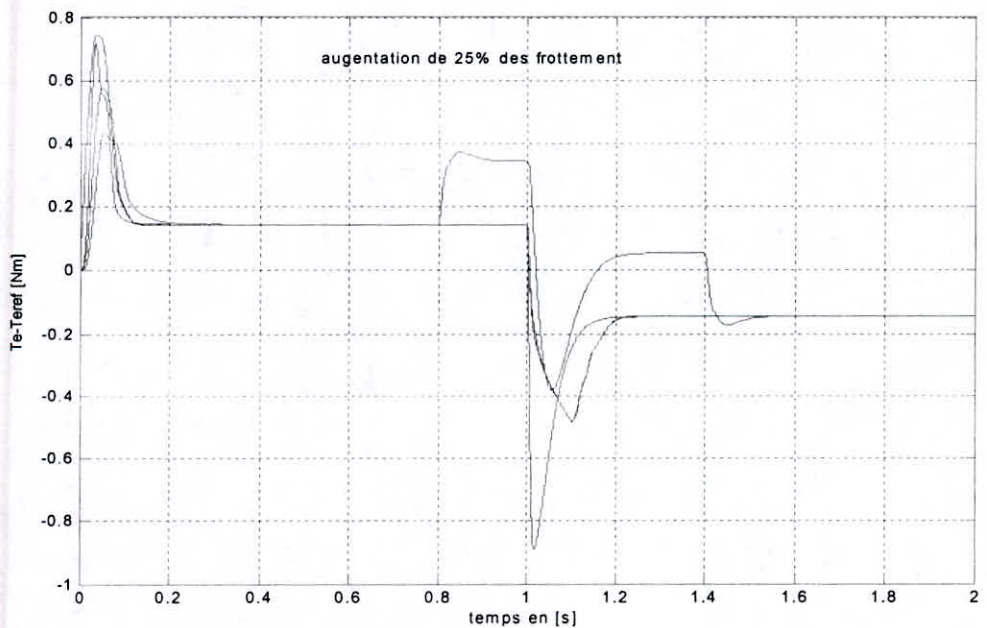
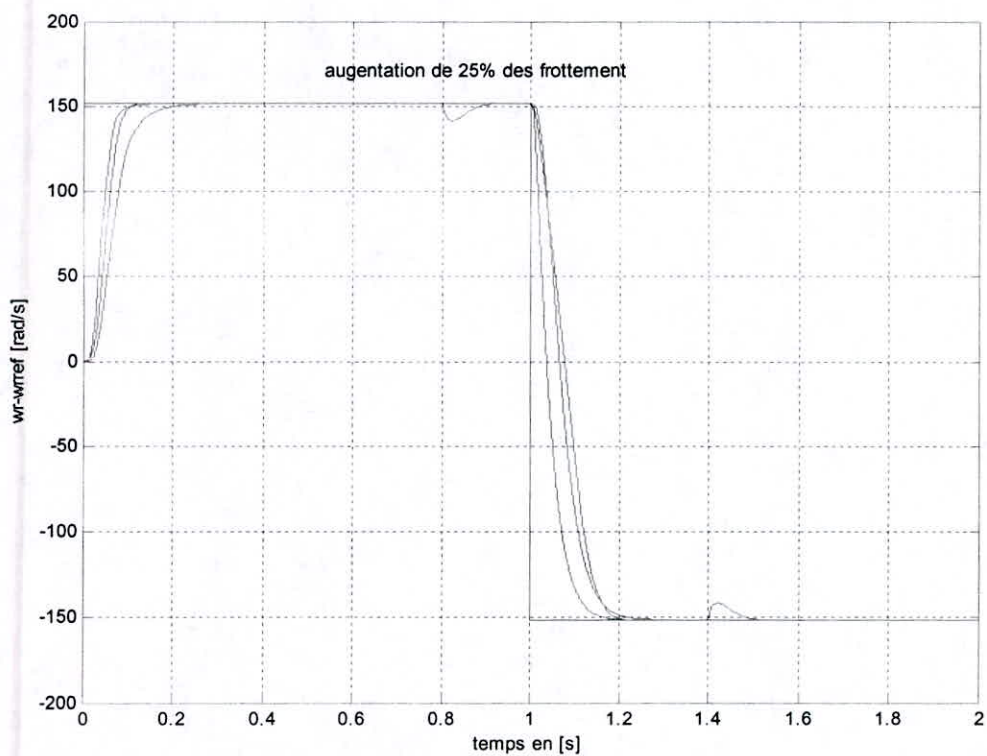


Figure (11-2c) évolution de vitesse et du couple dans le cas de l'augmentation de 25% du Coefficients des frottements pour les différents régulateurs(PI , IP ,RFL7) lors d'une inversion de sens de rotation a $t=1s$ et application d'une charge de $0.2Nm$

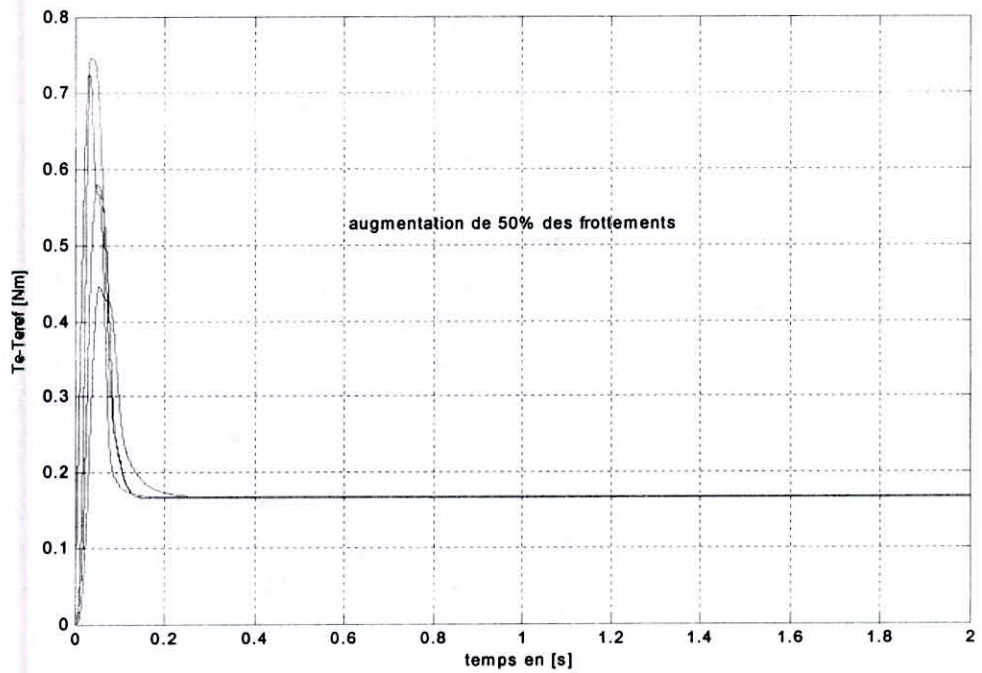
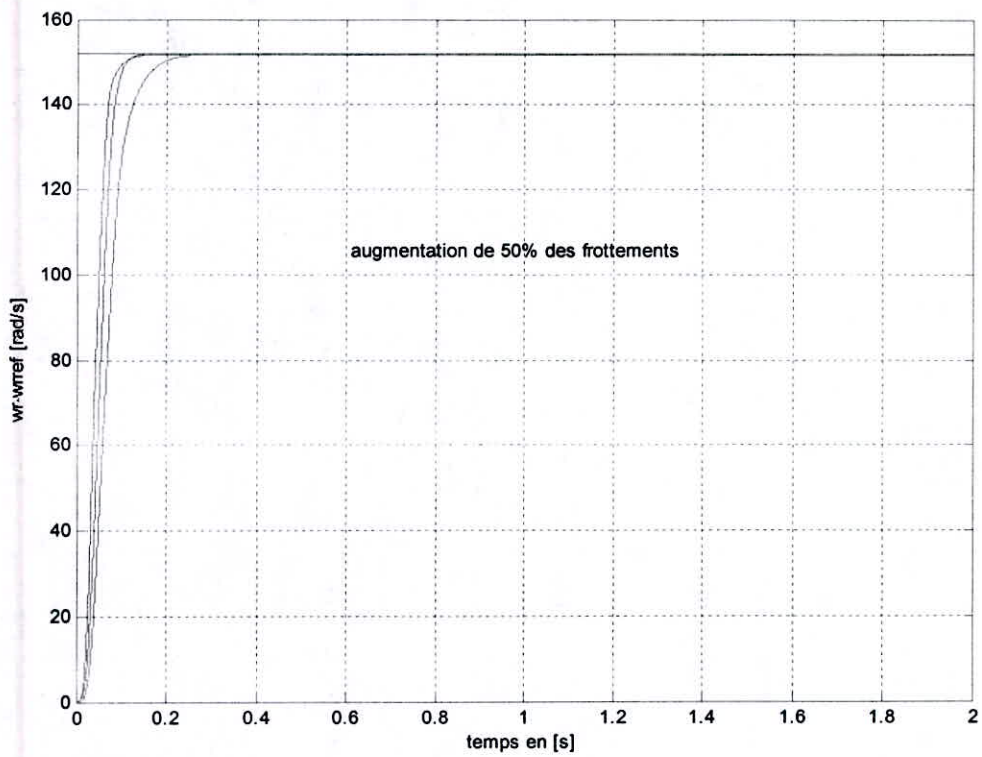


Figure (11-3c) évolution de vitesse et du couple dans le cas de l'augmentation de 50% du Coefficients des frottements pour les différents régulateurs(PI , IP ,RFL7) a vide

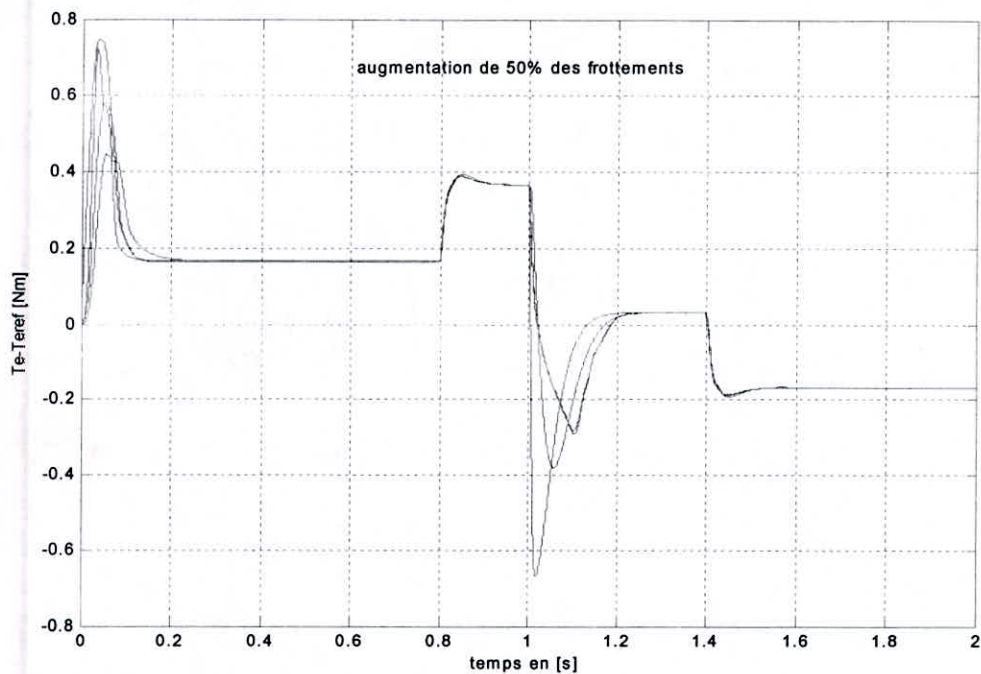
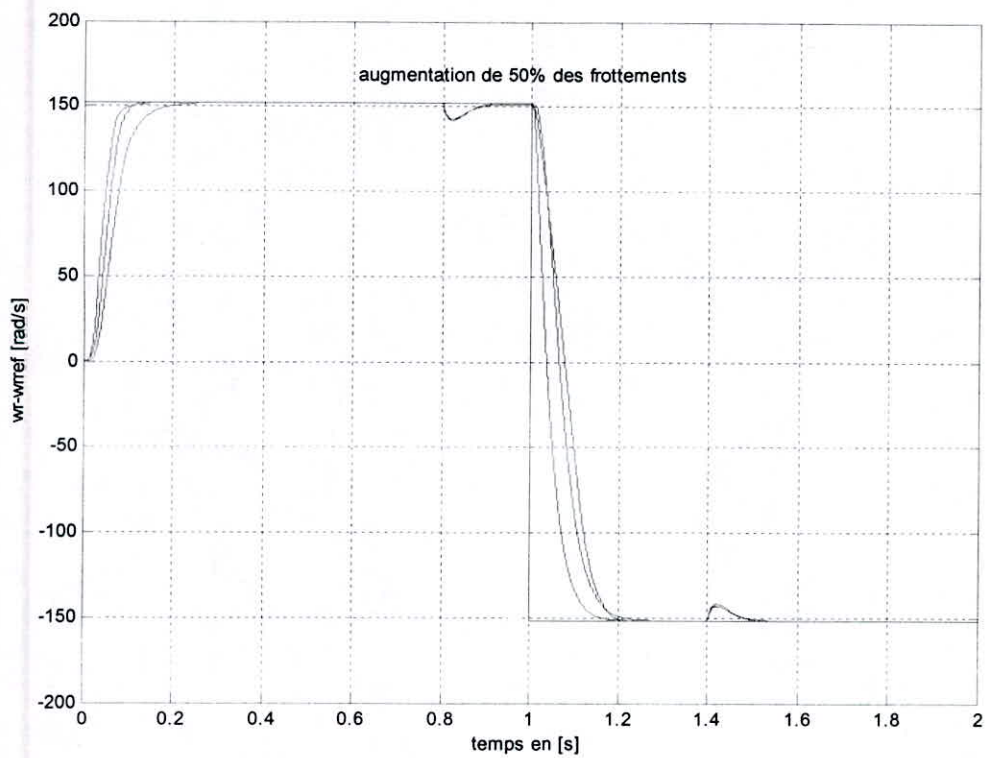
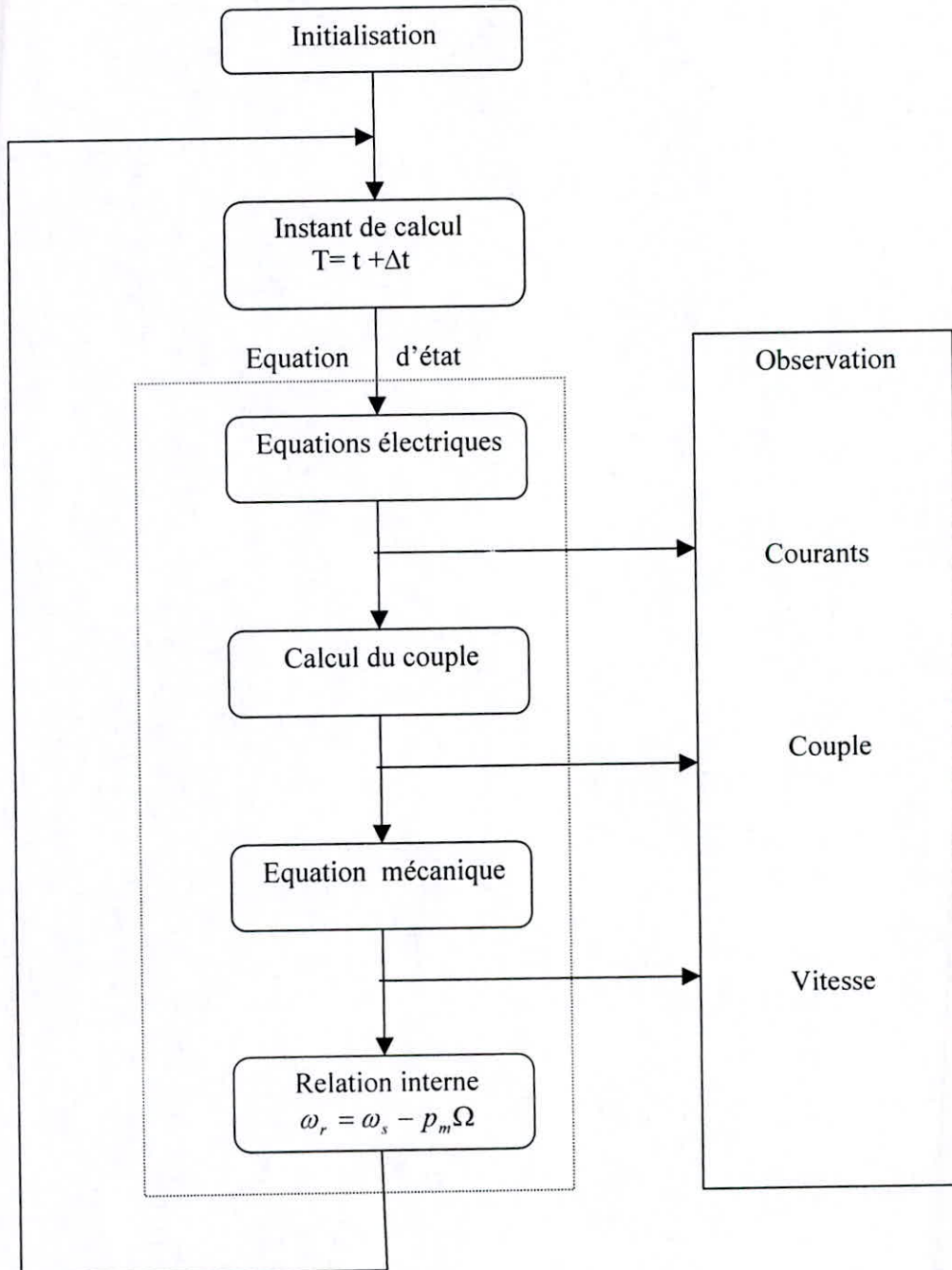


Figure (11-4c) évolution de vitesse et du couple dans le cas de l'augmentation de 25% du Coefficients des frottements pour les différents régulateurs(PI , IP ,RFL7) lors d'une inversion de sens de rotation a $t=1s$ et application d'une charge de $0.2Nm$

ANNEXE

Annexe A

Organigramme de la simulation de la modélisation



Annexe B

Paramètres de la machine symétrique (A)

- Puissance nominale.....	$P_n = 37\text{W}$
- Fréquence.....	$f_n = 50\text{ Hz}$
- Nombre de paire de pôles.....	$p_m = 2$
- Tension d'alimentation.....	$V_n = 220\text{ V}$
- Résistance statorique.....	$R_s = 115\ \Omega$
- Résistance rotorique.....	$R_r = 90.5\ \Omega$
- Inductance cyclique stator-rotor.....	$L = 1,71\text{ H}$
- Mutuelle cyclique stator-rotor.....	$M = 1,41\text{ H}$
- Inertie des masses tournantes.....	$J = 1,2 \cdot 10^{-4}\text{ kg.m}^2$
- Frottements.....	$f = 7,63 \cdot 10^{-4}\text{ U.S.I}$
- Capacité du condensateur	$C = 5\ \mu\text{F}$

Paramètres de la machine dissymétrique (B)

- Puissance nominale.....	$S_n = 220\text{ V.A}$
- Fréquence.....	$f_n = 50\text{ Hz}$
- Nombre de paire de pôles.....	$p_m = 1$
- Tension d'alimentation.....	$V_n = 220\text{ V}$
- Résistance statorique de l'enroulement principale.....	$R_{ms} = 115\ \Omega$
- Résistance statorique l'enroulement auxiliaire.....	$R_{as} = 90.5\ \Omega$
- Résistance rotorique.....	$R_r = 61,5\ \Omega$
- Inductance cyclique statorique.....	$L_{ms} = 0,915\text{ H}$
- Mutuelle cyclique rotorique.....	$L_{as} = 0,902\text{ H}$
- Mutuelle cyclique.....	$M_d = 0,876\text{ H}$
- Mutuelle cyclique.....	$M_q = 0,863\text{ H}$
- Inertie des masses tournantes.....	$J = 6 \cdot 10^{-4}\text{ kg.m}^2$
- Frottements.....	$f = 3 \cdot 10^{-4}\text{ U.S.I}$
- Capacité du condensateur	$C = 1\ \mu\text{F}$

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] **Lajoie-Mazence** , “Les Techniques de commande vectorielle des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performances”. Edition J.M Lecteur, jan1992
- [2] **G.ACapolino**, “Contribution à la modélisation et à la simulation des MAS monophasée à condensateur” Thèse de Doctorat, université scientifique et médicale nationale polytechnique de Grenoble
- [3] **F.Chouireb**, “ Contrôle de la vitesse d’une MAS monophasée”, Thèse de Magister, université de Blida ,juin1996
- [4] **G.Segui**er , “Electrotechnique industrielle”, Technique de documentation 1980
- [5] **G.Segui**er , “Electronique de puissance”, Vol 4, 1986
- [6] F.Blaschke, “The principle of field orientation as applied to new transvector closed loop control system for rotating fied machine”, Siemens Review, Vol. 34, pp. 217-220, May. 1972.
- [7] B.K.Bose, “*technology trends in microcomputer control of electrical machines*”, IEEE Tran. Ind. Electr, Vol. 35, N°1, pp. 160-168, Feb 1988
- [8] J.P.Caron, “*Modélisation et commande de la machine asynchrone*”, Edition Technique 1995
- [9] L.Garces, “*Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squireel-cage induction motor*”, IEEE Tran. Ind. App, Vol. 1A, b, N°2, Mar/april 1980
- [10] L.Baghli, “*Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*”, Thèse de Doctorat, Faculté des sciences, Nancy 1990
- [11] A. Kaufmann, “*Introduction à la logique floue*”, Technique de l’ingénieur, traité Mesures et Contrôle R.7 032, 1992
- [12] L.Zahen, L. Xu, “*on-Line Fuzzy Tuning of Indirect field-oriented induction machine drive*”, IEEE. Trans. On. Power. Electr, Vol. 13, N°. 1, pp-134-141, January 1998
- [13] D.Driankov, H.Hellendoorn et M.Reinfrant, “*An introduction to fuzzy control*”, Spinger 1996
- [14] H. Buhler, “*Réglage par logique floue*” presse polytechnique, romandes 1995.
- [15] C.C. Lee, “*Fuzzy logic control system : Fuzzy logic controller, Part I*”, IEEE Trans. Syst. Man and cybernetics, Vol.20, PP.404-418, Mar/Apr. 1990
- [16] “*Matlab, Fuzzy logic Toolbox*”, User’s guid Version.2, 1997
- [17] M.O. Mahmoudi, “*Sur la Commande de la Machine Asynchrone Alimentée en Tension*”, Thèse Doctorat, ENP, 1999
- [18] N. Madani, M.O. Mahmoudi, M. Benkhoris, S.Siala, “*Comparaison des régulateurs PI et IP pour la commande vectorielle d’une machine asynchrone*”, International Conference, IEEA’97, Vol. 1, PP. 307-312, Dec. 1997
- [19] B.K.Bose, “*Power electronics and variable frequency drives*”, IEEE press, 1997

- [20] B.B. Meunier, "*La Logique floue et ces applications*", Edition Addison-Wesley, 1995.
- [21] R.R.Yager, D.P.Filev, "*Essentials of fuzzy modeling and control*", John wiley & Sons. 1994
- [22] M.Jamshidi, N.Vadiee, T.J.Ross, "*Fuzzy logic and control*", PTR Prentice-Hall, 1993
- [23] F.L. Lewis, K. Liu, "*Toward a paradig for fuzzy logic control*", Automatica, Vol. 32, N°2, PP.167-181, 1996
- [24] L.A. Zadeh, "*Knowleg representation in fuzzy logic*", IEEE.Trans. Know. And. Data. Eng, Vol.1, N°.1, Mar.1989
- [25] S.A. Mir, M.E. Elbuluk, S. Zinger, "*Fuzzy implementation of direct self control of induction machine*", IEEE. Trans. On. Ind. App, Vol. 30, N°. 3, pp-729-735, May/jun 1994.J.P.Caron, "*Modélisation et commande de la machine asynchrone*", Edition Technique 1995
- [26] F.Cheng, S.Yen, "*Application of fuzzy logic in the speeds control of ac servo systems and an intelligent inverter*", IEEE. Trans. Energy Conversion, Vol.8, PP. 312-318, Jun 1993.
- [27] H.Chekireb, A.Frah, "*Réglage flou par la méthode de Sugeno du flux et de la vitesse d'une machine asynchrone*", Conférence Internationale PP. 518-522, SSA2/1999, Blida
- [28] O. Benzineb,H. Benoured ,M.s. Boucherit, H. Salhi, "*Comparaison des régulateurs PI,IPet FLOU pour la commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée .conférence internationale de Bechar*
- [29] B.K.Bose, "Power electronics and variable frequency drives", IEEE press, 1997
- [30] P.Goussens, T.Piastri, "*Contrôle vectoriel : à chaque application sa technologie*", Mesures 724, avril. 2000
- [31] G. Grellet, G. Clerc, "*Actionneurs électriques*", Edition Eyrolles 1997
- [32] R.D.Lorenz, D.B.lowson, "*Flux and torque decoupling control for flied -weakned of field- orientated induction machine*", IEEE Tran. Ind. Appl, Vol. 26, N°2,Mar/april 1990
- [33] Z.E. Strangas, "*feed forward field orientation control of induction motor using a PWM voltage source inverter and standarized single-board computer*", IEEE Trans. Ind. Electr, Vol. 35, N°1, PP.75-79, Feb. 1988
- [34] P.C.Sen, E.Y.Ho, "*Decoupling control of induction motor drive*", IEEE Tran. Eelectr, Vol. 35,N°. 2, PP. 253-262, May. 1998
- [35] W.Leonard, "*30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing withcontroled AC drives, a review*", EPE Journal, Vol. 1,N°. 1, pp. 89-102, Jul 1991.
- [36] B. Hemici, K.Seba, M.O.Mahmoudi, "*Influence des paramètres sur le découplage et les performances de la commande par flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté en courant*", 1^{ères} Journées Scientifiques JST.95, I.N.H.C. Boumerdés, Vol. 2, pp. 263-266, mai 1995

- [37] J.B. Wang, C.M. Liw, "Indirect field-oriented induction motor drive with fuzzy detuning correction an efficiency optimisation control", IEE. Proc. Electr. Power. Appl, Vol. 144, N°1, PP.37-47, January.1997
- [38] W. Leonhard, "*Control of electrical Drives*", Edition Springer, 1997
- [39] E.Ho, P.C.Sen, "*High-performance decoupling control techniques for various rotating field machine*", IEEE Trans. Ind. Electr, Vol. 42, N°1, PP. 40-47, Feb 1995
- [40] K.J.Astrom and B.Wittenmark, "Computer-controlled systems: theory and design" Prentice-Hall, International Editions, 1990.
- [41] H.Buhler, "Conception des systèmes automatiques", Presses polytechniques romandes.suisse1983.
- [42] F.Friedland, "Control system design an introduction to state space methods", Mc Grow-Hill Book Company
- [43] H.Buhler,, "Impact of moder automatic control theory on electrical drives", IFAC Word congress automatic control, Preprints, Vol .3 Munich,1987.
- [44] P.C.Sen, "Electric motor drives and control-past, present, and future", *IEEE Trans. In Elec. Vol.37, n°6, December 1990*
- [45] Y. Dote, "Application of modern control techniques to motors control, Proceeding of IEEE, Vol.76,n°. 4? A vril1988, pp:438-454.
- [46] A.Azzi, "Etude par simulation de commande par retour d'etat échantillonné d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel ",Thèse de Magister, ENP d'Alger,1995 Edit
- [47] S.Barkati, "Commande robuste par rertour d'etat d'une machine asynchrone ", Thèse de Magister, ENP 1997
- [48] F.Berthereau, B.Robyns, "Commande vectorielle multimodèle de la machine asynchrone avec superviseur à la logique floue",Revue Internationale de Génie Electrique, Vol. 4 ,n°3-4/2001,pp343-365.
- [49] L.A. Zadeh, "*Fuzzy Set*", Information and control, Vol.8, PP.131-138, Apr.1965
- [50] L.A. Zadeh, "*Probability measures of fuzzy sents*", J. Math. Anal. Appl, Vol.23, PP.421-427, 1968.
- [51] J.M. Falaus, "*La régulation industrielle, Régulateurs PID, Prédicatifs et flous*", Hermes, 1994
- [52] C.C. Lee, "*Fuzzy logic control system : Fuzzy logic controller, Part II*", IEEE Trans. Syst. Man and cybernetics, Vol.20, PP.419-435 Mar/April1 990
- [53] G.C.D. Sousa, B.K. Bose, "*A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter DC machine drive*", IEEE Trans On Inds Appl, Vol.30, N°1, PP. 34-44, Jan/Feb. 1994
- [54] R.K. Mudi, N.R. Pal, "*Robust self-tuning scheme for PI- and PD- type fuzzy controllers*", IEEE Trans On Fuzzy Sys, Vol.7, N°1, PP.2-16, Feb.1999
- [55] J.B. Wang, C.M. Liw, "*Indirect field-oriented induction motor drive with fuzzy detuning correction an efficiency optimisation control*", IEE. Proc. Electr. Power. Appl, Vol. 144, N°1, PP.37-47, January.1997