

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



## Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

## MASTER ACADEMIQUE

En Commande Electrique

Présenté par

Messai Aoun Amor et Bekkouche Boubaker

# Thème

**Contrôle de la vitesse de la machine asynchrone  
par différents régulateurs en utilisant la  
commande directe du couple (DTC)**

Soutenu le 25/05/2016. Devant le jury composé de :

Mr. Serhoud Hicham	Maitre de conférences	Président
Mr. Kechida Ridha	Maitre de conférences	Rapporteur
Mr. Zagueb Boubaker	Maitre de conférences	Examineur

**Année Universitaire 2015/2016**

# Remerciements

*Remerciements à Dieu – le tout puissant – qui nous a aidé*

*À réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons à remercier notre promoteur*

***Mr :** Kechida Ridha*

*D'avoir accepter de nous encadrer et*

*De nous suivre durant toute cette période.*

*Nos remerciements vont aussi au président du jury et*

*Aux membres du jury examinateurs qui nous fait*

*L'honneur de participer au jury de ce travail.*

*Et enfin nous remercions l'ensemble, enseignants et collègues*

*De notre promotion, qui nous ont aidés à*

*Réaliser ce modeste travail.*

***Amor-Boubaker***



# DEDICACE

*Au nom de dieu Je dédie ce modeste mémoire à mes parents qui ont su me  
Soutenir tout long de mes études, parfois me reconforter dans les moments  
Difficiles, et qui sans eux je n'aurai pu effectuer ce travail.*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes père –mabrouk-et ma mère–masouda-*

*A mes très chères sœurs et frères surtout petite-rahf-nour-djinan-*

*A mes grand père –maamar-*

*À toute ma famille \*messai Aoun \**

*A tous mes amis : abd el Ouhd –mokhtar-aza-Mohammed el aid –Mohammed  
el Bachir –abd Allah –bensalem-issa-el hafed- Bachir-Saddam-saihe-nasre  
-abd el Kamel-fares-foade –ali-boubakr-*

*A tous les étudiants de -commande électrique-promotion -2016-*

***\*Amor\****





# Dédicace

*Je dédie ce travail en signe de respect et de reconnaissance à :*

*Ma très chère mère et mon père*

*Mes sœurs*

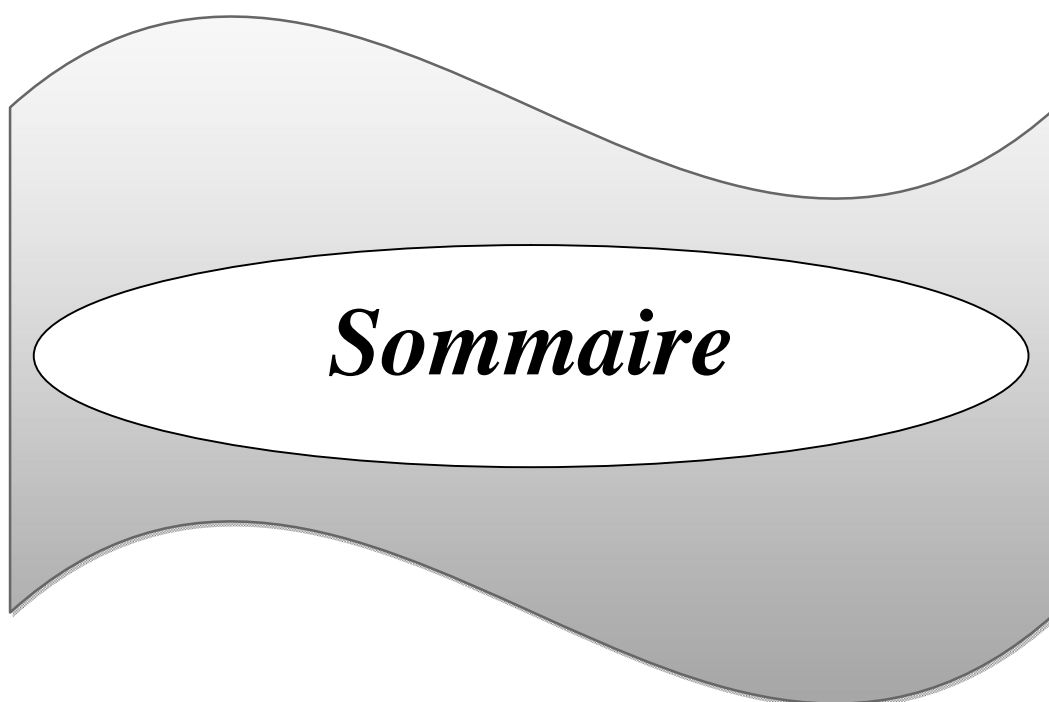
*Mes frères*

*A toute ma famille*

*A tous mes amis*



*Boubaker*



# Sommaire

Remerciement.....	i
Dédicace A .....	ii
Dédicace B.....	iii
Sommaire .....	iv
Symboles et notations.....	vii
Liste de figures .....	ix
Liste de tableau .....	xi
Résumé.....	xii
Introduction général.....	1

## Chapitre I : Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I.1. Introduction.....	2
I.2. Généralités sur la machine asynchrone.....	2
I.2.1. Définition.....	2
I.2.2. Constitution de la machine asynchrone .....	2
I.2.2.1. stator.....	3
I.2.2.2. rotor.....	4
I.3. Description de la machine asynchrone.....	4
I.4. Hypothèses simplificatrices .....	6
I.5. Equations de la machine asynchrone généralisée.....	7
I.5.1. Equations électriques.....	7
1.5.2. Equation magnétique.....	8
1.5.3 Equation mécanique.....	9
I.6. Transformation de Park.....	9
I.6.1. Application de la transformation de Park.....	11
I.7. Choix du référentiel.....	12
1.7.1. Référentiel $(\alpha, \beta)$ .....	12
I.7.2. Equations de la machine dans le repère $(a, \beta)$ lié au stator.....	13
I.8. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère $(\alpha, \beta)$ .....	14

I.9. Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau.....	15
I.9.1.Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone.....	15
I.9.1.1.Résultats de simulation.....	16
I.9.1.2.Interprétations des résultats.....	16
I.10. Modélisation de l'onduleur de tension.....	17
I.10.1.Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion.....	19
I.11.Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone alimente par onduleur MLI.....	20
I.11.1.Résultats de simulation.....	21
I.11.2.Interprétations des résultats.....	21
I.12. Conclusion.....	22

## **Chapitre II : Commande directe du Couple d'une Machine Asynchrone**

II.1. Introduction.....	23
II.2. Principes généraux de la commande DTC.....	23
II.3. Stratégie de la commande DTC .....	23
II.4. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple).....	24
II.4.1.Contrôle du vecteur flux statorique .....	24
II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique.....	25
II.5. Description de la structure de contrôle .....	27
II.5.1. Sélection du vecteur tension VS.....	27
II.5.2. Estimation du flux statorique .....	28
II.5.3. Estimation du couple électromagnétique.....	29
II.5.4. Elaboration du vecteur de commande.....	29
II.5.4.1. Correcteur de flux.....	29
II.5.4.2. Correcteur de couple.....	30
II.5.4.2.1.Correcteur à deux niveaux.....	31
II.5.4.2.2.Correcteurs à trois niveaux.....	31
II.5.5. Elaboration de la table de commande .....	33
II.6. Régulateur utilisé dans la commande directe du couple.....	34

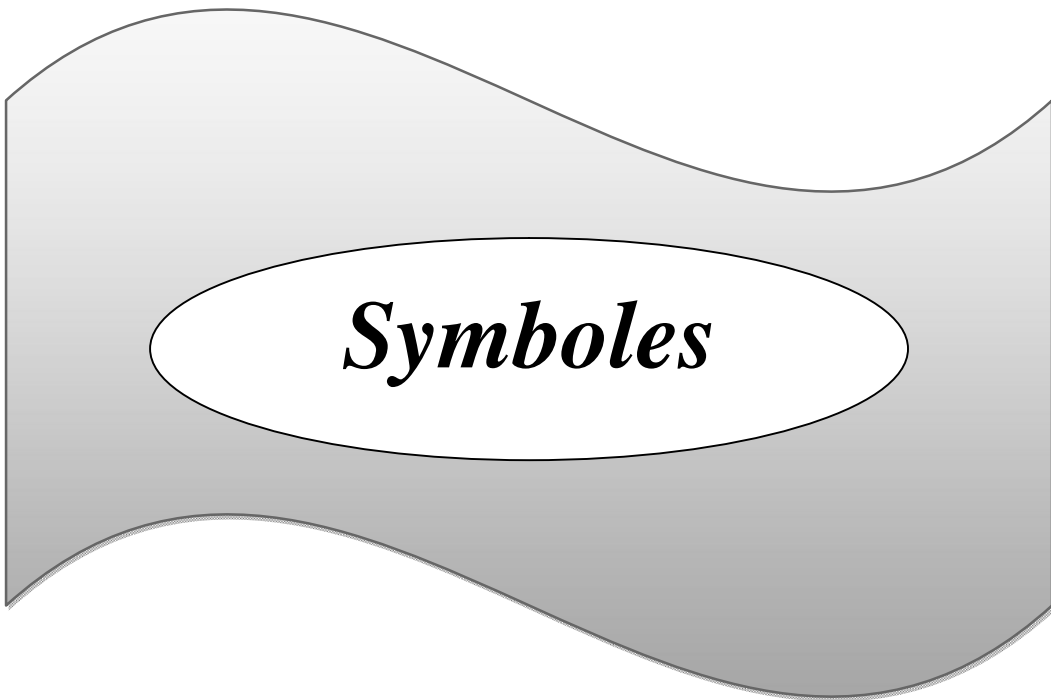
II.7.schéma de simulation .....	35
II.8.Résultats de simulation .....	36
II.8.1.Commande avec boucle de vitesse.....	36
II.8.2.Inversion du sens de rotation .....	37
II.8.3.Teste de la DTC à base vitesse.....	38
II.8.4. Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.....	39
II.9.Conclusion.....	40

### **Chapitre III : commande DTC par régulateur PI-flou**

III.1 Introduction .....	41
III.2 La théorie de la logique floue .....	41
III.2.1 Ensembles flous.....	43
III.2.2 Caractéristique d'un sous ensemble flou.....	43
III.2.2.a) Support.....	44
III.2.2.b) Hauteur.....	44
III.2.2.c) Noyau .....	44
III.2.2.d) Cardinalité.....	44
III.2.3 Fonction d'appartenance.....	44
III.2.4 Variable linguistique .....	46
III.2.5 Opérateurs de la logique floue.....	46
III.2.6 Logique floue et raisonnement approximatif.....	48
III.2.7 Implication floue.....	48
III.3. Contrôle à logique floue .....	48
III.3.1 Interface de fuzzification.....	49
III.3.2 Base de connaissances.....	50
III.3.3 Logique de prise de décision (moteur d'inférence).....	50
III.3.4 Défuzzification.....	50
III.4 Conception d'un contrôleur à logique floue.....	50
III.4.1 Stratégie de fuzzification.....	50

---

III.4.2 Base de données.....	51
III.4.3 Base de règles.....	51
III.4.4 Inférence.....	51
III.4.5 Stratégie de défuzzification.....	54
III.4.6 Structure du régulateur par logique floue.....	55
III.5 Application de la logique floue a la commande DTC.....	56
III.5.1 Loi de commande.....	58
III.6 Conception d'un contrôleur flou pour le réglage de la vitesse.....	58
III.6.1 Le choix des variables d'entrées et de sortie.....	58
III.6.2 Normalisation des variables d'entrées et de sorties.....	59
III.6.3 Interface de fuzzification.....	59
III.6.4 Inférence.....	60
III.6.5 Traitement numérique de l'inférence.....	61
III.6.6 Déffuzzification.....	61
III.6.6.1 Déffuzzification par centre de gravité.....	61
III.7 Réglage de la vitesse.....	61
III.8 Résultats de simulation.....	62
III.8.1 Commande avec boucle de vitesse.....	62
III.8.2 Inversion du sens de rotation.....	63
III.8.3 Teste de la DTC à base vitesse.....	64
III.8.4 Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.....	65
III.9 Comparaison entre les résultats obtenus par PI et RLF.....	66
III.10 Conclusion.....	67
Conclusion général.....	68
Annexe.....	69
Bibliographie.....	70



## Liste des Symboles

MAS : Machine Asynchrone.

DTC : (Direct Torque Control) ou Commande Direct du Couple.

MLI : modulation de largeur d'impulsion.

RLC : Régulateur Logic Controller

s, r : Indices d'axes correspondants au stator et rotor.

a, b, c : Indice correspondants aux trois phases a, b, c.

$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  : Tensions d'alimentation des phases statoriques.

$V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$  : Tensions d'alimentation des phases rotoriques.

$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  : Courants statoriques.

$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$  : Courants rotoriques.

$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$  : Flux statoriques.

$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$  : Flux rotoriques.

$L_{ss}$  : La matrice des inductances statoriques.

$L_{rr}$  : La matrice des inductances rotoriques.

$R_s, l_s$  : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

$R_r, l_r$  : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.

$m_s$  : L'inductance mutuelle entre phases statoriques.

$m_r$  : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$  : Angle électrique.

$(\alpha, \beta)$  : Axes fixés au stator.

$(x, y)$  : Axes fixés au rotor.

$(d, q)$  : Axes fixés par rapport au champ tournant.

$\theta_s, \theta_r$  : Déphasage du l'axe direct par rapport au stator et rotor.

$\Omega$  : Vitesse rotation mécanique [rad/s].

$\omega_r$  : Vitesse rotation électrique ( $\omega_r = p\Omega$ ) [rad/s].

p : Nombre de paires de pôles.

$C_r$  : Couple résistant.

F : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion.

[A] : Matrice de transition.

[B] : Matrice de commande.

[T] : Matrice de Clarke.

[P] : Matrice de transformation de PARK.

$T_r$  : Constante de temps rotorique.

$T_s$  : Constante de temps statorique.

$V_s$  : Valeur efficace de tension.

$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation.

$S_{abc}$  : Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur.

$T_e$  : Période d'échantillonnage.

$s$  : Opérateur dérivée de LAPLACE  $\frac{d}{dt}$ .

$K_p$  : Facteur de proportionnalité.

$K_i$  : Facteur intégral.

$K_d$  : Facteur de dérivation.

P : Correcteur à action proportionnelle.

I : Correcteur à action intégrale.

IP : Régulateur intégral-proportionnel.

RLF : Régulateur de Logique Flou

$\tau_i, \tau_d$  : Constants de temps  $\frac{K_p}{K_i}, \frac{K_d}{K_p}$

$\xi$  : Coefficient D'amortissement.

$\Delta e$  : la variation de l'erreur

$e$  : l'erreur.



*Liste des figures*

## Liste des figures

### Chapitre I : Modélisation et Simulation de la MAS

Figure(I.1): Moteur asynchrone (à induction)	3
Figure(I.2): Stator de la machine asynchrone	3
Figure(I.3): Rotor à cage d'écureuil	4
Figure(I.4): Circuit magnétique	4
Figure(I.5): Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique	5
Figure(I.6): Transformation triphasée-biphasée	10
Figure(I.7): Schéma bloc global de simulation de la MAS	15
Figure (I.8): Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau ( $C_r=25\text{Nm}$ à $t = 0.4\text{s}$ )	16
Figure(I.9): Schéma d'un onduleur triphasé	17
Figure(I.10): Schéma synoptique de la MLI	19
Figure(I.11): Forme d'onde à la sortie de l'onduleur	20
Figure(I.12): Schéma de simulation d'une MAS alimentée en onduleur.	20
Figure (I.13): Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI ( $C_r=25\text{Nm}$ à $t = 0.4\text{s}$ )	21

### Chapitre II : Commande directe du Couple d'une Machine Asynchrone

Figure (II.1): Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement	25
Figure(II.2) : Sélection du vecteur tension $V_s$ selon la zone de fonctionnement	28
Figure.(II.3): Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes	30
Figure (II.4): Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux	32
Figure (II.5): Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple	34
Figure (II.6) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP	35
Figure (II.7): Schéma block de la DTC	35

Figure(II.8): Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC	36
Figure(II.9): Réponses du système pour une inversion de la vitesse.	37
Figure(II.10): Résultat de simulation du DTC à base vitesse.	38
Figure(II.11): Robustesse de la commande vis-à-vis la variation des $R_r$ et $J$	39
 <b>Chapitre III :commande DTC par Régulateur PI-Flou</b> 	
Figure(III.1): Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.	42
Figure (III.2): Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.	42
Figure(III.3): Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue	43
Figure(III.4): Différentes formes de la fonction d'appartenance.	45
Figure(III.5): Représentation des variables linguistiques	46
Figure(III.6): Synoptique d'un contrôleur flou [21]	49
Figure (III.7): Univers de discours normalisé dans l'intervalle $[-1 \quad +1]$ avec une partition de 3, 5, 7 ensembles flous	51
Figure(III.8): Exemple d'inférence à plusieurs règles [25]	52
Figure(III.9): Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)	56
Figure(III.10): Schéma bloc de régulation à contrôleur flou	57
Figure(III.11): Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques pour l'erreur et la variation de l'erreur	59
Figure (III.12) : Fonction d'appartenance des différentes variables linguistique pour la variation de commande	60
Figure (III.13): Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 157rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=20Nm$	62
Figure(III.14) : Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 157rd/s à -157rd/s	63
Figure.(III.15): Résultat de simulation du DTC à base vitesse.	64
Figure (III.16): Robustesse de la commande vis-à-vis la variation des $R_r$ et $J$	65
Figure(III.17): Réponses des systèmes avec un PI et avec un RLF	66



***Liste de tableau***

## **Liste des tableau**

### **Chapitre II : Commande directe du Couple d'une Machine Asynchrone**

Tableaux (II.1) : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple 33

### **Chapitre III : Commande DTC par régulateur PI-flou**

Tableau (III.1) : Table de calcul de la variation de la commande 60

## Résumés

Dans ce mémoire, une étude de simulation d'un système de commande d'un moteur asynchrone triphasé avec un contrôle direct du couple a été réalisé. La première phase a pour objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, alors un correcteur proportionnel intégral PI a été utilisé. Les performances obtenues pour la stabilité et le temps de réponse sont satisfaisantes. Néanmoins on remarque que la vitesse présente un rejet de perturbation à chaque consigne de charge, le couple présente des harmoniques et un dépassement flagrant surtout lorsque on change le sens de rotation de la vitesse et les paramètres du moteur s'avèrent très affectées quand la valeur du moment d'inertie varie. Pour palier à ces inconvénients, la deuxième phase a été consacrée à la conception d'un régulateur logique floue RLF pour remplacer le PI. La troisième phase a prouvé l'efficacité de la commande de ce système par la technique de la logique floue car les résultats de simulation obtenus ont montré que le RLF manifeste des performances statiques et dynamiques satisfaisantes, et une robustesse intéressante vis-à-vis des perturbations extérieures et de la variation paramétrique.



***Introduction générale***

## **Introduction générale**

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt de l'utilisation du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens.

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages: une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique.

Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator avec ou sans l'intervention de capteur mécanique.

Dans la premier chapitre de ce travail, nous avons présentée la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande, pour ce la nous avons utilisé plusieurs méthode (transformation de *Park*; *Clarck* et *Concordia*) et nous avons utilisé cette dernière méthode pour la simplicité de développement des déférentes structures de commande dans ce mémoire.

La deuxième chapitre consacrer au principe du contrôle direct de couple DTC classique; et montre comment la DTC influent et contrôler l'amplitude du flux statorique et de couple.

Dans le troisième chapitre, nous présentons les notions de base de la logique floue liées aux techniques de commande et à l'application de la logique floue pour une régulation de vitesse de la MAS en utilisant des régulateurs flous de type *Mamdani*.

Enfin, une conclusion générale viendra faire le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats aux quels nous avons abouti.

*Chapitre I*

*Modélisation et Simulation de  
la MAS*

## **I.1. Introduction**

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels pour sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme l'élément de base des actionneurs électriques performants [1], [2].

La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le control nécessaire [1], [3].

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de *PARK*, ce qui nous permet d'élaborer un modèle de la machine alimentée en tension.

## **I.2. Généralités sur la machine asynchrone**

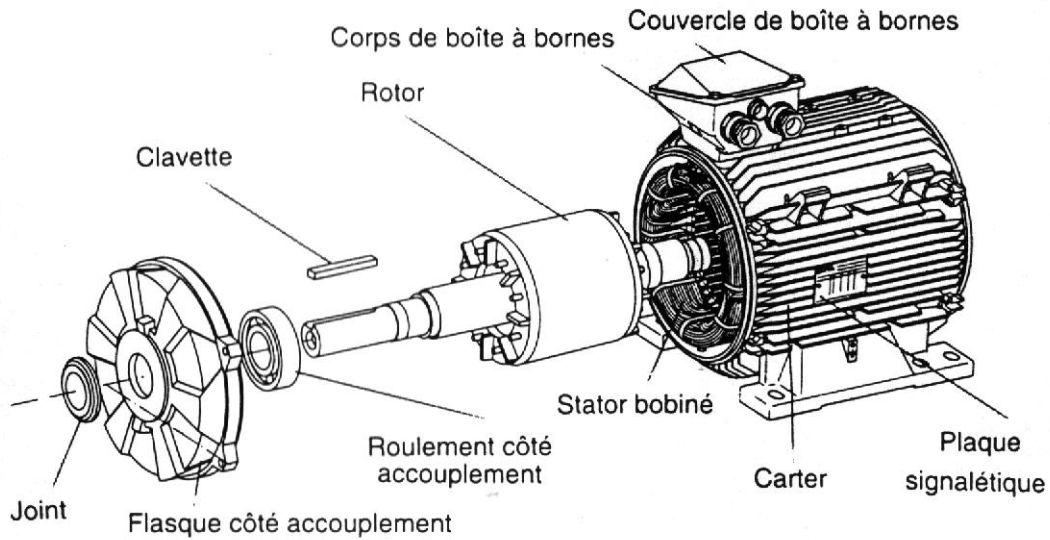
### **I.2.1. Définition**

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [4].

### **I.2.2. Constitution de la machine asynchrone**

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants (voir la figure (I.1)):

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous-ensemble [5], [6].



Figure(I.1): Moteur asynchrone (à induction)

### I.2.2.1. stator

Il est constitué des enroulements bobinés répartis dans les encoches du circuit magnétique, ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (voir la figure (I.2)). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes des bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre [5], [6].



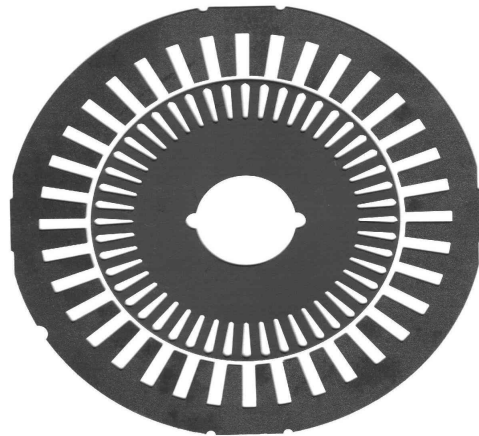
Figure(I.2): Stator de la machine asynchrone

### I.2.2.2. rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (voir la figure (I.3)). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables [5], [6].



Figure(I.3): Rotor à cage d'écureuil

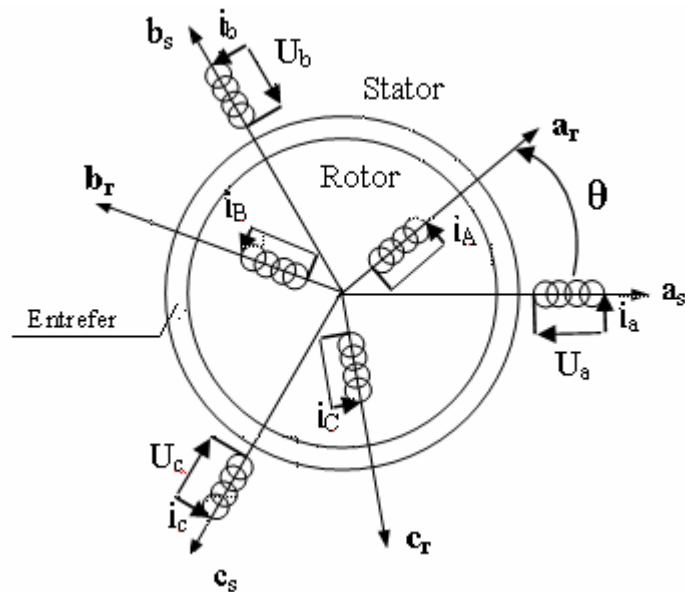


Figure(I.4): Circuit magnétique

## I.3. Description de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone à cage est plus répandu dans les applications industrielles: il est robuste, fiable, économique [7]. Sa description est comme suit :

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches relié à une source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [8].



Figure(I.5): Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction:

- ❖ La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- ❖ La vitesse de rotation  $N_s$  du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence  $f_s$  de tension triphasée d'alimentation [8].

$$N_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \left( \frac{\text{tr}}{\text{min}} \right) \quad (1 - 1)$$

On désigne par "p" le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  différente de  $\Omega_s$  (asynchrone), l'application de la loi de *Faraday* aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de *LENZ* ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [8]. Ceci va entraîner le rotor vers la pour suite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse  $\Omega_s$ , tel que:

$$\Omega_s = \frac{WS}{p} \quad (1 - 2)$$

Cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$ , avec:

$$\Omega_r = \frac{w_r}{p} \quad (1 - 3)$$

Cette vitesse est inférieure à  $\Omega_s$ , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que  $\Omega_r$  est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à  $\Omega_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître  $\Omega_r$ , ou un couple résistant tendant à réduire  $\Omega_r$ , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ( $\Omega_s - \Omega_r$ ). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (1 - 4)$$

#### I.4. Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices: [9]

- ❖ l'entrefer constant,
- ❖ l'effet d'encoche négligé,
- ❖ distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale,
- ❖ circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- ❖ pertes ferromagnétiques négligeables,
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer [10]:

- ❖ les inductances propres sont constantes,
- ❖ le flux magnétique est fonction linéaire du courant,
- ❖ l'invariance des résistances statoriques et rotoriques,
- ❖ les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

## I.5. Equations de la machine asynchrone généralisée

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

- ❖ les équations électriques.
- ❖ les équations magnétiques.
- ❖ l'équation mécanique.

### I.5.1. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la figure (I.5), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données respectivement par (I-5) et (I-6):

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad (I-5)$$

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad (I-6)$$

Sous forme matricielle ses équations peuvent s'écrire :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcs}] \quad (I-7)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcr}] \quad (I-8)$$

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

avec :  $[V_{abcs}] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$ ,  $[V_{abcr}] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$

$[i_{abcs}] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$ ,  $[i_{abcr}] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$

### 1.5.2. Equation magnétique

On peut écrire les expressions du flux des phases statoriques et rotoriques comme suit :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_{ss}] [i_{abcs}] + [M_{sr}] [i_{abcr}] \quad (I-9)$$

$$[\Phi_{abcr}] = [L_{rr}] [i_{abcr}] + [M_{rs}] [i_{abcs}] \quad (I-10)$$

avec :

$$[\Phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$  : Matrice de flux statorique

$[\Phi_r]$  : Matrice de flux rotorique

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$l_s, l_r$  : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

$m_s$ : inductance mutuelle entre phases statoriques.

$m_r$ : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[M_{sr}]$ : représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

avec:  $M_{sr}$ : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entres phases statoriques et rotoriques.

L'inductance entre le rotor stator est considérée identique :

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

### 1.5.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I-12)$$

avec :

$C_{em}$ : le couple électromagnétique.

$C_r$ : le couple résistante.

$f$ : coefficient de frottements.

$J$ : moment d'inertie du rotor.

Les équations de la machine asynchrone sont données comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([L_{ss}] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rABC}]) \quad (I-13)$$

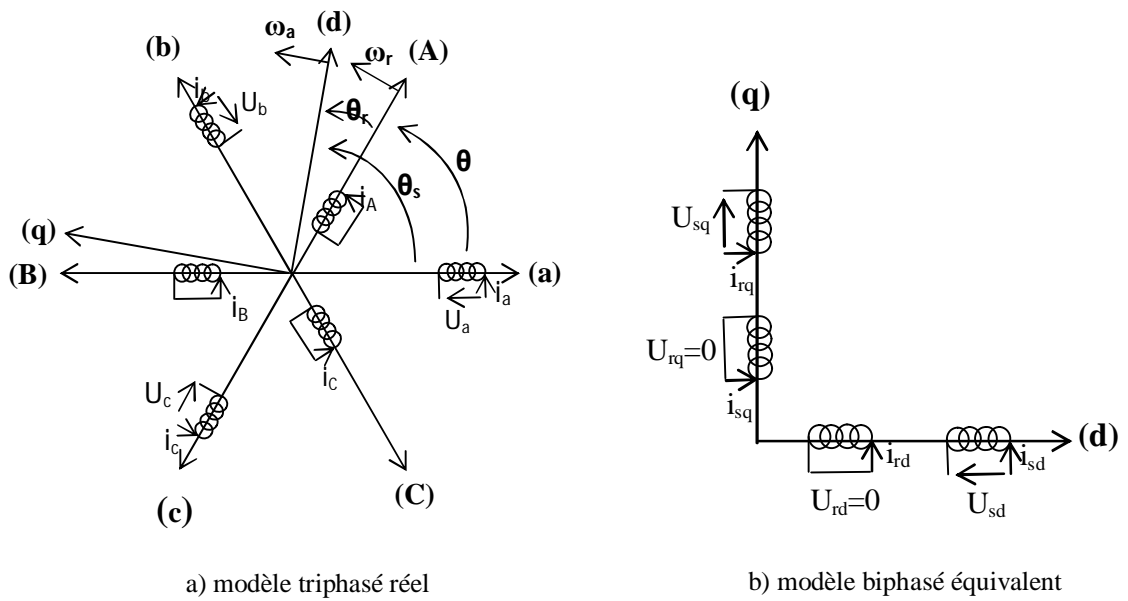
$$[V_{rABC}] = [R_r] \cdot [i_{rABC}] + \frac{d}{dt}([L_{rr}] \cdot [i_{rABC}] + [M_{rs}] \cdot [i_{sabc}]) \quad (I-14)$$

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application; les matrices  $[M_{rs}]$  et  $[M_{sr}]$  dépendent de l'angle de rotation mécanique  $\theta$  et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [11]. Pour remédier à ce problème, on effectue des transformations.

### 1.6. Transformation de Park

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (I.5) et qui sont données par les équations (I.9 et I.10) est complexe, pour cela on effectue des transformations qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine originale en deux enroulements équivalents, appelée transformation de *Park*. Cette transformation consiste donc à transformer la représentation de la machine triphasée équilibrée par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d-q), figure (I.6). [12]

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-15)$$



Figure(I.6):Transformation triphasée-biphasée

où

$\theta$  : l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

$\theta_s$  : l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".

$\theta_r$  : l'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d".

$\omega_r$  : vitesse angulaire électrique du rotor.

$\omega_a$  : vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

Le passage du système triphasé-biphasé est obtenu en introduisant la matrice de Park suivante :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-16)$$

dont la matrice inverse est :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-17)$$

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

❖ Les grandeurs statoriques sont obtenues pour  $\theta = \theta_s$  :

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \\ x_{os} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

❖ Les grandeurs rotoriques suivantes sont obtenues pour  $\theta = \theta_r$  :

$$\begin{bmatrix} x_{dr} \\ x_{qr} \\ x_{or} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

où :

$x$  : soit une tension ou courant ou un flux.

$x_o$  : la composante homopolaire.

### I.6.1. Application de la transformation de Park

Les expressions de la machine (I-5 et I-6) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré:

#### ▪ Les équations électriques

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (I.20)$$

### ▪ Les équations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

avec :

$L_s = l_s - m_s$  : est l'inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - m_r$  : l'inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor

### ▪ Equation mécanique

L'application de la transformation de Park pour l'équation mécanique donne :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{I-22})$$

L'équation du mouvement de la machine s'écrit alors :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{I-23})$$

## 1.7. Choix du référentiel

Selon le repère choisi, la position des deux axes (d, q) peut être située selon :

- ✓ Référentiel lié au stator d'axe ( $\alpha, \beta$ ) lorsque ( $\omega_a=0$ ) .
- ✓ Référentiel lié au rotor d'axe (d, q) lorsque ( $\omega_a=\omega_r$ ) .
- ✓ Référentiel lié au champ tournant d'axe (x, y) lorsque ( $\omega_a=\omega_s$ ).

### 1.7.1. Référentiel ( $\alpha, \beta$ )

Dans cette considération, on choisit le système d'axe ( $\alpha, \beta$ ), c'est-à-dire le système d'axe biphasé est immobile par rapport au système d'axe triphasé, la vitesse de rotation des axes ( $\alpha, \beta$ ) est donc nulle ( $\omega_a=0$ ). Ce qui permet de réduire la complexité des équations (I.13 et I.14). Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de *Concordia* (I-24).

$$[\mathbf{T}] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-24})$$

L'application de la transformation de Concordia aux courants, aux tensions et aux flux de la machine des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{s0} \end{bmatrix} = [\mathbf{T}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{r0} \end{bmatrix} = [\mathbf{T}] \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$$

### I.7.2. Equation de la machine dans le repère (a, β) lié au stator

Dans ce repère, l'application de la transformation de *Concordia* aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations (I-25) permet d'obtenir:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

avec:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I-26})$$

L'équation du couple sera donnée par :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{I-27})$$

L'équation de mouvement s'écrit alors :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega) \quad (\text{I-28})$$

### I.8. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère ( $\alpha$ , $\beta$ )

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques [13].

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ Y = C.X \end{cases} \quad (\text{I-29})$$

avec :  $X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta}]^T$ ,  $U = [U_{s\alpha} \ U_{s\beta}]^T$ ,

où

$X$  : vecteur d'état.

$U$  : vecteur de commande.

$A$  : matrice d'évolution du système.

$B$  : matrice de commande du système.

$C$  : matrice de sortie.

Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle suivante:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où

$T_s = L_s / R_s$  : constante de temps statorique

$T_r = L_r / R_r$  : constante de temps rotorique

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$  : coefficient de dispersion de Blondel.

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement, sont données par les expressions suivantes :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{I-30}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \tag{I-31}$$

avec:

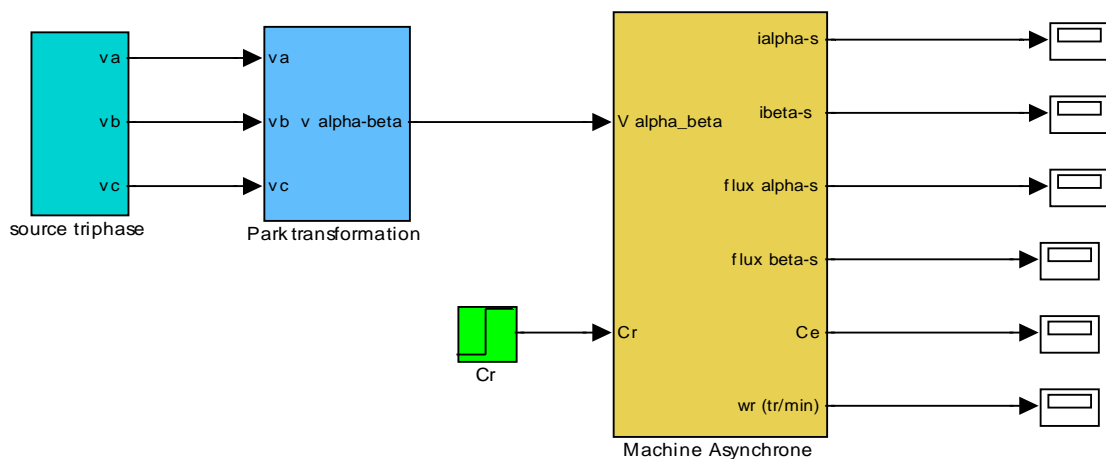
$$\Omega = \frac{W}{p}$$

### I.9. Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau

La figure (I.7) présente le schéma bloc de simulation à l'aide du logiciel *SIMULINK* sous *MATLAB* de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé ( 220/380 V, 50Hz). Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

Nous avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième, l'application d'une charge nominale à l'instant t =0.4s.

#### I.9.1.Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone



Figure(I.7): Schéma bloc global de simulation de la MAS.

### I.9.1.1. Résultats de simulation

Les résultats de simulation représentent les caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau.

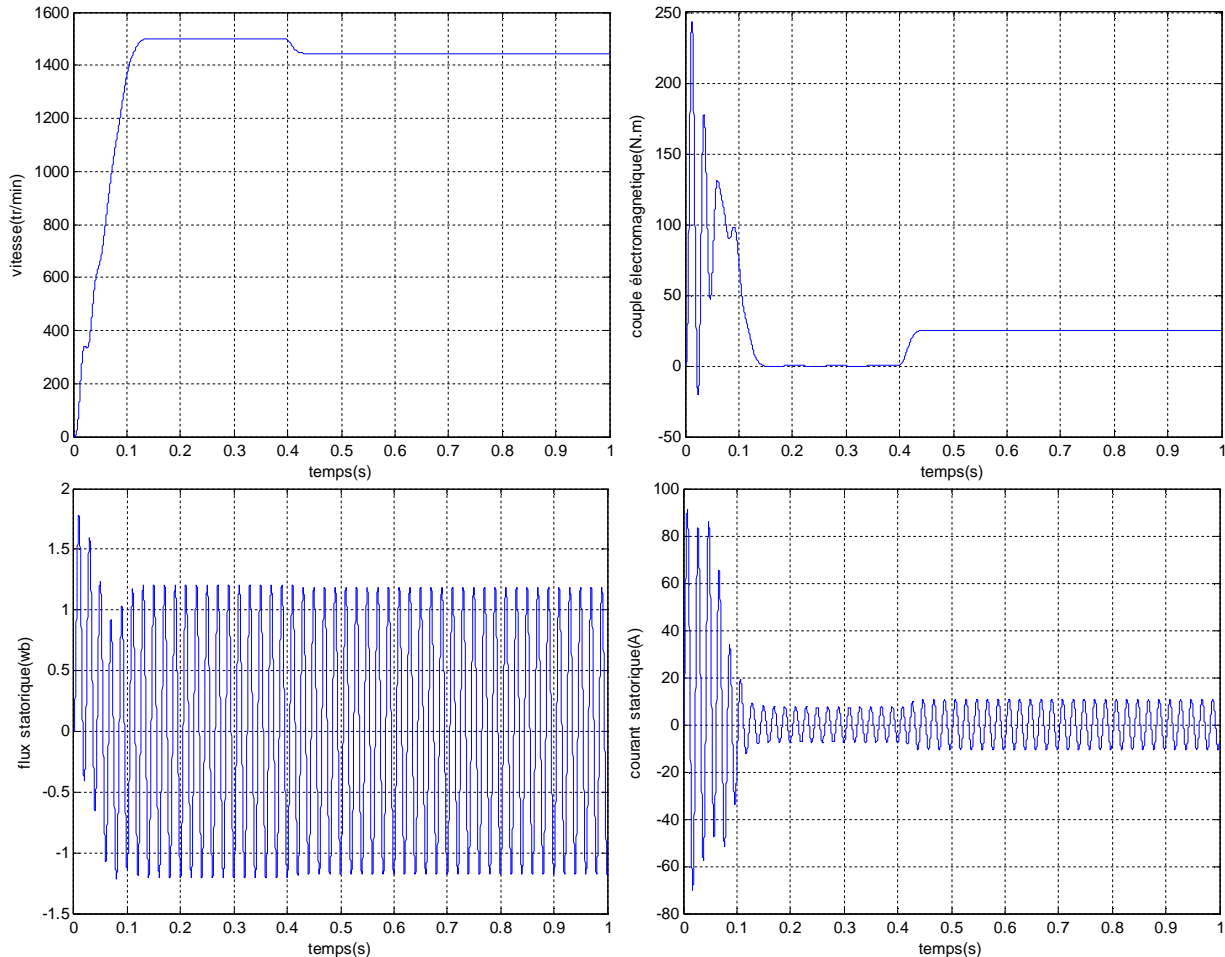


Figure (I.8): Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau ( $C_r=25\text{Nm}$  à  $t = 0.4\text{s}$ )

### I.9.1.2. Interprétations des résultats

- L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, en suite la vitesse se stabilise à la valeur nominale. En appliquant une charge à l'instant  $t=0.4\text{s}$ , on constate une légère diminution de vitesse.
- Ainsi l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps. Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie, il atteint la valeur ( $25\text{ N.m}$ ), puis il tend vers le régime de fonctionnement à vide. L'application de la charge qui se traduit par l'apparition d'une valeur qui correspond au couple appliqué.

- Pour l'évolution du flux statorique en fonction du temps. Au premier instant de démarrage, l'allure du flux statorique prend des petites oscillations puis elle stabilise à la valeur nominale, on remarque une diminution du flux au moment de l'application de la charge.
- Le courant statorique en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale à 9 fois environ le courant nominal. Au démarrage le courant statorique est excessif, vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant  $t=0.4s$ , on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge).

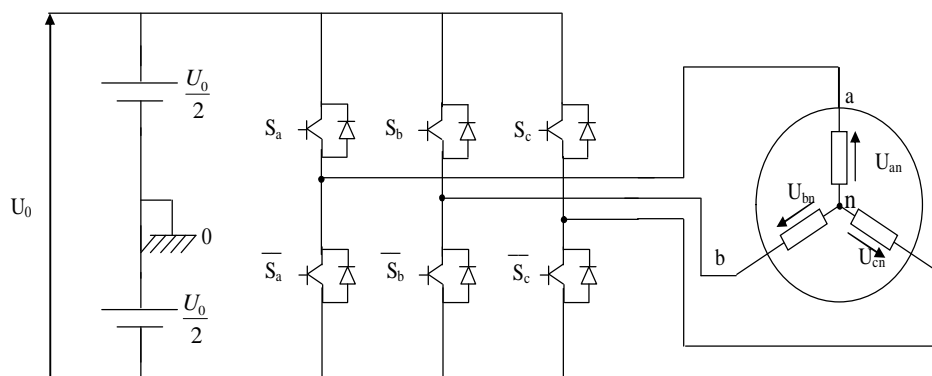
### I.10. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et à fréquences variables à partir d'un réseau standard (220/380 V, 50 Hz) après redressement, la tension filtrée  $U_0$  est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance [14].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne suivante:

- $S_{a,b,c}=1$  : Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $\bar{S}_{a,b,c}=0$  : Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) ouvert.

La figure (I.9) représente le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la machine (MAS)



Figure(I.9):Schéma d'un onduleur triphasé

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

- ✚ la commutation des interrupteurs est instantanée.
- ✚ la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- ✚ la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée figure (I.9) sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I-32)$$

$U_{ao}$ ,  $U_{bo}$ ,  $U_{co}$  peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continu). Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I-33)$$

$U_{an}$ ,  $U_{bn}$ ,  $U_{cn}$  ont les tensions simples de la machine et  $U_{no}$  la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I-34)$$

La substitution de (I.34) dans (I.33) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} \cdot (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I-35)$$

En remplaçant (I.35) dans (I.33), on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (I-36)$$

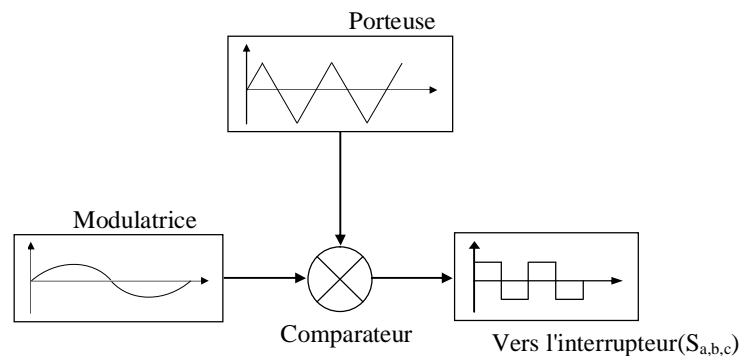
On peut écrire le système d'équation (I.36), on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteur on a :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2.S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2.S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2.S_c) \end{cases} \quad (I-37)$$

### I.10.1. Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion

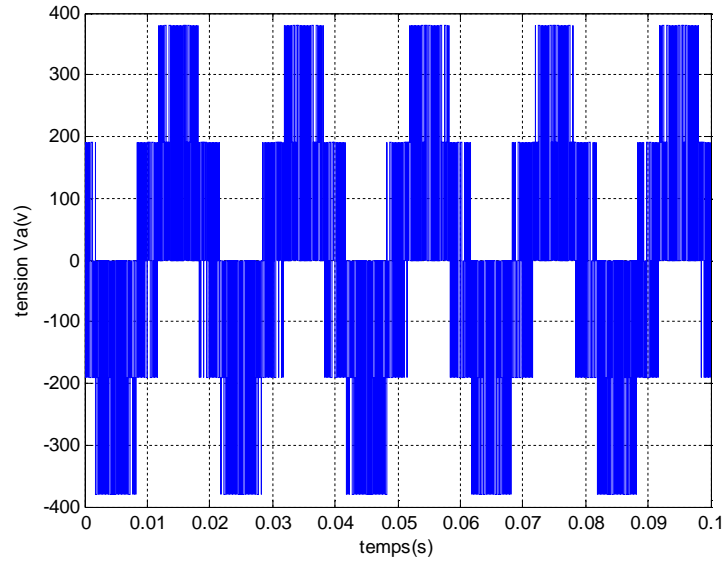
La modulation de la largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former pendant chaque alternance une tension de sortie constituée d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

La méthode de contrôle par MLI fait comparer un signal modulateur de forme sinusoïdal avec un signal porteuse de forme triangulaire, les sorties du comparateur sont connectées aux interrupteurs ( $S_{a,b,c}$ ) [12].



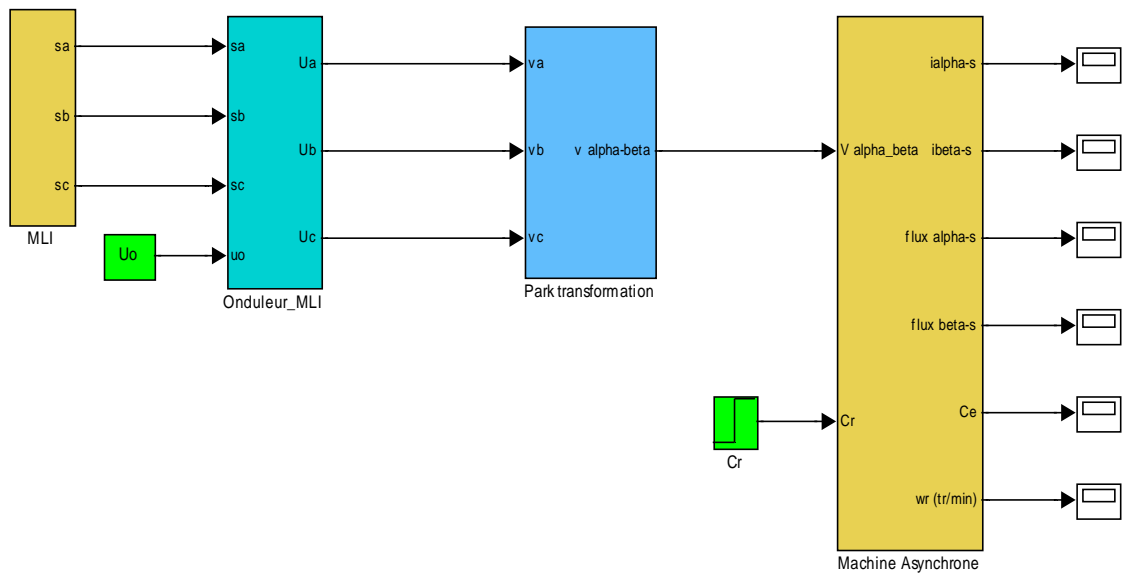
Figure(I.10): Schéma synoptique de la MLI

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI est un convertisseur statique qui permet de fournir un signal de fréquence et amplitude variable. La forme de l'onde est obtenue en comparant un signal de 50Hz avec un signal à dent de scie. La forme d'onde obtenue à la sortie est illustrée par la figure (I.11).



Figure(I.11): Forme d'onde à la sortie de l'onduleur

**I.11.Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI**



Figure(I.12): Schéma de simulation d'une MAS alimentée par un onduleur.

### I.11.1. Résultats de simulation

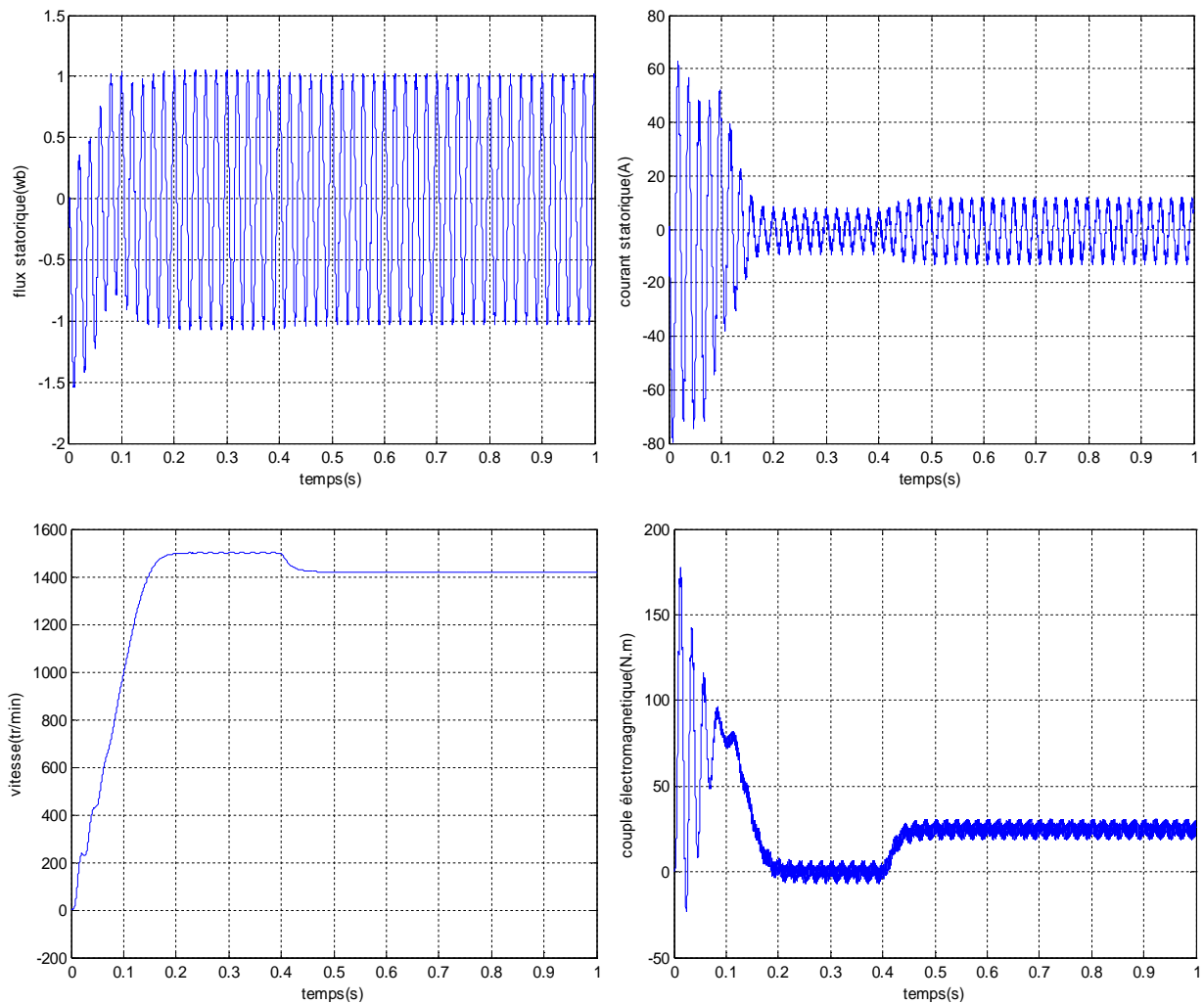


Figure (I.13): Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI ( $C_r=25\text{Nm}$  à  $t = 0.4\text{s}$ )

### I.11.2. Interprétations des résultats

La figure (I.13) montre la similitude des résultats obtenus lorsque la machine est alimentée par l'onduleur de tension. On remarque:

- Une augmentation du temps de réponse au démarrage pour la caractéristique de vitesse.
- Des oscillations du couple électromagnétique en régime permanent à cause de l'utilisation de l'onduleur à MLI qui se traduit par des harmoniques.
- Des oscillations observables sur les allures du flux statorique et du courant statorique à cause d'utilisation du convertisseur statique.

## I.12. Conclusion

Dans le premier chapitre, on a présenté la modélisation et la simulation du moteur asynchrone triphasé dans l'environnement *MATLAB/SIMULINK*. Deux types d'alimentations ont été considérés: machine alimentée directement par le réseau triphasé et par l'intermédiaire d'un convertisseur statique (onduleur). Vu que le modèle triphasé est fortement non linéaire, La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements. Les résultats de simulation obtenus montrent bien le comportement électrique et magnétique de la machine asynchrone lors du démarrage à vide et en charge. Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera l'objet du second chapitre.

Chapitre II

*Commande direct du couple  
d'une MAS*

## II.1. Introduction

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par *Takachachi* et *Depenbrok* est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques [1],[5]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [1].

La DTC ou (direct torque contrôle) est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des différents vecteurs des tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale à appliquer à chaque instant de commutation [15].

## II.2. Principes généraux de la commande DTC

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de basse instantanée, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [1].

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

- ✚ Le flux statorique réel dans le moteur.
- ✚ Le couple réel qu'il développe.
- ✚ La position du secteur.

## II.3. Stratégie de la commande DTC

La stratégie de commande de couple et de flux qui a été proposée par "*Takahashi*" est basée sur l'algorithme suivant :

- ✚ le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50 \mu s$ ).

- ✚ pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- ✚ on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- ✚ on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- ✚ on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit [16].

#### II.4. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En control de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il à une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [1], [5].

##### II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [15], [17] :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \Phi_{s0} \quad (\text{II.1})$$

Dans le cas où on appliqué un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps  $[0, T_e]$ , on aura:  $V_s \gg R_s I_s$ . Donc (II.1) peut s'écrire:

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + V_s T_e \quad (\text{II.2})$$

Donc:

$$\Delta\Phi_s = \Phi_s - \Phi_s(0) = V_s T_e \quad (\text{II.3})$$

L'équation (II.3) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique  $\Phi_s(t)$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée  $V_s$ , comme il est illustré par la Figure (II.1).

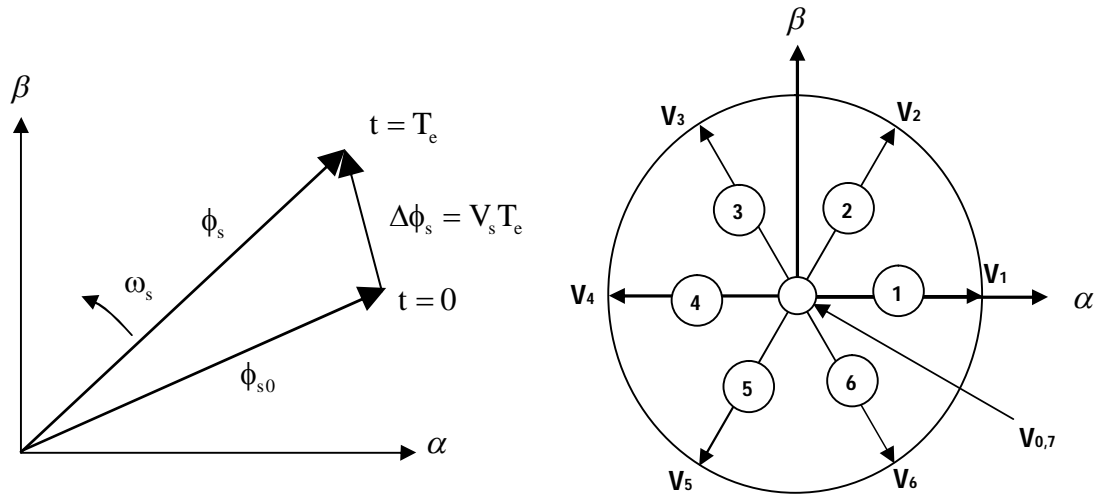


Figure (II.1): Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de  $\Phi_s$  et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position  $\Phi_s$ .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs  $V_s$ , sur les périodes de commande  $T_e$ , il est, donc, possible de fonctionner avec un module de flux  $\Phi_s$  pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de  $\Phi_s$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension  $V_s$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\Phi_s$  est donnée par sa dérivée  $\frac{d\Phi_s}{dt}$ , Ainsi la "vitesse" de déplacement de l'extrémité de  $\Phi_s$ .

Lorsqu'on néglige le terme  $R_s I_s$ , est donnée par  $V_s = \frac{d\Phi_s}{dt}$ . La vitesse de rotation de  $\Phi_s$  dépend fortement du choix de  $V_s$ ; elle est maximale pour un vecteur  $V_s$  perpendiculaire à la direction de  $\Phi_s$ , et nul si on appliqué un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

#### II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état; sa présentation dans le référentiel statorique  $(\alpha, \beta)$ , est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équations suivant [17]:

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \\ \overline{V}_r = \overline{0} = R_r \overline{I}_r + \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} - j\omega \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = L_s \overline{I}_s + M \overline{I}_r \\ \overline{\Phi}_r = L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$\overline{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{\overline{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \overline{\Phi}_s \right) \quad (\text{II.6})$$

avec:  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  étant le coefficient de dispersion, d'où (II.4) dévient

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} + \left( \frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \overline{\Phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \overline{\Phi}_s \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec la constante de temps rotorique de la machine définie comme:  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces relations montrent que:

- On peut contrôler le vecteur  $\overline{\Phi}_s$  à partir du vecteur  $\overline{V}_s$ , aux chutes de tension  $R_s \overline{I}_s$  près,
- Le flux  $\overline{\Phi}_r$  suit les variations de  $\overline{\Phi}_s$  avec une constante de temps  $\sigma T_r$ . Le rotor agit comme un filtre de constante de temps  $\sigma T_r$  entre les flux  $\overline{\Phi}_s$  et  $\overline{\Phi}_r$ . Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle  $\theta_{sr}$  entre les deux flux statorique et rotorique.  $\overline{\Phi}_r$  s'exprime par:

$$\overline{\Phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\overline{\Phi}_s}{1 + j\omega \sigma T_r} \quad (\text{II.8})$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle  $\theta_{sr} = (\overline{\Phi}_s \overline{\Phi}_r)$ , le couple s'exprime par :

$$C_{em} = K(\Phi_s * \Phi_r) = K \|\Phi_s\| * \|\Phi_r\| \sin \theta_{sr} \quad (\text{II.9})$$

Avec:

$$K = \frac{pM}{L_r L_s} = p \left( \frac{1-\sigma}{\sigma M} \right)$$

$\|\overline{\Phi_s}\|$  : module du vecteur flux stator,

$\|\overline{\Phi_r}\|$  : module du vecteur flux rotor,

$\theta_{sr}$  : angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend, donc, de l'amplitude des deux vecteurs  $\overline{\Phi_s}$  et  $\overline{\Phi_r}$  et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\overline{\Phi_s}$  (à partir de  $\overline{V_s}$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de  $\overline{\Phi_s}$  et  $\overline{\Phi_r}$ , donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande  $T_e$  de la tension  $\overline{V_s}$  est telle que  $T_e \ll \sigma T_r$  [15].

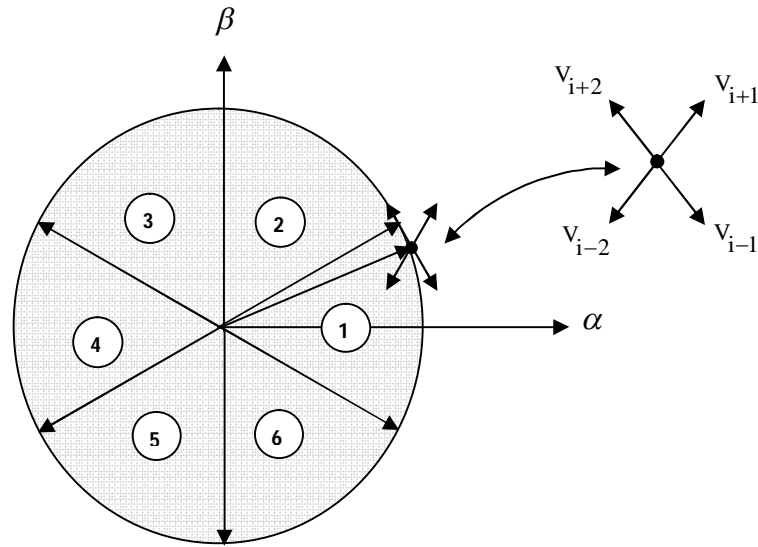
## II.5. Description de la structure de contrôle

### II.5.1. Sélection du vecteur tension $V_s$

Une sélection appropriée du vecteur tension  $V_s$  par les interrupteurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) permet de déplacer le vecteur flux  $\overline{\Phi_s}$  de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de  $V_s$  dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique  $\overline{\Phi_s}$ , du sens de rotation de  $\overline{\Phi_s}$ , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de  $\overline{\Phi_s}$  dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones ( $N=i$ ), avec ( $i=1, \dots, 6$ ), déterminées à partir des composantes du flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$  comme indiqué sur figure (II.2) [11].

Lorsque le vecteur flux  $\overline{\Phi_s}$  se trouve dans une zone numérotée  $N = i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes :

- ❖ Si  $V_2$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  croît et  $C_{em}$  croît.
- ❖ Si  $V_6$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  croît et  $C_{em}$  décroît.
- ❖ Si  $V_3$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  décroît et  $C_{em}$  croît.
- ❖ Si  $V_5$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  décroît et  $C_{em}$  décroît.
- ❖ Si  $V_0$  et  $V_7$  est sélectionné alors la rotation du flux  $\overline{\Phi_s}$  est arrêtée, d'ou une décroissance du couple alors que le module du vecteur  $\overline{\Phi_s}$  reste inchangé [13].

Figure(II.2) : Sélection du vecteur tension  $V_s$  selon la zone de fonctionnement.

Cependant l'application des vecteurs tensions  $V_s$  dépend de la position du vecteur flux de la zone  $N$ , en début de la zone  $N=1$ , les vecteurs  $V_2$  et  $V_5$ , sont perpendiculaires au vecteur flux  $\overline{\Phi_s}$ , ce qui signifie que le changement du couple est très rapide, mais l'amplitude du flux ne change pas considérablement et pour les deux vecteurs  $V_6$  et  $V_3$ , correspond un composant du couple très petit. Les variations des flux sont importantes. Le vecteur de tension  $V_s$  à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leur référence, ce que nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple [13].

### II.5.2. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteur tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit:

$$\overline{\Phi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (\text{II.10})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$ , tel que:

$$\overline{\Phi_s} = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{II.11})$$

Pour calculer les composantes  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$  du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de *Concordia*, à partir des courants  $(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})$  mesurés, soit :

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_{s\alpha} + j\mathbf{I}_{s\beta} \quad (\text{II.12})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On obtient ainsi  $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ , à partir de la tension d'entrée de l'onduleur  $U_0$  et des états de commande  $(S_a, S_b, S_c)$ , soient [18]:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Le module et la phase du flux statorique s'écrivent :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.15})$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.16})$$

### II.5.3. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation [5], [18]:

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.17})$$

### II.5.4. Elaboration du vecteur de commande

#### II.5.4.1. Correcteur de flux

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la fig (II.3). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne ( $C_{flx}$ ), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $C_{flx}=1$ ) ou diminuée ( $C_{flx}=0$ ) de façon à maintenir [17] :

$$\left| (\Phi_s)_{ref} - \Phi_s \right| \leq \Delta\Phi_s \quad (\text{II.18})$$

Avec :  $(\Phi_s)_{ref}$  est le flux de référence,

$\Delta\Phi_s$  est la largeur d'hystérésis du correcteur.

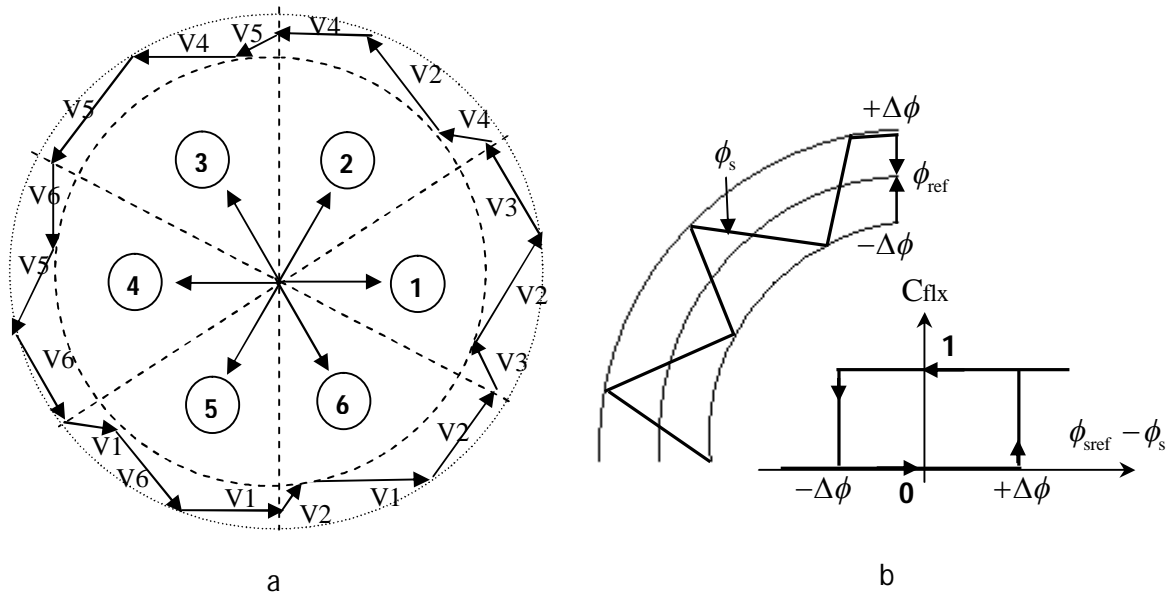


Figure.(II.3): Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.

On peut écrire alors:

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0
 \end{cases}
 \quad \text{et} \quad
 \begin{cases}
 d\Delta\phi_s / dt > 0 \\
 d\Delta\phi_s / dt < 0
 \end{cases}
 \quad (II.19)$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi_s$  entre le flux de référence  $\phi_{ref}$  et le flux estimé  $\hat{\phi}_s$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (II.3.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur  $C_{flx} = +1$  pour augmenter le flux ( $C_{flx} = 0$  pour le réduire); cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

Ainsi, seul les vecteur  $V_{i+1}$  ou  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique  $\phi_s$ . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur flux  $\phi_s$ . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur [19].

#### II.5.4.2. Correcteur de couple

On définit l'erreur sur le couple, noter  $\zeta_{cem}$ , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée [17], [20].

$$\zeta_{cem} = |C_{emref} - C_{em}|$$



Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$\left| C_{emref} - C_{em} \right| \leq \Delta C_{em} \quad (\text{II.20})$$

Avec:  $C_{emref}$  est le couple de référence,

$\Delta C_{em}$  est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

-  un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
-  un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

#### II.5.4.2.1. Correcteur à deux niveaux

Le comparateur à deux niveaux diffère du précédent par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seul les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple et uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls.

Par contre, pour tourner la machine dans l'autre sens se correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques [1], [2].

#### II.5.4.2.2. Correcteurs à trois niveaux

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne  $C_{cpl}$ . figure(II.4) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl}=1$ ), pour une consigne positive et ( $C_{cpl}=-1$ ), pour une consigne négative, ou diminuée ( $C_{cpl}=0$ ). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs  $\bar{V}_{i-1}$  ou  $\bar{V}_{i-2}$  ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

En introduisant l'écart  $\Delta C_e$  entre le couple électromagnétique de référence  $C_{ref}$  et celui estimé  $\hat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur  $C_{cpl} = 1$ , pour augmenter le couple,  $C_{cpl} = -1$ , pour le réduire et dans le cas  $C_{cpl} = 0$ , pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{C_e}$  autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [19].

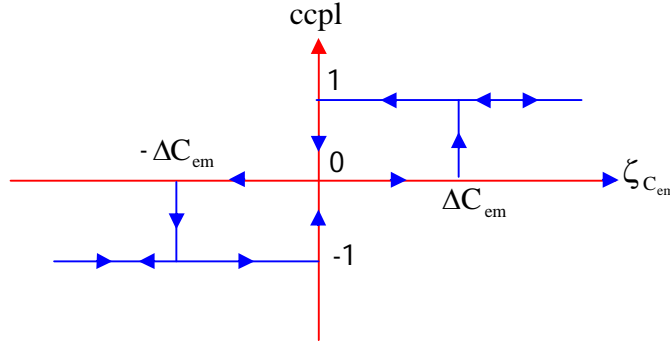


Figure (II.4): Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1 \end{array} \right. \quad (\text{II.21})$$

En introduisant l'écart  $\Delta C_e$  entre le couple électromagnétique de référence  $C_{ref}$  et celui estimé  $\hat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux figure (II.4), celui-ci génère la valeur  $C_{cpl} = 1$ , pour augmenter le couple,  $C_{cpl} = -1$ , pour le réduire et dans le cas  $C_{cpl} = 0$ , pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{C_e}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [19].

L'utilisation du correcteur permet une décroissance rapide du couple. Par exemple, on peut appliquer les vecteurs  $V_{i-1}$  ou  $V_{i-2}$ . Si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique), le flux  $\phi_r$  rattrapera d'autant plus vite le flux  $\phi_s$  que ce dernier ne se contente pas seulement de " l'attendre: cas de l'application des vecteurs nuls, par contre dans le sens inverse de rotation de  $\phi_s$  [19].

### II.5.5. Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables  $C_{\text{flx}}$ ,  $C_{\text{cpl}}$  et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique  $\overline{\Phi}_s$ . Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique [13].

N		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR	
Cflx = 1	Ccpl = 1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	2 NIVEAUX	
	Ccpl = 0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>		
	Ccpl = -1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	3 NIVEAUX	
Cflx = 0	Ccpl = 1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	2 NIVEAUX	
	Ccpl = 0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>		
	Ccpl = -1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	3 NIVEAUX	

Tableaux (II.1) : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V<sub>0</sub> ou V<sub>7</sub>. La rotation du flux est arrêtée est cela entraîne une décroissance du couple C<sub>e</sub>. On choisit alternativement V<sub>0</sub> et V<sub>7</sub> de manière à diminuer le nombre de commutations de l'onduleur.

La figure (II.5) représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone. Le choix judicieux des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC.

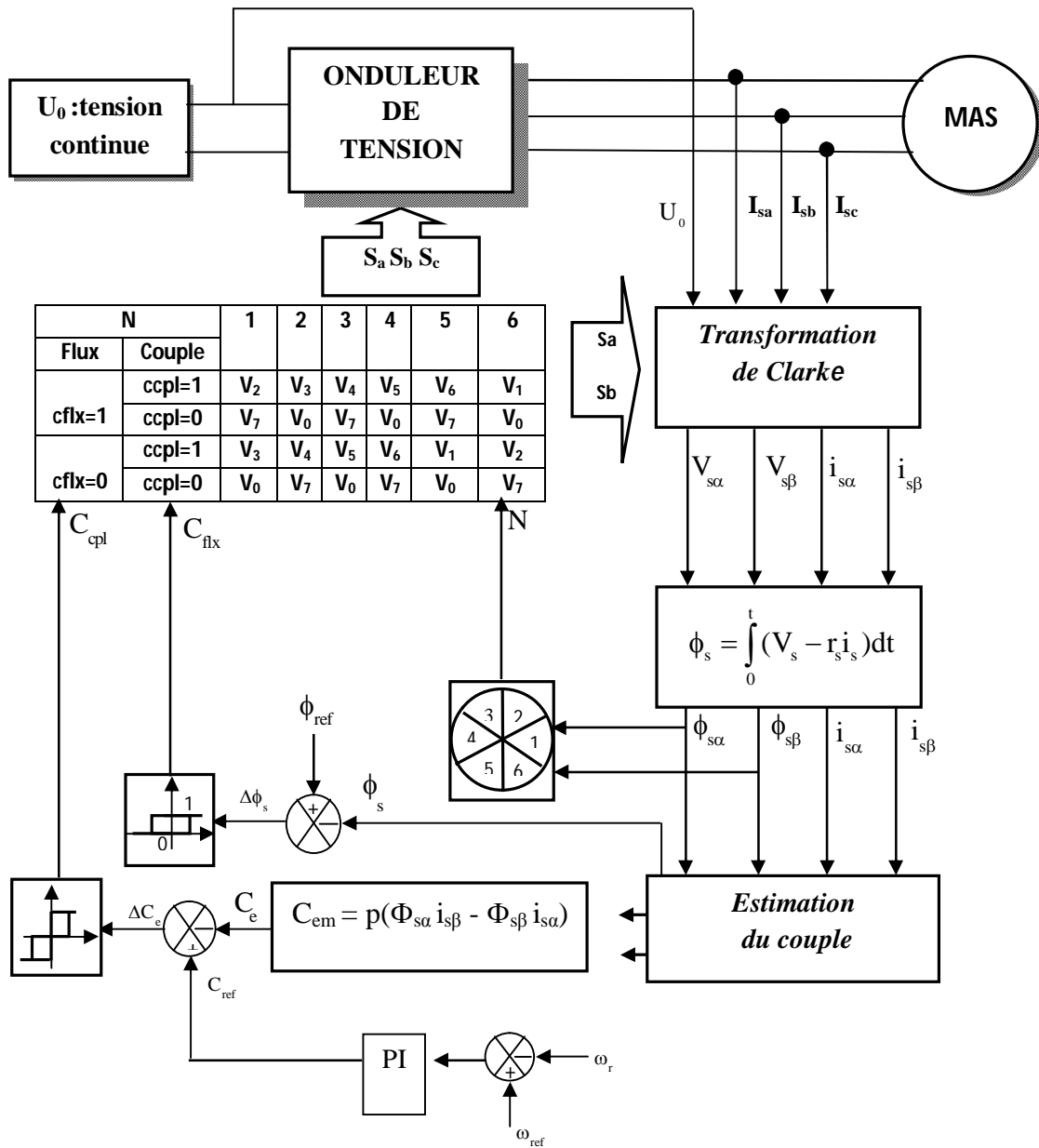


Figure (II.5): Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.

## II.6. Régulateur utilisé dans la commande directe du couple

Le régulateur de type IP a été appliqué pour la commande des machines à induction en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est représentée par la figure (II.6).

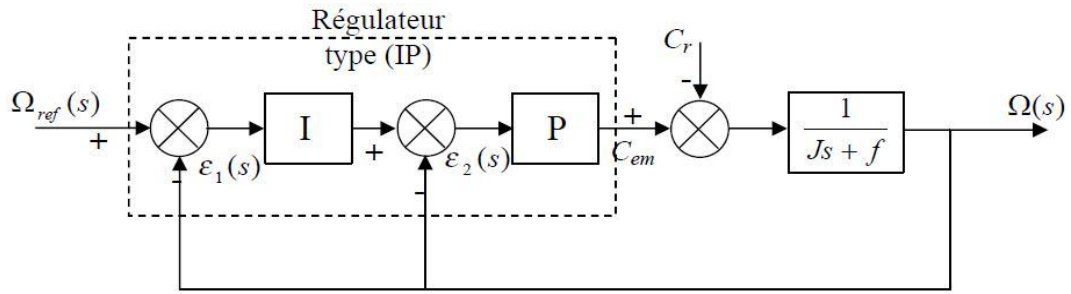


Figure (II.6) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI.

Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel-Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{J}{K_p K_i} S^2 + \frac{K_p + f}{K_p K_i} S + 1} \tag{II. 22}$$

Par identification à un système du second ordre (II.21), on obtient les relations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_p K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + f}{K_p K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad \begin{cases} K_p = 2J\xi\omega_n - f \\ K_i = \frac{J\omega_n^2}{K_p} \end{cases}$$

Pour calculer  $K_p$  et  $K_i$ , on choisit  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$  et  $\omega_n = 157\text{rad/s}$ , ce qui donne :

$$\begin{cases} K_p=15.54 \\ K_i=111.03 \end{cases}$$

**II.7.schéma de simulation**

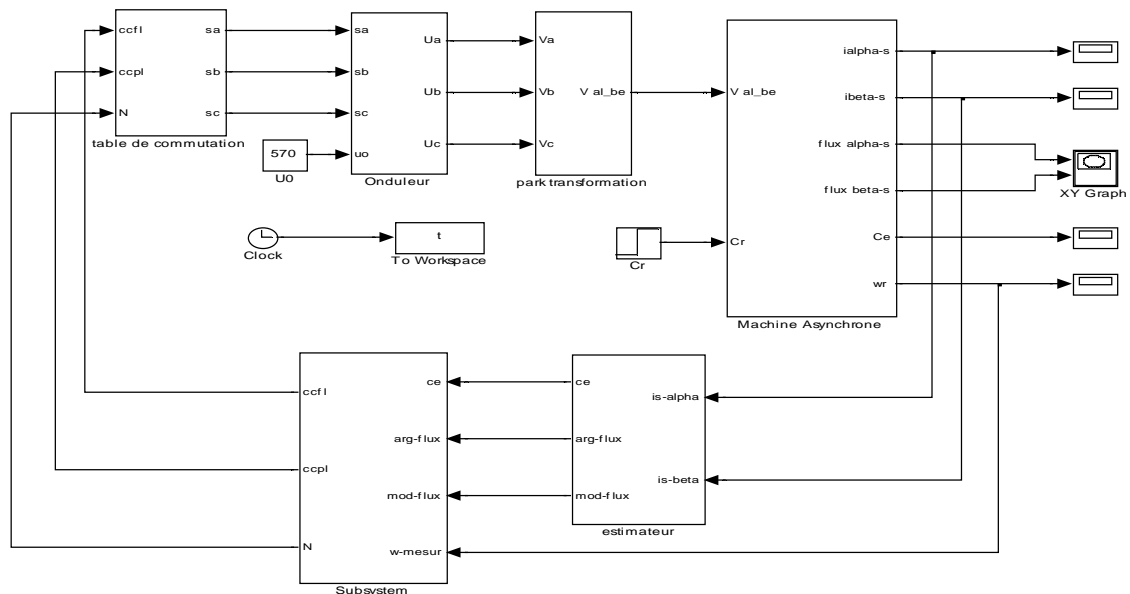


Figure (II.7): Schéma block de la DTC

## II.8. Résultats de simulation

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe et l'outil utilisé est l'environnement *Matlab/Simulink*.

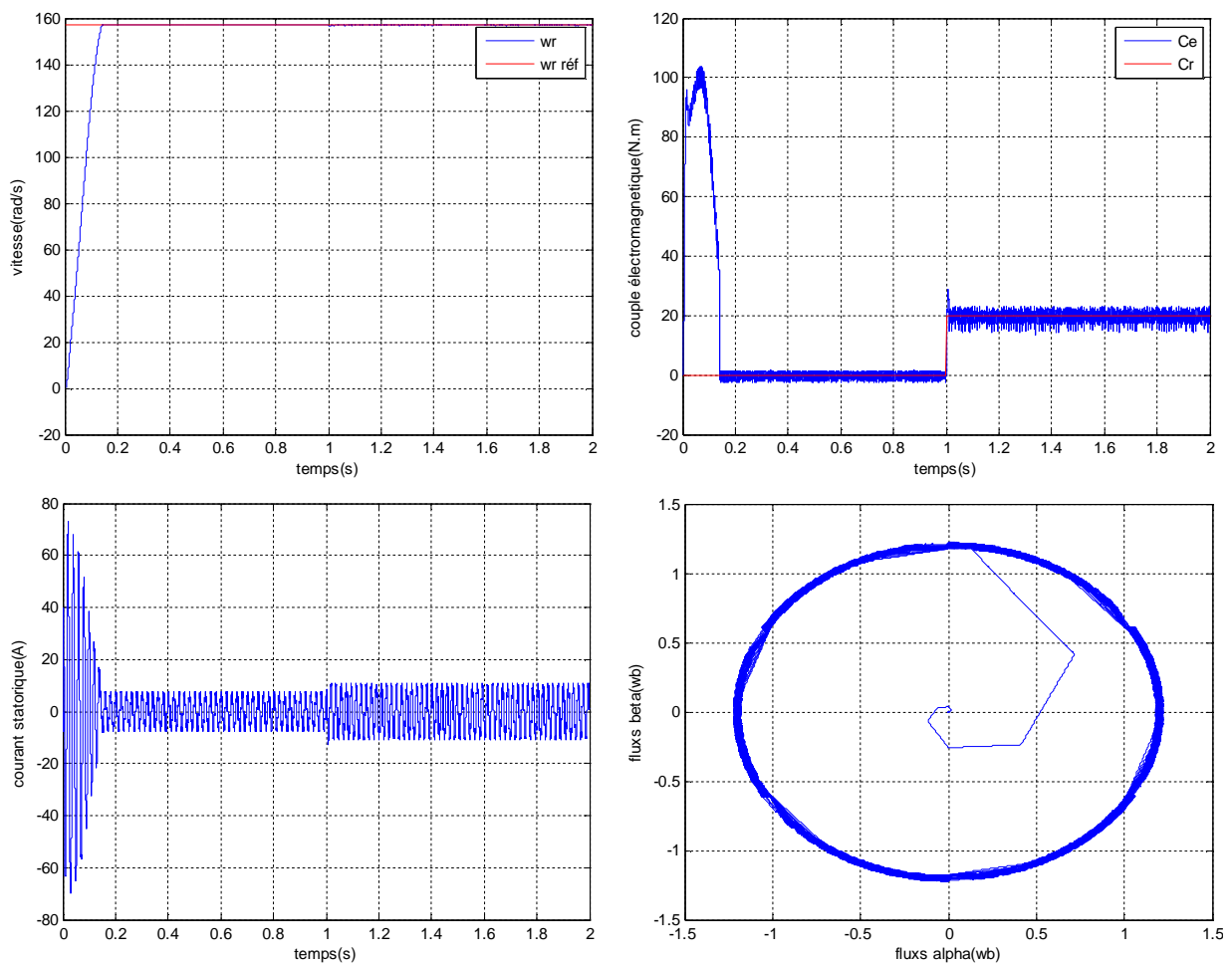
La simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

1. La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à  $\pm 0.01$  N.m, et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.02$  wb,  $\Phi_{s(\text{réf})} = 1,2$  wb.

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle directe du couple de la machine asynchrone par un régulateur PI.

On a simulé trois régimes transitoires: un démarrage à vide, une introduction d'un couple de charge à l'instant  $t=1$ s, une inversion du sens de rotation de la vitesse à  $t=1$ s, et enfin on a testé la robustesse de la commande vis-à-vis des paramètres clés de la machine qui sont la résistance rotorique  $R_r$  et le moment d'inertie  $J$ .

### II.8.1. Commande avec boucle de vitesse



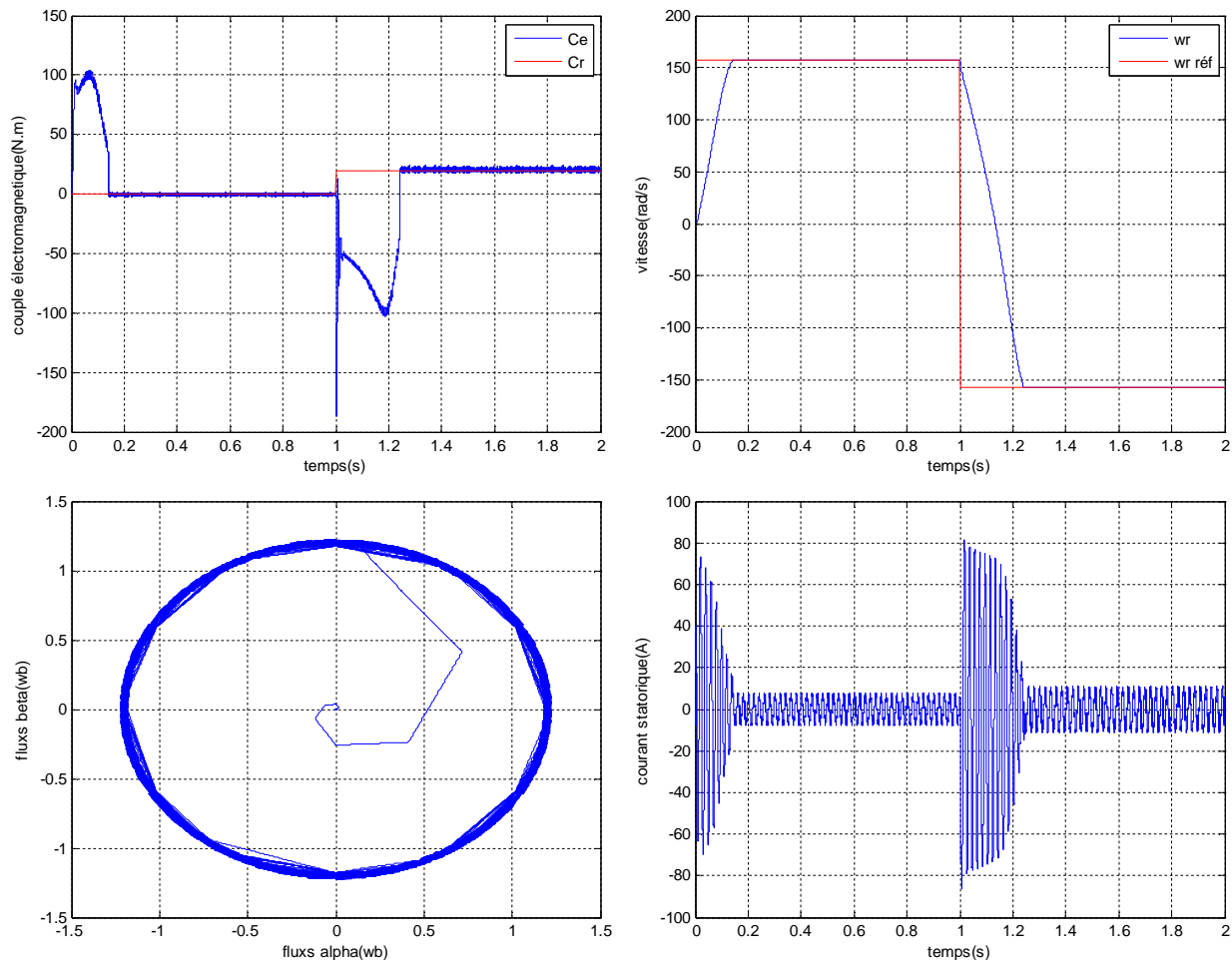
Figure(II.8): Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC

La figure (II.8) représente les résultats de simulation obtenus en utilisant le modèle du contrôle direct du couple DTC en considérant que la machine est en fonctionnement en charge à l'instant  $t=1s$  avec un couple de 20 N.m.

La figure (II.8) montre la réponse du système de contrôle à l'application d'une charge de 20 N.m, et une vitesse de référence de 157 rad/s. Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la commande direct du couple DTC.

### II.8.2. Inversion du sens de rotation

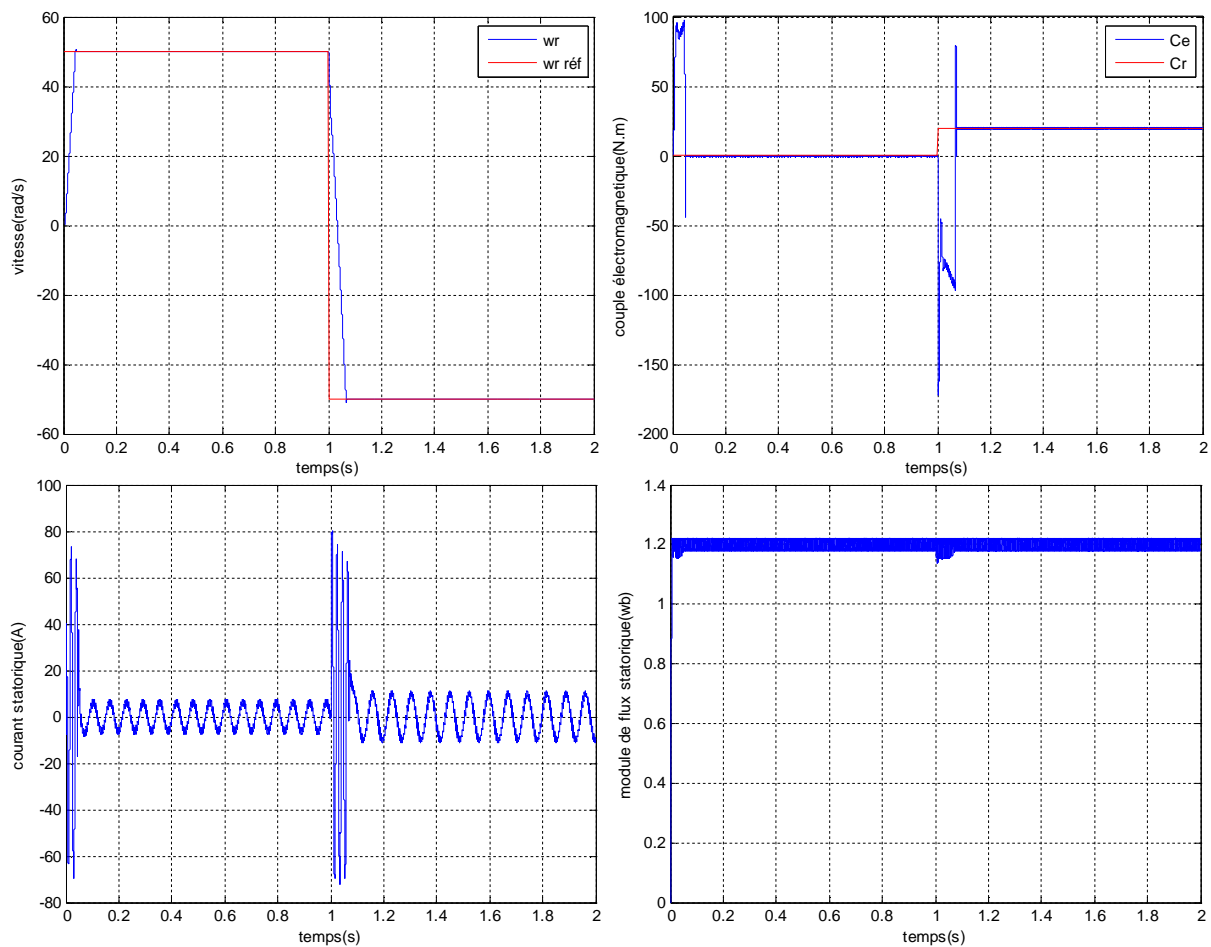


Figure(II.9): Réponses du système pour une inversion de la vitesse.

Afin de tester la robustesse du contrôle directe du couple vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de (157 rad/s à -157 rad/s) à l'instant  $t=1s$  après un démarrage à vide. A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (II.9) que la poursuite en vitesse s'effectue mais avec un dépassement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de se stabiliser. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

### II.8.3. Teste de la DTC à base vitesse

Les simulations sont effectuées en fonctionnement à basses vitesses est cela par l'application à la consigne de vitesse les variations de +50 rad/s à -50 rad/s à  $t=1s$ . Cependant, on introduisant à l'instant  $t=1s$  un couple de 20 N.m après un démarrage à vide. (figure II.10).

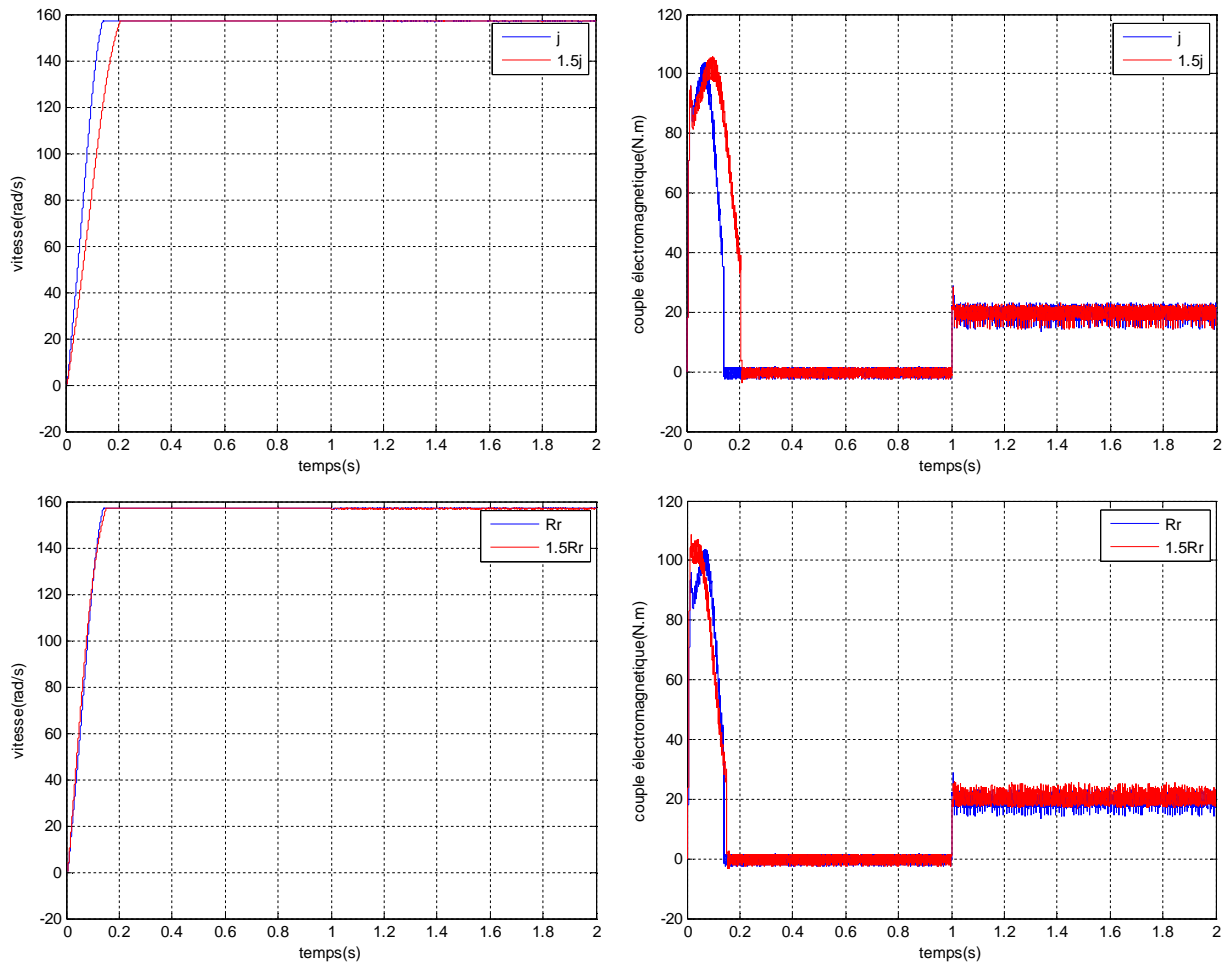


Figure(II.10): Résultat de simulation du DTC à base vitesse.

### II.8.4. Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques

La figure (II.11) montre les réponses dynamiques de la machine lors de la variation paramétrique de la machine est cela en considérant une variation de la résistance rotorique ainsi que le moment d'inertie.

On note que d'après les résultats de simulation, obtenus pour différentes valeurs de  $R_r$  et  $J$ , qu'une augmentation de 50% de la résistance et du moment d'inertie entraîne une augmentation du temps de réponse de la vitesse. Pour la dynamique du couple électromagnétique, on note aussi le couple électromagnétique présente un pic de 100 N.m et se stabilise à ça valeur de référence imposée, la vitesse de rotation présente aussi une légère augmentation due à l'augmentation du moment d'inertie et se stabilise à sa référence imposée.



Figure(II.11): Robustesse de la commande vis-à-vis la variation des  $R_r$  et  $J$ .

## **II.9. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons décrit les principes du contrôle direct du couple de la machine asynchrone, ainsi on a présenté les résultats de simulation du contrôle direct du couple de la machine. A partir de ces résultats on peut dire que le contrôle du couple de la MAS basé sur la structure DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques (transitoire rapide). La robustesse vis-à-vis de la charge, la variation paramétrique (résistance rotorique et moment d'inertie). Les oscillations observées au niveau du couple présente l'inconvénient major de cette technique.

*Chapitre III*

*Commande DTC par régulateur  
PI-flou*

### III.1 Introduction

Les premières applications de la logique floue étaient confinées dans des domaines non techniques, comme le commerce et la gestion, et ce n'est qu'en 1974 qu'elle s'est appliquée en automatique par *Mamdani* qui a commencé par la réalisation du premier contrôleur flou. Dans cette première section, nous traitons deux notions fondamentales : la logique floue et flous et les sous-ensembles.

La logique floue a vu le jour après la logique booléenne. Cette dernière est basée sur le principe que toute proposition ne peut être que vraie ou fausse (tout ou rien), et pourtant la pensée humaine est beaucoup plus complexe et plus nuancée qu'un ensemble rigide de lois car, pour un être humain, le mot "rien" n'est pas tout à fait blanc ou noir, on trouve dans notre langage habituel "assez grand, presque chaud, pas chaud...etc". Alors, les propositions nécessitent un élargissement à la logique classique.

Dans ce chapitre, nous allons voir comment introduire cette théorie pour un réglage de vitesse de la machine asynchrone, et nous allons traiter tous les détails concernant: le type du régulateur à choisir, ainsi que les règles floues et les fonctions d'appartenances.

### III.2 La théorie de la logique floue

Le terme «logique floue» à deux aspects :

- Le première correspond à tous les développements concernant la théorie des ensembles flous.
- Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites.

Afin de connaître le principe fondamental de la logique floue, on introduit un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles «jeune», «entre deux âges» et «âgé». Pour le cas de la logique classique (logique de boucle) qui admet deux valeurs 0 ou 1, la classification pourrait se faire comme dans la figure (III.1). Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérées comme appartenir à l'ensemble «âgé».

Cependant une telle logique de classification n'est même pas logique car la question qui se pose : pourquoi une personne âgée de 50 ans doit être considérée comme appartenant à l'ensemble «âgé»? En réalité un tel passage ce fait progressivement et individuellement. En autre lors de la classification par logique classique on ne prend pas en considération des personnes situées dans la zone « entre deux âges».

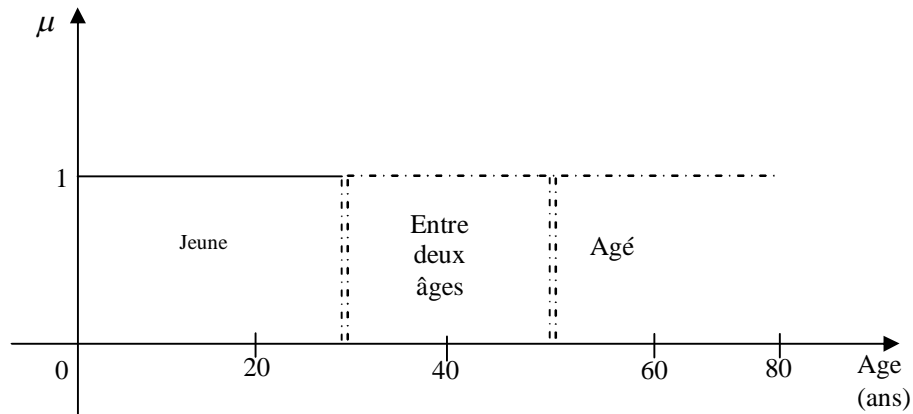


Figure (III.1) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la figure (III.2).

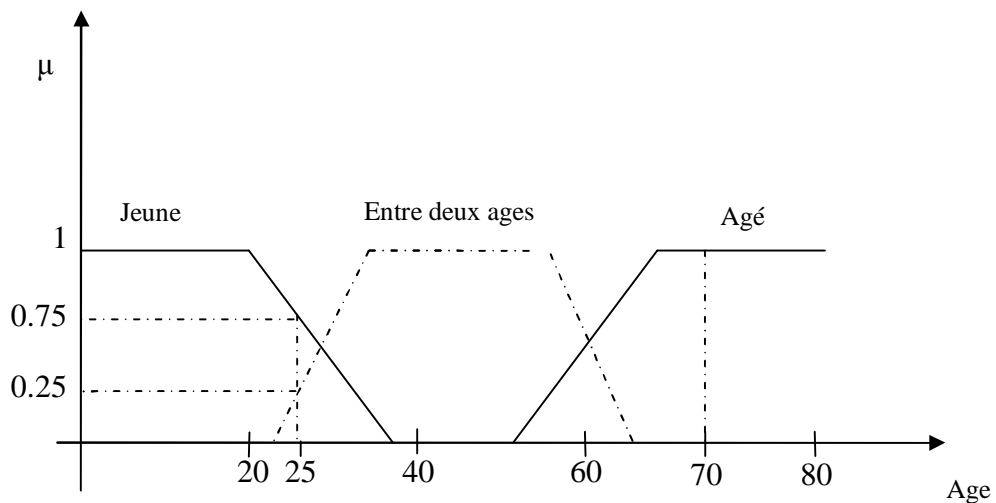


Figure (III.2) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

Une personne de 25 ans appartient à l'ensemble «jeun» avec une valeur de la fonction d'appartenance  $\mu = 0.75$  et à l'ensemble «entre deux âges» avec  $\mu = 0.25$  par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur  $\mu = 1$  à l'ensemble «âgé».

### III.2.1 Ensembles flous

Si on désigne par  $F$  un ensemble flou dans un univers de discours  $U$ , cet ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_F$  qui prend des valeurs entre 0 et 1 à la différence pour l'ensemble booléen qui prend deux valeurs 0 ou 1 (figure (III.3)).

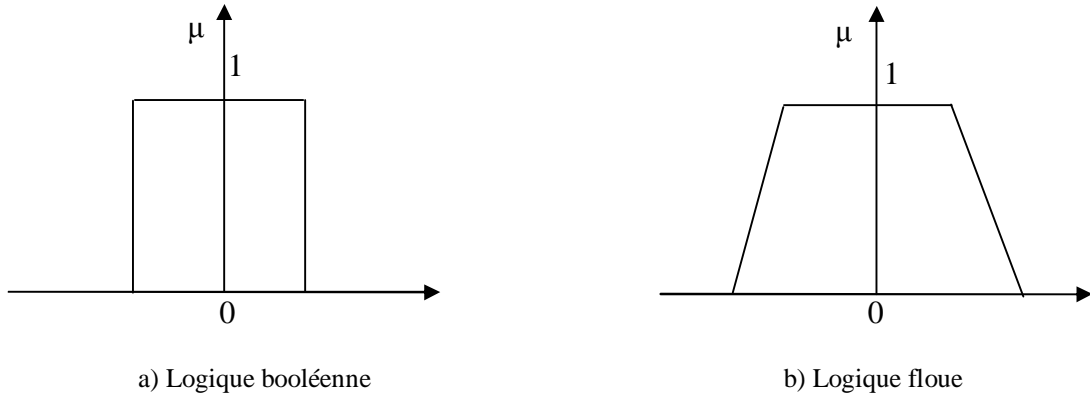


Figure (III.3) Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.

Pour la logique floue, la fonction d'appartenance peut être écrite sous la forme:

$$\mu_F: U \rightarrow [0, 1]$$

$$F = \{(u, \mu_F(u)), u \in U\}$$

On peut avoir une autre forme de  $F$  comme:

$$\begin{cases} F = \int \frac{\mu_F(u)}{u} & \text{si } U \text{ est continu} \\ F = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_F(u_i)}{u_i} & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

- **Support:** le support de l'ensemble flou  $F$  est l'ensemble numérique de tous les points  $u$  dans  $U$  tel que  $\mu_F(u) > 0$ .
- **Point de croisement:** on appelle un point de croisement, l'élément  $u$  de  $U$  tel que  $\mu_F(u) = 0.5$ .
- **Singleton flou:** si le support de l'ensemble flou contient un seul point  $u \in U$  tel que  $\mu_F = 1$ , on dit qu'il est un singleton flou.

### III.2.2 Caractéristique d'un sous ensemble flou

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou  $E_1$  de  $U$  les plus utilisés pour décrire sont celle qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de  $U$  [21].

### III.2.2.a) Support

Le support de  $E_1$  est l'ensemble des éléments de  $U$  appartiennent, au moins un peu à  $E_1$ . le support de  $E_1$ , noté  $\text{supp}(E_1)$ , est la partie  $U$  sur la quelle la fonction d'appartenance de  $E_1$  n'est pas nulle:  $\text{Supp}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\}$

### III.2.2.b) Hauteur

La hauteur de  $E_1$  est le plus fort degré avec lequel un élément de  $U$  appartient à  $E_1$ . La hauteur, notée  $h(E_1)$ , du sous ensemble flou  $E_1$  de  $U$  est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance:  $h(E_1) = \sup_{x \in U} \mu_A(x)$

On utilise souvent des sous ensemble flous normalisés. C'est-à-dire pour lesquels il existe au moins un élément de  $U$  appartient de façon absolue (avec un degré 1) à  $E_1$ . Le sous ensemble flou  $E_1$  de  $U$  est normalisé si sa hauteur  $h(E_1)$  est égal à 1.

### III.2.2.c) Noyau

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de  $U$  typique de la propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue  $E_1$ . Dont l'ensemble est appelé le noyau de  $E_1$ . Le noyau de  $E_1$ , noté  $\text{noy}(E_1)$ , est l'ensemble des éléments de  $U$  pour lesquels fonction d'appartenance de  $E_1$  vaut 1.

$$\text{noy}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$$

### III.2.2.d) Cardinalité

Lorsque  $U$  est fini, on caractérise également le sous ensemble flou  $E_1$  de  $U$  par sa cardinalité, qui indique le degré global avec lequel les éléments de  $U$  appartiennent à  $E_1$ .

## III.2.3 Fonction d'appartenance

La fonction d'appartenance  $\mu$  comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble  $E_1$  de  $T(X)$  et à la variable  $X$ , dont l'ensemble des valeurs possible est  $T(X)$ . Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable  $u$  ait la qualité associée au sous-ensemble  $E_1$ . Elle est utilisée pour faire le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenances  $\mu$ , une valeur déterminée pour la variable  $X$  sera désignée par facteur d'appartenance. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance a s'avoir [22]:

## a) Fonction triangulaire (figure III.4.a)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

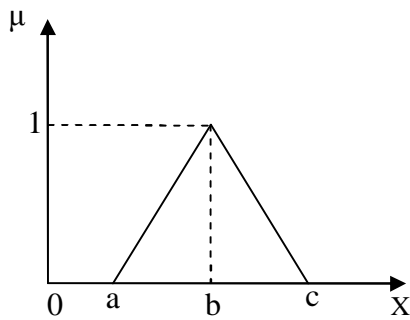
## b) Fonction d'appartenance trapézoïdale (figure III.4.b)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

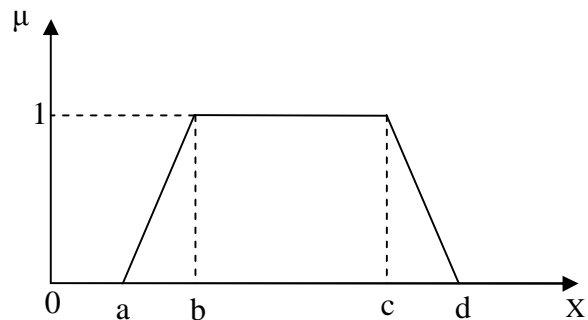
## c) Fonction d'appartenance gaussienne (figure III.4.c)

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[ - \left( \frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad -\infty < x < +\infty \quad (\text{III.4})$$

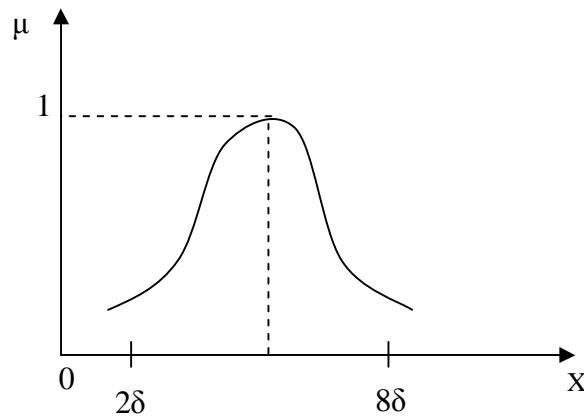
La figure (III.4) représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance.



a) Forme triangulaire



b) Forme trapézoïdale



c) Forme gaussienne

Figure (III.4) Différentes formes de la fonction d'appartenance.

### III.2.4 Variable linguistique

Une variable linguistique représente un état dans le système flou, sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel. Chaque variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que:  $(x, T(x), u)$  ou:  $x$ : le nom de variable,  $T(x)$ : ensemble de termes de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de  $x$  dont chaque valeur est un sous-ensemble flou défini dans  $U$  et  $U$ : l'univers de discours.

Comme exemple de variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de termes  $T$  (vitesse) peut être:  $T$  (vitesse) = {lente, moyenne, rapide,...}. Ou chaque termes dans  $T$  (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours  $U=[0,200]$  par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lente), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenances sont montrées sur la figure (III.5)

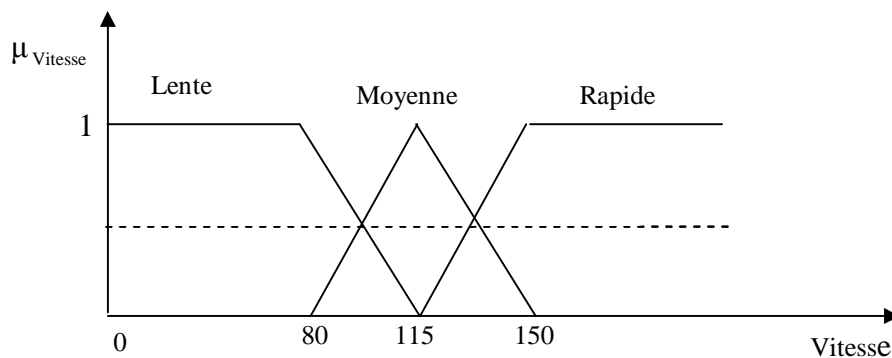


Figure (III.5) Représentation des variables linguistiques

### III.2.5 Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET ou OU. Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe l'opérateur NON qui s'appelle (complément, négation, inverse).

#### ▪ Opérateur OU (l'union)

La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cup B}$  pour l'ensemble flou  $A \cup B$  est définie comme suit:

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (\text{III.5})$$

- **Opérateur ET (l'intersection)**

La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cap B}$  pour l'ensemble flou  $A \cap B$  est définie comme suit:

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (\text{III.6})$$

- **Opérateurs NON (complément)**

On définit la fonction d'appartenance  $\mu_{\bar{A}}$  pour l'ensemble flou  $\bar{A}$  par:

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (\text{III.7})$$

- **Produit cartésien**

Soit  $A_1, \dots, A_n$  des ensembles flous, dans les univers de discours  $u_1, \dots, u_n$  respectivement. Le produit cartésien de  $A_1, \dots, A_n$  est un ensemble flou dans l'univers de discours  $u_1 \cdot u_2 \cdot \dots \cdot u_n$  dont sa fonction d'appartenance est exprimée par:

$$\mu_{A_1 \cdot A_2 \cdot \dots \cdot A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \min\{\mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n)\} \quad (\text{III.8})$$

ou :

$$\mu_{A_1 \cdot A_2 \cdot \dots \cdot A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \mu_{A_1}(u_1) \cdot \dots \cdot \mu_{A_n}(u_n)$$

- **Relation floue**

Une relation floue est un ensemble flou dans les univers de discours  $u_1, \dots, u_n$ . Elle est exprimée comme suit:

$$R_{u_1 \cdot u_2 \cdot \dots \cdot u_n} = \left\{ \left( (u_1, \dots, u_n), \mu_{R(u_1, \dots, u_n)} \right) / (u_1, \dots, u_n) \in u_1, \dots, u_n \right\} \quad (\text{III.9})$$

- **La composition sup-star**

Soit R et S deux relations floues dans les univers de discours  $U \times V$  et  $V \times W$  respectivement, la composition de R et S est une relation floue notée ROS telle que:

$$ROS = \left\{ \left[ (u, w), \sup\left(\mu_{R(u,v)} * \mu_{S(v,w)}\right) \right] / u \in U, v \in V, w \in W \right\} \quad (\text{III.10})$$

Avec:  $\sup$  est un opérateur appartient à la norme triangulaire T-norme

### III.2.6 Logique floue et raisonnement approximatif

Règle compositionnelle sup-star pour inférence: Si R est une relation floue dans  $U \times V$  et si x est un ensemble flou dans U, alors la règle compositionnelle "sup-star" pour l'inférence affirme que l'ensemble flou y dans V peut se déduire par:  $y = \text{XOR}$

Où: XOR représente sup-star composition.

### III.2.7 Implication floue

L'implication floue est un opérateur qui a pour but d'évaluer un degré de vérité d'une règle R sous la forme: si x est A alors y est B. Cette évaluation est donnée à partir des valeurs de la prémisse et celle de la conclusion.

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.11})$$

Où: I est un opérateur d'implication.

### III.3. Contrôle à logique floue

L'idée principale de la commande logique floue est la règle de la commande linguistique. Qui peut prendre plusieurs formes. Cependant, elle indique invariablement quelle action de commande prendre face à une condition donnée. Cette condition peut être une diminution ou augmentation de la grandeur à régler, comme par exemple le cas du réglage de la vitesse d'une machine électrique.

La condition peut être une augmentation ou une diminution de la vitesse ou du couple, face aux variations paramétriques de la machine ou une variation du moment d'inertie de la partie tournante.

Ces actions de commande peuvent avoir la forme: «si l'erreur de vitesse est assez grande», «si la variation de l'erreur est trop petite» [22].

Les variables floues dans ce cas sont l'erreur et la variation de l'erreur, la sortie est la commande c'est la tension d'alimentation. Les mots clés sont «assez grande», «beaucoup», «trop petite»...qui représentent des informations imprécises mais utiles et sont représentées par un sous ensemble flou d'un univers de discours. Une règle de commande dans ce cas est la combinaison d'une condition et d'une action.

Le contrôleur à logique floue est un algorithme de conversion d'une stratégie de commande linguistique basée sur l'expertise humain en une stratégie de contrôle automatique décrit par un ensemble de règles de contrôle flou du type:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 : \text{si } x \text{ est } A_1 \text{ et } y \text{ est } B_1 \text{ alors } Z \text{ est } C_1 \\ R_2 : \text{si } x \text{ est } A_2 \text{ et } y \text{ est } B_2 \text{ alors } Z \text{ est } C_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ R_n : \text{si } x \text{ est } A_n \text{ et } y \text{ est } B_n \text{ alors } Z \text{ est } C_n \end{array} \right. \quad (\text{III.12})$$

Ces règles sont liées par le concept de l'implication floue et la règle compositionnelle "sup-star". Chaque règle de contrôle flou est représentée par une relation floue, le système flou est caractérisé par une seule relation floue qui est déterminée par la combinaison de toutes les règles floues à savoir:

$$R = \text{ALSO}(R_1, R_2, \dots, R_n) \quad (\text{III.13})$$

La structure générale d'un contrôleur à logique floue est montrée par la figure (III.6)

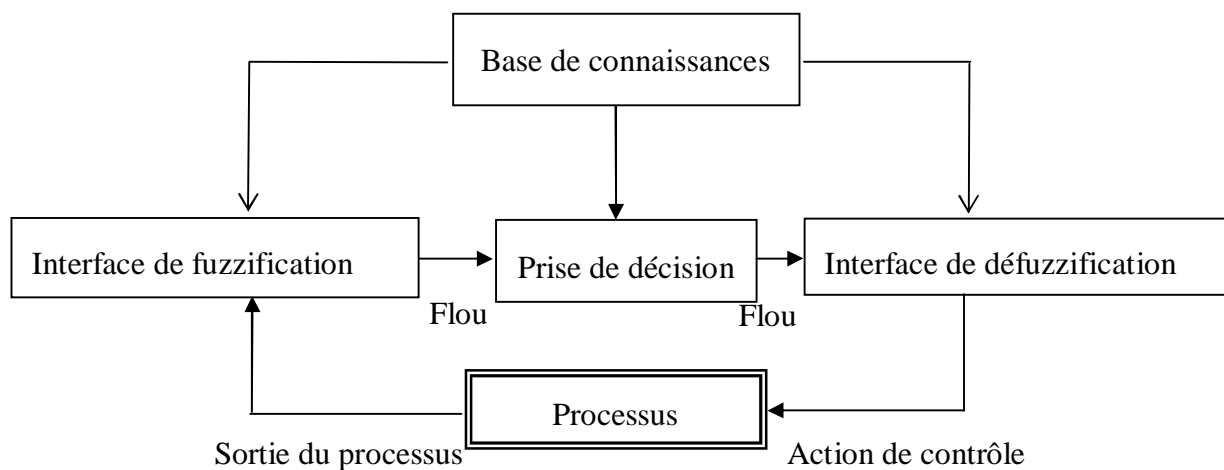


Figure (III.6): Synoptique d'un contrôleur flou [21]

### III.3.1 Interface de fuzzification

L'interface de fuzzification est un bloc qui consiste à:

- Mesurer les valeurs numériques des variables d'entrées;
- Les projeter dans l'univers de discours en utilisant un facteur d'échelle;
- Transformer ces valeurs numériques en valeurs linguistiques en utilisant des fonctions d'appartenance qui ont pour but de subdiviser l'espace d'entrée de l'univers de discours en sous ensembles flous[23].

### III.3.2 Base de connaissances

Elle contient les informations du domaine d'application et du contrôle. Elle est définie par les deux bases suivantes[23]:

#### a) Base de données

Elle fournit des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de contrôle flou ainsi que la manipulation des données dans le contrôleur flou.

## b) Base de règle

Elle caractérise le but et la politique du contrôle flou via un ensemble de règle de contrôle flou.

### III.3.3 Logique de prise de décision (moteur d'inférence)

Ce bloc représente le noyau du contrôleur flou, qui est capable de simuler les décisions humaines basées sur le concept flou et d'inférer les actions de contrôle flou par intervention de l'implication floue et des règles d'inférence.

### III.3.4 Défuzzification

La défuzzification a pour but de:

- Transformer les valeurs de la sortie situées dans l'univers du discours en valeurs réelles comprises dans le domaine de variation.
- Extraire de la sortie de vérité la valeur numérique de la sortie [24].

## III.4 Conception d'un contrôleur à logique floue

Les étapes de conception d'un contrôleur à logique floue sont les suivantes:

### III.4.1 Stratégie de fuzzification

La fuzzification est fondée sur la théorie des ensembles flous et joue un rôle essentiel pour la manipulation des données dans un contrôleur flou. Elle consiste à convertir les valeurs numériques à l'entrée du contrôleur en valeurs linguistiques via des fonctions d'appartenance et ce, par une projection de ces valeurs dans l'univers de discours  $U$  en utilisant un facteur d'échelle  $K_e$ .

On peut dire que la stratégie de fuzzification est un choix de l'univers de discours et des formes des fonctions d'appartenance.

- **Univers de discours**

L'univers de discours représente l'intervalle de variation des grandeurs d'entrée du contrôleur flou après une normalisation par un facteur d'échelle.

- **Facteur d'échelle**

Est un moyen de normalisation des grandeurs physiques dans un intervalle de  $[-1 \ 1]$ . Le facteur d'échelle doit être choisi sur la base de l'étude du système de sortie à condition que lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas être dépassé.

La figure (III.7) représente l'univers de discours normalisé avec une partition 3, 5, 7 en utilisant un facteur d'échelle.

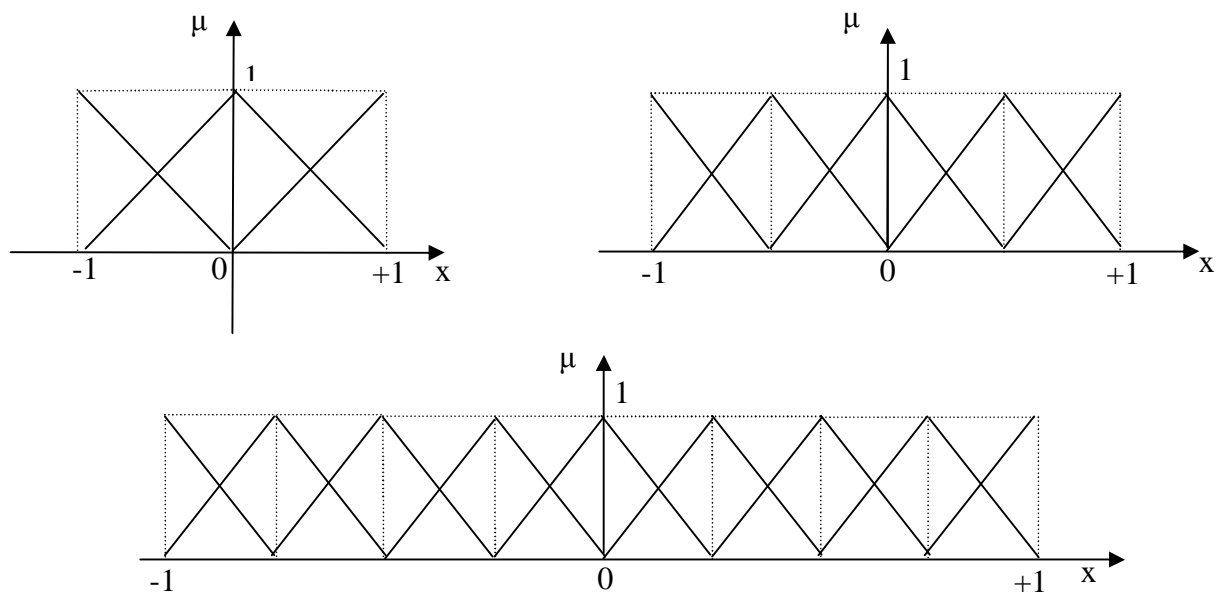


Figure (III.7) Univers de discours normalisés dans l'intervalle  $[-1, +1]$  avec une partition de 3, 5, 7 ensembles flous

#### III.4.2 Base de données

- **Normalisation:** Elle consiste à normaliser l'univers de discours  $U$  dans un intervalle bien déterminé.
- **Partition floue de l'espace d'entrée et de sortie:** C'est la division de l'univers de discours en plusieurs ensembles flous.

#### III.4.3 Base de règles

Il existe quatre possibilités pour l'exploration de la base de règles. La première est basée sur l'expertise humaine, la deuxième est fondée sur les actions de contrôle fournies par un opérateur, la troisième est l'utilisation du modèle flou du processus, la quatrième et la dernière qui est la plus récente, est basée sur un algorithme d'apprentissage pour l'élaboration des règles[25].

#### III.4.4 Inférence

Il existe deux types d'inférence:

- **Inférence à une seule règle**

C'est la comparaison de plusieurs concurrents dans une même situation et le résultat est le choix de l'optimum, ce type d'inférence n'est pas utilisé pour le contrôle flou.

- **Inférence à plusieurs règles**

Dans ce type d'inférence, la prise de décision pour une ou plusieurs variables est différente pour chacune des variables, c'est l'inférence qui est utilisée dans les problèmes de réglage et de commande par logique floue. Les variables sont, soit des variables déterministes, ou des variables floues. L'exemple de réglage de la température d'un local est cité pour bien cerner ce type d'inférence [26].

La règle est la variation de la position de la valve, ainsi l'objet de réglage est de minimiser l'écart. Pour se faire, les étapes suivantes dites règles d'inférences sont appliquées.

Si  $e > 0$  alors  $\Delta U > 0$  ou

Si  $e < 0$  alors  $\Delta U < 0$  ou

Si  $e = 0$  alors  $\Delta U = 0$

Avec  $\Delta U$ : un variable flou;  $e$ : variable linguistique

Les décisions de la sortie  $\Delta U$  sont données par expériences humaines, les règles d'inférences peuvent être représentées par la figure (III.8).

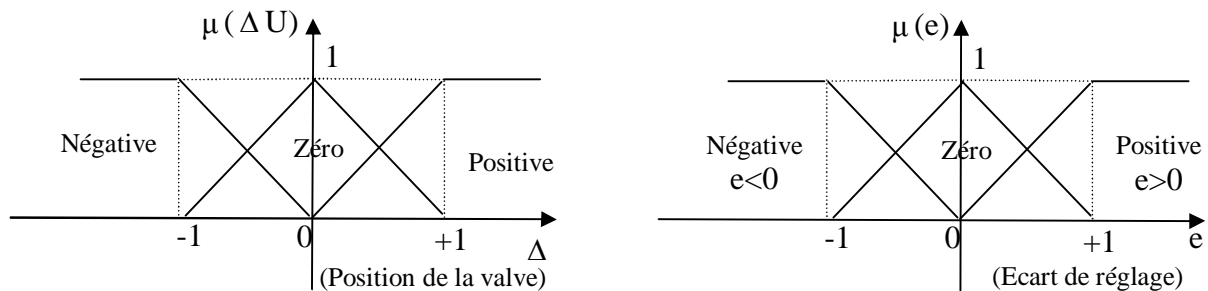


Figure (III.8) Exemple d'inférence à plusieurs règles [25]

Notons que l'inférence est le bloc essentiel ou la stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Elles liées les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrée ( $x$ ) transformées en variables floues par la fuzzification en variable de sortie ( $x^R$ ) qui est aussi une variable floue.

La formation concrète des règles d'inférence dépend évidemment du comportement statique et dynamique du système à règle et de l'organe de commande, ainsi que des buts de réglage envisagés. Sachant qu'il n'est pas possible d'indiquer des règles précises, l'expérience joue un rôle important.

- **Traitement numérique des inférences**

Après avoir établi toutes les règles d'inférence on peut les représenter par un tableau ou par une matrice. Un traitement numérique des inférences selon l'une des trois méthodes suivantes est à exécuter [22].

- 1) Méthode d'inférence max-min.
- 2) Méthode d'inférence max-prod.
- 3) Méthode d'inférence somme-prod.

Considérons un ensemble de deux règles définies par:

$R_1$  : si  $x$  est  $A_1$  et  $y$  est  $B_1$ , alors  $Z$  est  $C_1$  ou  $R_2$  : si  $x$  est  $A_2$  et  $y$  est  $B_2$ , alors  $Z$  est  $C_2$

### 1) Méthode d'inférence max-min

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type «Mamdani». Dans ce mode de raisonnement, la  $i^{\text{ème}}$  règle aboutit à la décision de contrôle:

$$\mu_{R_i} = \mu_{RM}(\alpha_i, \mu_{ei}(Z)) = \min(\alpha_i, \mu_{ei}(Z))$$

Avec  $\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$  qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est construit comme suit:

$$\mu_{RoS}(Z) = \max[\mu_{R_1}(Z), \mu_{R_2}(Z)] \quad (\text{III.14})$$

### 2) Méthode d'inférence max-prod

C'est la méthode appliquée au contrôleur dite de type «Larsen», cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la  $i^{\text{ème}}$  règle donne la décision[22]:

$$\mu_{R_i} = \alpha_i \cdot \mu_{ei}(Z)$$

Avec:  $\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par:

$$\mu_{RoS}(Z) = \max[(\mu_{R_1}(Z), \mu_{R_2}(Z))] \quad (\text{III.15})$$

### 3) Méthode d'inférence som-prod

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type «Zadeh». Elle est définie comme suit:

$\mu_{R_i} = \alpha_i \cdot \mu_{ei}(Z)$  et  $\alpha_i = \mu_{Rp}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \mu_{Ai}(x_0) \cdot \mu_{Bi}(y_0)$

$$\mu_{RoS}(Z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{R_i} \quad (\text{III.16})$$

Avec:  $m$  nombre de règle.

### III.4.5 Stratégie de défuzzification

Pour bien définir la loi de commande, le contrôleur flou doit avoir une procédure de défuzzification jouant le rôle de la conversion de la commande floue en valeur physique pour chaque état du processus. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification dont les plus utilisées sont [26]:

- Méthode du maximum;
- Méthode de la moyenne des maximums;
- Méthode du centre de gravité;
- Méthode des hauteurs pondérées.

#### 1) Méthode du maximum

Pour cette méthode, la commande est égale à la commande locale ayant la fonction d'appartenance maximale:

$$U = \text{MAX}_{z \in S} (\mu_{\text{RoS}}(Z)) \quad (\text{III.17})$$

Ou S est le support de  $\mu_{\text{RoS}}$

Dans le cas général: U est indéterminé lorsque il existe plusieurs points qui maximisent  $\mu_{\text{RoS}}(Z)$ .

Pour cette raison on fait appel à la méthode des maximums.

#### 2) Méthode de la moyenne des maximums

Cette stratégie de défuzzification génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de contrôle ayant des fonctions d'appartenance maximales. Dans le cas d'un univers de discours discret, l'action de commande est exprimée par:

$$U = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^m Z_i \quad (\text{III.18})$$

Ou:  $Z_i$  est la valeur de la commande avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale  $\mu_{\text{RoS}}(Z)$  et L: est la nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance.

#### 3) Méthode du centre de gravité

C'est la méthode la plus utilisée qui consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{\text{RoS}}(Z)$ . Dans ce contexte il suffit de calculer l'abscisse U du centre de gravité comme suite:

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i \cdot \mu_{\text{RoS}}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{\text{RoS}}(Z_i)} \quad (\text{III.19})$$

Où n: est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur. Par cette méthode, on aboutit à une solution unique.

#### 4) Méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode consiste à calculer la sortie du contrôleur en utilisant les centres de gravité  $Z^*$  de chacun des ensembles  $C_i$ .

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m Z_i^* \mu_{C_i}(Z_i)}{\sum_{i=1}^m \mu_{C_i}(Z_i)} \quad (\text{III.20})$$

Où m: est le nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie U.

### III.4.6 Structure du régulateur par logique floue

Le régulateur à logique floue possède en générale deux entrées, l'erreur « e » et la variation de l'erreur «  $\Delta e$  » pour un régime transitoire convenable et un bon réglage de la vitesse, on utilise un facteur d'échelle  $K_e$  et  $K_{\Delta e}$ ,  $K_u$ . Le domaine normalisé coïncide avec la variation maximale du signal de commande  $U_{\text{com}}$ . Pour cela on choisit une forme triangulaire pour la fonction d'appartenance distribuée de manière équidistante avec chevauchement ce qui conduit à une caractéristique linéaire ou quasi-linéaire. La distribution des fonctions d'appartenance de la variable de sortie est choisie de façon à aboutir à une caractéristique non linéaire [27].

Le bloc RLF est l'organe principal du régulateur contenant l'interface de fuzzification qui représente l'univers de discours et les variables linguistiques, puis l'inférence qui fournit l'action (la décision) de la commande, et l'interface de défuzzification qui transforme la commande floue à une commande non floue pour contrôler notre système.

À la sortie du RLC, la variable  $X_r$  est multipliée par un facteur d'échelle  $K_u$  pour fournir la variable normalisée U de la commande.

La configuration interne d'un régulateur par logique floue est donnée par la figure (III.9).

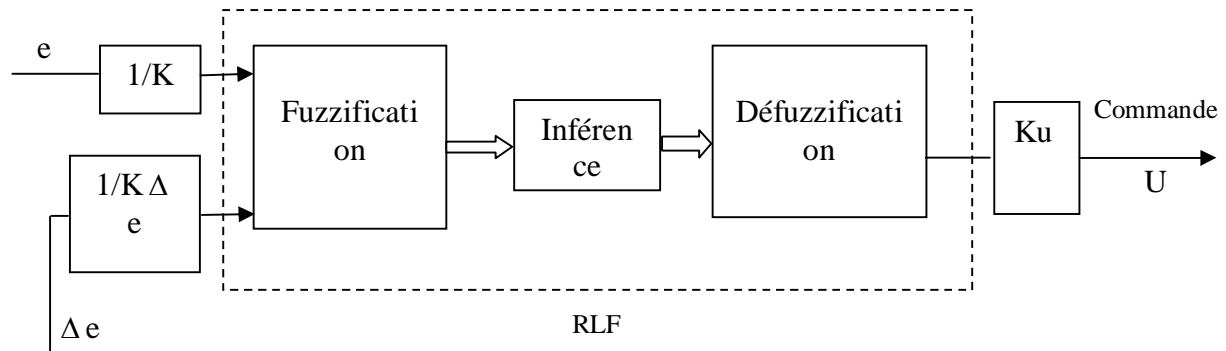


Figure (III.9) Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)

### III.5 Application de la logique floue a la commande DTC

Dans cette section nous nous intéresserons à l'application de la commande par logique floue à la machine asynchrone. Le type de régulateur est synthétisé pour le réglage de vitesse à savoir, le régulateur de *Mamdani*.

#### a) Régulateur de type de Mamdani

En 1974, *Mamdani* a présenté, pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et conçoit le premier contrôleur flou [28] [29].

Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant de règles subjectives et imprécises comme celles du langage courant qui appliquées au système, peuvent le contrôler. L'obtention de ces règles auprès des experts qui connaissent bien le système, est facile. *Macvicar* et *whelan* ont fait une analyse sur les bases de règles de *King* et *Mamdani* et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants [28]:

- Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.
- Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

#### b) Synthèses du régulateur

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par *Mamdani* pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure suivante:

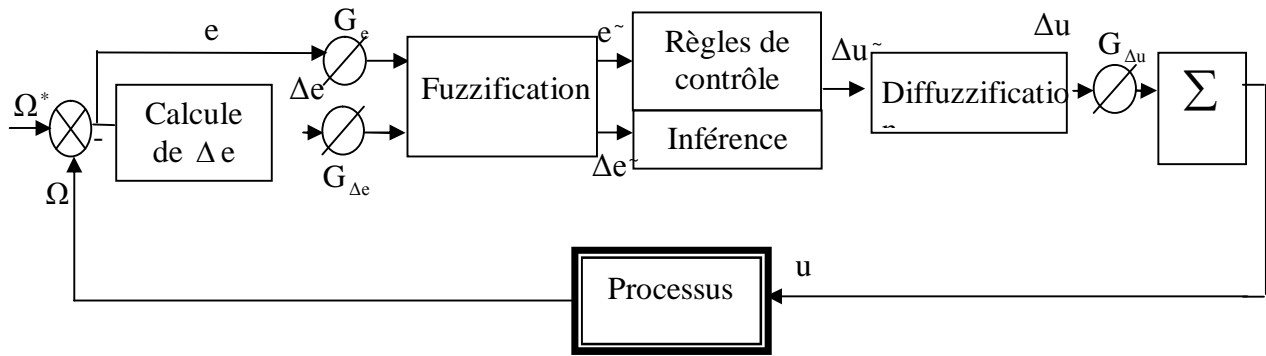


Figure (III.10): Schéma bloc de régulation à contrôleur flou

D'après ce schéma, le système est composé :

- D'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps ( $\Delta e$ ).
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de la commande ( $\Delta u$ ).
- Des règles du contrôleur flou.
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.
- D'un bloc sommateur.

Le succès des algorithmes flous dans les systèmes industriels complexes est au choix de méthodes relativement pratiques, permettant avec une simplicité notable, la mise au point de tels algorithmes.

Ces méthodes permettent de formuler un ensemble de décisions en termes linguistiques, utilisant les ensembles flous pour décrire les amplitudes de l'erreur, de sa variation et de la commande appropriée. En combinant ces règles, on peut dresser des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du contrôleur correspondant aux situations d'intérêt [27].

Les facteurs d'échelle doivent être choisis sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour l'erreur et sa variation ne soit pas dépassé.

Dans le cas du réglage par logique floue, sont utilisées en générale des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance. Bien qu'ils n'existent pas de règles précises pour la définition des fonctions d'appartenance, quelques directives générales sont données, afin de conduire à un choix convenable.

- En ce qui concerne les variables d'entrée, il faut éviter des lacunes ou un chevauchement insuffisant entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet, cela provoque des zones de non-intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité du régulateur. De même, est évité un chevauchement trop important, surtout avec  $\mu = 1$  entre deux ensembles voisins.
- Pour la variable de sortie, la présence des lacunes entre les fonctions d'appartenance sont admissibles, même souhaitées, cela aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité (pour une forme rectangulaire sans chevauchement).

### III.5.1 Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation ( $u = f(e, \Delta e)$ ), par conséquent l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande  $\Delta u$  nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande  $u$ . Dans les cas simple, cette variation de la forme générale de cette loi de commande est donnée par:

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_{k+1}$$

ou:  $G_{\Delta u}$  : gain associé à la commande  $u_{k+1}$ ;  $\Delta u_{k+1}$  : variation de la commande.

L'erreur  $e$  et la variation de l'erreur  $\Delta e$  sont normalisées comme suit:

$$\begin{cases} X_e = G_e e \\ X_{\Delta e} = G_{\Delta e} \Delta e \end{cases}$$

ou:  $G_e$  et  $G_{\Delta e}$  représentent les facteurs d'échelle (normalisation), on fait varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on ait trouvé un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet se sont ces dernières qui fixeront les performances de la commande.

### III.6. Conception d'un contrôleur flou pour le réglage de la vitesse

Le choix des variables d'entrées et de sortie est la première étape à mener pour la conception d'un contrôleur flou. Les étapes suivantes sont: la normalisation de ces variables dans un domaine bien défini, la fuzzification, l'inférence et son traitement et finalement la défuzzification.

#### III.6.1 Le choix des variables d'entrées et de sortie

Pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone, nous avons choisi comme variables d'entrées l'erreur  $e$  qui est la différence entre la vitesse de référence  $\Omega^*$  imposée par l'opérateur, et la vitesse de rotation du rotor de la machine ( $e = \Omega^* - \Omega$ ).

L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente ( $\Delta e = e - e_0$ ). Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence ( $C_{em}^*$ ) est choisie.

### III.6.2 Normalisation des variables d'entrées et de sorties

La normalisation se fait par une division des variables  $e$ ,  $\Delta e$  et  $C_{em}^*$  respectivement par les coefficients  $K_e$ ,  $K_{\Delta e}$  et  $K_{C_{em}^*}$  de telle sorte qu'elles travaillent dans le domaine  $[-1 \ +1]$  pour toutes les variables.

### III.6.3 Interface de fuzzification

La fuzzification représente d'une part le choix de l'univers de discours des variables linguistique. Ce choix est généralement basé sur l'expérience de l'opérateur. D'autre part la fuzzification consiste à choisir la forme des fonctions d'appartenance. Pour une raison de simplification en vue d'avoir le même effet de réglage dans les deux sens de rotation, les fonctions d'appartenance de forme triangulaire avec intersection de 50% placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées.

Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement notées:

- NG:Négatif Grand
- NM:Négatif Moyen
- NP:Négatif Petit
- EZ:Environ Zéro
- PP:Positif Petit
- PM:Positif Moyen
- PG:Positif Grand

La représentation de ces ensembles flous est donné par la figure (III.11-12)

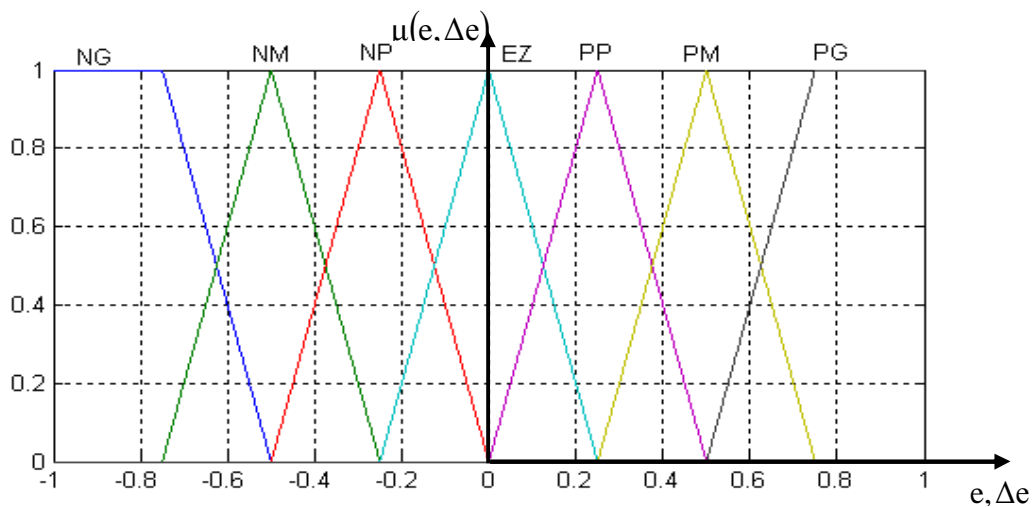


Figure (III.11): Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques pour l'erreur et la variation de l'erreur

La variable de sortie normalisée entre  $[-0.2 \ 0.2]$

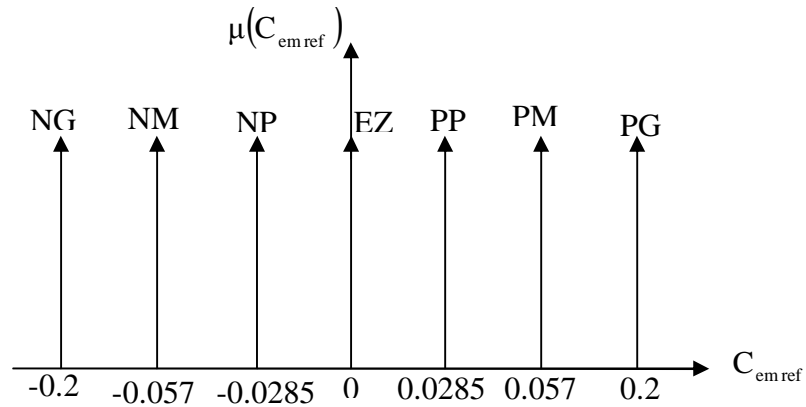


Figure (III.12): Fonction d'appartenance des différentes variables linguistique pour la variation de commande

### III.6.4 Inférence

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence, les règles d'inférence utilisées sont de type:

Si e est  $x_1$  et  $\Delta e$  est  $x_2$  ALORS  $C_{em}^*$  est  $x_3$

Le nombre des ensembles flous pour e et  $\Delta e$  est sept donc il nous faut  $7 \times 7 = 49$  règles d'inférence, sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important. Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau (III.1)

e \ $\Delta e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NM	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NP	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (III.1): Table de calcul de la variation de la commande

### III.6.5 Traitement numérique de l'inférence

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur ET est le minimum, l'opérateur OU est le maximum et l'opérateur ALORS est le maximum. La méthode retenue sera la méthode min/max.

### III.6.6 Déffuzzification

La déffuzzification consiste à transformer la décision de sortie linguistique en une décision numérique connue pour commander le système. Pour notre cas d'étude nous avons utilisées la méthode du centre de gravité pour la déffuzzification.

#### III.6.6.1 Déffuzzification par centre de gravité

Il s'agit de la méthode la plus utilisée pour la déffuzzification elle consiste en la détermination du centre de gravité à la fonction d'appartenance résultante  $\mu_u(x)$ .

Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse, cette dernière peut être déterminée à l'aide de la relation générale:

$$\mu_u = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i \cdot \mu_{RoS}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{RoS}(Z_i)} \quad (\text{III.21})$$

On note que R et S sont d'univers de discours.

### III.7 Réglage de la vitesse

Le contrôleur flou reçoit en entrée l'erreur de vitesse et de sa variation. Les grandeurs manipulées par le contrôleur sont des ensembles flous, ce qui nécessite une conversion des valeurs numériques en entrée c'est la fuzzification. En fonction de ces variables floues et des règles de décision, le contrôleur flou calcul la valeur flou de la commande, c'est l'inférence. Il suffit en suite de convertir cette valeur flou en une valeur numérique c'est la déffuzzification.

### III.8. Résultats de simulation

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe et l'outil utilisé est l'environnement *Matlab/Simulink*. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à  $\pm 0.01$  N.m, et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.02$  wb,  $\Phi_s(\text{réf}) = 1,2$  wb. Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle directe du couple de la machine asynchrone par un régulateur la logique floue.

On a simulé trois régimes transitoires: un démarrage à vide, une introduction d'un couple de charge à l'instant  $t=1s$ , une inversion du sens de rotation de la vitesse à  $t=1s$ , et enfin on a testé la robustesse de la commande vis-à-vis des paramètres clés de la machine qui sont la résistance rotorique  $R_r$  et le moment d'inertie  $J$ .

### III.8.1. Commande avec boucle de vitesse

La figure (III.13) représente les résultats de simulation obtenus en utilisant le modèle du contrôle direct du couple DTC en considérant que la machine est en fonctionnement en charge à l'instant  $t=1s$  avec un couple de 20 N.m.

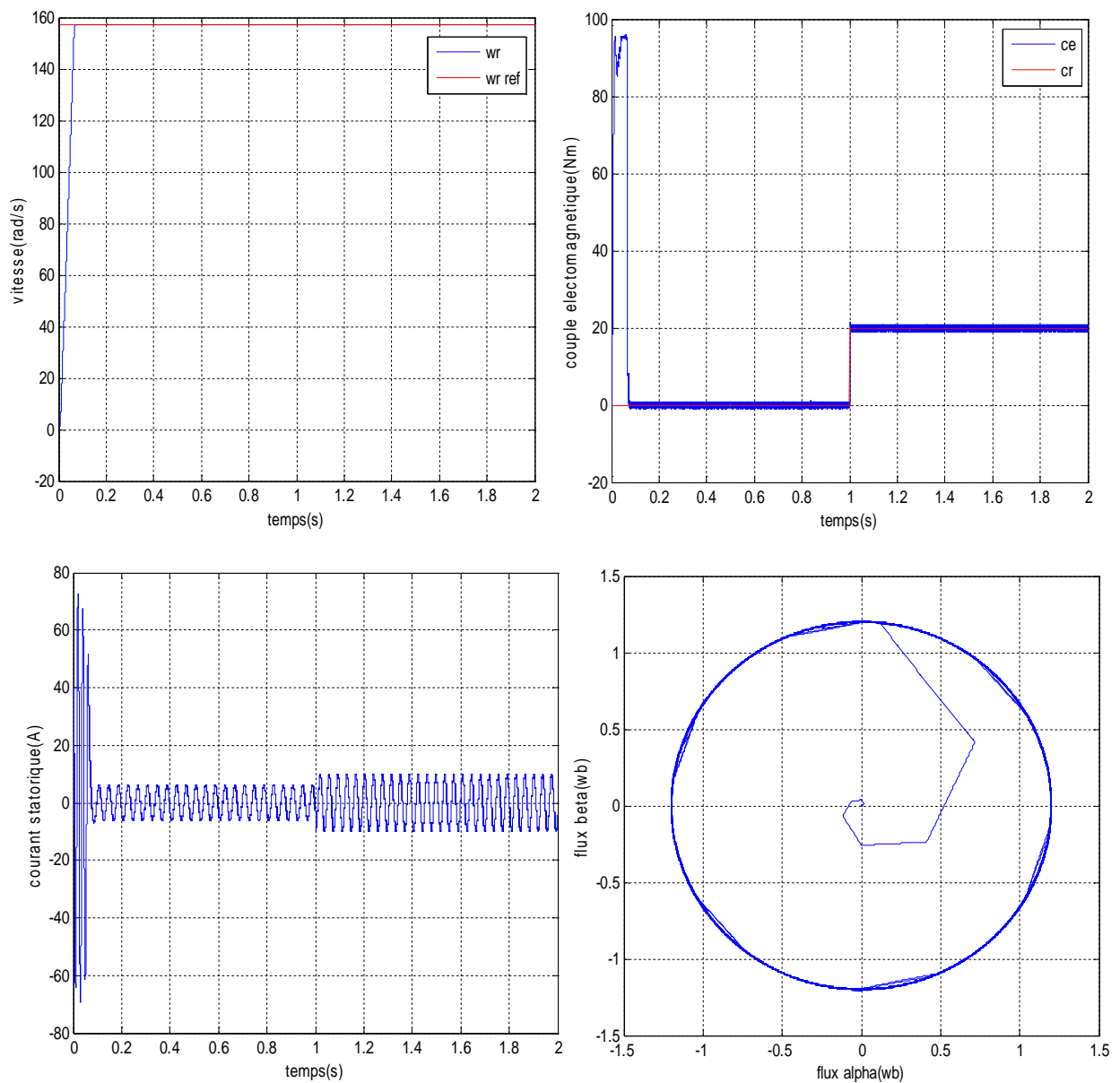


Figure (III.13): Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 157 rad/s avec application d'un couple résistant  $C_r=20Nm$

La figure (III.13) montre la réponse du système de contrôle à l'application d'une charge de 20 N.m, et une vitesse de référence de 157 rad/s. Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire. On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la commande direct du couple DTC.

### III.8.2. Inversion du sens de rotation

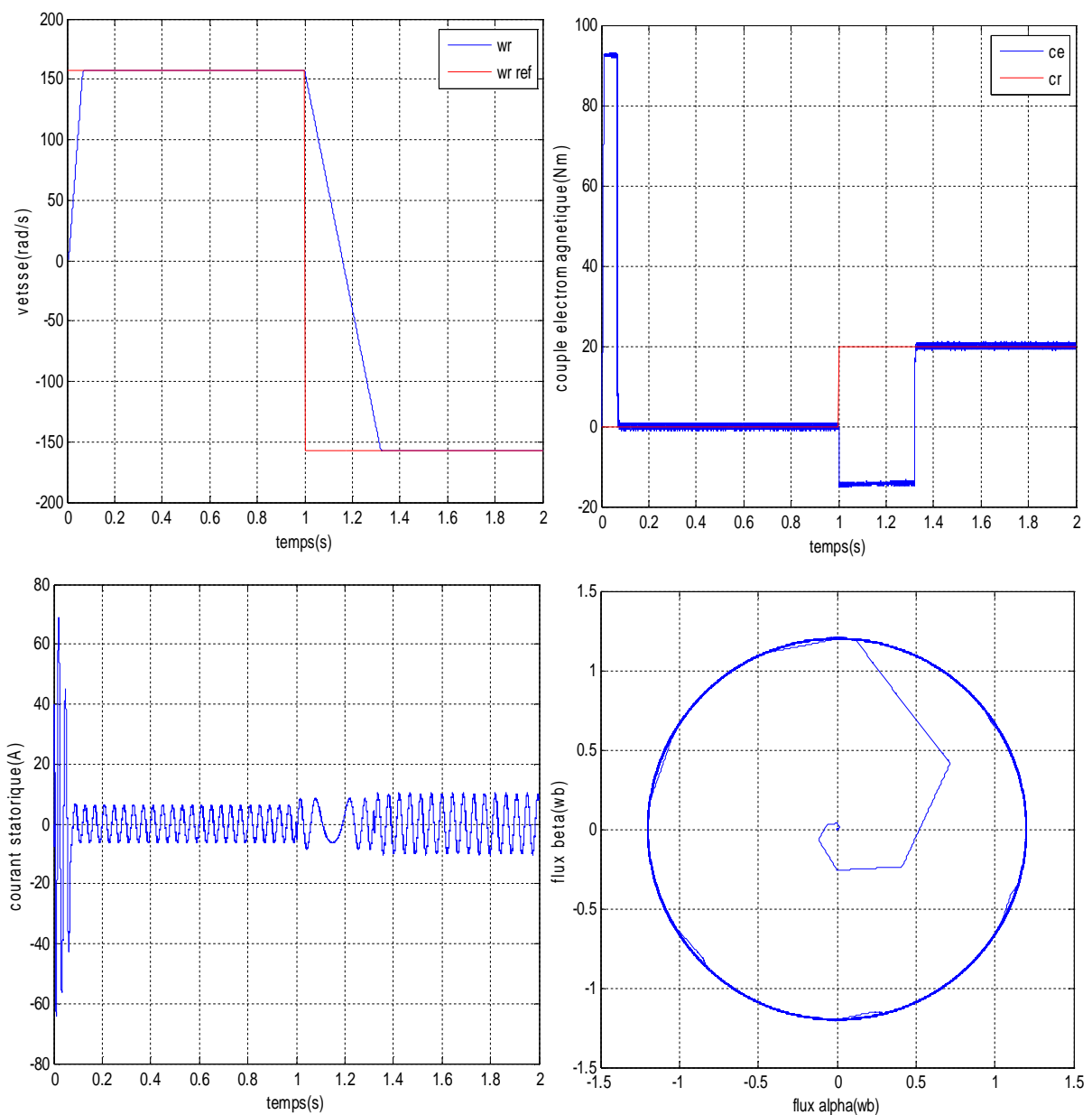


Figure (III.14): Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 157rd/s à -157rd/s

La figure (III.14) illustre clairement la robustesse du régulateur RLF flou plus particulièrement pour la réponse de vitesse vis-à-vis d'une inversion importante de la référence de celle-ci de 157 rad/s à -157 rad/s. cependant le couple électromagnétique marque un pic au démarrage et un autre inverse à l'instant du changement du sens de rotation de la vitesse.

### III.8.3. Teste de la DTC à base vitesse

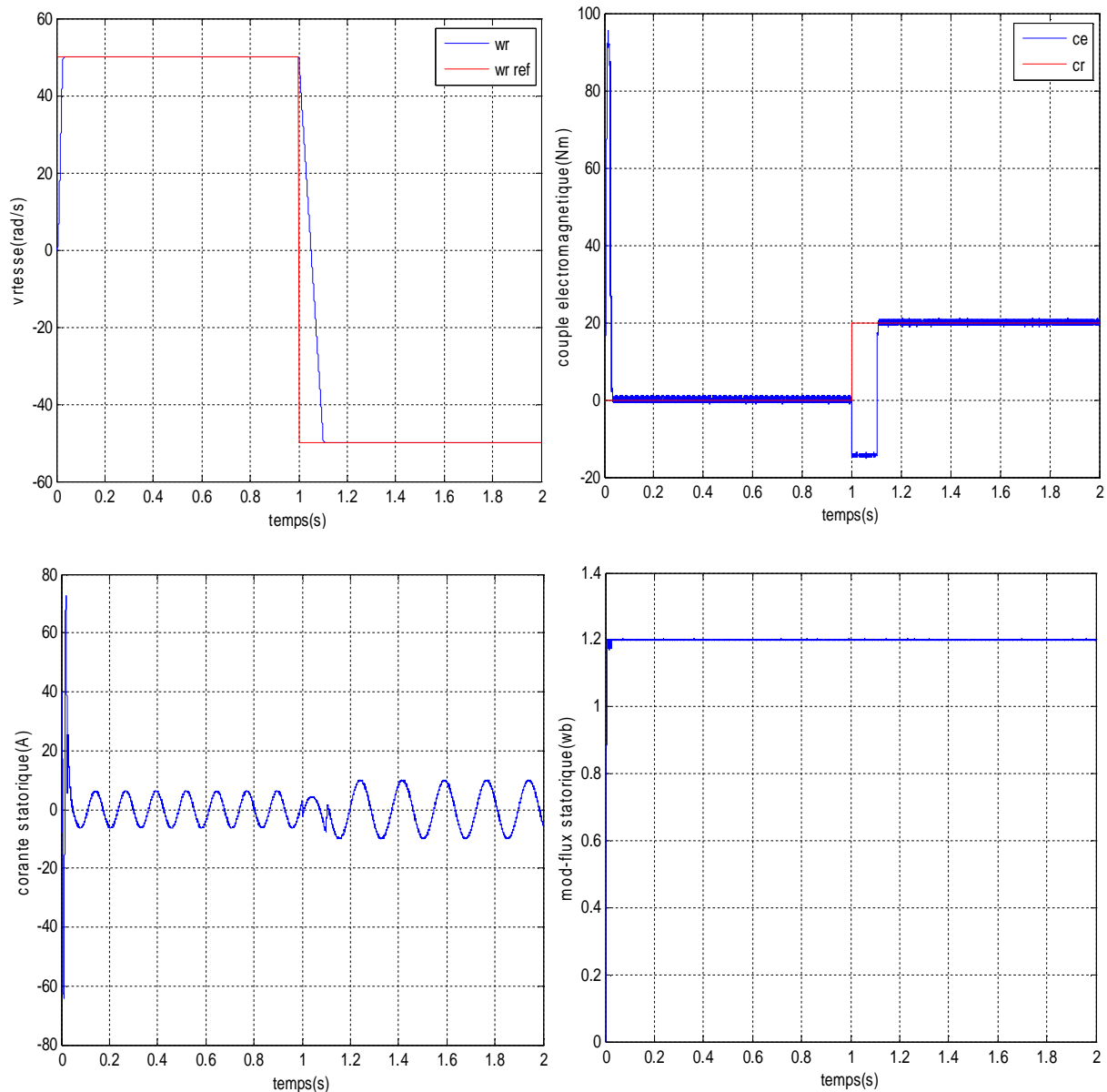


Figure (III.15): Résultat de simulation du DTC à base vitesse.

Les simulations sont effectuées en fonctionnement à basses vitesses est cela par l'application à la consigne de vitesse les variations de +50 rad/s à -50 rad/s à t=1s. Cependant, on introduisant à l'instant t=1s un couple de 20 N.m après un démarrage à vide. (figure III.15).

### III.8.4. Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques

La figure (III.16) illustre la performance de la régulation lors de la variation de 50% des paramètres essentiels qui sont la résistance rotorique et le moment d'inertie de la machine asynchrone avec DTC. On observe dans ce cas une nette amélioration de la robustesse de la commande par apport au réglage par un PI classique surtout pour la variation du moment d'inertie ou on constate clairement que la vitesse s'établit sans dépassement et converge rapidement à sa référence de 157 rad/s. De même pour le couple électromagnétique qui présente moins d'ondulation pour le RLF fluou.

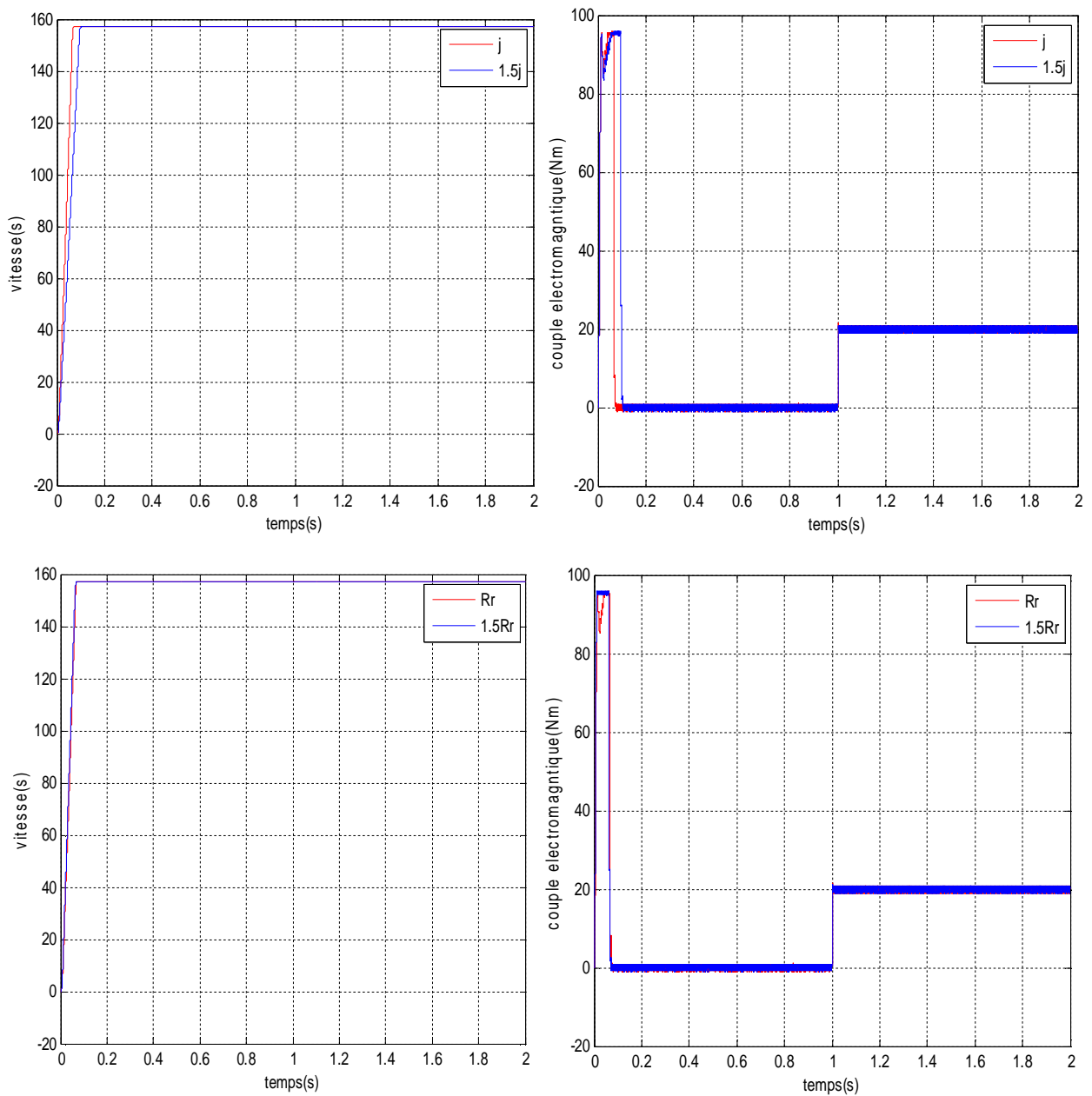


Figure (III.16): Robustesse de la commande vis-à-vis la variation des  $R_r$  et  $J$ .

### III.9. Comparaison entre les résultats obtenus par PI et RLF

Notre travail consiste à faire une étude comparative entre un régulateur classique PI et un régulateur à logique floue dans la régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone. Il est clair que l'avantage principal du RLF par rapport au régulateur PI est le fait de pouvoir numériser le RLF ou de le modéliser par ordinateur ou par microprocesseur et par conséquent ce sera un régulateur évolutif que nous pouvons modifier à la demande; ce qui n'est pas le cas du PI.

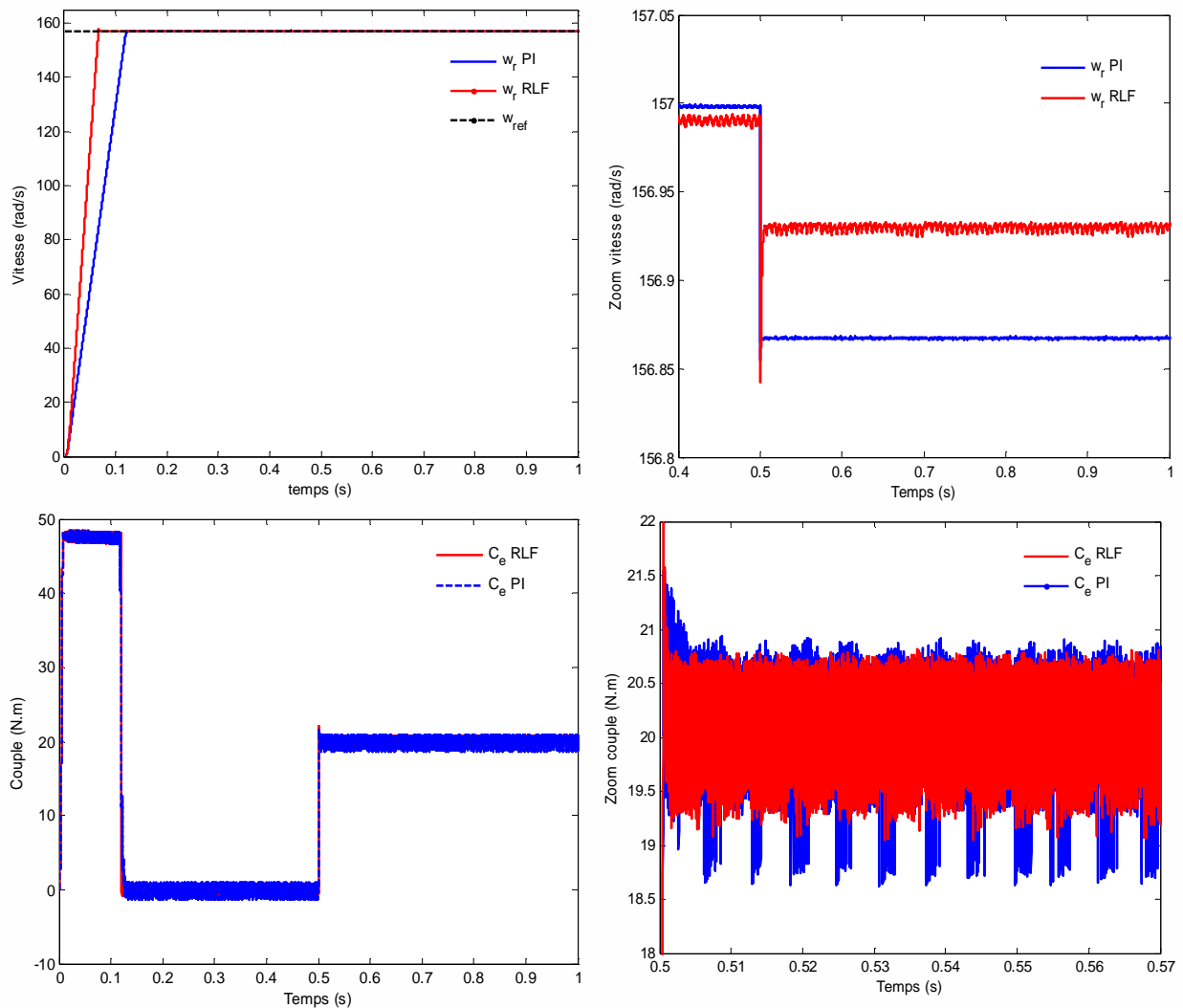


Figure (III.17): Réponses des systèmes avec un PI et avec un RLF

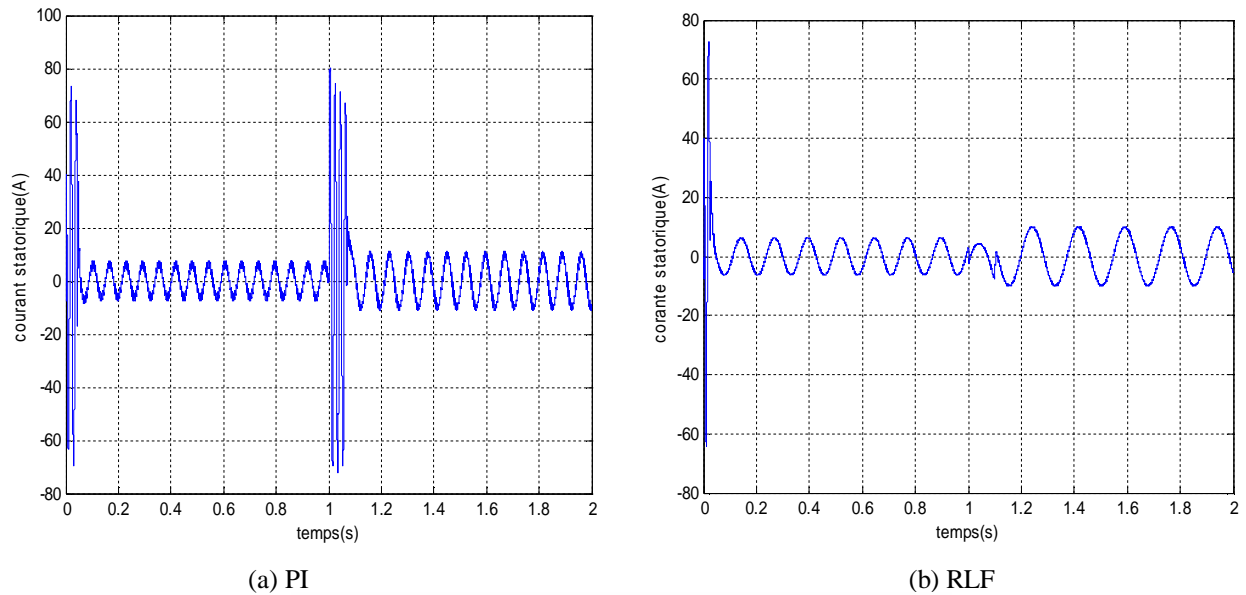


Figure (III.18): Réponses des systèmes avec un PI et avec un RLF pour du courant statorique de test inversion du sens de rotation

Pour procéder à la comparaison des résultats nous avons jumelé les deux schémas des simulations précédentes, aux instants identiques de manière à ce que l'on puisse agrandir ces schémas; les résultats de la comparaison entre les régulateurs PI et RLF sont représentés sur les figures (III.17-18).

En observant les résultats précédents, on voit que le comportement des deux régulateurs est identique durant les régimes permanents, mais le régulateur Flou présente un net avantage:

- Moins d'oscillations au démarrage et lors des changements de consigne
- Les pics des perturbations sont beaucoup moins importants avec le RLF notamment pour le couple.

### III.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé les principaux concepts théoriques de la logique floue, puis après avoir décrit une structure d'une commande basée sur cette logique nous avons explicité les notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification.

Nous avons ensuite réalisé la synthèse et l'évaluation d'un contrôleur de type flou. Les tests de simulation ont montré un comportement satisfaisant de l'approche floue en régulation et en poursuite, sa supériorité par rapport au contrôleur conventionnel de type PI a été mise en évidence par l'amélioration de la dynamique, un meilleur rejet des perturbations et une meilleure robustesse face au variation des résistances et du moment d'inertie. Dans ce cas on peut dire que la commande floue constituera un complément précieux à la commande classique PI.



***Conclusion générale***

## **Conclusion générale**

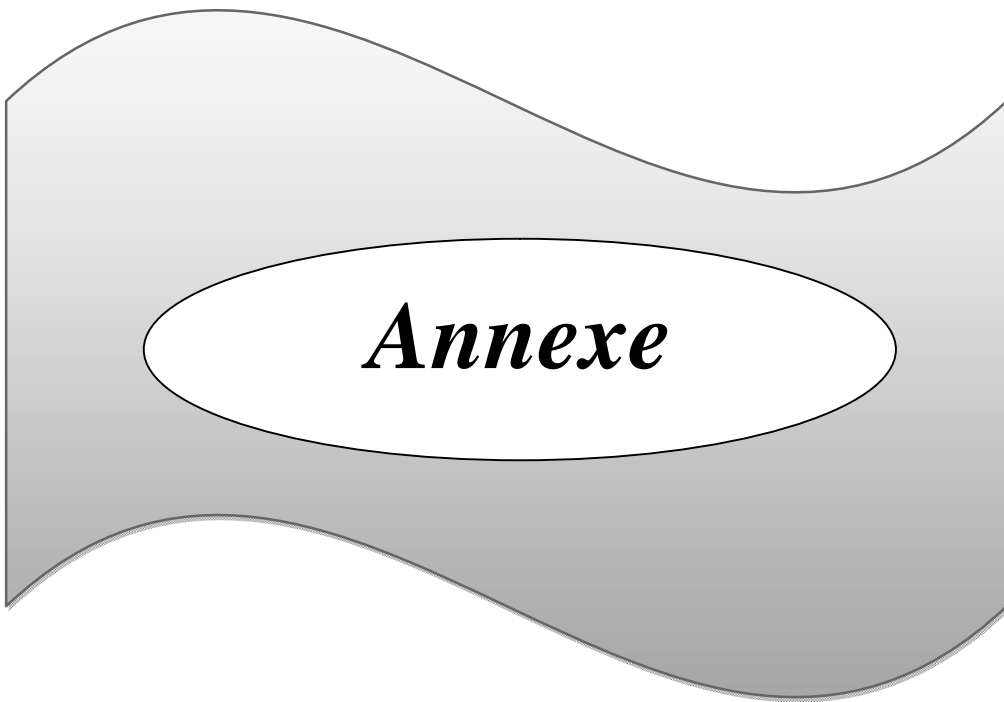
Le travail présenté dans ce mémoire est basé sur la présentation des principes de base de la commande directe du couple de la MAS; en effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande, appliquée à l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI, est cela par l'utilisation de correcteur de couple et du flux par hystérésis dont la fonction est le contrôle de l'amplitude du flux statorique et du couple et la vitesse.

Dans la première partie de ce travail, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande. Pour cela, nous avons utilisé de méthode de modélisation: l'application directe de la transformation de Park. En effet, cette méthode est plus simple à utiliser pour le développement de structure de commande présente dans ce mémoire.

Dans la seconde partie, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation de régulateurs à hystérésis et d'une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple.

Dans la troisième partie, nous avons présenté la technique de commande par logique floue qui est un domaine de recherche actuel très actif a donné des résultats satisfaisants, cette commande calculée seulement à partir des deux valeurs, l'erreur et la variation de l'erreur a fait preuve de ses performances et de son efficacité dans le réglage de la vitesse par le rejet total de la perturbation.

Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation de n'importe quel système complexe, et d'autre part, il a servi à enrichir notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système, les techniques d'alimentation, la commande et le réglage de la vitesse de la machine asynchrone.



## Annexe

### Paramètres de la machine asynchrone utilisée:

$P_n$	Puissance nominale	4	k.w
$V_n$	Tension nominale	220/380	V
$f_s$	Fréquence d'alimentation	50	Hz
$P$	Nombre de paires de pôles	2	Pole
$\Omega$	Vitesse nominale	1500	tr/min
$C_r$	Couple résistant	25	N.m
$R_s$	Résistance statorique	1.2	$\Omega$
$R_r$	Résistance rotorique	1.8	$\Omega$
$L_s$	Inductance statorique	0.1554	H
$L_r$	Inductance rotorique	0.1568	H
$J$	Inertie du moteur	0.070	$Kg.m^2$
$M$	Inductance mutuelle	0.150	H
$F$	Coefficient de frottement	0	SI



***Bibliographiques***

## **Bibliographiques**

- [1] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [2] T. Lameche, « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM », Thèse de magister, université de Sétif, 2003.
- [3] R. Fadli et N. Amrani, « Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone», Mémoire d'ingénieur, Université de Sétif, 2000.
- [4] F. NACERI, «La commande vectorielle indirect et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire de fin d'étude université de Batna 2000.
- [5] H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, «Contrôle directe de couple de la Machine induction», Thèse licence LMD , centre université d'Eloued 2009.
- [6] O. Ondel, «Diagnostic par reconnaissance des formes: application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone», Mémoire de doctorat l'école centrale de Lyon Octobre 2006
- [7] N. Brahimi et R. Benhamimid, «Commande vectorielle d'un système mono onduleur bimachines asynchrones », Mémoire d'ingénieur en électromécanique, université de Msila juin 2006.
- [8] S. Hadad, M. Charif, «Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone», Mémoire ingénieur, université Mohamed Boudiaf Msila, 2005.
- [9] R. Abdessemed et M. Kadjoudj « Modélisation des machines électriques » presse de l'université de Batna.
- [10] BENAÏSSA MALIKA, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande, directe du couple DTC d'une machine asynchrone » thèse de magister en électrotechnique, université de Batna.
- [11] B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone», thèse de magister d'électrotechnique université de Biskra 2007.

- [12] F. HAOUES, S. DJOUAMA, «Estimation de la résistance rotorique d'une machine à induction par le filtre de Kalman», mémoire d'ingénieur en électrotechnique université de Biskra, juin 2005.
- [13] M. Abd elkebir et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.
- [14] Mme Tamrabet Hanene, « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », mémoire de magister, Batna, 2006.
- [15] T. Bakhti et S. Bendaas, « commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur , université de Batna 2008.
- [16] A. Belhani et F. Mehazzem, « Commande par DTC De La Machine Asynchrone », mémoire d'ingénieur en électrotechnique université d'Oum El-Bouaghi, juin 2007.
- [17] F. Bensmaine et N. Ameghchouche, « commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif » ,Thèse d'ingénieur , université de Batna 2010.
- [18] S. Rebouh et S. Benaicha, « commande par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [19] Ridha Kechida "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts", Thèse de magister, université d'El-oued 2010.
- [20] L. Bessouf, « Etude comparative des performances dynamiques et statoriques d'un FOC et d'un DTC d'une Machine à induction », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2005.
- [21] K. Derafa « Commande de position des machines synchrones avec pilotage vectoriel. Application : Asservissement de position d'une antenne radar ». Thèse de magister- Farhet Abbes, Sétif 2000.
- [22] R. Lalalou « Commande par la logique floue d'une machine asynchrone » Thèse de Magister, Université Badji Mokhtar, Annaba 2001.
- [23] A. Rahal- M. Fedjiri « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone »PFE- Université M'sila, M'sila 2004.
- [24] A. Kerbi « Poursuite d'un mobile par la logique floue » PFE– Université Farhet Abbes, Setif 1996.
- [25] Hansruedi Buhler « Réglage par logique floue » Presses Polytechniques et Universitaires Romandes.

- [26] A. Boudjelal- E. Cheraga « Commande par la logique floue d'un proce en utilise la carte (pcL818.L) ». PFE– Université Farhet Abbas, Setif 2001.
- [27] H. Barki- M. Bouberoula « Segmentation d'image par la logique floue » PFE– Farhet Abbas, Setif 2004.
- [28] A. Tlemcani « Sur la commande adaptative par les systèmes flous, application à la machine synchrone à aimants permanents » Thèse de Magister, ENP, Alger 2000.
- [29] K. Latreche- K. Ouadah « Commande floue par modèle de référence d'un robot rigide à deux degrés de libertés » PFE– Farhet Abbas, Setif 2001.