الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme de Master en Électrotechnique
Option : Commande Électrique

THEME

AMELIORATION DE LA COMMANDE DTC APPLIQUEE A LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANANT PAR LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2

Proposé et dirigé par,

Dr.HAMIDIA.F

Dr.ABBADI.A

Préparé et présenté par,

BENOUATAS Manel

Dédicace

*Je remercie **Dieu** tout puissant qui m'a donné toute la volonté et la patience pour aboutir à la réalisation de ce travail.*

Je dédiée ce modeste travail :

*A mon source de douceur, de tendresse, d'amour et affection et grâce au encouragement et aux sacrifices qu'elle a consentis j'ai pu arriver à réaliser ce travail, ma très chère **mère**.*

*A mon très cher **père**, pour les sacrifices qu'il a consentis pour mon éducation et pour l'avenir qu'il m'a cessé d'offrir..*

*A mes chers frères **Mohamed**, **Imad**, **Amine**.*

*A mon cher **B.M**.*

*Et à toute la famille **BENOUATAS**.*

A toutes mes chères amies

A tout ce qui j'aime et tout ce qu'ils m'aiment.

Toutes ces personnes que j'ai senties redoutable de leur dédier ce modeste travail en termes d'amour et de profonde gratitude.

✍ *MANEL*

Remerciement

Tout d'abord on remercie le bon dieu puissant de la bonne santé, la volonté et de la patience qu'il nous a donnée tout au long de notre étude.

En préambule à ce mémoire, je souhaitais adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Je tiens à remercier sincèrement Dr.F.HAMIDIA, qui, en tant que directrice de mémoire, s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Je tiens également à remercier Dr.A.ABADI.

J'exprime ma gratitude à tous les ingénieurs qui ont rencontrés lors des recherches effectuées et qui ont accepté de répondre à mes questions avec gentillesse.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements également à tous les enseignants département de GEI

Merci à tous et toutes

TABLE DE MATIERE

Introduction générale……2

Chapitre I. Modelisation de la MSAP-onduleur……3

I.1 Introduction : ……3

I.2 Généralité sur la MSAP : ……4

I.3 Constitution des MSAP : ……5

I.3.1 Aimant permanent: ……5

I.3.2 Structure de MSAP : ……5

I.3.2.1 L'induit (stator) : ……6

I.3.2.2 L'inducteur (rotor) : ……6

I.4 Principe de fonctionnement : ……7

I.4.1 Alimentation de la machine synchrone à aimant permanant : ……8

I.4.2 L'autopilotage : ……8

I.5 Modélisation de MSAP : ……9

I.5.1 Hypothèse considérée pour la modélisation : ……9

I.5.2 Mise en équations de la machine dans le repère (abc) : ……9

I.5.2.1 Équations électriques : ……10

I.5.2.2 Equations magnétiques : ……10

I.5.2.3 Équation mécanique : ……11

I.5.3 Transformation triphasé -biphasé ……11

I.5.3.1 Transformation de Clarke : ……12

I.5.3.2 Transformation de Concordia : ……12

I.5.3.3 Transformation de base de Park……14

I.5.4 Mise en équations de la machine dans le repère (α, β) : ……15

I.5.5 Mise en équations de la machine dans le repère (d,q) : ……15

I.6 Modèle de simplifié : ……16

I.7 Modélisation machine-onduleur : ……16

I.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension : ……16

I.8 Modèle de simulation MSAP-onduleur : ……19

I.9 Résultats de simulation : ……20

I.10 Conclusion : ……21

TABLE DE MATIERE

Chapitre II. La Commande directe du couple de la MSAP 22

II.2 Principe de commande DTC : 23

II.2.1 Control de vecteur flux statorique : 24

II.2.2 Contrôle du couple électromagnétique : 25

II.2.3 Sélection de vecteur de tension : 26

II.3 Estimateurs : 27

II.3.1 Estimation de flux statorique : 27

II.3.2 Estimation du couple électromagnétique : 28

II.4 Elaboration du vecteur de commande : 28

II.4.1 Correcteur de flux : 28

II.4.2 Correction de flux en utilisant un comparateur à deux niveaux : 29

II.4.3 Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis : 29

II.5 Élaboration de la table de commande : 30

II.6 Présentation de la structure du control : 31

II.7 Le diagramme du bloc usuel d'un contrôleur DTC appliqué : 32

II.8 Avantages et inconvénients : 33

II.9 Simulation et interprétation de résultats : 34

II.10 Conclusion : 37

Chapitre III. Theorie de la logique floue type-2 38

III.1 Introduction : 38

III.2 Types de régulateurs flous 39

III.3 Terminologie de la logique floue type-2 : 41

III.4 Représentation des ensembles flous type-2 : 44

III.4.1 Ensemble flou type-2 gaussien : 44

III.4.2 Ensemble flou type-2 triangulaire : 44

III.4.3 Ensemble flou type-2 intervalle : 44

III.5 Opérations sur les ensembles flous type-2 : 45

III.6 Systèmes flous type-2 : 46

III.6.1 Interfaces de fuzzification : 46

III.6.2 Base de Règle : 47

III.6.3 Mécanisme d'inférence : 47

III.6.4 Le module de traitement de la sortie 48

III.7 Conclusion : 49

Chapitre IV. La commande DTC basee sur la logique floue type-2 50

IV.1 Introduction 50

IV.2 Commande DTC améliorée par la logique floue type-2 : 50

IV.2.1 Minimisation des ondulations de couple : 50

IV.2.2 Réglage de vitesse 52

IV.3 Résultat et interprétation : 55

IV.3.1 La commande DTC améliorée par flou type-2 en boucle ouverte 55

IV.3.1 La commande DTC améliorée par flou type-2 en boucle fermée 57

IV.3.1 Vérification de robustesse : 58

IV.4 Conclusion 60

Conclusion generale : 61

LISTE DE FIGURES ET TABLEAUX

- FIGURES

CHAPITRE I :

FIG I. 1: STRUCTURE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT 5

FIG I. 2: STRUCTURE DU STATOR (L'INDUIT) 6

FIG I. 3: STRUCTURE DU ROTOR (L'INDUCTEUR) 7

FIG I. 4: PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE MSAP 8

FIG I. 5 : REPRESENTATION SCHEMATIQUE DES ENROULEMENTS DE LA MSAP 9

FIG I. 6: DIFFERENTS COUPLES QUI AGISSENT SUR LE ROTOR. 11

FIG I. 7: PASSAGE DU SYSTEME TRIPHASE AU SYSTEME BIPHASE. 11

FIG I. 8: TRANSFORMATION DE CONCORDIA 13

FIG I. 9: TRANSFORMATION DE PARK 14

FIG I. 10: MODELE BIPHASE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (D, Q) 15

FIG I. 11: SCHEMA FONCTIONNEL DU MODELE DE PARK. 16

FIG I. 12: SCHEMA DE L'ONDULEUR TRIPHASE DE TENSION A DEUX NIVEAUX 17

FIG I. 13: FONCTIONNEMENT DES INTERRUPTEURS DE L'ONDULEUR 17

FIG I. 14: BLOC DE LA MACHINE MSAP 19

FIG I. 15: SIMULATION DE LA MACHINE MSAP A VIDE 20

FIG I. 16: SIMULATION DE LA MSAP EN CHARGE 21

CHAPITRE II :

FIG II. 1: SCHEMA DE STRUCTURE D'UNE COMMANDE DTC APPLIQUEE A UNE MSAP 23

FIG II. 2: ÉVOLUTION DU VECTEUR DE FLUX STATORIQUE DANS LE PLAN (A, B) 25

FIG II. 3: SELECTION DES TENSIONS CORRESPONDANT AU CONTROLE DE L'AMPLITUDE DE FLUX STATORIQUE 28

FIG II. 4: BLOCK D'HYSTERESIS DE FLUX 29

FIG II. 5: BLOCK HYSTERESIS DE COUPLE 29

FIG II. 6: SCHEMA DE CALCUL DE VECTEURS DE TENSION 36

FIG II. 7: VECTEURS DE TENSION 32

LISTE DE FIGURES ET TABLEAUX

FIG II. 8: LA STRUCTURE D'UNE COMMANDE PAR DTC APPLIQUEE AU MSAP 33

FIG II. 9: LES RESULTATS DE SIMULATION EN BOUCLE OUVERTE.....35

FIG II. 10: LES RESULTATS DE SIMULATION EN BOUCLE FERMEE 36

CHAPITRE III :

FIG III. 1: FONCTION D'APPARTENANCE 42

FIG III. 2: ENSEMBLE FLOU TYPE-2 EN 3D 44

FIG III. 3: STRUCTURE DE SYSTEME FLOU TYPE-2 46

CHAPITRE IV :

FIG IV. 1: LE SCHEMA PRINCIPE DE COMMANDE DTC PAR LOGIQUE FLOU TYPE-2 51

FIG IV. 2: FONCTION D'APPARTENANCE DE CORRECTEUR FLUX 51

FIG IV. 3: FONCTION D'APPARTENANCE DE CORRECTEUR COUPLE 52

FIG IV. 4: FONCTION D'APPARTENANCE DE CORRECTEUR COUPLE 53

FIG IV. 5: FONCTIONS D'APPARTENANCE DE REGULATEUR DE VITESSE 54

FIG IV. 6: SIMULATION EN BOUCLE OUVERTE AVEC LA DTC AMELIOREE PAR LOGIQUE FLOUE TYPE-2.....55

FIG IV. 7: COMPARAISON DE 3 STRUCTURES DE DTC EN BOUCLE OUVERTE.....56

FIG IV. 8: SIMULATION EN BOUCLE FERMEE 57

FIG IV. 9: COMPARAISON ENTRE DEUX TYPES DE LA LOGIQUE FLOUE 58

FIG IV. 10: RESULTATS DE SIMULATION AVEC UNE VARIATION DE RS.....59

FIG IV. 11: RESULTATS DE SIMULATION AVEC UNE VARIATION DE J.....59

FIG IV. 12: RESULTATS DE SIMULATION AVEC UNE VARIATION DE F 60

LISTE DE FIGURES ET TABLEAUX

- TABLEAUX

CHAPITRE II :

TAB II. 1: STRATEGIE DE CONTROLE AVEC UN COMPARATEUR A HYSTERESIS A TROIS NIVEAUX (AVEC LES VECTEURS DE TENSION NULS).....30

TAB II. 2: STRATEGIE DE CONTROLE AVEC UN COMPARATEUR A HYSTERESIS A TROIS NIVEAUX (AVEC LES VECTEURS DE TENSION NON NULS).....30

TAB II. 3: CALCUL DE VECTEURS DE TENSION.....31

CHAPITRE III :

TAB III. 1: COMPARAISON DE METHODE MAMDANI ET SUGNO.....40

TAB III. 2: T-NORMES ET T-CONORMES.....45

TAB III. 3: METHODES DE REDUCTION DE TYPE.....48

CHAPITRE IV :

TAB IV. 1: REGLES DE REGULATEUR DE VITESSE.....54

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
DTC	Commande directe du couple (Direct Torque Control).
PI	Correcteur Proportionnel-Intégral.
DTC Flou type-2	Commande directe du couple par logique flou
$[P(\theta)]$	Matrice de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de Park inverse.
Te [s]	Constante du temps électrique.
Ki, kp	Coefficient du régulateur de vitesse.

Repère :

(a, b, c)	Axes liés aux enroulements triphasés.
(d, q)	Axes de référentiel de Park.
(α ,β)	Axes de référentiel statorique.
O	Axe homopolaire.

Paramètres de modélisation de la machine :

[Rs] [Ω]	Matrice de la résistance statorique.
rs [Ω]	Résistance statorique
[Ls] [H]	Matrice d'inductance statorique
ls [H]	Inductance statorique
Ld [H]	Inductance cyclique directe.
Lq [H]	Inductance cyclique quadrature
Lsc [H]	Matrice d'inductance cyclique d'un enroulement statorique.
lsc [H]	L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.
P	Nombre de pair de pôles.
J [Kg.m2]	Moment d'inertie du moteur.
f [N.m.s/rad]	Coefficient de frottement visqueux.

Grandeurs électriques :

$[Vs] = [Vas\ Vbs\ Vcs]^T$ [V]	Les tensions des phases statoriques.
[Is] = [Ias Ibs Ics]T [A]	Les courants des phases statoriques.
Id, Iq [A]	Courants statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
Vd, Vq [V]	Tension statoriques d'axe d et axe q.

E [V]	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
Uc [V]	Tension à la sortie du redresseur
φ [rad]	Déphasage du courant par rapport à la tension.

Grandeurs magnétiques :

$\varphi s = [\varphi_{as}\ \varphi_{bs}\ \varphi_{cs}\ ]^T$	Vecteur flux statoriques.
φf [*Wb*]	Flux des aimants.
φd [*Wb*]	Flux statorique instantané dans l'axe d
φq [*Wb*]	Flux statorique instantané dans l'axe q.
$\varphi\alpha$ [*Wb*]	Flux statorique instantané dans l'axe α
$\varphi\beta$ [*Wb*]	Flux statorique instantané dans l'axe β

Grandeurs mécaniques :

ωr [rad/s]	Vitesse angulaire du rotor.
ωref [rad/s]	Vitesse angulaire du rotor e référence.
Ω [rad/s]	Vitesse mécanique de rotation.
θ [rad]	Position absolue du rotor en degré électrique.
Cem [N.m]	Couple électromagnétique.
Cr [N.m]	Couple résistant.
Cf [N.m]	Couple de frottement

.

.

.

RÉSUMÉ

ملخص:

تقدم هذه الرسالة دراسة عن النمذجة والتحكم في السرعة للجهاز المتزامن ذات المغناطيس الدائم مغذى من مموجات التوتر.

يتم تطبيق أمرين لضبط سرعة الجهاز؛ الأول التحكم المباشر للعزم والأخر التحكم المباشر للعزم بالمنطق الضبابي النوع الثاني.

نتائج المحاكاة الموجودة توضح مدى متانة هذه التقنيات.

كلمات مفتاحية: جهاز متزامن ذات مغناطيس دائم، التحكم المباشر للعزم، التحكم المباشر للعزم بالمنطق الضبابي النوع الثاني.

Résumé :

Ce mémoire, présente une étude de la modélisation et de la commande en vitesse de la machine synchrone à aimant.permanant « MSAP » alimentée par un onduleur de tension.

Deux commandes sont appliquées pour régler la vitesse de la machine ; l'une est la DTC classique et l'autre est la DTC floue type-2. Des résultats de simulation sont présents pour montrer la robustesse de ces techniques de commande.

Mots clé :

MSAP, contrôle directe de couple (DTC), DTC flou type-2

Abstract:

This memory introduces the study of the modeling and the speed control of the permanent magnets synchronous machine « PMSM » powered by a voltage converter.

Two techniques of control have been applied for setting the speed of our machine, the first is the Direct Torque Control « DTC » classic and the second is the Direct Torque Control Fuzzy type 2. The simulation's results are introduced to show the robustness of these control's techniques.

Keywords:

PMSM, Directe torque control (DTC), Directe torque control fuzzy type 2

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [1].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tentions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine [1].

L'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [2].

Les derniers développements de commande pour le moteur synchrone 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 l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [3].

La technique de la commande directe du couple (DTC) utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques avec l'utilisation des capteurs mécaniques [4].

L'objectif visé dans ce travail est d'améliorer des performances de la commande DTC par la logique floue type-2 à la machine synchrone à aimants permanents. Cet objectif comprend une amélioration de la réponse dynamique du système, ainsi que les performances en régime statique, particulièrement la minimisation des pulsations du couple électromagnétique de la MSAP

- **Présentation du Mémoire :**

Notre mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre : sera consacré à l'étude et à la modélisation de la machine synchrone à aimant permanant (MSAP) et l'onduleur ; ainsi que la représentation des différentes techniques de modulation MLI, On commencera par une description générale du moteur asynchrone puis la modélisation et l'application de la transformation de PARK. On présentera, par la suite, un aperçu sur les différentes techniques de modulation MLI.

Le deuxième chapitre, nous développons la DTC, dans le cas de l'alimentation de la MSAP par un onduleur à trois niveaux, nous évoquerons les principes généraux de la DTC et nous terminons ce chapitre par les résultats de simulation pour une structure de commande DTC classique permettant de réguler au mieux le couple électromagnétique et le flux statorique,

Le troisième chapitre : la technique de la logique floue sera notamment étudiée et utilisée pour l'amélioration des performances de la DTC classique. On présentera les concepts fondamentaux de cette technique, on remplacera les contrôleurs à hystérésis par des contrôleurs flous type-2 dans le but d'amélioration de la DTC classique.

Dans le dernier chapitre : nous allons représenter les résultats de simulation pour les différents aspects de la DTC floue vu au chapitre précédent, On terminera le chapitre par l'étude et la simulation d'une régulation de la vitesse de rotation basée sur le correcteur proportionnel-intégral et le régulateur flou type-2.

Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

INTRODUCTION GENERALE

I. Modélisation de la MSAP-onduleur

I.1 Introduction :

L`étude du comportement d`un moteur électrique est une tâche difficile et nécessite avant tout une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire [5].

Historiquement, les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipement industriel. Cependant la présence du système balais collecteur pose des problèmes d'entretien et de comportement dans les environnements difficiles, c'est pour cette raison qu'on a en intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient [6,7].

Parmi de ces machines, les machines synchrones à aimants permanents se répandent de plus en plus comme actionneurs dans les industries automatisées où ils présentent sur ces derniers l'avantage d'avoir de meilleures performances (en termes de couple massique, par exemple) et de ne pas avoir de collecteur mécanique [8].

Ces machines sont couplées en généralement a des convertisseurs d`électroniques de puissance afin de répondre aux exigences de la charge [9].

Dans ce chapitre, nous décrirons d'abord les différentes structures et le principe de fonctionnement des machines synchrones, puis nous étudierons ensuite la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Enfin, nous terminerons ce chapitre par la modélisation du convertisseur statique.

I.2 Généralité sur la MSAP :

Ces dernières décennies ont connu l'intégration des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) en constante progression dans de nombreuses applications industrielles [5].

En effet, au courant des années 1980, l'avènement de nouveaux matériaux magnétiques de plus en plus performants (de type Samarium-Cobalt ou Néodyme-fer-Bore) pour la conception des aimants permanents, a rendu les MSAP très compétitives par rapport à d'autres types de machines (machines à courant continu, machines synchrones a rotor bobine ou machines asynchrones). En outre, les progrès technologiques parallèlement réalisent dans le domaine de l'électronique de puissance, ont élargi le spectre des performances en termes de dynamique et de puissance contrôlable. Ceci a permis à la MSAP d'occuper une place importante dans l'animation des procèdes technologiques exigeant la vitesse variable. Ainsi, ces innovations ont permis à la MSAP d'acquérir de nombreux avantages qui sont énumères ci-dessous [6] :

- Fort couple massique ;
- Bon rendement (absence de pertes par effet de joule au rotor) ;
- Bonnes performances dynamiques grâce à la faible des inductances statoriques, due au largueur importante de l`entrefer apparent (perméabilité des aimants voisine de celle de l`air) ;
- Champ magnétique important dans l`entrefer ;
- Pas de source de tension continue pour l`excitation.

Afin de tirer profit des avantages de la MSAP, de nombreux secteurs d'activités exploitent ce type de machine pour diverses applications dont nous citons les plus récentes dans ce qui suit :

- **Industrie de pétrochimie :** les MSAP sont destinées à des fonctionnements à forte puissance (plusieurs MW) et à grande vitesse (> 10.000 tr/min).
- **Industrie des énergies renouvelables :** plus précisément dans le secteur de l'énergie éolienne. Les MSAP sont destinées à des fonctionnements à haute puissance (plusieurs MW) et à basse vitesse (autour de 1.000 tr/min).
- **Industrie automobile :** pour la conception de véhicules hybrides ou totalement électriques. Les MSAP sont destinées à des fonctionnements à basse puissance (limitée à quelques dizaines de kW).
- **Industrie aéronautique :** pour le développement de l'avion électrique qui constitue l'un des principaux axes de recherche dans ce domaine. Les puissances mises en jeu peuvent atteindre 175kW.

- **Industrie ferroviaire :** les MSAP sont destinées à des fonctionnements à moyenne puissance pour la traction, ou un générateur à aimants permanents a été dimensionne pour une puissance nominale de 250kW.

I.3 Constitution des MSAP :

Comme toutes les autres machines électriques, les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont composés d'un rotor et d'un stator. Alors que le stator des MSAP est toujours constitue de bobinages électriques, la particularité de ce type de machine concerne l'utilisation d'aimants permanents lies au rotor de la machine afin de créer un champ magnétique tournant [9].

I.3.1 Aimant permanent:

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications son diverses :

- La ferrite : ce matériau est économique mais son usinage est difficile (0.25 à 0.4 T).

- Le Samarium Cobalt : il s`agit d`un matériau stable thermiquement mais relativement couteux (0.9 à 1.15 T).

- Le Néodyme Fer Bore : il est cependant sensible à la corrosion et relativement peu stable en fonction de la température, légèrement plus économique que SmCo (0.8 à 1.25 T).

I.3.2 Structure de MSAP :

Une machine synchrone à aimants permanents est une machine à courant alternatif constituée d'une partie fixe (stator) bobiné et d'une partie mobile (rotor ou roue polaire) séparées entre-elles par un entrefer :

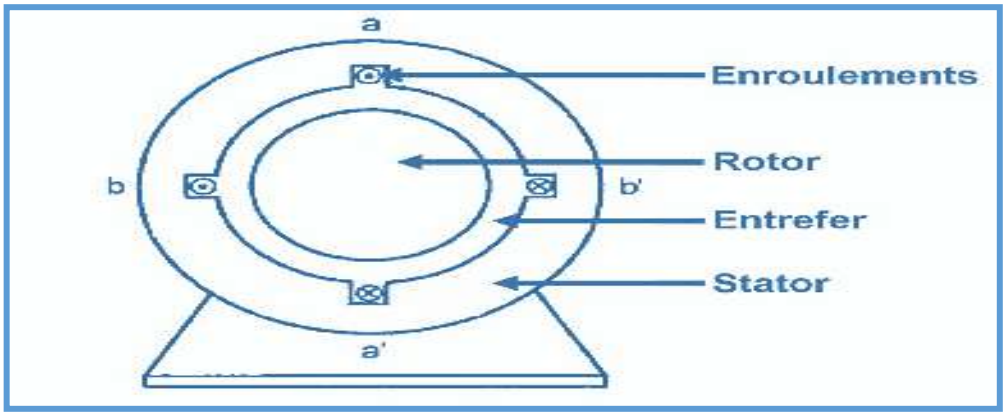


Fig I. 1: Structure de la machine synchrone à aimant permanent

I.3.2.1 L'induit (stator) :

Le stator de la machine synchrone est similaire à celui d'une machine asynchrone, il comporte un bobinage triphasé formé par des enroulements identiques (décalés de 120º dans l'espace peuvent être couplés en étoile (ce qui annule la composante homopolaire de courant) ou en triangule repartis dans des encoches portées dans un circuit magnétique feuilleté. Ce bobinage constitue l'induit de la machine car il est le siège de forces électromotrices induites par le champ tournant crée par l'inducteur [9].

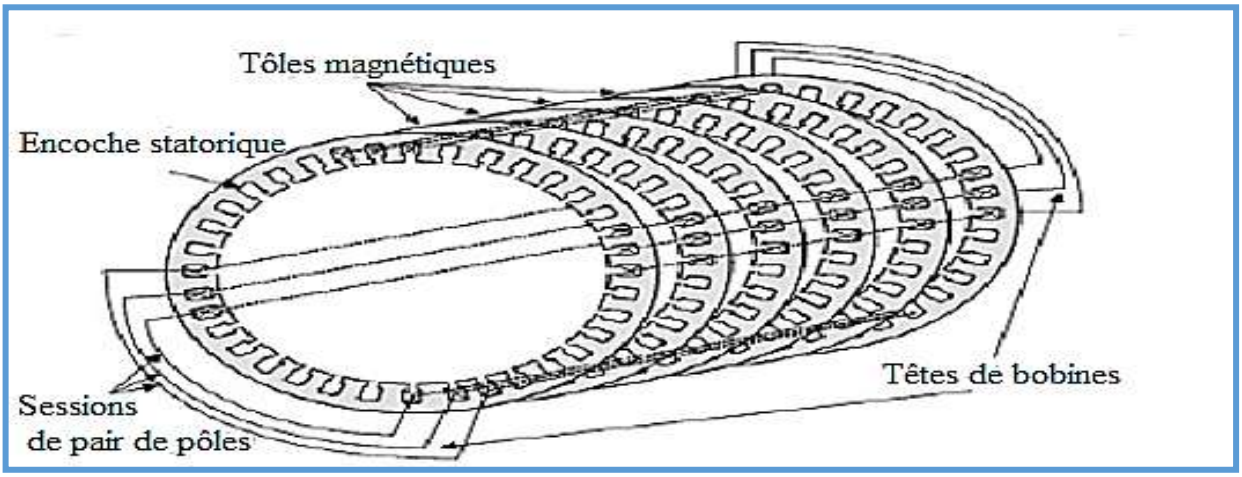


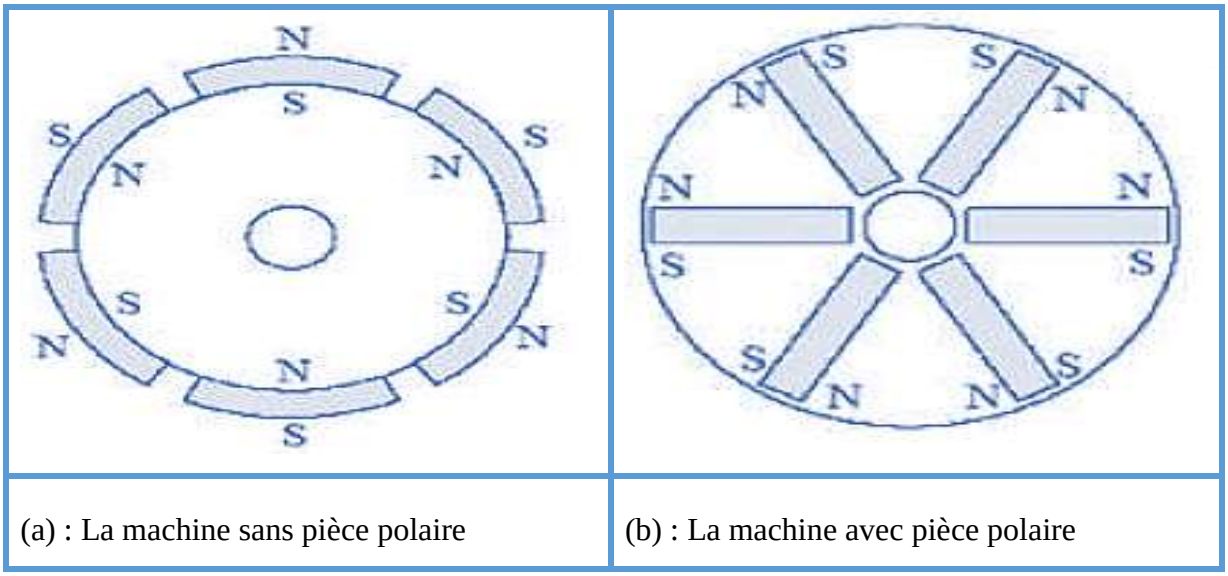
Fig I. 2: Structure du stator (l'induit)

I.3.2.2 L'inducteur (rotor) :

Dans le cas du MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants avec ou sans pièces polaires. On distingue deux types [6] :

A- Les machines sans pièces polaires (rotor avec aimants en surface) : Dans ce type de machine, les aimants sont colles directement à la surface du rotor. la perméabilité magnétique de l'aimant étant proche de celle de l'air de l'entrefer et le fer du rotor ayant partout la même épaisseur, dans ce type de machine, l`inducteur est à pôles lisses. Ainsi, la machine est à pôles lisses (absence de saillance Lsd =Lsq). Cette structure est souvent utilisée pour sa simplicité de fabrication et de commande mais aussi en raison de son rapport poids-puissance avantageux, ce qui rend cette solution très adaptée aux applications embarquées.

B- Les machines avec pièces polaires (rotor avec aimants enterrés) : Les aimants sont insérés dans le fer, le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer a une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique la perméabilité est bien différente donc l'entre fer est constante. Dans ce type de machine, l`inducteur est à pôles saillants.

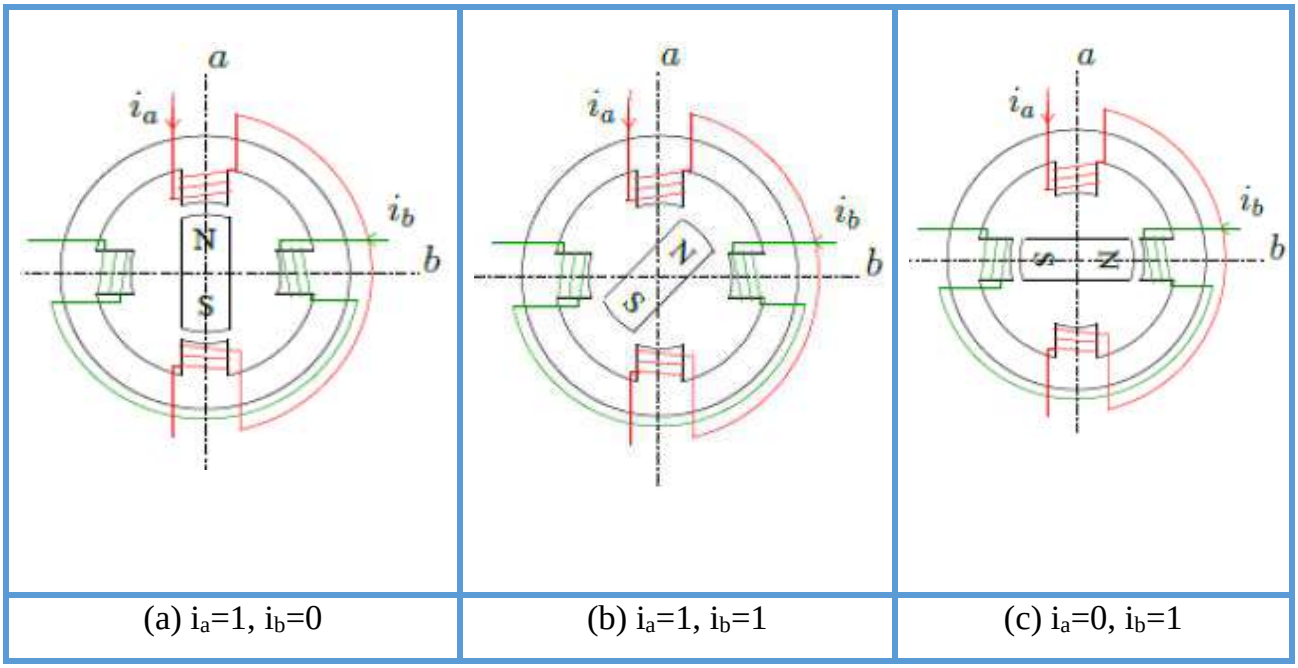


(a) : La machine sans pièce polaire | (b) : La machine avec pièce polaire

Fig I. 3: Structure du rotor (l'inducteur)

I.4 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement de la machine MSAP est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu ; le stator muni d'un enroulement polyphasé (triphasé dans la plupart des cas) est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (1.2) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases *a* et *b* sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un "pas" élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90°$. Ceci correspond au passage de la Figure (1.2.a) à la Figure (1.2.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (1.2.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [10].



(a) i_a=1, i_b=0	(b) i_a=1, i_b=1	(c) i_a=0, i_b=1

Fig I. 4: Principe de fonctionnement de la machine MSAP

I.4.1 Alimentation de la machine synchrone à aimant permanant :

Selon le type d'alimentation, on trouve deux catégories de machines à aimant :

- Les machines à fem sinusoïdales : dits PMSM (Permanant Magneto Synchrone Machine). Elles sont alimentées par des courants sinusoïdaux.
- Les machines à fem trapézoïdales : dits BDCM (Brushless Direct Curent Motors). On les appelle encore «machine à courant continu sans balais».

I.4.2 L'autopilotage :

Les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées a fréquence variable [10], il existe deux procèdes :

- La fréquence est délivrée par un dispositif (convertisseur de fréquence) dont la commande est indépendante du moteur ; la machine fonctionne alors en boucle ouverte. Ce mode de fonctionnement direct présente de grands risques d`instabilité ainsi la machine décroche dans le cas où la charge devient importante.
- La fréquence du convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation de l`arbre moteur de manière à assurer le synchronisme ($\omega = \omega_r$). Le moteur élabore lui-même, en tournant, sa fréquence d`alimentation (fonctionnement autopiloté). Cette methode élimine tous les risques d`instabilité propre au mode d`alimentation précèdent. Le fonctionnement autopilote nécessite la détection de la position du rotor de la machine et une source d`alimentation a fréquence variable pouvant être synchronisée par rapport à une référence extérieure.

I.5 Modélisation de MSAP :

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et forte puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude [8], D'abord, nous présentons les hypothèses de modélisation d'une MSAP, nécessaires à l'établissement d'un modèle simple de type circuit électrique.

I.5.1 Hypothèse considérée pour la modélisation :

Étant donné que l'objectif est de disposer de modèles de type circuit associes aux méthodes d'identification des paramètres simples et suffisamment précise, nous devons admettre un certain nombre d'hypothèses qui ne sont pas valables pour tous les types de MSAP. Cependant, ces hypothèses sont justifiées pour un nombre important de MSAP, utilisées notamment pour les applications dans les systèmes embraques. Les hypothèses admises et les restrictions éventuelles qu'elles entrainent sont décrites ci-après [9] :

- ✓ L'absence de saturation dans le circuit magnétique,
- ✓ La distribution sinusoïdale de le F.M.M crée par les enroulements du stator,
- ✓ L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau,
- ✓ L'effet d'encochage est négligeable,
- ✓ La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

I.5.2 Mise en équations de la machine dans le repère (abc) :

La figure (1.5) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

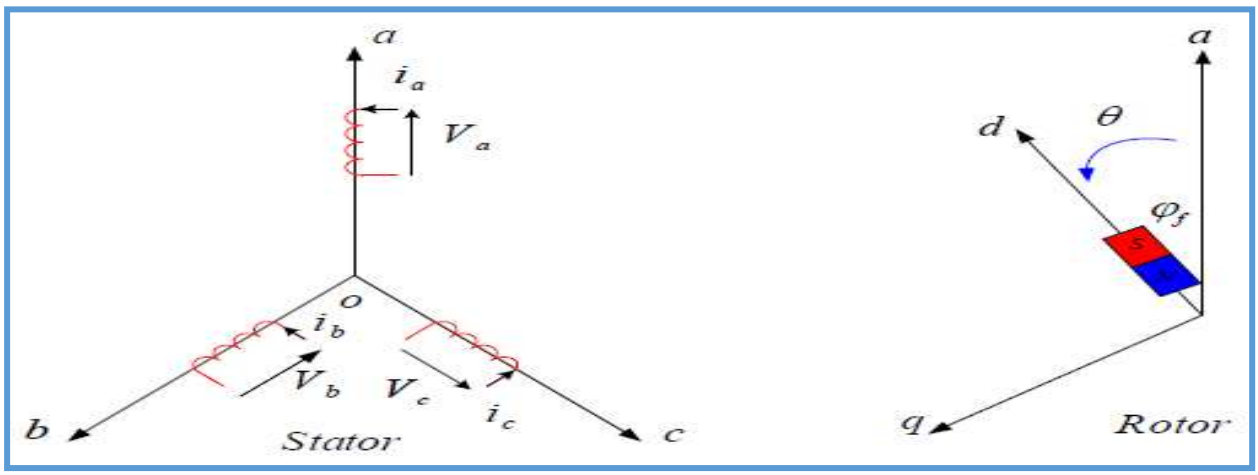


Fig I. 5 : Représentation schématique des enroulements de la MSAP

I.5.2.1 Équations électriques :

$$[V_{abc}] = [R][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \quad \text{(I.1)}$$

Avec :

- $[V_{abc}] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T$: les tensions de phases statoriques ;
- $[i_{abc}] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T$: les courants de phases statoriques ;
- $[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T$: les flux produit par les courants statoriques ;
- $[R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix}$: la résistance d`une phase statorique.

I.5.2.2 Equations magnétiques :

$$[\varphi_{abc}] = [L][I_{abc}] + [\varphi_f] \quad \text{(I.2)}$$

Avec :

- $[L] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix}$
- L_{sa}, L_{sa} et L_{sc} : Des inductances propres aux phases (a, b et c) respectivement ;
- $M_{ab}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ac}, M_{ca}, M_{cb}$: Des inductances mutuelles aux phases (a, b et c) respectivement.
- $[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T$: Représente le vecteur de projection du flux de aimant permanent sur les trois phases (a, b et c).

La substitution de (1.2) dans (1.1) donne :

$$[V_{abc}] = [R][I_{abc}] + [L]\frac{d}{dt}[i_{abc}] + [\varphi_f] \quad \text{(I.3)}$$

I.5.2.3 Équation mécanique :

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine : $$J\frac{d\omega_r}{dt} = cem - Cr - Cf \qquad (I.4)$$

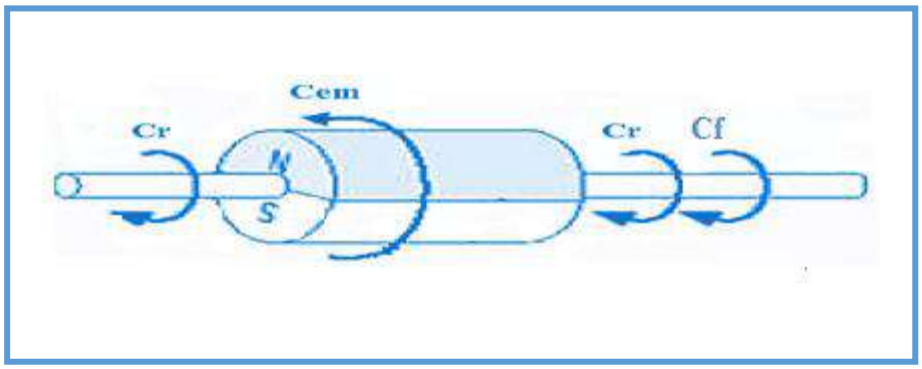


Fig I. 6: Différents couples qui agissent sur le rotor.

Avec :

- $cem = \frac{3}{2} p[(L_{sd} - L_{sq})I_{sd}I_{sq} + \varphi_f I_{sq}$ couple électromagnétique ; (I.5)
- Cr : couple résistant (couple de charge).

I.5.3 Transformation triphasé -biphasé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (**a b c**) vers un système biphasé (**α β**).

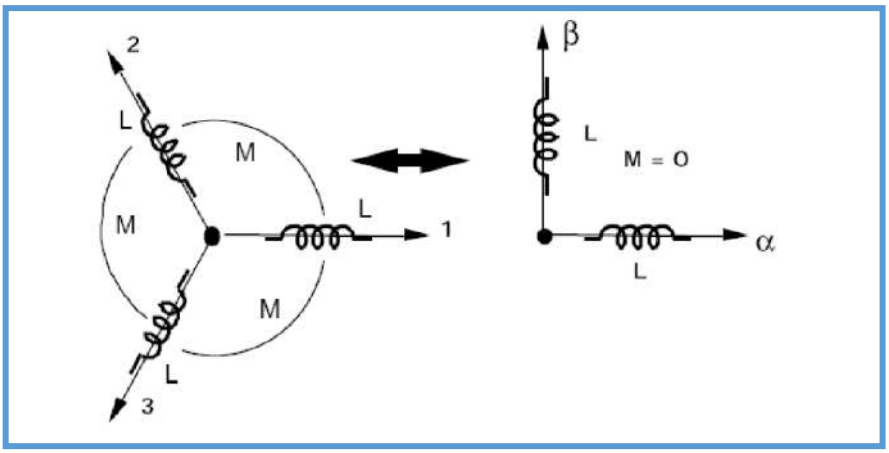


Fig I. 7: Passage du système triphasé au système biphasé.

Il existe principalement deux transformations : Clarke et Concordia. La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais elle ne conserve ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient$\sqrt{3/2}$). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais ne conserve pas les amplitudes [11].

I.5.3.1 Transformation de Clarke :

Le passage d'un système triphasé *abc* à un système biphasé de Clarke $\alpha\beta$ s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.à.d. } X_{\alpha\beta} = C_{23}[X_{abc}] \qquad \text{(I.6)}$$

Avec :

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \qquad \text{(I.7)}$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = C_{32} \left[X_{\alpha\beta} \right] \qquad \text{(I.8)}$$

Avec :

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3/2} \\ -1/2 & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \qquad \text{(I.9)}$$

Le choix de la matrice de passage non normée (Clarke) est pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq. Cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant absorbé par le moteur [7].

I.5.3.2 Transformation de Concordia :

En prenant l'axe de symétrie de la phase est comme origine figure, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

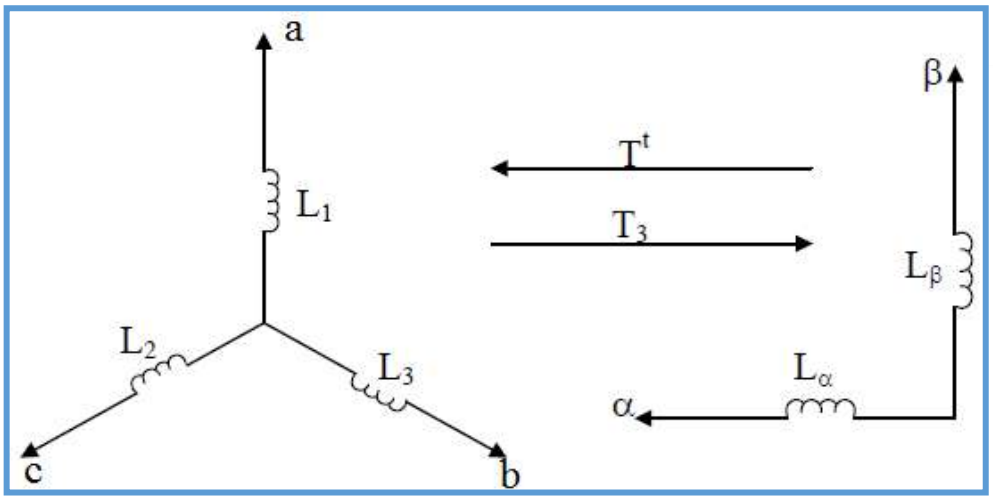


Fig I. 8: Transformation de Concordia

La transformation de Concordia présente les propriétés suivantes :

- Elle est orthogonale.
- Elle est normée et conserve dons la puissance.

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé $\alpha\beta$ s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.à.d. } \quad \left[X_{\alpha\beta}\right] = T_{\alpha\beta}\left[X_{abc}\right] \qquad \text{(I.10)}$$

Avec

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \qquad \text{(I.11)}$$

Le passage inverse s'écrit :

$$\left[X_{abc}\right] = T_{32}\left[X_{\alpha\beta}\right] \text{ Avec } \quad T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \qquad \text{(I.12)}$$

Le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse [11].

I.5.3.3 Transformation de base de Park

La transformation de Park rend assez aisée de tous les régimes transitoires de la machine électrique polyphasée.

Le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a, b, c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park [P(θ)].

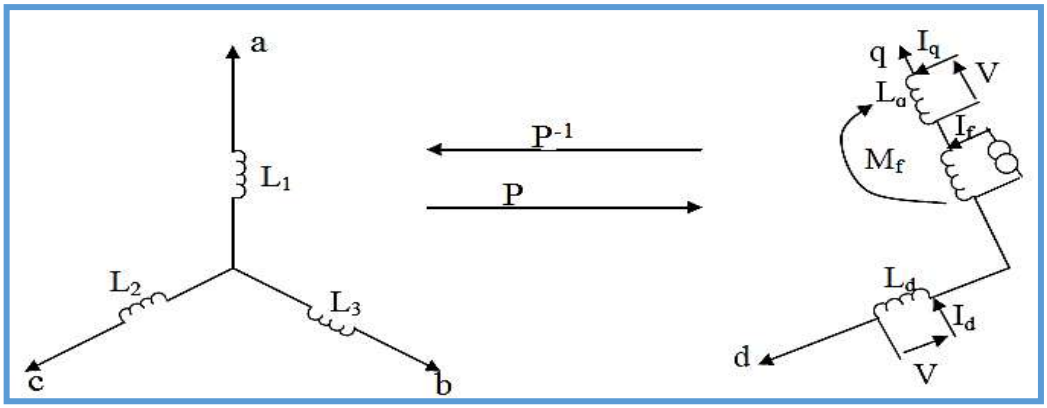


Fig I. 9: Transformation de Park

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant. La matrice de Park est définie comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \qquad \text{(I.13)}$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \qquad \text{(I.14)}$$

$[P(\theta)]$: Matrice de passage direct, θ est la position du repère choisi pour la transformation.

$[P(\theta)]^{-1}$: Matrice de passage inverse.

I.5.4 Mise en équations de la machine dans le repère (α, β) :

Le passage du repère triphasé statorique au repère diphasé (α, β) lié au stator est effectué en utilisant la matrice restreinte de Concordia T, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_\alpha = R.i_\alpha + L\dfrac{di_\alpha}{dt} + e_\alpha \\ V_\beta = R.i_\beta + L\dfrac{di_\beta}{dt} + e_\beta \end{cases} \qquad \text{(I.15)}$$

Avec : $\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T^t \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = T^t \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$ (I.16)

I.5.5 Mise en équations de la machine dans le repère (d,q) :

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{sd} = R.I_{sd} + \dfrac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_r \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R.I_{sq} + \dfrac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_r \varphi_{sq} \end{cases} \qquad \text{(I.17)}$$

Avec : $\varphi_{sd} = L_{sd} I_{sd} + \varphi_f$ (1.18) et $\varphi_{sq} = L_{sq} I_{sq}$ (1.19)

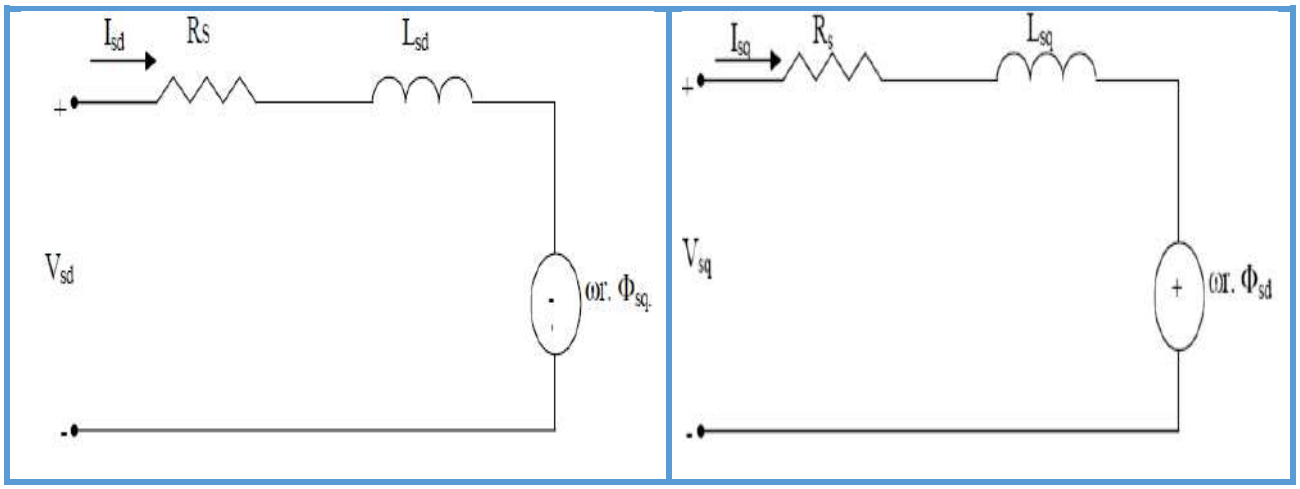


Fig I. 10: modèle biphasé de la machine dans le repère (d, q)

I.6 Modèle de simplifié :

Les expressions finales utilisées dans le modèle sont obtenues à partir de toutes les expressions précédemment présentées dans un repère de Park par :

$$\begin{cases} \dfrac{dI_{sd}}{dt} = \dfrac{-R_s}{L_{sd}} I_{sd} + p \times \dfrac{L_{sq}}{L_{sd}} + \dfrac{V_{sd}}{L_{sd}} \\ \dfrac{dI_{sq}}{dt} = \dfrac{-R_s}{L_{sq}} I_{sq} - p \times \dfrac{L_{sd}}{L_{sq}} I_{sd}\omega_r - p \times \dfrac{\varphi_f}{L_{sq}} \omega_r + \dfrac{V_{sq}}{L_{sq}} \\ \dfrac{d\omega_r}{dt} = \dfrac{-f}{J} + \dfrac{cem}{J} - \dfrac{cr}{J} \end{cases} \quad \text{(I.20)}$$

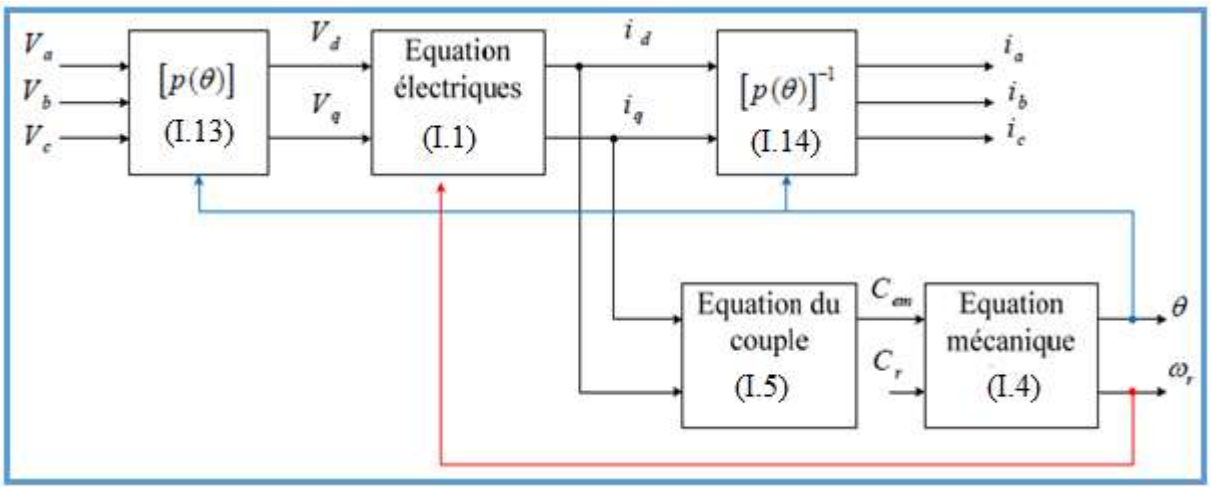


Fig I. 11: Schéma fonctionnel du modèle de Park.

I.7 Modélisation machine-onduleur :

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé.

I.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances [8], qui permet d`obtenir une tension (un courant) alternative à partie d`une tension (un courant) continue fixe [9]. Le séquencement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun [12].

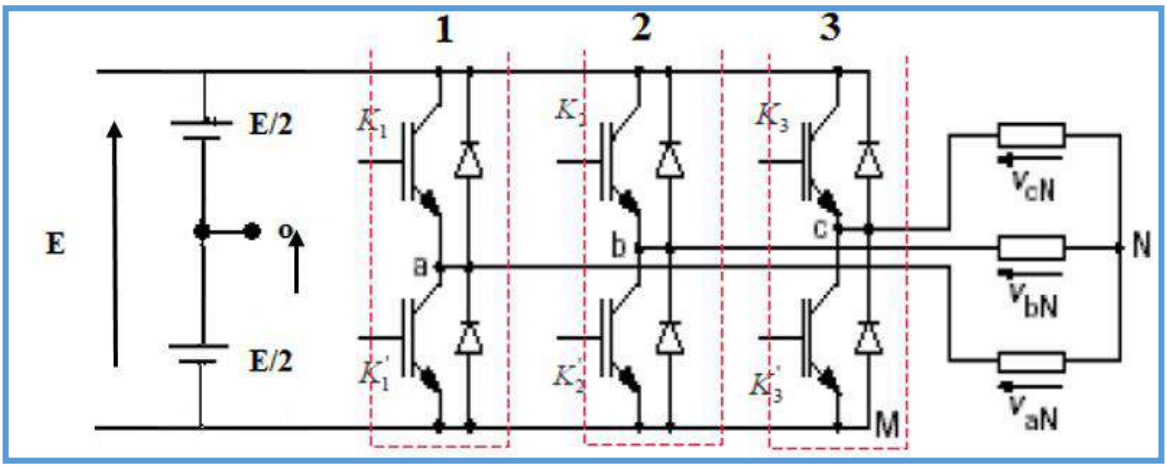
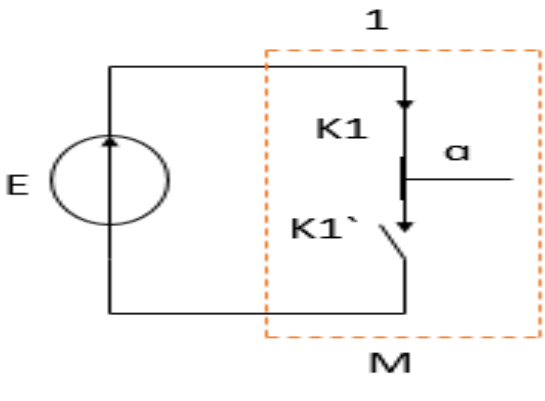


Fig I. 12: Schéma de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

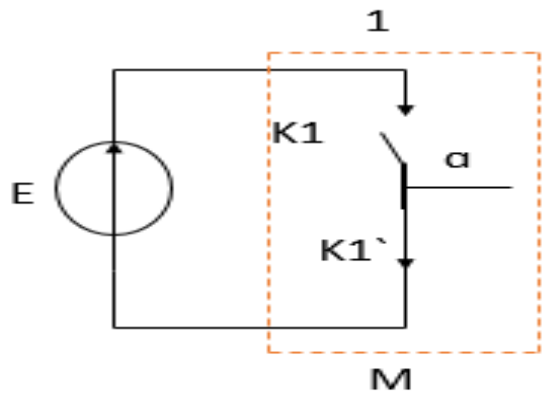
- **Principe de fonctionnement :**

Les interrupteurs (K1, K1`) et (K2, K2`) et (K3, K3`) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source.



Si K1 est fermé et K1` est ouvert on obtient :

$$V_{aM} = E$$



Si K1 est ouvert et K1` est fermé on obtient :

$$V_{aM} = 0$$

Fig I. 13: Fonctionnement des interrupteurs de l'onduleur

Le raisonnement reste identique pour les bras 2 et 3.

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques Si $(i = a, b, c)$. On appelle Ki et Ki` les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- Si =1, Alors Ki est passant et Ki` est ouvert ;
- Si= -1, Alors Ki est ouvert et Ki` est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{bo} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad \text{(I.21)}$$

Où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continue.

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad \text{(I.22)}$$

Avec V_{no} la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif "O".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{(I.23)}$$

En remplaçant l'équation (I.15) dans le système d'équations (I.14), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad \text{(I.24)}$$

Nous avons : $V_{io} = S_i E - \frac{E}{2}$ (I.25) avec : $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 \\ S_i = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{matrix} V_{io} = \frac{E}{2} \\ V_{io} = -\frac{E}{2} \end{matrix} \quad \text{(I.26)}$$

Il vient alors :

$$\begin{cases} V_{ao} = \left(S_a - \frac{1}{2}\right)E \\ V_{bo} = \left(S_b - \frac{1}{2}\right)E \\ V_{co} = \left(S_c - \frac{1}{2}\right)E \end{cases} \quad \text{(I.27)}$$

En remplaçant l'équation (I.18) dans l'équation (I.17), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = E/2 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{(I.28)}$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia pour passer d'un système triphasé au système

I.8 Modèle de simulation MSAP-onduleur :

La figure (I.14) présente le schéma bloc de la machine synchrone à aimant permanent à l'aide du logiciel Simulink.

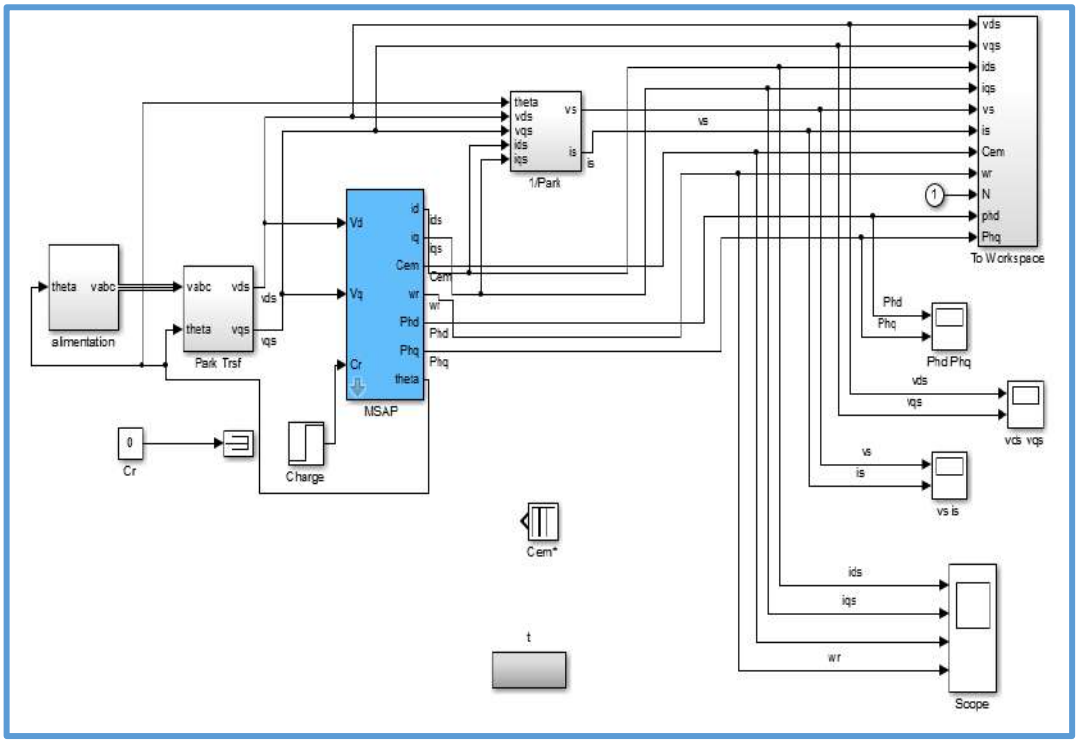


Fig I. 14: Bloc de la machine MSAP

- **<u>Présentation de travail</u>**

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle d'état de la MSAP dans le repère (d,q) lié au champ tournant associe avec un convertisseur statique continu-alternatif (onduleur) sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK. Le modèle est alimenté par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}.V_s.\sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(I.29)}$$

Avec :

V_s **:** Valeur efficace de la tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine synchrone à aimant permanent utilisés dans ce travail sont donnés en *Annexe (A).*

I.9 Résultats de simulation :

La figure (I.15) représente les résultats de simulation de la conduite de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

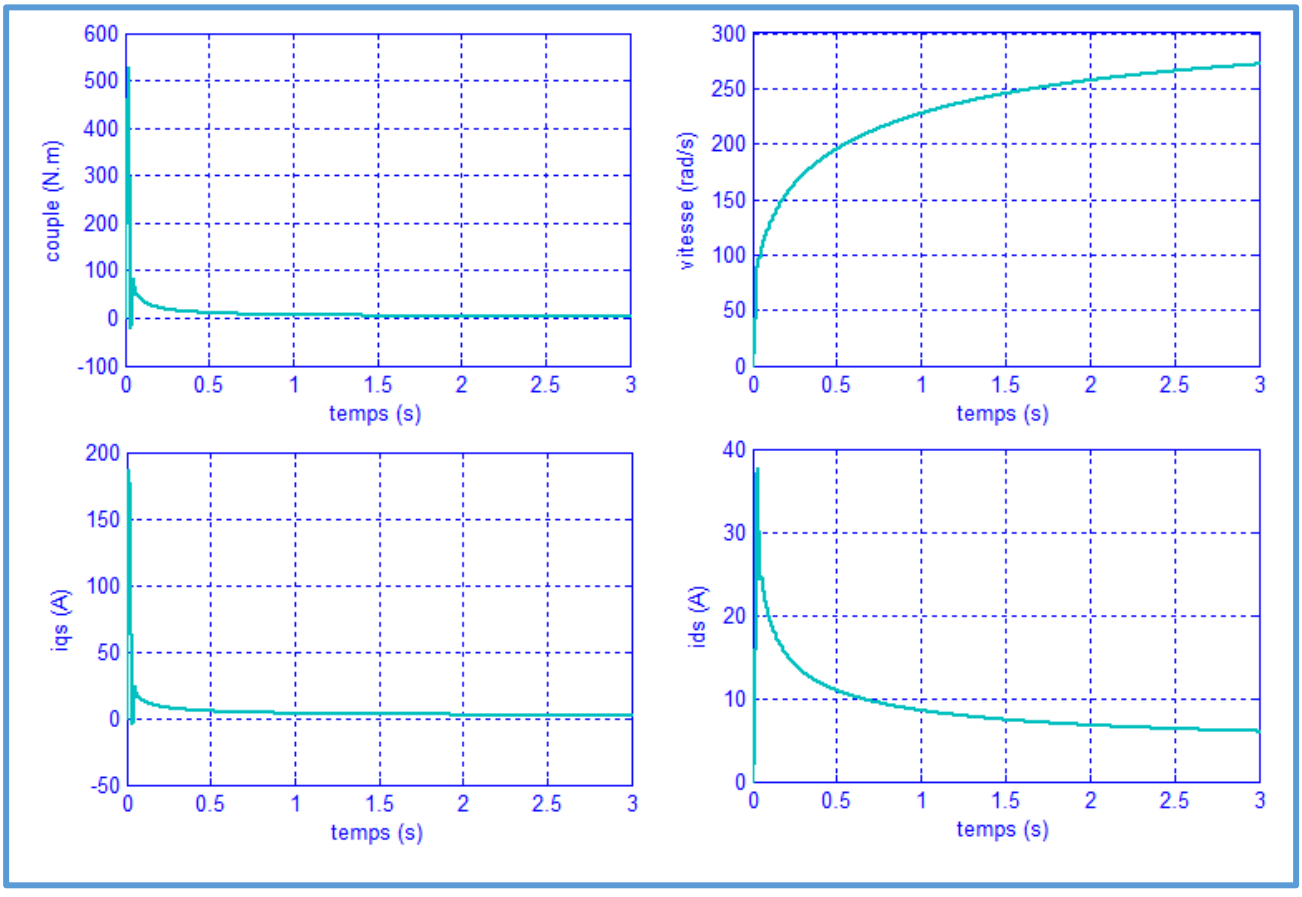


Fig I. 15: Simulation de la machine MSAP à vide

On remarque, d'après la figure (I.15) lors du démarrage à vide, que la vitesse suit parfaitement sa référence, qui est atteinte très rapidement, et que le couple électromagnétique débute par une valeur de 10N.m et se stabilise à la valeur de zéro. On note que la composante I_{sd} est nulle et le courant Isq est l'image du couple.

La figure ci-dessous (I.16) représente les résultats de simulation de la conduite de la MSAP lors d'un démarrage avec l'application d'un couple de charge.

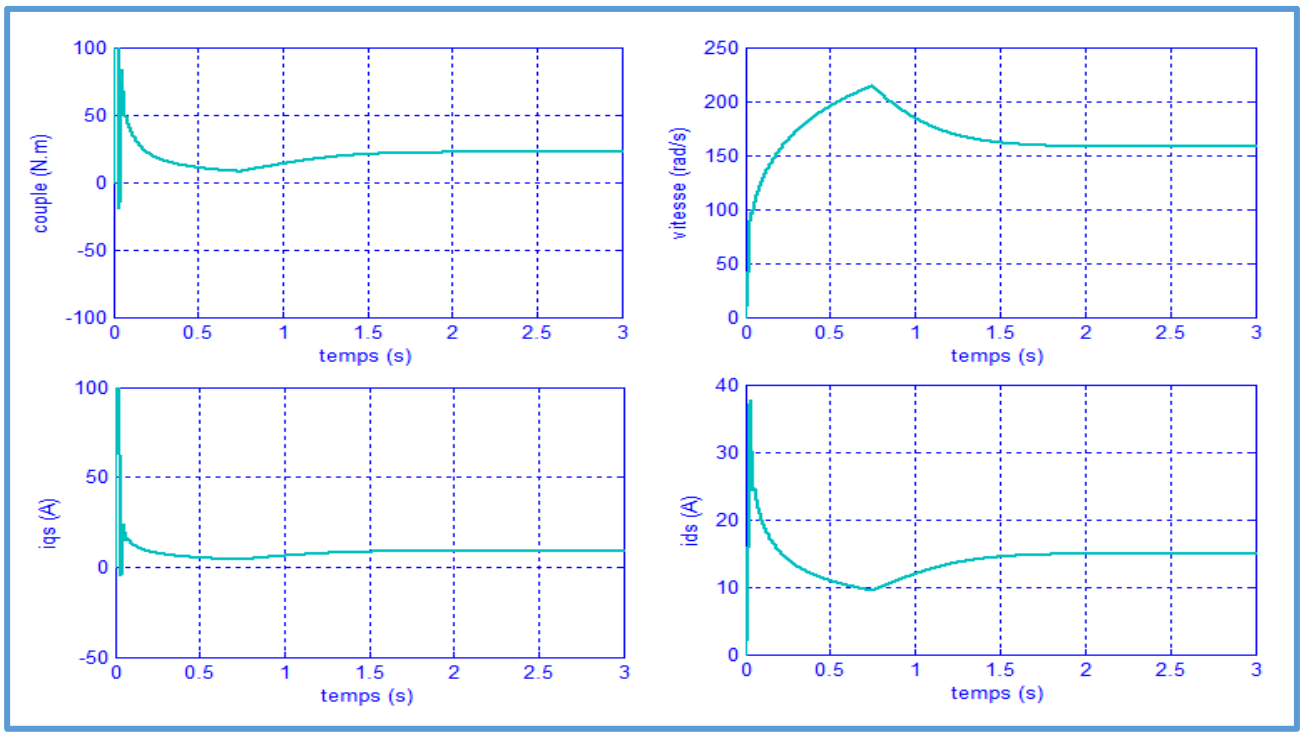


Fig I. 16: Simulation de la MSAP en charge

La MSAP est également simulée lors de la mise en charge d'un couple de charge de Cr= 21 N.m à t=0,75s comme le montre la figure (I.16), L'allure de la vitesse est dépassé la valeur 200 (rad/s) puis elle est diminué vers la valeur 157(rad/s) en charge.

I.10 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons traité la complexité du modèle de la machine synchrone à aimant permanent qui a été réduite grâce aux hypothèses simplificatrices et la transformation de Park en une machine biphasée équivalente.

L'alimentation par un convertisseur statique engendre l'existence d'harmoniques dans transitoire, mais présente des ondulations. Cependant Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la machine, puisqu'elle est destinée à travailler à haute fréquence.

Dans le chapitre suivant, nous exploitons le modèle établi précédemment pour étudier la commande de la machine MSAP en utilisant la technique du contrôle directe du couple DTC.

CONCLUSION GENERALE

II. La commande directe du couple de la MSAP

Depuis longtemps, la commande des machines électriques a fait l'objet de plusieurs travaux de recherches afin d'améliorer leurs performances. Le développement de nouvelles techniques de commande non-linéaire basées sur la théorie de la géométrie différentielle a permis de résoudre ce problème Parmi ces techniques de commande la technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou 'DTC') a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique [1]. La DTC est appliquée initialement à la commande de machines asynchrones.

La tendance actuelle est de remplacer le moteur asynchrone par le moteur synchrone à aimants permanents qui est de coût faible et de rapport couple inertie beaucoup plus important.

La commande DTC d'une machine synchrone à aimants permanents permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1 tour/heure (1/3600Hz), ceci avec une bande passante en couple. Les actions de réglage sont entreprises en recourant à de simples correcteurs d'hystérésis et une table prédéterminée qui indique la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs du convertisseur [2-6].

Dans ce qui suit-on s'intéressera spécialement à la commande DTC Pour étudié cette stratégie de commande, on commencera par une présentation d'une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite des résultats de simulations du contrôle direct du couple appliqué à la MSAP alimenté par un onduleur de tension.

II.2 Principe de commande DTC :

La commande DTC est basée sur un choix approprié de la vectrice tension imposée par l'onduleur qui détermine son état et selon les différences entre les références du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis pour la régulation directe du couple de la machine. Les contrôleurs du courant suivi d'un comparateur à MLI ne sont pas utilisés dans des systèmes de commande DTC et les paramètres de la machine ne sont pas utilisés également exception faite pour la résistance statorique du moteur [5], [7], [9].

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [5].

La commande par DTC de MSAP, peut être schématisée par la figure suivante :

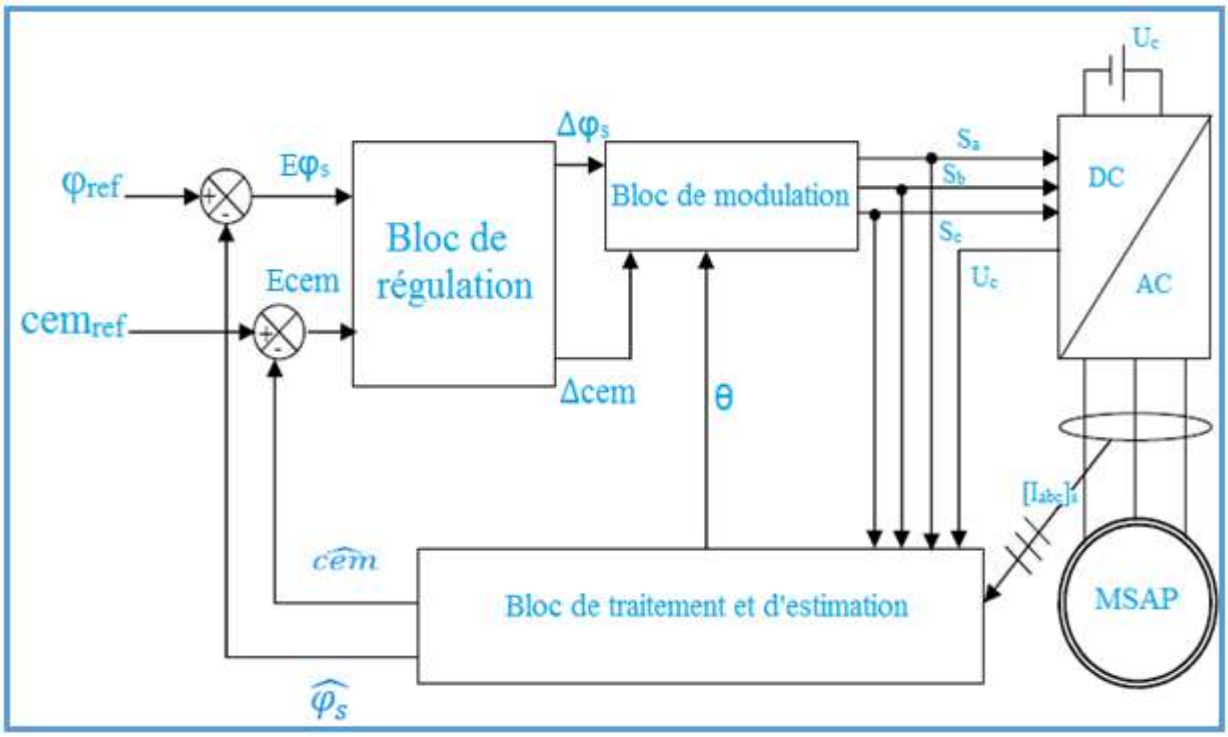


Fig II. 1: Schéma de structure d'une commande DTC appliquée à une MSAP

Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à de larges plages de fonctionnement couple/vitesse Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;

- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine ;
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales ;
- Une réponse dynamique de la machine très rapide ;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

II.2.1 Control de vecteur flux statorique :

On se place dans le repère fixe (α.β) lié au stator de la machine. Le flux statorique de la MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\varphi_s}}{dt} \qquad \text{(II.1)}$$

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia est :

$$\overline{\varphi_s} = \overline{\varphi_{s0}} + \int_0^t \left(\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}\right) dt \qquad \text{(II.2)}$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\overline{\varphi_s} = \overline{\varphi_{s0}} + \int_0^t \overline{V_s} dt \qquad \text{(II.3)}$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué à la MSAP reste constant, on peut écrire alors :

$$\overline{\varphi_s}(k+1) \approx \overline{\varphi_s}(k) + \overline{V_s} T_e \qquad \text{(II.4)}$$

Ou encore :

$$\Delta\overline{\varphi_s} \approx \overline{V_s} T_e \qquad \text{(II.5)}$$

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor.

Par conséquent les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, φ_s devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\varphi_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator de la MSAP, la figure (II.2) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β).

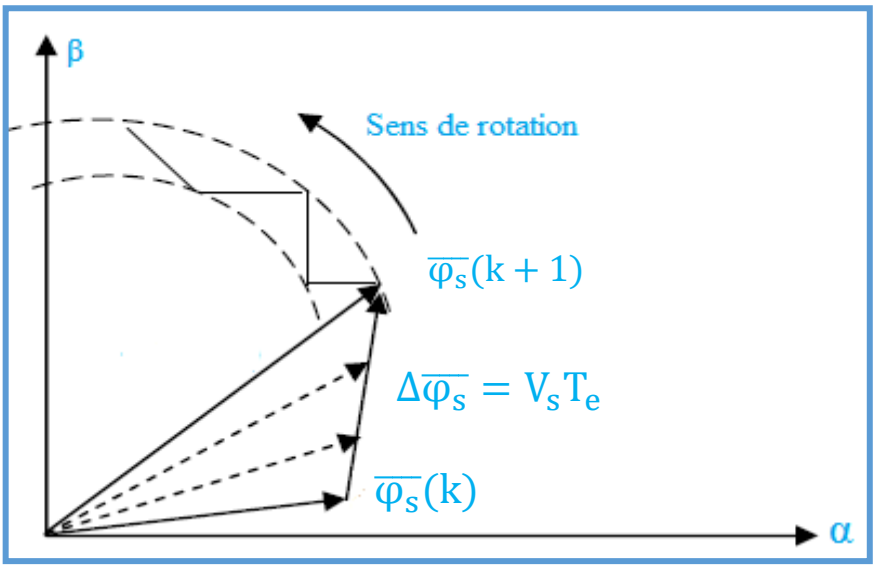


Fig II. 2: Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

II.2.2 Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante [1] :

$$cem = k\left(\overline{\varphi_s} \times \overline{\varphi_r}\right) = k\left\|\overline{\varphi_s}\right\|\left\|\overline{\varphi_r}\right\|\sin\left(\delta\right) \qquad \text{(II.6)}$$

Tels que : $k = \dfrac{p}{L_{sq}}$ (II.7)

Avec : - $\overline{\varphi_s}$ est le vecteur de flux statorique ;

- $\overline{\varphi_r}$ est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;

- δ est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs φ_s et φ_r et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux φ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de φ_s et le couple électromagnétique de façon découplée.

II.2.3 Sélection de vecteur de tension :

Le choix du vecteur de tension statorique $_s V$ dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique, du sens de rotation de φ_s, et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique (α, β), on peut délimiter l'espace de φ_s en le décomposant en six zones appelées secteurs, déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes (α) et (β), l'axe (α) est choisi confondu avec l'axe de la phase (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c) (voir figure II.4) [3] [15].

Lorsque le flux se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vectrices tensions suivantes : [5].

- Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croit et cem croit,
- Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croit et cem décroît,
- Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s croit et cem croit,
- Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s décroît et cem décroît,
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux φ_s reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone *i*.

En effet, au début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} sont perpendiculaires à φ_s d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Alors aux vecteurs V_{i+1} et V_{i+2}, il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de φ_s, au début de la zone, alors qu'à la fin de zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone *i*, les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de φ_s dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimé par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $\overline{\varphi_s}$.

II.3 Estimateurs :

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines synchrones, le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs

II.3.1 Estimation de flux statorique :

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes (α, β). A partir de l'équation suivante :

$$\overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\varphi_s}}{dt} \qquad \text{(II.7)}$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c), et de la mesure de la tension U_c et en appliquant la transformée de Concordia.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \qquad \text{(II.8)}$$

On peut écrire alors :

$$\overline{V_s} = V_{s\alpha} + V_{s\beta} \qquad \text{(II.9)}$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}_{s\alpha} &= \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta} &= \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{aligned} \qquad \text{(II.10)}$$

Le module du flux est obtenu par le calcul comme suit :

$$\hat{\varphi}_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \qquad \text{(II.11)}$$

La phase α_s entre le référentielle statorique et le vecteur flux φ_s est égal à [10]

$$\alpha_s = arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \qquad \text{(2.12)}$$

Pour notre travail, le modèle de la MSAP utilisé est modélisé dans le repère (d-q), pour cela il nous faut un passage biphasé (α, β)- (d-q) pour alimenter la machine.

II.3.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé pour tous les types de machines synchrones à partir des grandeurs estimées du flux et courant.

A partir de leurs composantes (α, β), le couple peut se mettre sous la forme :

$$\hat{cem} = p\left(\hat{\varphi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} I_{s\alpha}\right) \qquad \text{(II.13)}$$

L'estimation du flux et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes des courants et celles des tensions statoriques [19].

II.4 Elaboration du vecteur de commande :

II.4.1 Correcteur de flux :

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la (figure II3) [5].

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\varphi_s}$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne *cflx* indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (*cflx*=1) ou diminuée (*cflx*=0) de façon à maintenir :

$$\left|(\varphi_s)_{ref} - \varphi_s\right| \le \Delta\varphi_s \qquad \text{(II.14)}$$

Avec : - φ_{sref} : La consigne de flux ;

- $\triangle\varphi$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

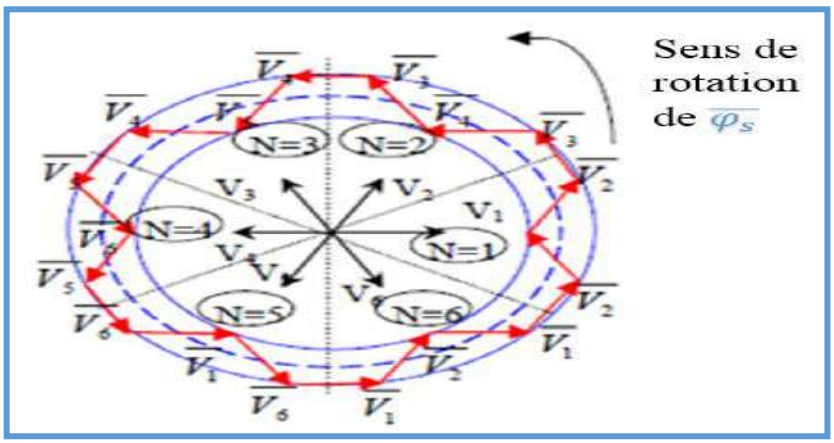


Fig II. 3: Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique

II.4.2 Correction de flux en utilisant un comparateur à deux niveaux :

Pour le contrôle du flux, on associe au régulateur à hystérésis du flux statorique a une variable «*cflx*» à deux états (0 où 1), qui définit l'action désirée sur le comportement du flux.

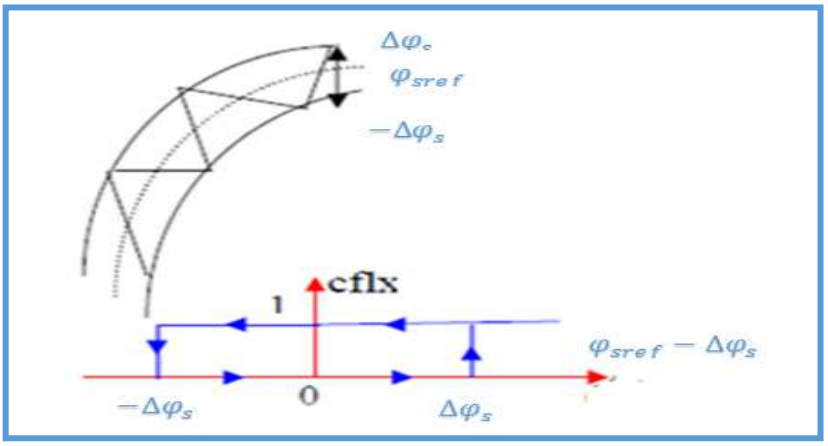


Fig II. 4: Block d'hystérésis de flux

Ainsi, selon le choix du vecteur de tension statorique sur les intervalles successifs de durée la période d'échantillonnage, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire (bande d'hystérésis) et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante [5].

II.4.3 Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans la limite $\left|cem_{ref} - cem\right| < \Delta cem$, avec Cref la référence de couple et ΔCe la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [7].

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur représentée par le variable booléenne kc indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (ccpl=1) pour une consigne positif et (ccpl=-1) pour une consigne négatif ou diminuée pour (ccpl=0).

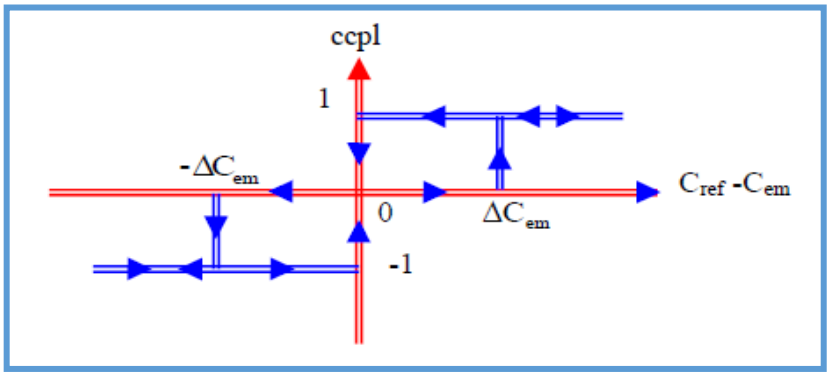


Fig II. 5: Block hystérésis de couple

II.5 Élaboration de la table de commande :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables *cflx* et *ccpl*, et de la zone N_i de position de φ_s. Elle se présente donc sous la forme suivante :

Flux	***Couple***	***N=1***	***N=2***	***N=3***	***N=4***	***N=5***	***N=6***	***Correcteur***
cflx=0	ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	***Deux niveaux***
	ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	***Trois niveaux***
cflx=1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	***Deux niveaux***
	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	***trois niveaux***

Tab II. 1: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis a trois niveaux (avec les vecteurs de tension nuls).

Flux	***Couple***	***N=1***	***N=2***	***N=3***	***N=4***	***N=5***	***N=6***	***Correcteur***
cflx=0	***ccpl=1***	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	***Deux niveaux***
	ccpl=0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	***Trois niveaux***
cflx=1	***ccpl=1***	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	***Deux niveaux***
	ccpl=0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	***trois niveaux***

Tab II. 2: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs de tension non nuls).

II.6 Présentation de la structure du control :

À partir de la structure de l'onduleur et son principe, nous constatons qu'il existe huit combinaisons possibles de (C_1, C_2, C_3). A partir de ces combinaisons nous déterminons six séquences de tension active (*V1...V6*) délivrées par l'onduleur pour alimenter le stator de la machine, et deux séquences de tension nulle (*V0* et *V7*) [11].

Vecteur	Sa	Sb	Sc	Vsa	Vsb	Vsc	Vsα	Vsβ	$\overrightarrow{Vi}$
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V5	0	0	1	-E/3	-E/3	2E/3	$-\sqrt{1/6}E$	$-\sqrt{1/2}E$	$-\sqrt{2/3}Ee^{j4\pi/3}$
V3	0	1	0	-E/3	2E/3	-E/3	$-\sqrt{1/6}E$	$-\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{1/3}Ee^{j2\pi/3}4$
V4	0	1	1	-2E/3	E/3	E/3	$-\sqrt{2/3}E$	0	$\sqrt{2/3}Ee^{j\pi}$
V1	1	0	0	2E/3	-E/3	-E/3	$-\sqrt{2/3}E$	0	$\sqrt{2/3}E$
V6	1	0	1	E/3	-2E/3	E/3	$\sqrt{1/6}E$	$-\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{2/3}Ee^{j5\pi/3}$
V2	1	1	0	E/3	E/3	-2E/3	$\sqrt{1/6}E$	$\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{2/3}Ee^{j\pi/3}$
V7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tab II. 3: Calcul de vecteurs de tension

Avec : $$\overrightarrow{V_1} = \sqrt{\frac{2}{3}}E\left(S_a + S_b e^{\frac{j2\pi}{3}} + S_c e^{\frac{j4\pi}{3}}\right) \qquad \text{(II.15)}$$

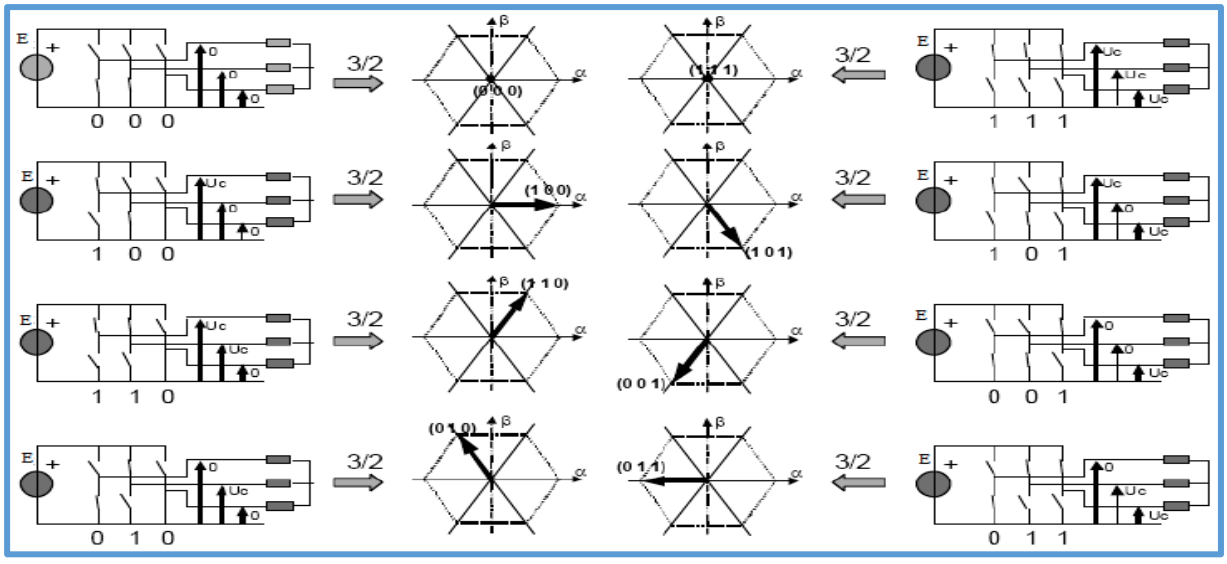


Fig II. 6: Schéma de calcul de vecteurs de tension

La figure3 représente dans le plan complexe (α, β) les huit vecteurs de tension que peut générer l'onduleur :

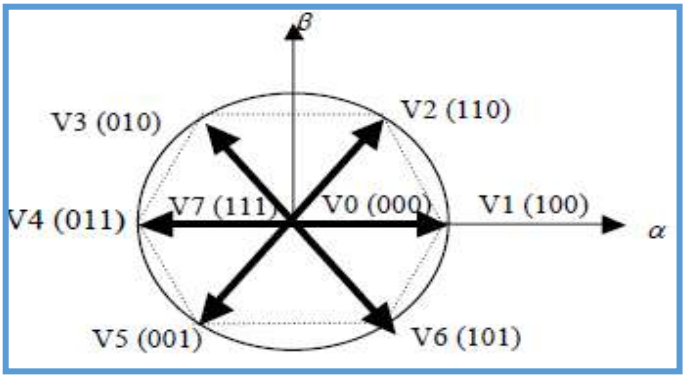
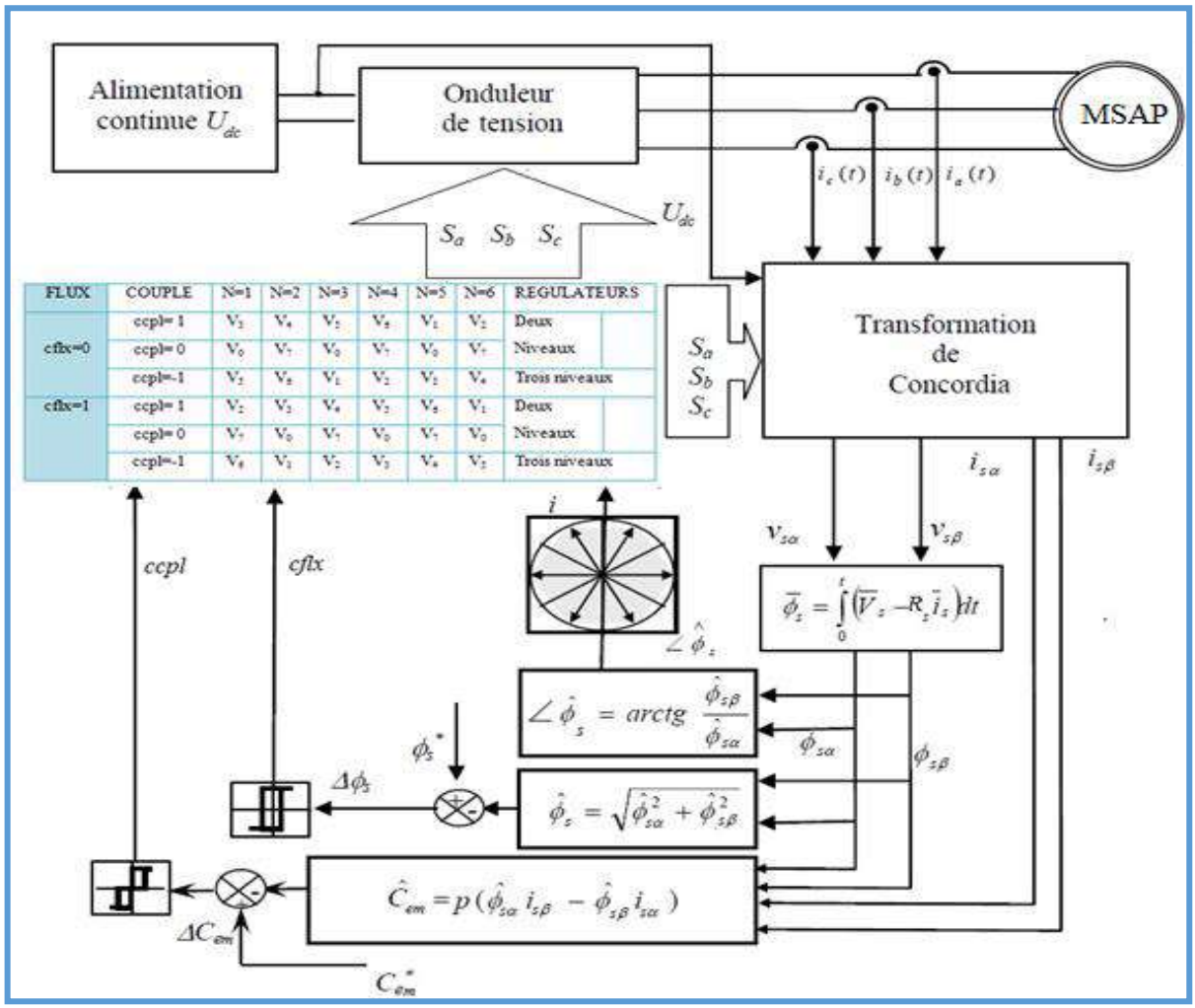


Fig II. 7: Vecteurs de tension

II.7 Le diagramme du bloc usuel d'un contrôleur DTC appliqué :

Avec la commande DTC il est possible de contrôler directement le flux et le couple électromagnétique, le contrôle indirect de la tension et du courant, le couple a de très bonnes performances dynamiques, et la bande d'hystérésis dépend de fréquence de commutation de l'onduleur. Le contrôle du couple est assuré par une commutation entre les états de repos (où, la tension appliquée aux bornes de la machine étant nulle, le flux statorique reste fixe) et les états actifs (où, la machine étant alimentée, le flux statorique avance). Une augmentation du couple de consigne conduit à une accélération du flux, donc une augmentation du glissement et du couple cem. Inversement, une diminution du couple de consigne entraîne une décélération du flux statorique, donc une diminution du glissement et du couple cem. La figure ci-dessus illustre la structure de la commande directe du flux et du couple [12].

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (2.8.).On utilise le tableau classique des séquences proposées par *Takahashi*. Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e.



FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEURS
cflx=0	ccpl= 1	V_2	V_3	V_3	V_5	V_1	V_2	Deux
	ccpl= 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveaux
	ccpl=-1	V_2	V_3	V_1	V_2	V_2	V_3	Trois niveaux
cflx=1	ccpl= 1	V_3	V_4	V_4	V_3	V_5	V_1	Deux
	ccpl= 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	ccpl=-1	V_4	V_5	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux

Fig II. 8: La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP

II.8 Avantages et inconvénients :

➢ Cette méthode de commande a pour avantage [12] :

• il n'est pas nécessaire de faire des calculs dans le repère rotorique (d, q) ;

• Il n'existe pas du bloc de calcul de modulation de tension MLI ;

• Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;

• De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.

• Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.

• La réponse dynamique est très rapide.

➢ Et pour inconvénients :

• L'existence de problèmes à basse vitesse ;

• La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;

• L'existence des oscillations de couple ;

• La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis) ; Cela conduit à un contenu harmonique riche qui augmente les pertes, amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

II.9 Simulation et interprétation de résultats :

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle de la MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé à MLI, en présence de la boucle de vitesse par un régulateur PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande. Un programme de simulation établi nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des divers composants de la chaîne de puissance. Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage. Les paramètres de la machine utilisés dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire, la caractéristique de la commande est imposée par les conditions de fonctionnement de la machine.

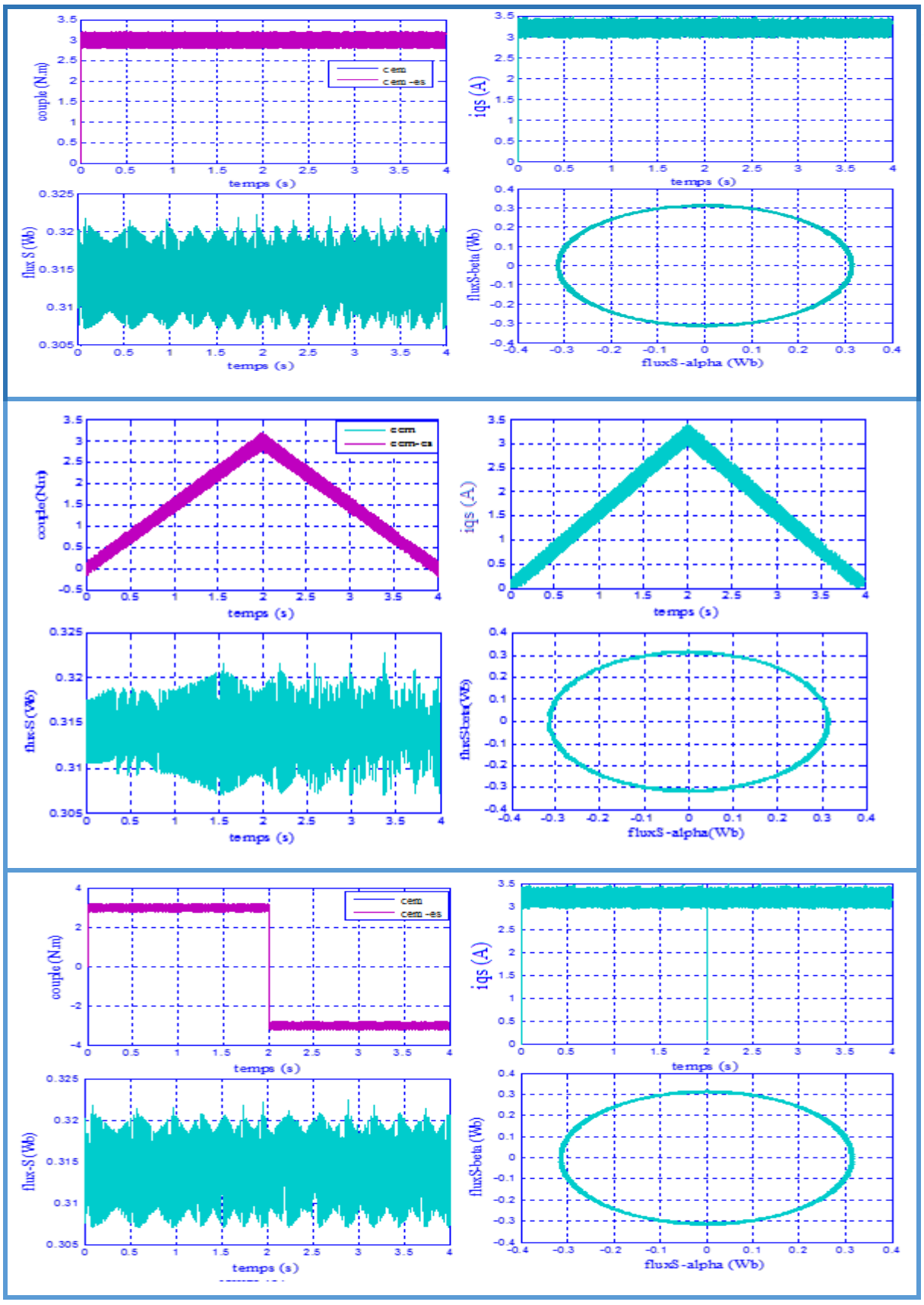


Fig II. 9: Les résultats de simulation en boucle ouverte

La figure (II.9) représente l'évolution du couple électromagnétique, du flux statorique et de la position du vecteur de flux statorique de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé commandée par une DTC classique sans boucle de vitesse en charge en utilisant des régulateurs à hystérésis de un niveau et de 2 niveaux.

La bande d'hystérésis du comparateur du couple est, dans ce cas, fixée à ± *0.1 Nm*, et celle du comparateur de flux à ±*0.001 Wb*, et pour une consigne de couple de 3Nm et un flux de référence de 0.314Wb. On relève que la trajectoire du flux statorique est presque circulaire durant toute la variation du couple.

Les résultats montrent que les valeurs estimées suivent les valeurs de consigne rapidement pour une rampe, un échelon de couple de 3Nm et ainsi en cas de l'inversion de la consigne du couple (de -3Nm à 3Nm).

On constate que le flux et le couple suivent convenablement leur référence, et on note les performances dynamiques et statiques du couple électromagnétique qui suit précisément sa consigne, mais avec des ondulations importantes.

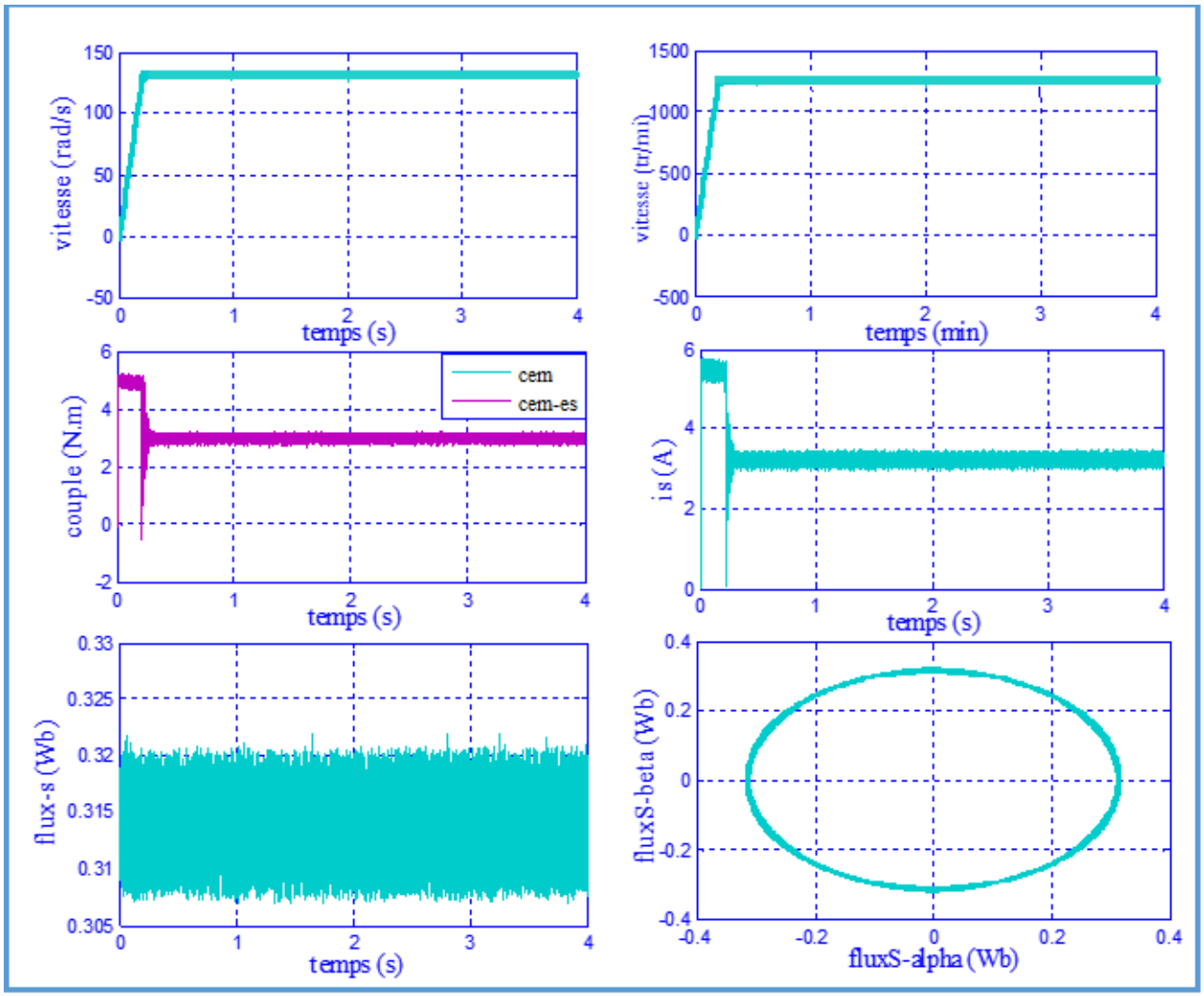


Fig II. 10: Les résultats de simulation en boucle fermée

On va tester dans la figure (II.10), la robustesse d'une commande DTC appliquée à la MSAP en présence d'une boucle de réglage de la vitesse par un régulateur PI classique, on a simulé la machine en charge, on a constaté que la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse très court , pour le couple électromagnétique, il atteint sa valeur maximale et se stabilise a une valeur pratiquement à sa référence.

II.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple (DTC).cette loi du control permet d'obtenir des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis-à-vis de certains écarts de paramètres du moteur .cette méthode apporte donc une solution concrète aux problèmes de dynamique et de robustesse rencontrés dans les autres structures du control telle que la commande vectorielle.

ANNEXES

III. Théorie de la logique FLOUE TYPE-2

III.1 Introduction :

La logique floue introduite par Zadeh (professeur à l'université de Californie à Berkley) dans les années soixante constitue un outil très puisant pour la représentation des termes et des connaissances vagues. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et à agir d'une manière intelligente malgré l'imprécis et l'incertitude des connaissances disponibles [1]. Elle a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance, qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain. Mais généralement ces informations sont entachées d'incertitudes qui peuvent parvenir de trois principales sources :

- Le sens des mots utilisés dans la construction des règles peut être incertain (un mot veut dire différentes choses pour différentes personnes).
- Les mesures qui activent les systèmes flous type-1 peuvent être bruitées, ce qui introduit une incertitude.
- Les données utilisées pour ajuster les paramètres des systèmes flous type-1 peuvent être aussi bruitées.

Toutes ces incertitudes apparaissent au niveau des fonctions d'appartenance ce qui rend les systèmes flous type-1 incapables de prendre en charge ces incertitudes. Par conséquent, des systèmes flous type-2 (proposés toujours par L. Zadeh comme une extension des systèmes flous type-1 mais présentés en 1999 par Liang et Mandel) sont introduits, dans ces nouveaux systèmes le degré d'appartenance des antécédent et /ou des conséquents est représenté lui-même par un ensemble flou type-1. Cependant ; les ensembles flous type-2 sont très efficaces pour modéliser les incertitudes, minimiser leurs effets dans la base de règles, et trouver une fonction d'appartenance convenable quand la forme de cette dernière ou l'un de ces paramètres sont incertains. Malheureusement, ces ensembles flous type-2 sont plus difficiles à définir et à utiliser que les ensembles flous type-1. Mais, leur bonne manipulation d'incertitudes, non prises en charge par les ensembles flous type-1, justifié leur utilisation [24].

Son utilisation dans le domaine du contrôle (contrôle flou) a été l'une des premières applications de cette théorie dans l'industrie avec les travaux de Mamdani et Assilian (1975).

Depuis, les applications de la logique floue se sont multipliées pour toucher des domaines très divers tels que la commande des machines.

III. THÉORIE DE A LOGIQUE FLOUE TYPE-2

Ce chapitre sera divisé en trois parties. Dans la première partie nous allons présenter les principes de base et le fondement théorique de la théorie de la logique floue type-2.
Dans la deuxième partie nous proposons d'effectuer une commande simple à base de logique floue type-2. Le régulateur flou type-2 dans la commande DTC sera présenté dans la troisième partie.

III.2 Types de régulateurs flous

- **Type 1 : régulateur flou de type Mamdani :** Dans ce type, les conclusions sont symboliques ou linguistiques et le calcul de la sortie nécessite l'utilisation d'une méthode de défuzzification.
- **Type 2 : régulateur flou de type Sugeno :** Ici, il n'y a pas de défuzzification. En effet la conclusion de chaque règle est égale à une constante ou à une forme polynomiale plus générale. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.
- **Type 3 : régulateur flou de type Tsukamoto :** Dans ce cas, les sorties sont des fonctions mono-toniques des variables d'entrées. La sortie totale est une moyenne pondérée des degrés de confiances de chaque règle floue et des valeurs des fonctions des variables de sortie. [15]

		Mamdani	Sugeno
Similarité		- Ils sont caractérisés par des règles IF-THEN. - Ils ont les mêmes structures antécédentes, les MF sont des ensembles flous - Un approximation universelle	
Différences	Structure de sortie	Ensemble flou	fonction
	inférence	Lorsque tous les ensembles flous sont de type 1 alors sa sortie est un ensemble de type 1qui ensuite défuzzifé pour obtenir un ensemble de type 0	Lorsque tous les ensembles flous sont de type 1 alors sa sortie est un ensemble de type 0, aucune défuzzification n'est nécessaire pour obtenir un ensemble de type 0
	applicative	L'incertitude peut être prise en compte à la fois pour les fonctions d'appartenances antécédentes et conséquentes	L'incertitude peut être expliquée uniquement dans les fonctions d'appartenances antécédentes
Avantages et inconvénients	Avantages	- Intuitif - Acceptation généralisée - bien adapte à l'apport humain	- Efficace sur le plan informatique - Fonctionne bien avec les techniques linéaires (contrôle PID par exemple) - Fonction bien avec les techniques d'optimisations et d'adaptations - continuité garantie de la surface de sortie - Bien adapté à l'analyse mathématique - Plus de nombre de paramètres de conceptions pour chaque règle, il est possible d'avoir moins de règle
	inconvénients		- plus efficace sur le plan des calculs, mais perd l'interprétation linguistique

Tab III. 1: Comparaison de methode Mamdani et Sugno

III.3 Terminologie de la logique floue type-2 :

➢ Définition 1

Un ensemble flou type-2, noté Ã est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle $\mu_{\tilde{A}}(x,u)$, c.-à-d. :

$$\tilde{A} = \int_{x\in X} \int_{u\in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x,u)/(x,u) \qquad J_x \subseteq [0,1]$$

Où $\int \int$ dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur *x* et *u* avec $0 \le \mu_{\tilde{A}}(x,u) \le 1$. À chaque point fixe *x* de *X*, J_x est l'appartenance primaire de *x*, et *x* est appelé variable primaire.

➢ Définition 2

À chaque valeur de *x*, notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont *u* et $\mu_{\tilde{A}}(x',u)$ est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}}(x,u)$. Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x,u)$.

Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0,1]$,on a :

$$\mu_{\tilde{A}}(x = x',u) = \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u\in J_{x'}} f_{x'}(u)/u \qquad J_{x'} \subseteq [0,1]$$

Où $0 \le f_{x'}(u) \le 1$ Puisque ∀x', ce x' va appartenir à *X*, c.-à-d. $\mu_{\tilde{A}}(x)$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{\tilde{A}}(x)$ qui est une fonction d'appartenance flou type-1. En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c.-à-d., en utilisant l'équation (IV.2), on peut écrire *A* % sous la forme suivante :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu_{\tilde{A}}(x)) / \forall x \in X\}$$

Où sous la forme $\tilde{A} = \int_{x\in X} \mu_{\tilde{A}}(x)/x = \int_{x=X} [\int_{u\in J_x} f_x(u)/u]/x \qquad J_x \subseteq [0,1]$

Pour un univers de discours discontinu on remplace l'intégral (∫) par la somme (Σ).

➢ Définition 3 :

Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé l'appartenance primaire de *x*. Dans (II.3), J_x est l'appartenance primaire de *x*, où $J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$

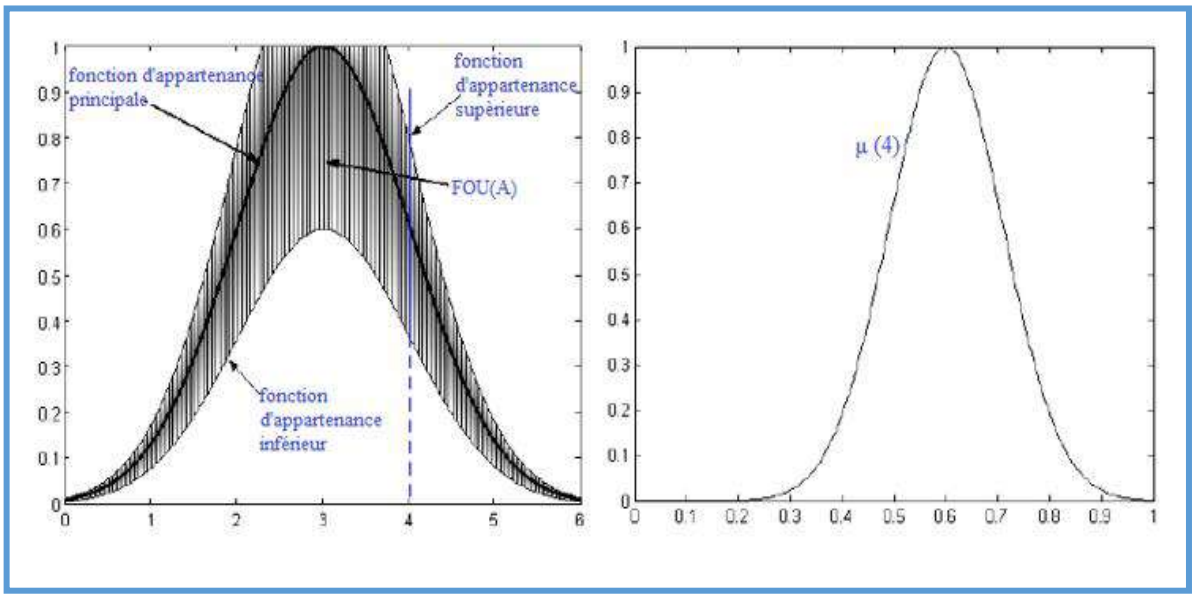


Fig III. 1: Fonction d'appartenance

➢ Définition 4 :

L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance secondaire Dans (II.3), *f* (*u*) *x* est le degré d'appartenance secondaire (figure (II.1.b)).

➢ Définition 5 :

Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont toutes les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de formes intervalles,

C.-à-d. $f_x(u) = 1 \forall u \in J_x \subseteq [0,1], \forall x \in X$

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2- Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en terme des bornes de gauches et de droites [*l*, *r*] ou par leurs centres et largeurs [c-s,c+s] où $c = (l+r)/2$ et $s = (r-l)/2$.

➢ **Définition 6 :**

Supposons que chaque fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou type-2 possède un seul degré d'appartenance unitaire. On définit alors une fonction d'appartenance principale comme l'union de tous ces points :

$$\mu_{principale}(x) = \int_{u \in x} u / x \quad \text{où} \quad f_x(u) = 1$$

Pour un ensemble flou type-2 intervalle, nous définissons la fonction d'appartenance principale comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la fonction d'appartenance primaire. Notons que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance disparaît, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit à la fonction d'appartenance principale.

➢ **Définition 7 :**

L'incertitude dans la fonction d'appartenance de l'ensemble flou type-2, consiste en une région bornée appelée l'empreinte d'incertitude (Footprint Of Uncertainty : FOU). C'est l'union de toutes les fonctions d'appartenance primaires (la surface sombre dans figure (II.1.a) : $FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x$

➢ **Définition 8 :**

Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure de Ã sont deux fonctions d'appartenance type-1 qui représentent les frontières du FOU (figure (II.1.a)). La fonction d'appartenance supérieure correspond à la borne supérieure du FOU(Ã), et est notée $\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x)$, $\forall x \in X$, et la fonction d'appartenance inférieure correspond à la borne inférieure de FOU(Ã), et est notée $\underline{\mu_{\tilde{A}}}(x), \forall x \in X$:

$$\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})}, \forall x \in X$$

$$\underline{\mu_{\tilde{A}}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})}, \forall x \in X$$

III.4 Représentation des ensembles flous type-2 :

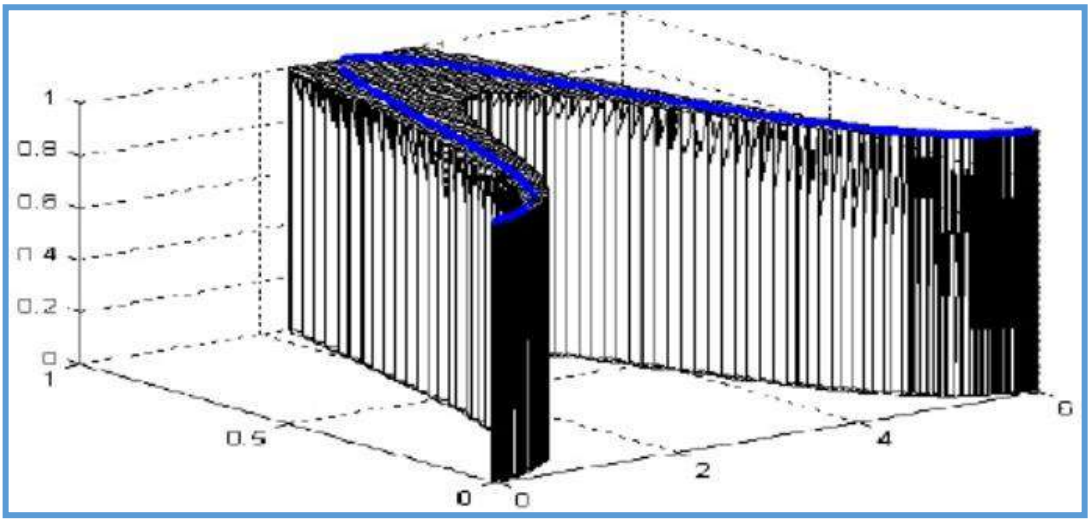


Fig III. 2: Ensemble flou type-2 en 3D

Les ensembles flous type-2 les plus utilisés sont de forme intervalle, Gaussienne, et triangulaire. Le nom du type est pris de la forme du degré d'appartenance primaire. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit de la même forme de type d'ensemble utilisé.

III.4.1 Ensemble flou type-2 gaussien :

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle [1,0]. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit aussi Gaussienne

III.4.2 Ensemble flou type-2 triangulaire :

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle [1,0].

III.4.3 Ensemble flou type-2 intervalle :

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle [1,0]. Dans ce cas, les appartenances secondaires sont égales à 1. Notons que malgré chaque degré d'un ensemble type-2 intervalle est un ensemble ordinaire, l'ensemble lui-même est de type-2, parce que les degrés d'appartenance sont des ensembles et non pas des nombres ordinaires.

III.5 Opérations sur les ensembles flous type-2 :

Les degrés d'appartenance des ensembles flous type-2 sont des ensembles type-1 ; par conséquent, pour effectuer des opérations telles que l'union et l'intersection sur les ensembles type- 2, nous devons faire appel aux opérations t-conormes et t-normes sur des ensembles de type-1. Cela est réalisable en utilisant le principe d'extension de Zadeh [25].

	t-normes	t-conormes
Zadeh (1973)	min (x, y)	max (x, y)
Lukasiewicz, Giles (1976)	max (x+y-1, 0)	max (x+y, 1)
Hamacher (1978) $\gamma>0$	$\frac{x.y}{\gamma+(1-\gamma)(x+y-x.y)}$	$\frac{x+y-(2-\gamma)x.y}{1-(1-\gamma)x.y}$
Bendler Kohout(1980)	x.y	x+y-x.y
Weber (1983)	$\begin{cases} x \text{ si } y=1 \\ y \text{ si } x=1 \\ 0 \text{ ailleurs} \end{cases}$	$\begin{cases} x \text{ si } y=0 \\ y \text{ si } x=0 \\ 0 \text{ ailleurs} \end{cases}$
Dubois et Parade (1986) $\alpha\epsilon$ [0.1]	$\frac{x.y}{\max(x,y,\alpha)}$	$\frac{x+y+x.y-\min(x,y,1-\alpha)}{\max(1-\alpha,1-y,\alpha)}$

Tab III. 2: t-normes et t-conormes

Considérons deux ensembles flous type-2, $\tilde{A}$ et $\tilde{B}$, dans l'univers *X*. Soit $\mu_{\tilde{A}}$ et $\mu_{\tilde{B}}$ les degrés d'appartenance (ensembles flous dans $J_x \epsilon [0,1]$) de ces deux ensembles, représenté pour chaque *x*, par $\mu_{\tilde{A}}(x)=\int_u f(u)/u$ et $\mu_{\tilde{B}}(x)=\int_w g(w)/w$, respectivement, où (*u*, *w*) ϵJx indique les degrés d'appartenance primaire de *x*, et *fx*(*u*), *gx*(*w*) ϵ [0 ,1] indique les degrés d'appartenance secondaire de *x*. Le degré d'appartenance de l'union, l'intersection et le complément des ensembles flous type-2 $\tilde{A}$ et $\tilde{B}$ sont définis comme suit [19] :

Union : $\tilde{A}\cup\tilde{B} \Leftrightarrow \mu_{\tilde{A}\cup\tilde{B}}(x)=\int_u\int_w (f_x(u)*g_x(w))/(u\vee w)$;

Intersection : $\tilde{A}\cap\tilde{B} \Leftrightarrow \mu_{\tilde{A}\cap\tilde{B}}(x)=\int_u\int_w (f_x(u)*g_x(w))/(u\wedge w)$;

Complément : $\bar{\tilde{A}} \Leftrightarrow \mu_{\bar{\tilde{A}}}(x)=\neg\mu_{\tilde{A}}(x)=\int_u f_x(u)/(1-u)$.

Où $\vee$ représente le maximum t-conorme et $\wedge$ représente la t-norme.

Dans qui va suivre, nous appellerons les opérations, $\cup$, $\cap$, $\neg$ l'opération "*join*", "*meet* ", et négation.

III.6 Systèmes flous type-2 :

Un contrôleur flou classique est composé d'une interface de fuzzification, une base de règles, un système d'inférence et une interface de défuzzification [21].

La structure du contrôleur flou type-2 est similaire à celui classique avec la particularité d'utilise le traitement de sortie à deux étages :

-défuzzification

-réducteur de type

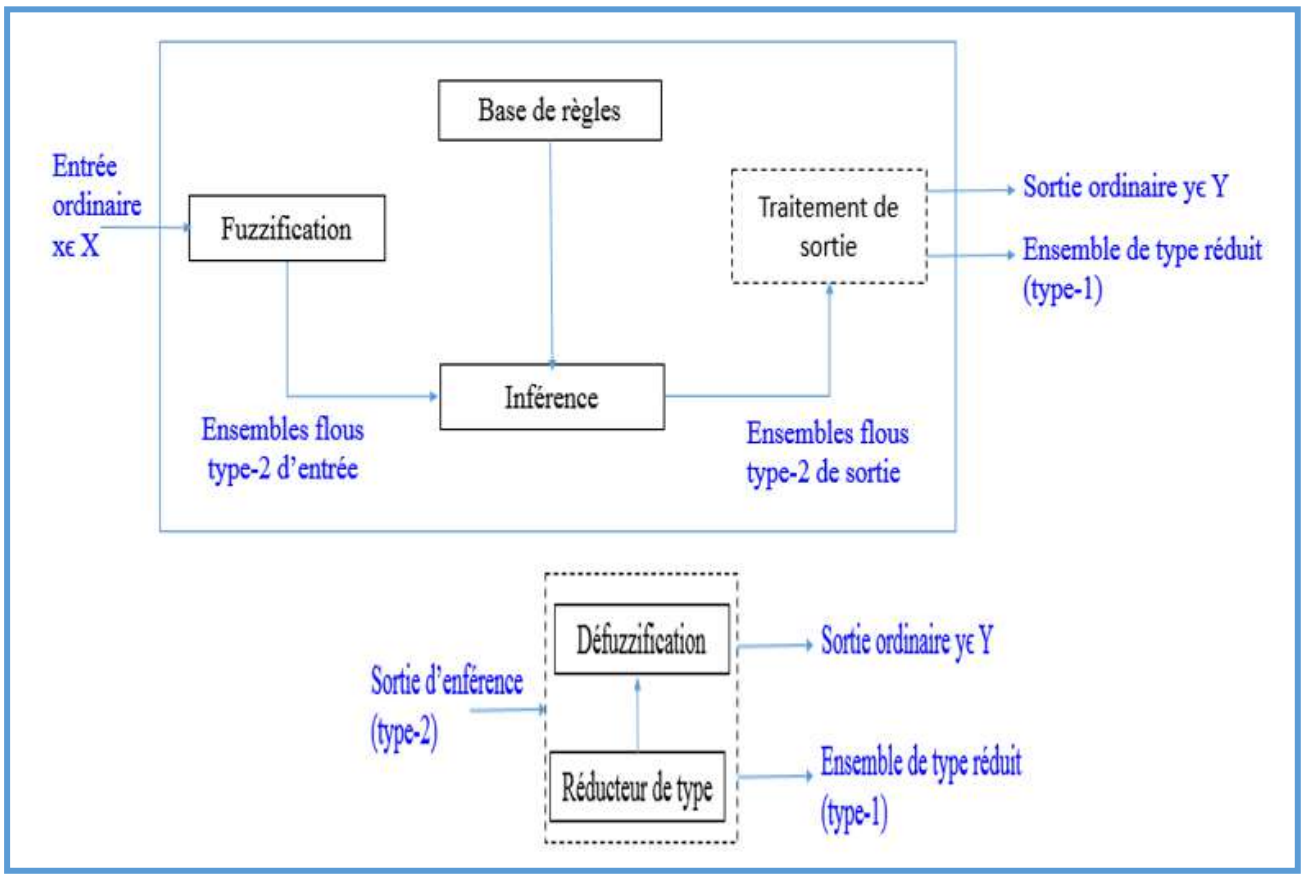


Fig III. 3: Structure de système flou type-2

III.6.1 Interfaces de fuzzification :

La fuzzification consiste à transformer les variables réelles d'entrée (en généralement est un EFT-2) qui a une nature numérique en variables linguistiques pour pouvoir effectuer une logique d'inférence. Il y`a au minimum deux choix pour cette conversion [24] :

1. **Fuzzification singleton :** Où l`opérateur de fuzzification converti l`entrée numérique $u_0 \in U$ en un singleton flou F_x dans U tel que :

$$\mu_{\tilde{F}}(x) = 1 \; si \; x = x'$$

$$\mu_{\tilde{F}}(x) = 0 \; si \; x \neq x'$$

Cette stratégie est largement utilisée dans les applications de contrôle flou, car elle est facile à implémenter.

2. **Fuzzification non-singleton :** est une fuzzification pour quelle $\mu_{Fx}(u)$ est égal à l`unité si $u=u_0$ et décroît quand on s`éloigne de u_0.

III.6.2 Base de Règle :

Dans le cas de type-1, nous avons généralement des règles de la forme 'IF-THEN', ou l'iéme règle possède la forme suivante :

$$"R^l : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2 \text{ and...and } x_n \text{ is } F_n \text{ then y is } G^l"$$

Où $x_1 \in X_1, x_2 \in X_2 ..... x_n \in X_n$ sont des entrées, F_i^l sont des ensembles des prémisses tel que (i = *1, . . ., n*), $y \in Y$ la sortie, et G^l sont les ensembles des conséquences.

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même, la seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, l'iéme règle d'un système flou type-2 aura la forme

$$"R^l : \text{IF } x_1 \text{ is } \tilde{F}_1 \text{ and } x_2 \text{ is } \tilde{F}_2 \text{ and...and } x_n \text{ is } \tilde{F}_n \text{ then y is } \tilde{G}^l"$$

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit de type-2.

III.6.3 Mécanisme d'inférence :

Le mécanisme d'inférence calcule le degré d'activation de chaque règle en utilisant l'opération d'intersection définie dans (IV.13) entre les degrés d'appartenance de l'antécédent de chaque règle. Le degré d'activation correspondant à la l[ieme] règle est alors :

$$\mu_{\tilde{B}^l}(y) = \mu_{\tilde{F}_1^l}(x_1) \cap \mu_{\tilde{F}_2^l}(x_2) \cap ... \cap \mu_{\tilde{F}_n^l}(x_n) \cap \mu_{\tilde{G}^l}(y) = \mu_{\tilde{G}^l}(y) \cap \left[\prod_{i=1}^{n} \mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i) \right]$$

III.6.4 Le module de traitement de la sortie

Le module de traitement de la sortie se compose de deux blocs, le réducteur de type et l'interface de défuzzification. Les méthodes de réduction de type donnent un EFT-1 à partir de l'EFT-2 obtenu à la sortie du mécanisme d'inférence. L'ensemble résultant obtenu par la réduction de type sera par la suite défuzzifé pour obtenir une sortie numérique (déterministe).

➢ Réduction de type

- La réduction de type transforme un ensemble flou type-2 issue de la fuzzification à un ensemble flou type-1 par une des méthodes suivant :
- La réduction de type par le centre de gravité.
- La réduction de type par la hauteur.
- La réduction de type par le centre des ensembles.

Méthode réduction de type	Définition de y_l^i et y_r^i	Définition de $\underline{f}^i$ et $\overline{f}^i$	M	L'utilisation de l'algorithme de Karnak et Mendel
Centre des ensembles	Les points limites gauche et droite de l'ensemble conséquent de l'iéme règle	Le degré d'activation supérieure et inferieur de l'iéme règle	Nombre des règles	$c_l = (L_l^c + R_l^c)/2$ $s_l = (L_l^c - R_l^c)/2$ $h_i = (L_i + R_i)/2$ $\Delta_i = (R_i - L_i)/2$
Centre de gravité (controide)	$y_l^i = y_r^i = y^i$ le $i^{éme}$ point dans l'univers de discours discrétisé	Le degré d'appartenance supérieur et inferieur de l'iéme point du domaine de la sortie discrétisé	Le nombre des points de discrétisation	$y_i = c_l$ $s_l = 0$ $h_{i=}(L_i + R_i)/2$ $\Delta_i = (R_i - L_i)/2$
Hauteur	$y_l^i = y_r^i = y^i$ un point dans le domaine de l'ensemble conséquent de l'iéme règle, généralement choisit comme le point ayant le plus haut degré d'appartenance primaire dans fonction d'appartenance principale de la sortie	Le degré d'activation supérieur et inferieur de l'iéme règle	Nombre des règles	$y_i = c_l$ $s_l = 0$ $h_{i=}(L_i + R_i)/2$ $\Delta_i = (R_i - L_i)/2$

Tab III. 3: Méthodes de réduction de type

- **Défuzzification**

A la fin de l'étape de la réduction de type, on obtient un EFT-1, type réduit, et puisque les entrées du système à commander sont des valeurs précises, alors il est nécessaire de transformer l'ensemble type réduit en une valeur numérique bien déterminée [24]. Parmi les méthodes utilisées pour la défuzzification, on cite la défuzzification par le centre de gravité. La façon la plus naturelle de faire ceci est de trouver le centre de gravité de l'ensemble type réduit.

Le calcul du centre de gravité est équivalent à trouver une moyenne pondérée des sorties de tous les ensemble flou type-1 imbriqués dans le système flou type-2, où les poids correspondent aux appartenances dans l'ensemble type réduit.

Si l'ensemble type réduit *Y*, pour une entrée *x*, est discrétisé en *N* points, l'expression de son centre de gravité est :

$$C_y(x) = \frac{\sum_{k=1}^{n} y_k \mu_y(y_k)}{\sum_{k=1}^{n} \mu_y(y_k)}$$

III.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, plusieurs notions de base de la théorie de la logique floue type-2 sont présentées telle que, les propriétés des ensembles flous, les opérations sur ces ensembles, les relations floues et leur composition.

La structure des systèmes flous de type-2 ainsi le fonctionnement de leurs différents blocs constituant est détaillé. Le bloc de défuzzification dans le cas des systèmes flous type-2 contient un module supplémentaire qui consiste en une réduction de type. Différentes méthodes de réalisation de cette réduction de type sont exposées [21].

IV. La Commande DTC basée sur la logique Floue type-2

IV.1 Introduction

Les intérêts de l'application de la commande par logique floue à la machine synchrone bien qu'il est possible de la modéliser par l'utilisation des équations d'état se résument comme suit :

- la machine synchrone est un procédé fortement non linéaire. Un régulateur non linéaire peut donner de meilleures performances au système non linéaire à régler par rapport à celles d'un régulateur conventionnel. Le RLF est un régulateur non linéaire où nous pouvons alors l'employer afin d'obtenir un système de commande de haute performance ;
- L'implantation de la commande par logique floue est relativement plus facile que les autres méthodes modernes (commande adaptative classique, commande par réseau de neurones) [21].

IV.2 Commande DTC améliorée par la logique floue type-2 :

IV.2.1 Minimisation des ondulations de couple :

La commande DTC conventionnelle offre une réponse rapide et précise du couple électromagnétique et du flux statorique. Par contre, les inconvénients majeurs de cette commande sont l'existence des ondulations importantes dans le couple, le flux statorique et le courant due à l'utilisation des comparateurs à hystérésis [14]. Dans cette partie, la commande directe floue du couple (DTFC : Direct Torque Fuzzy Control) a été proposée afin d'améliorer les performances de la commande DTC conventionnelle. Cette méthode propose de remplacer les comparateurs à hystérésis par un contrôleur basé sur un système d'inférence flou [15].

La figure (IV.1) montre le schéma de principe de la commande DTFC d'une machine synchrone. Les erreurs de couple et de flux obtenues sont requises par le système d'inférence flou afin d'évaluer le vecteur de tension de référence pour conduire le couple et le flux vers leurs valeurs désirées.

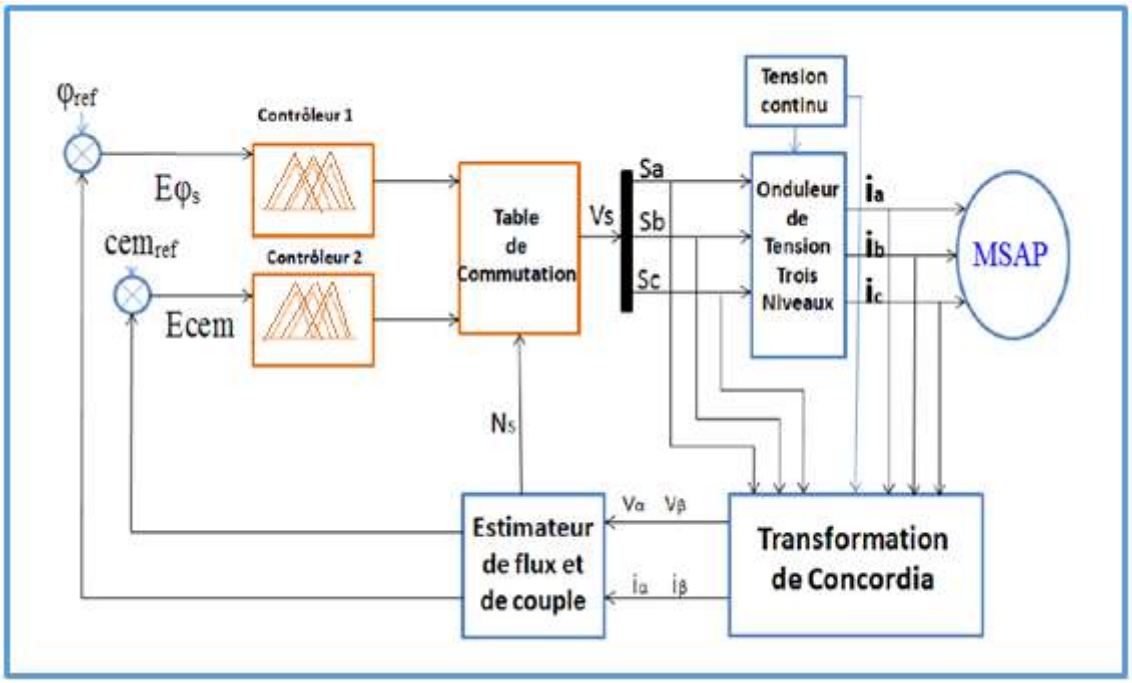


Fig IV. 1: Le schéma principe de commande DTC par logique flou type-2

Les figures (IV.2) et (IV.3) présentent les fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées et de sorties du système d'inférence flou. Des fonctions d'appartenances gaussiennes ont été choisies. L'entrée erreur de flux est composée de trois ensembles flous N (négatif), Z (zéro) et P (positif). Sept ensembles flous forment les fonctions d'appartenance de l'erreur de couple, NG (négatif grand), NM (négatif moyenne) NP (négatif petit), ZE (zéro), PP (positif petit) et PG (positif grand) ont été considérés.

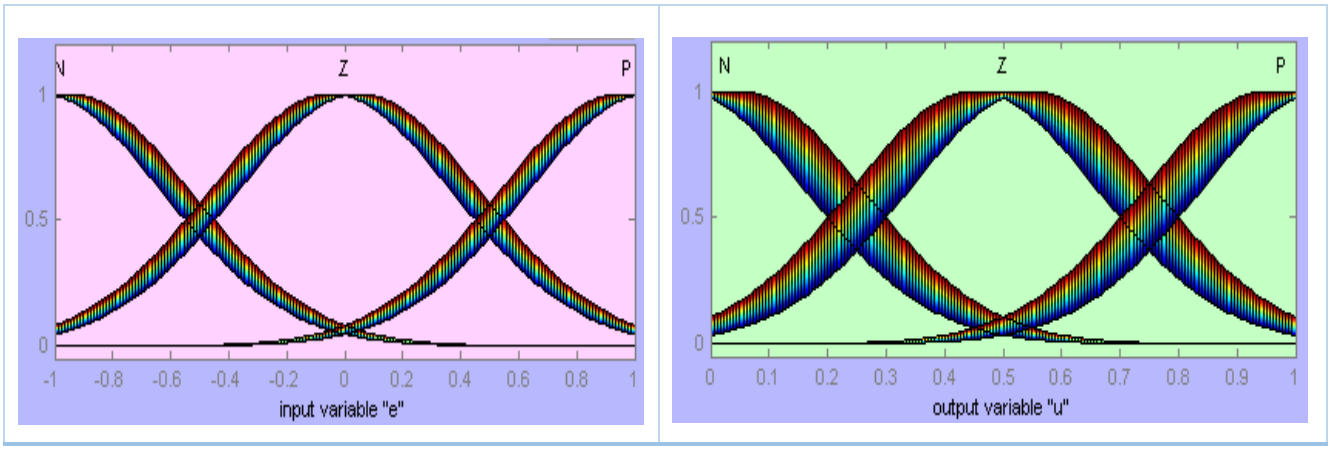


Fig IV. 2: Fonction d'appartenance de correcteur flux

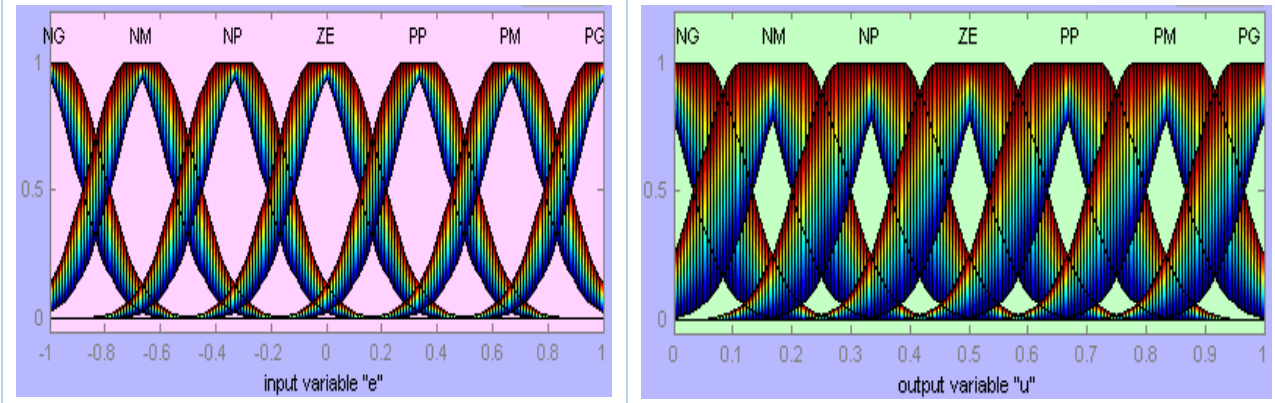


Fig IV. 3: Fonction d'appartenance de correcteur couple

Le nombre des ensembles flous et celui des règles ne sont pas exhaustifs. On a choisi ces ensembles flous pour un meilleur résultat. Plus on augmente le nombre de ces ensembles plus on aura plus de règles et par conséquent le travail devient minutieux. Les différentes combinaisons possibles de sept ensembles flous pour l'erreur de couple, trois ensembles flous pour l'erreur du flux.

IV.2.2 Réglage de vitesse

Une structure de commande en boucle fermé présentée par la figure (4.3) est définie comme un système ou le signal de commande (d'entrée) dépend d'une façon ou d'une autre du signal de sortie. Les systèmes en boucle fermée sont couramment appelés des systèmes asservis. La structure de commande en boucle fermée (contre réaction) est capable de :

• Stabiliser un système instable en boucle ouverte.

• Compenser les perturbations externes.

• Compenser les incertitudes internes au processus lui-même.

Le rôle du correcteur est d'éliminer l'écart, quelles que soient les perturbations, et d'amener le système à réagir le plus rapidement, quelles que soient les variations de l'entrée de référence ou les perturbations.

Comme nous pouvons le constater à partir de l'analyse précédente, l'erreur de vitesse e et son changement Δe sont les grandeurs les plus significatives pour analyser le comportement de la machine. Elles sont alors choisies comme deux entrées du régulateur logique flou de vitesse. Quant à la sortie, il est très commode de choisir l'incrément du signal de commande à appliquer au système à commander Δc. Nous pouvons établir la configuration de la boucle de vitesse pour la machine synchrone à partir de la configuration générale (figure4.5) de manière qu'elle comporte le régulateur logique flou dans la structure de contrôle directe du couple tel qu'illustré à la (figure 4.3) suivante :

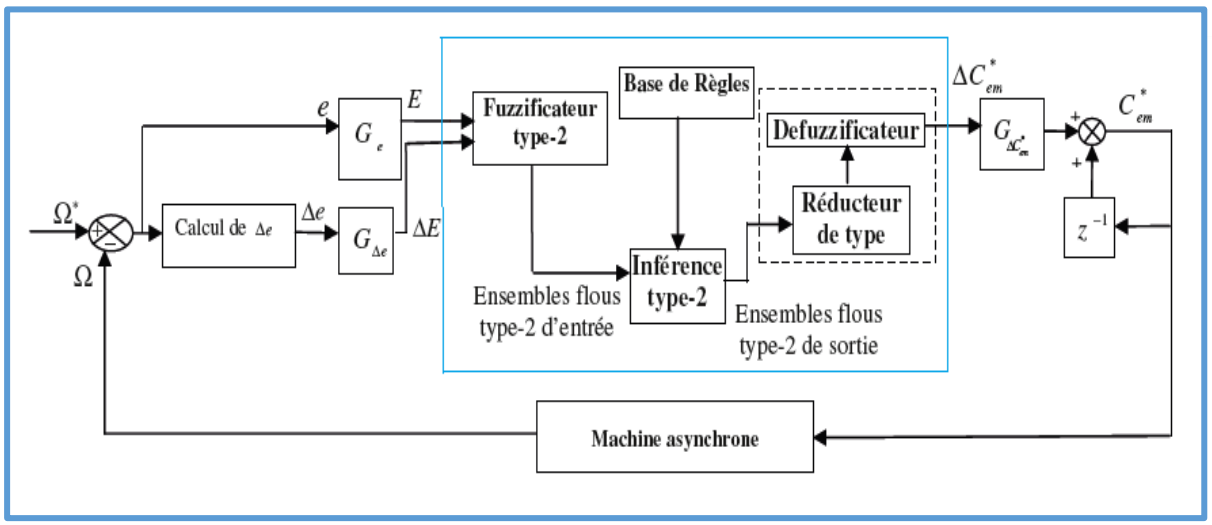


Fig IV. 4: Fonction d'appartenance de correcteur couple

La boucle pour le réglage de la vitesse mécanique de la machine Ω contient un régulateur flou dont les variables linguistiques sont en entrée, l'erreur et la variation de l'erreur (*e* et Δe) et en sortie, la variation de la commande ΔU, *U* représente la variation de *cem* pour le régulateur de la vitesse [8]. Ou *Ge, G*Δe et GU sont des gains associés à *e*, Δe et *u* respectivement. En jouant sur ces gains pour assurer la stabilité et établir les performances dynamiques et statiques désirées (Fig.10). L'intervalle d'intérêt de chaque variable linguistique en entrée et en sortie est subdivisé en trois, cinq et sept classes pour obtenir respectivement neuf, vingt-cinq et quarante-neuf règles. Dans ce travail nous avons mené pour les variables d'entrées et la variable de sortie un régulateur flou à sept ensembles, dans le but de trouver les bonnes performances souhaitées pour le réglage, ainsi pour réaliser un réglage fin et précis. Ces sous-ensembles sont symbolises de la manière suivant :

PG : Positif Grand, PM : Positif Moyen, PP : Positif petit, EZ : Egal Zéro, NG : Négatif Grand, NM : Négatif moye, NP : Négatif petit

Le choix des formes trigonométriques des fonctions d'appartenances est représenté identique de formes Gaussiennes et sont définies sur l'intervalle [−1, 1], (Figure IV.4).

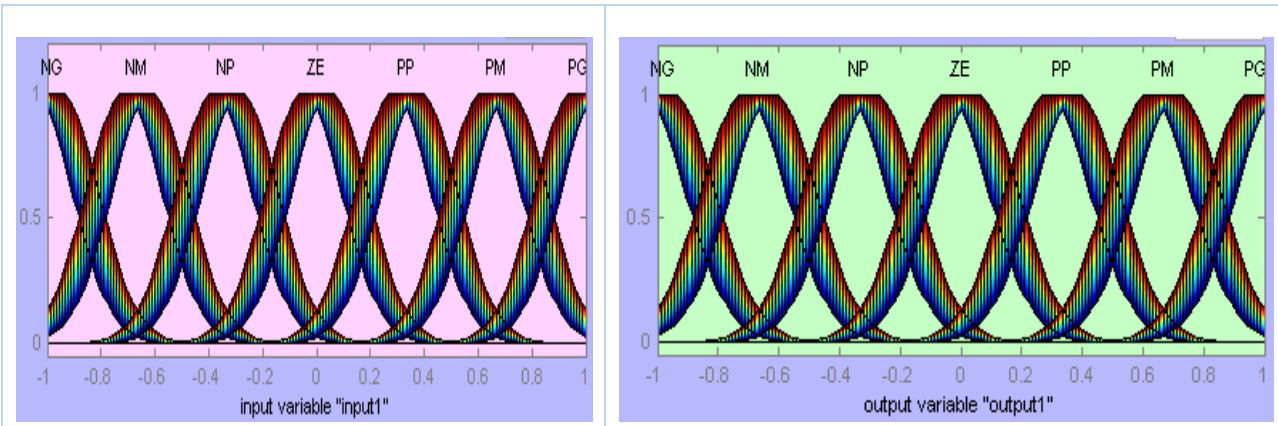


Fig IV. 5: Fonctions d'appartenance de régulateur de vitesse

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrées. Elles reliant les signaux de sorties aux signaux d'entrés par des conditions linguistiques prenant en compte l'expérience acquise par un opérateur humain. Ces règles de décision sont de la forme : si e est A ET Δe est B, ALORS Δc est C cette base de règles de Mac vicar- Whelan est répartie sous la forme d'une table de décision diagonale, symétrique représentée au (tableau 2).

E / **Δe**	**NG**	**NM**	**NP**	**ZE**	**PP**	**PM**	**PG**
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tab IV. 1: Règles de régulateur de vitesse

IV.3 Résultat et interprétation :

IV.3.1 La commande DTC améliorée par flou type-2 en boucle ouverte

Dans la figure (3.6), on remarque que la valeur du couple qui prend parfaitement la consigne imposée (3N.m).

_ On observe que durant le démarrage, le courant iqs se stabilise à la valeur de (3A).

_ On remarque aussi que durant le régime permanent, le flux et le couple électromagnétique oscillent autour de leurs valeurs de références démontrant ainsi une grande stabilité.

_La trajectoire de l'extrémité du flux φ_s est pratiquement circulaire ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante par la structure de commande en boucle fermée.

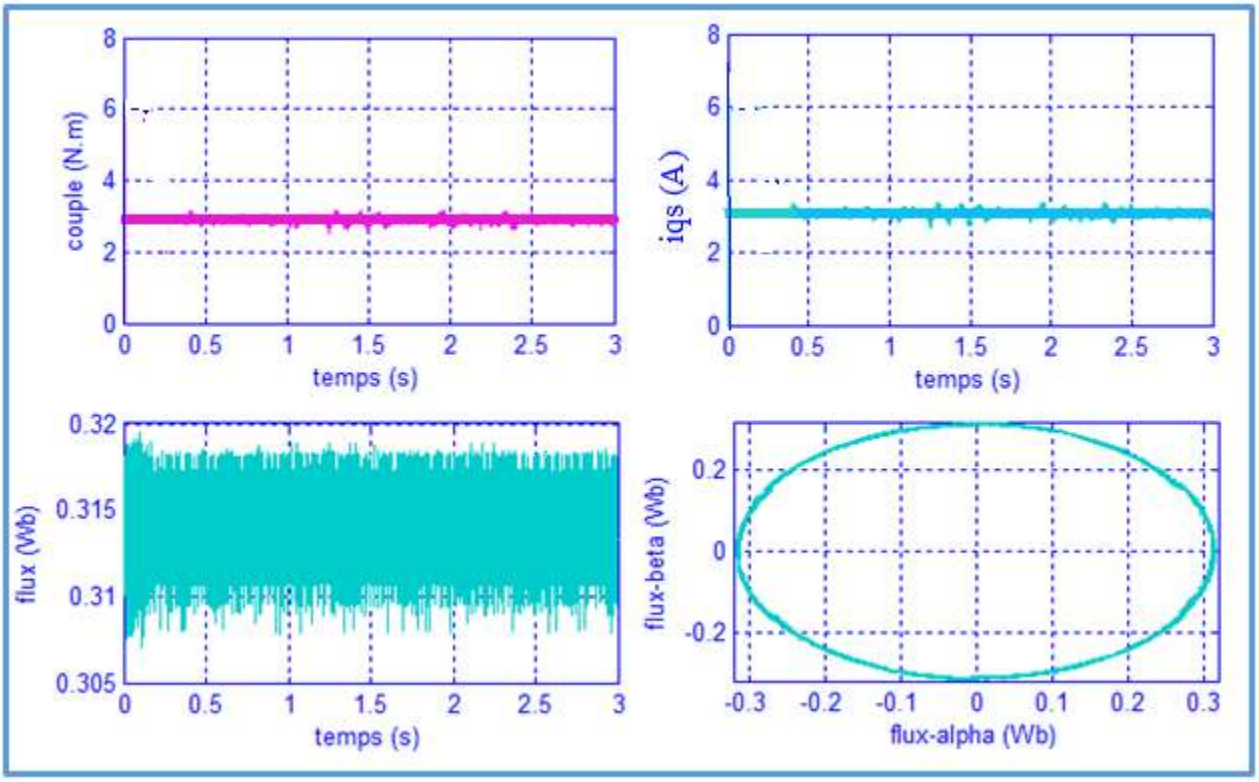


Fig IV. 6: Simulation en boucle ouverte avec la DTC améliorée par logique floue type-2

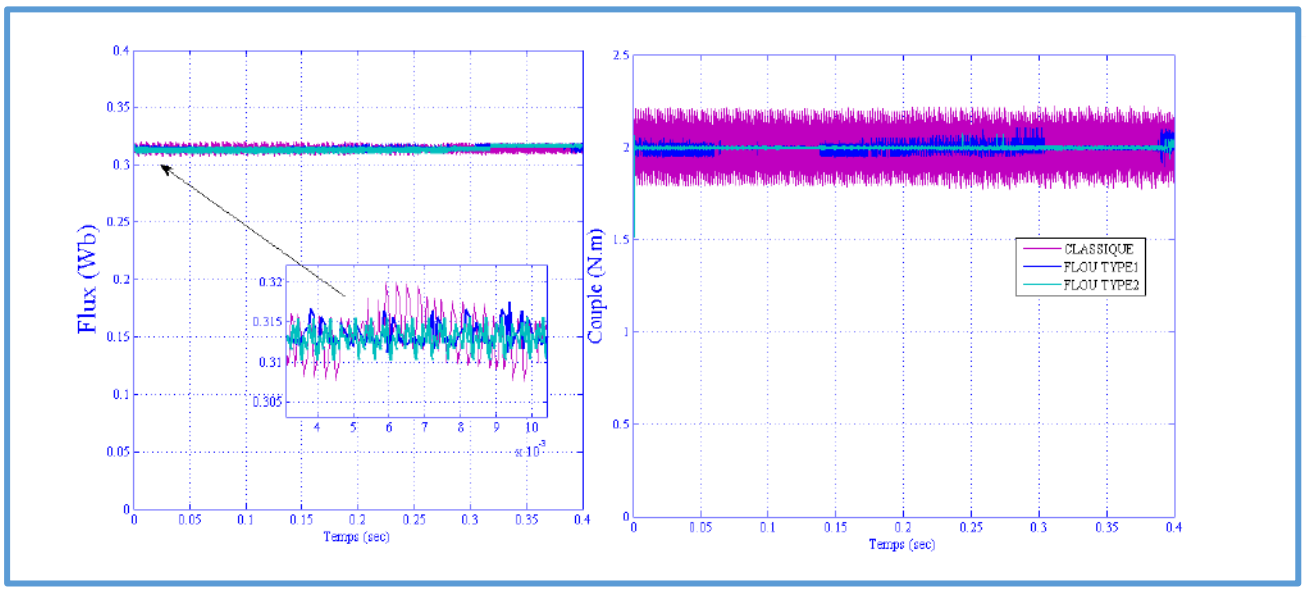


Fig IV. 7: Comparaison de 3 structures de DTC en boucle ouverte

Dans cette partie, on s'intéresse à la comparaison de la commande DTC classique et la DTC améliorée par logique floue type-1 d'une part tel que la structure de commande présente dans le référence [25], et logique floue type-2 d'autre part de la machine synchrone à aimants permanents. La figure représente une simulation effectuée sur cette machine toujours sans réglage de vitesse.

On remarque que les valeurs estimées de couple et de flux suivent bien leurs références pour un couple de charge égale à 2N.m et pour un flux de référence égale à 0.314 Wb.

On trouve aussi que les ondulations du couple sont totalement minimisées. Le taux d'ondulation de couple est minimisé d'environ

IV.3.1 La commande DTC améliorée par flou type-2 en boucle fermée

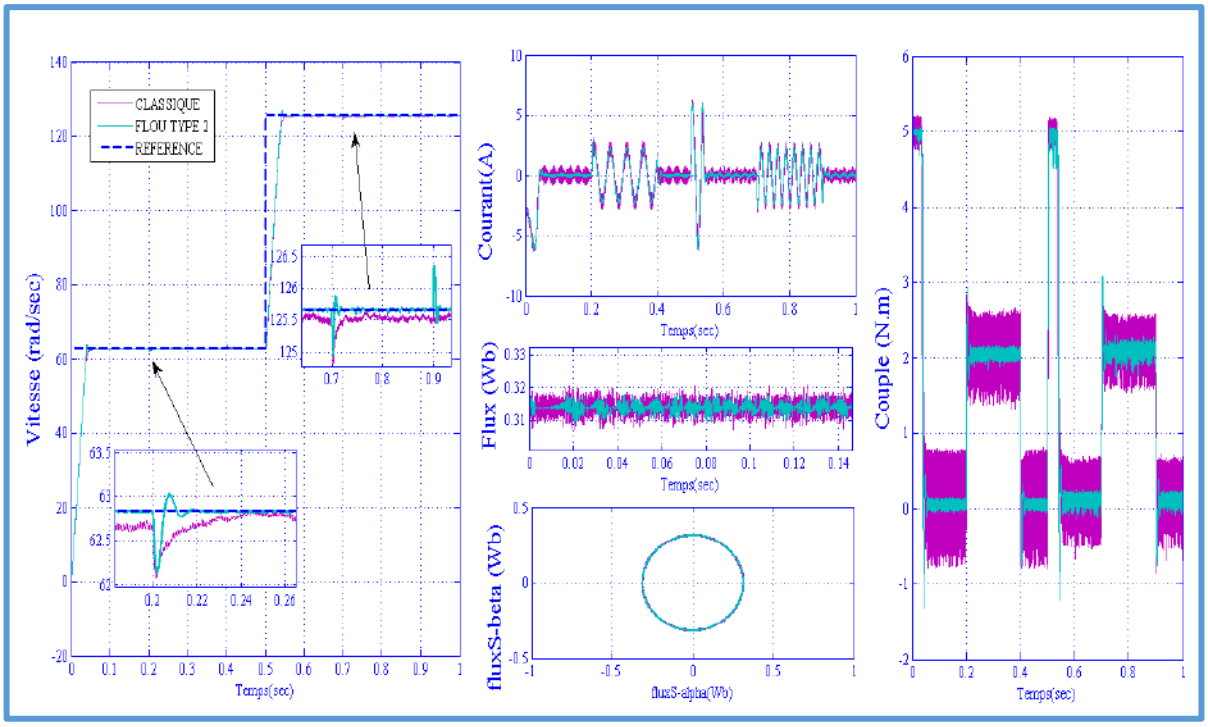


Fig IV. 8: Simulation en boucle fermée

Dans cette section, on applique la technique floue type-2 à la machine synchrone à aimants permanent avec différentes formes de couple de charge et variation de vitesse en présence de la boucle de réglage de vitesse flou type-2.

D'après la figures (IV.8), le contrôleur flou type-2 nous offre de meilleures réponses par rapport la DTC classique, on remarque une importante atténuation des ondulations du couple, flux et même le courant qui parait sinusoïdale, le taux de réduction des ondulations de couple est inferieur 50% par rapport la DTC classique.

La figure suivante (Figure IV.9) représente une comparaison entre les performances obtenues par l'utilisation d'un régulateur flou type-1 et flou type-2, d'après ces résultats, on remarque que avec l'utilisation d'un régulateur de flou type-2, les allures montrent la bonne poursuite des valeurs de consigne, on note aussi que les valeurs estimées peuvent suivre les valeurs de consigne, mais l'introduction de la charge conduit à une légère chute de vitesse qui ne sera pas complètement rejeté.

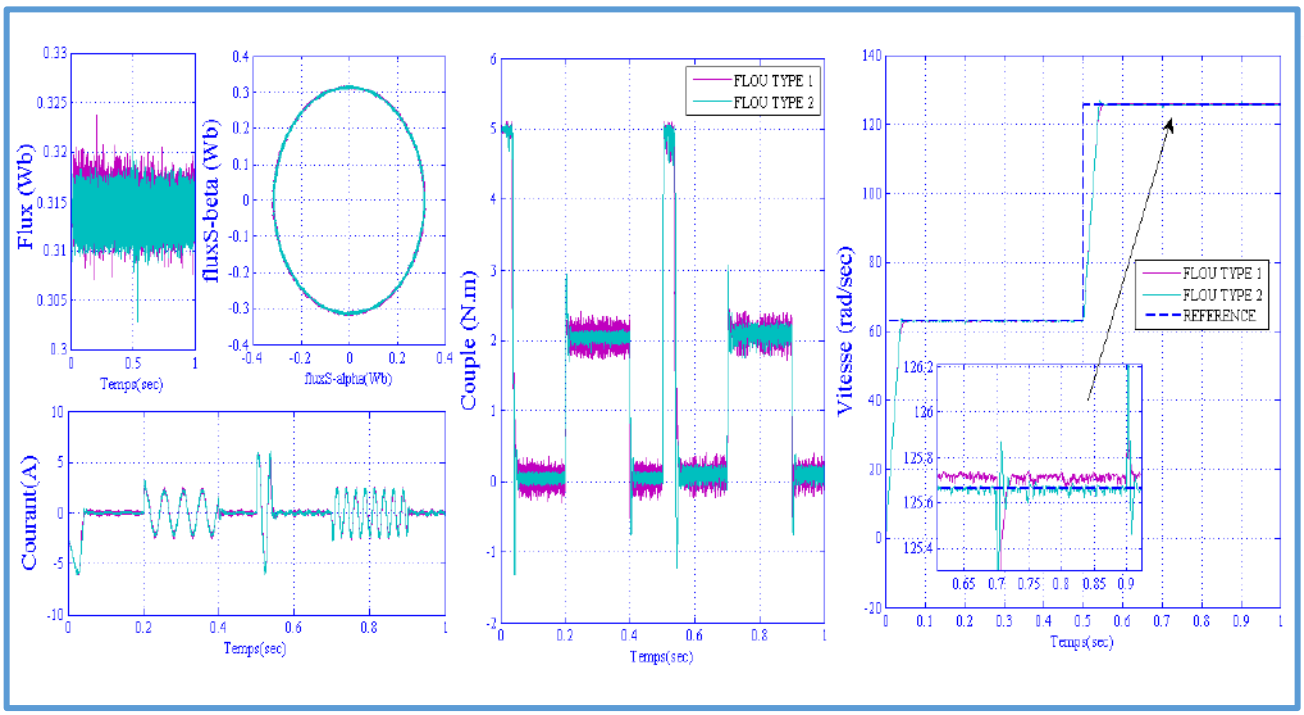


Fig IV. 9: Comparaison entre deux types de la logique floue

IV.3.1 Vérification de robustesse :

Les figures (IV.10), (IV.11), (IV.12) montrent les réponses dynamiques de la machine lors de la variation paramétrique de la machine est cela considérant une variation de résistance statorique, le moment d'inertie et le frottement.

On note que d'après les résultats de simulation, on obtenus pour différentes valeurs de R_s et j et f, qu'une augmentation de 50% de la résistance et du moment d'inertie et de frottement des mêmes résultats avec les paramètres que nous avons ritualisée précédemment.

On remarque pour le couple électromagnétique le courant présente une valeur de 5N.m et 5.5A respectivement lors le démarrage de la machine et ils se stabilisent a ca valeur de référence imposée.

La vitesse va prendre la valeur de référence après un temps de réponse égale à 0.2s

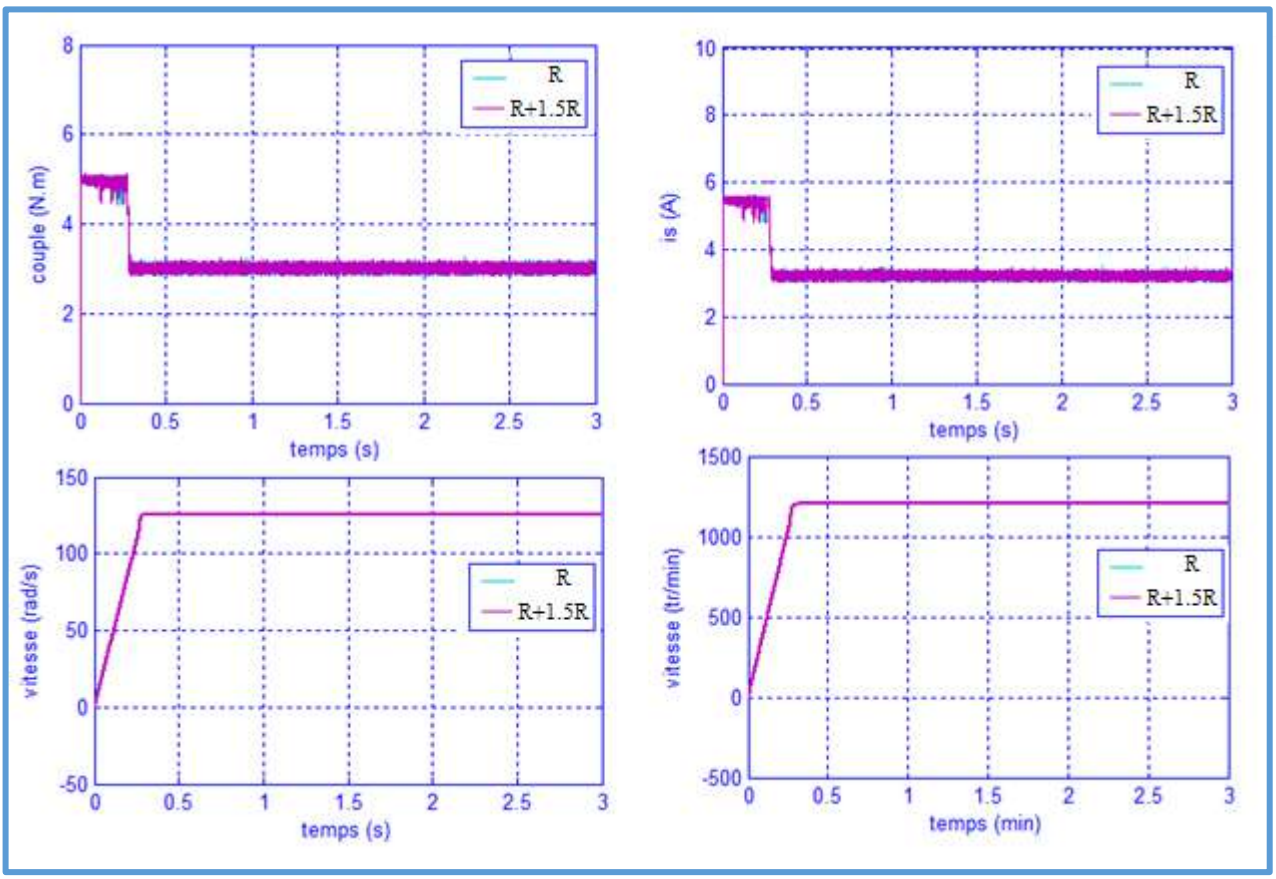


Fig IV. 10: Résultats de simulation avec une variation de Rs

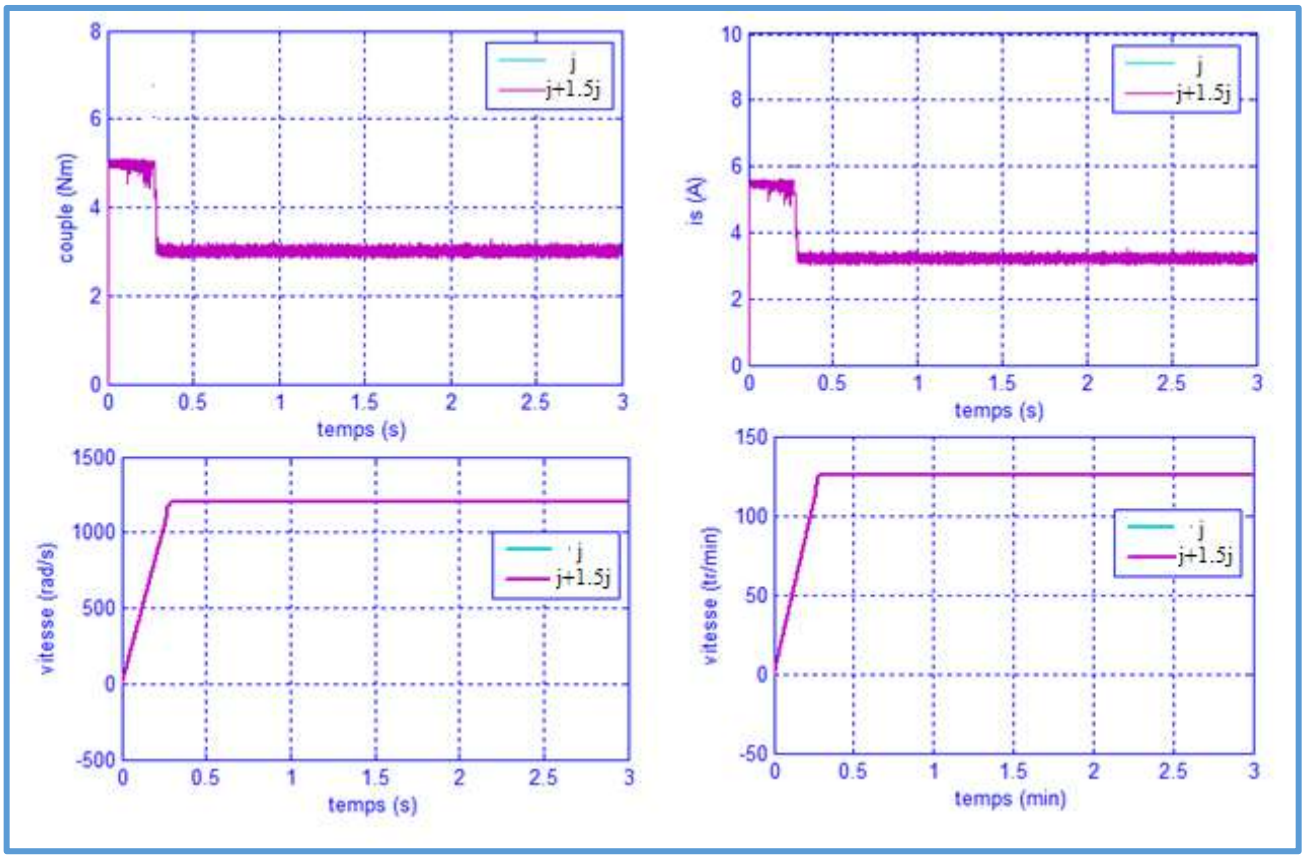


Fig IV. 11: Résultats de simulation avec une variation de j

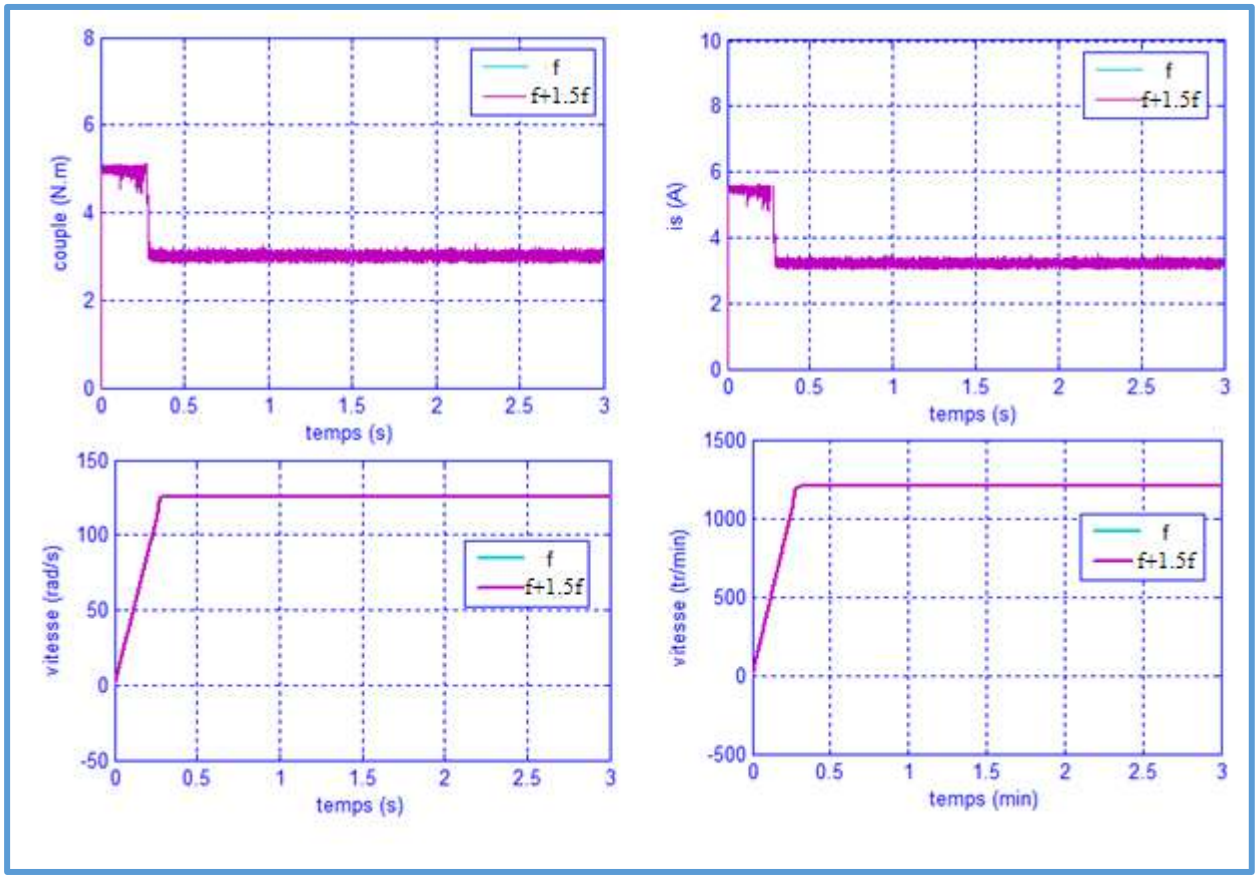


Fig IV. 12: Résultats de simulation avec une variation de f

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la commande DTC flou-2 en boucle fermée avec le régulateur PI et régulateur flou type-2. Ainsi les résultats de simulation qui permet d'obtenir des hautes performances dynamique (minimisation des ondulations du couple et du courant).

La robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique (résistance satirique, moment d'inertie et le frottement). Les résultats obtenus présentent une bonne robustesse de la commande DTC-flou 2.

V. Conclusion générale :

Dans ce mémoire, nous avons présenté le contrôle de la machine synchrone à aimant par la commande directe du couple (DTC). Cette dernière est considérée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. D'autre part, la DTC, est aussi simple, intéressante compte tenu de sa simplicité ; en particulier, par le fait qu'elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse, ni une commande complexe par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur.

Son algorithme de calcul est simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. En outre, la MLI est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation. De plus une amélioration très significative des performances de la DTC classique a été réalisée suite à l'utilisation de plusieurs approches visant la minimisation des pulsations du couple de la MSAP.

Les volets principaux de ce mémoire peuvent être résumés comme suit :

- L'étude du comportement dynamique et statique de la MSAP exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre.
- Dans le deuxième chapitre, nous avons exposé les principes 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 des régulateurs à hystérésis et une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et le couple. En plus de l'étude de la modélisation de l'association Machine/Onduleurs de Tension. Avec une évaluation par simulation numérique des performances de ce type d'onduleur associé à un moteur à aimant permanent.
- Dans les chapitres 3 et 4 nous avons étudié la théorie de la logique floue type-2 en décrivant les différentes étapes de réalisation des différents contrôleurs flous. On suite nous avons appliqué la commande DTC par logique floue type-2. Les résultats de la simulation numérique montrent d'une part, et comparaison entre la commande DTC amélioré par la logique floue type-1 et logique floue type-2 d'autre part.

Dans le but d'asservir la vitesse de rotation de la machine synchrone, nous avons introduit un régulateur de vitesse, de type proportionnel intégral conventionnel, dans la chaîne de commande et un régulateur flou type-2. Après simulation numérique du système d'étude, les résultats ont montré l'absence des oscillations autour de la consigne, ainsi une bonne précision dans le régime permanent est obtenue lorsqu'on a commandé par le régulateur floue type-2 mielleux que par le régulateur.

Enfin, nous préférons énumérer quelques perspectives des recherches sur la commande par DTC que nous proposons comme suite de cette étude à savoir :

_ L'implémentation en temps réel de la commande FLDTC sur une carte DSP.

_ L'utilisation des autres techniques intelligentes (réseaux de neurones, neuro-flou ANFIS,…).

_ Amélioration des algorithmes de commutations.

PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT MSAP :

GRANDEURS NOMINALES

- Nombre de pair de pôles P = 2
- Tension efficace nominale simple Vn = 330V
- Fréquence nominale *f* = 50 Hz

PARAMETRES ELECTRIQUES

- Résistance de l'enroulement statorique Rs = 1.5Ω
- Inductance statorique directe Ld = 0.0424 H
- Inductance statorique en quadrature Lq = 0.0795 H
- Flux de l'aimant permanent rotorique ψ_r =0.314 Wb

PARAMETRES MECANIQUES

- Moment d'inertie J = 0.003 kg.m²
- Coefficient de frottement visqueux fv = 0.00008 N.

[1] **T.Ziane, H. Rekioua,** « *Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur* »,
3éme Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002, Université de Batna.

[2] **Ameur Aissa**, « *Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone a aimants permanent en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle* », Thèse de
Doctorat en sciences en électrotechnique, Université de Batna, 2012.

[3] **Benaissa Malika**, « *Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone* », Mémoire de Magister, Université de Batna,
2008.

[4] **M. Hemmami**, « *Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant* », Mémoire de Magister en Electrotechnique,
Université Mohamed Khider de Biskra, 2015.

[5] **Ahmed Chebak,** « *Modélisation, conception et optimisation des machines sans encoches à aimants permanents à haute vitesse* », Thèse de Doctorat, Université LAVAL QUÉBEC, 2013.

[6] **Amor Khlaief**, « *Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)* », Thèse de Doctorat, Université d'Aix Marseille, 2012.

[7] **Aid Houssem, Aina Wafaa**, « *SynMémoire de lois de commande non-linéaires pour un entrainement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, 2013.

[8] **Hamrit Merouane**, « *Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension* », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2013.

[9] **Menouar Ahmed**, « *Etude numérique de la machine synchrone à aimants permanents*», Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2013.

[10] **Boukais Boussad**, « *Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM)* », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2012.

[11] **Kendouci Khedidja**, « *Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents* », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf d'Oran, 2012.

[12] **Lotfi Moussaoui**, « *Contribution à la commande des machines synchrones à aimants permanants, utilisation des réseaux de neurones et de la logique floue* », Mémoire de

Magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.

[13] **Bensenoussi Tahri**, « *Commande vectorielle sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents* », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2012.

[14] **Riad Toufouti**, « *Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone* », Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2008.

[15] **O. Ouledali, A. Meroufel, P. Wira**, « *Commande floue directe du couple d'un MSAP basée sur MLI vectorielle* », Article, Laboratoire L.D.D.I, Université d'Adrar, PP-06, 2015.

[16] **Akkouchi Kamel**, « *Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone* », Mémoire de Magister, Universite Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.

[17] **Nassir Mansouri**, « *Commande par DTC à base de technique d'intelligence artificielle*», Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2015.

[18] **Mokeddem Diab**, « *Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques* », Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas de setif, 2010.

[19] **MINH TA CAO**, « *Commande numérique de machines asynchrones par logique floue* », Thèse de Doctorat, Université Laval QUÉBEC de Canada, 1997.

[20] **Kheldoun Aissa**, « *Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté* », Thèse de Doctorat, Université

[21] **Lotfi Baghli**, « *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques* », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.

[22] **Miloudi Abdallah**, « *Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone* », Thèse de Doctorat, Université d'Oran, 2006.

[23] **Boufateh Messaoudi**, « *Utilisation du contrôle directe du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone* », Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider De Biskra, 2007.

[24] **Latreche Mohammed Tahar**, « *Commande floue de la machine synchrone à aimant permanant (MSAP) utilisée dans un système éolien* », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, 2012.

[25] **Nabti Khalil**, « *Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue* », Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2006.