

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur de la Recherche Scientifique

Université AMAR TELIDJI « LAGHOUAT »



FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département d'Electrotechnique

Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de MASTER en Electromécanique

Option : Electromécanique

Présenté par :

BEGAG Mohammed Nour EL-Islam

SLIMANI Ala Eddine

THEME

Commande DTC-ANN d'une Machine Synchrone à Aimants
Permanents

Devant le jury :

Mr.Nouar Allal

Président

Mr.Lakhdar Mokrani

Examineur

Mr.Lahcène Noureddine

Encadreur

Promotion 2020

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier ALLAH le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail, et qui nous a donné le courage durant ces longues années d'étude.

*Ce modeste travail est la résultante de la contribution de plusieurs personnes dont nous tenons à remercier vivement : Nous tenons à remercier **Mr. Lahcène Noureddine** a accepté de nous encadrer, ses commentaires et réflexions nous ont permis de trouver des applications intéressantes aux travaux que nous menons. Merci pour l'aide et les conseils qu'il nous a fourni durant la rédaction de ce mémoire.*

*Nous voudrions également exprimer toute nos reconnaissances aux membres de jury **Mr. Nouar Allal** et **Mr. Lakhdar Mokrani** pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et pour l'honneur qu'ils nous ont fait pour juger ce travail.*

Nous souhaitons également remercier le personnel du département d'électrotechnique, de la faculté de technologie à l'université de Ammar Thelidji « Laghouat », pour les facilités qu'ils nous ont accordé.

Nous remercions aussi tous ceux qui ont aidé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Nous tenons enfin, à remercier les membres de nos familles pour leur incessant soutien et plus particulièrement nos parents qui nous ont guidé sur le chemin des études.

Un grand merci à tous.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Les personnes les plus chers au monde que je ne peux les remercier jamais assez de leur aide, encouragements, soutien, sacrifices et leurs patiences pendant toute ma vie, mes parents :

Mon père "Hassen", ma mère : "Fatma" et bien sûr ma grand-mère : "Zohra".

Et A mes très chères sœurs "Anfal", "Zahra" et "Aya"

A tous les professeurs de "Électromécanique"

A tous mes amis

A mon binôme "Ala slimani"

A mes camarades d'auditoires et tous ceux de la spécialité d'électromécanique

de l'Université de " Laghouat

Faculté de Technologie"

A toute la famille "Begag "et "Merad".

Begag Mohammed Nour EL-Islam

Dédicace

A mes chers parents :

*Je remercie me très chers parents, qui m'ont toujours
apporté le meilleur, vous avez su me guider et me
conseiller tout au long de mon parcours.*

*Merci à mes chers parents, qu'ALLAH vous bénisse et
vous accorde une longue et heureuse vie.*

A mes chers frères et sœurs :

Pour leur amour et leur soutien inestimable.

A tous mes amis.

Slimani AlaEddine

ملخص :

الهدف من العمل المعروف في هذه المذكرة هو دراسة طرق التحكم في الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم وتحسين مستوى أداءها و طرح استراتيجيات تحسين مواصفات التحكم المباشر في العزم بحيث تكون قادرة على إعطاء ديناميكية سريعة للعزم الكهرومغناطيسي. التحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي يسمح لنا ببلوغ هذه الأهداف، من خلال طريقة اختيار واستبدال جدول الأشعة نستطيع التحكم مباشرة و انفراديا في تدفق الجزء الساكن و العزم الكهرومغناطيسي؛ لكن هذه الإستراتيجية لها سلبيات عدة و مهمة، من جهة أخرى نجد أن تواتر الاستبدال غير مسيطر عليه. فالهدف الرئيسي لهذه المذكرة هو تحسين مواصفات التحكم المباشر في العزم و التدفق وذلك بادخال تقنية الذكاء الاصطناعي المتمثلة في الشبكات العصبية الاصطناعية.

الكلمات المفتاحية: الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم، التحكم المباشر لعزم الدوران، الشبكات العصبونية الاصطناعية.

Résumé:

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est d'étudier les méthodes de commande des machines synchrones à aimants permanents, d'améliorer leurs performances et de proposer des stratégies pour améliorer les spécifications de la commande directe du couple DTC. Pour qu'il soit capable de donner une dynamique rapide du couple électromagnétique. La DTC nous permet d'atteindre ces objectifs, grâce à la méthode de sélection et de remplacement de la table de vérité, nous pouvons contrôler directement et individuellement le flux statorique et le couple électromagnétique ; Mais cette stratégie présente plusieurs inconvénients importants : en revanche, on constate que la fréquence de commutation n'est pas contrôlée. L'objectif principal de ce mémoire est d'améliorer les spécifications de la commande directe du couple et du flux en introduisant la technologie d'intelligence artificielle représentée par les réseaux de neurones artificiels (RNA).

Mots clés : (MSAP), Commande directe du couple (DTC), Les réseaux de neurones artificiels.

Abstract:

The aim of the work presented in this memoire is to study methods of controlling permanent magnet synchronous machines, improve their performance and propose strategies for improving direct torque control specifications so that it is able to give a rapid dynamic of the electromagnetic torque. Direct control of the electromagnetic torque allows us to reach these goals, through the method of selecting and replacing the selection table, we can directly and individually control the statoric flux and the electromagnetic torque; but this strategy has several important drawbacks. On the other hand, we find that the frequency of commutation is not controlled. The main objective of this thesis is to improve the specifications of direct torque and flux control by introducing the artificial intelligence technologies represented by artificial neural networks (ANN).

Keywords: PMSM, direct torque control (DTC), artificial neural networks (ANN).

Table Des Matières

Dédicaces	
Résumé	
Remerciement	
Table des matières	
Abréviations	
Liste des tableaux	
Liste des figures	
Introduction Générale	1

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction	3
I.2 Structure d'une machine synchrone à aimants permanents.....	3
I.3. Principe de fonctionnement	4
I.3.1 Les avantages et les inconvénients de la machine synchrone.....	4
I.3.2 Domaines d'application	4
I.4 Modélisation de la MSAP	5
I.4.1 Equations électriques.....	5
I.4.2 Equations magnétiques.....	5
I.4.3 Equations mécaniques.....	6
I.4.4. Choix du référentiel.....	7
I.4.4.1. Repère (x, y) lié au stator (fixe comme le stator).....	7
I.4.4.2. Repère (α , β) lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor).....	7
I.4.4.3. Repère (d, q) lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant).....	7
I.4.5. Transformation de Concordia.....	7
I.4.6. La transformation de Park (d, q).....	8
I.4.7. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	9

I.4.8. Expression du couple électromagnétique.....	11
I.4.9. Schéma fonctionnel de la MSAP.....	11
I.5. Système d'alimentation de la MSAP.....	12
I.5.1. Onduleur de tension.....	12
I.5.2. Modélisation de l'onduleur de tension.....	12
I.6 Equations d'état de la MSAP.....	14
I.7. Schéma de la MSAP alimentée en tension.....	16
I.7.1. Sans onduleur.....	16
I.7.2. Avec onduleur.....	17
I.8 Conclusion.....	18

Chapitre II : Commande DTC de la MSAP

II.1 Introduction	19
II.2. Principe général de la commande directe du couple	19
II.2.1 Avantages et Inconvénients de la DTC	19
II.3 Principe du Commande du flux et du Couple	21
II.3.1 Commande du flux statorique	21
II.3.2 Contrôle du couple Electromagnétique	23
II.3.3 Choix du vecteur tension	23
II.4. Estimation du flux et du couple.....	25
II.4.1.1. Estimation du flux statorique	25
II.4.1.2 Estimation du couple électromagnétique.....	27
II.5 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC.....	27
II.5.1 Correcteur de flux	27
II.5.2 Correcteur de couple	27
II.5.2.1. Correcteur à deux niveaux	27

II.5.2.2. Correcteur à trois niveaux	28
II.6 Élaboration de la table de commutation	29
II.7. Régulateur de vitesse.....	30
II.8 Structure générale de la DTC Appliquée au MSAP	32
II.9 CONCLUSION	32

Chapitre III : Commande DTC-ANN de la MSAP

III.1 Introduction	33
III.2 Historique des RNA	33
III.3 Neurone biologique	34
III.4 Neurone formel	35
III.5 Modélisation d'un réseau de neurones	37
III.6 Architecture de réseaux de neurones	37
III.6.1 Les réseaux statiques (non bouclés)	37
III.6.2 Les réseaux dynamiques (bouclés)	38
III.7 Apprentissage des réseaux de neurones	39
III.7.1 Type d'apprentissage	39
III.7.1.1. Mode supervisé	39
III.7.1.2. Mode non-supervisé (ou auto-organisationnel)	39
III.7.1.3. Mode hybride	40
III.7.1.4. Mode semi-supervisé (renforcement)	40
III.7.2 Apprentissage en ligne et apprentissage hors ligne	40
III.7.2.1 Apprentissage hors ligne	40
III.7.2.2 Apprentissage en ligne	40
III.8 Les avantages et les inconvénients des réseaux de neurones	40
III.8 Application des réseaux de neurones dans la DTC	41
III.9 Conclusion.....	44

Chapitre IV : Résultats de simulation

IV.1 Introduction	45
IV.2 Résultats de simulation de la DTC appliquée à la MSAP.....	45
IV.2.1 Amélioration de la rapidité.....	45
IV.2.2 Interprétation des résultats.....	47
IV.2.3 Amélioration de l'amortissement.....	48
IV.3 Résultats de simulation de la DTC-ANN appliquée à la MSAP.....	49
IV.3.1 Interprétation des résultats	50
IV.4 Etude comparative entre la commande DTC et DTC-ANN	51
IV.5 Conclusion	52
Conclusion générale	53
Références bibliographiques	55
Annexes.....	57

Abréviations

Acronymes :

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
DTC	Direct Torque Control (Commande directe du couple)
RNA	Réseaux de Neurone Artificiels
ANN	Artificiel Neural Network (Réseaux de Neurones Artificiels)
DTC-ANN	Direct Torque Control (Commande Neuronale directe du couple)
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
FOC	Field Oriented Control (commande à orientation de flux)
MLI	Modulation du Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel Intégral
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
Fem	Force électromotrice
Fcem	Force contre électromotrice
AC	Alternative Current
DC	Direct Current

Symboles :

<i>t</i>	Temps
<i>Cr</i>	Couple de charge
<i>Ce</i>	Couple électromagnétique
<i>F</i>	Coefficient de frottement
<i>ia,b,c</i>	Courants instantanés des phases de la machine
<i>is</i>	Courant statorique
<i>isa</i>	Courant statorique suivant l'axe α
<i>isβ</i>	Courant statorique suivant l'axe β
<i>isd</i>	Courant statorique suivant l'axe direct
<i>isq</i>	Courant statorique suivant l'axe quadrature
<i>In</i>	Courant nominal

Abréviations

J	Moment d'inertie
P	Nombre de paires de pôles
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[C]$	Matrice de transformation de Concordia
T_e	Période d'échantillonnage
C_{flx}	Contrôleur du flux
C_{cpl}	Contrôleur du couple
$F(s)$	Fonction du transfert
$V_{a,b,c}$	Tensions instantanées des phases de la machine
U_c	Tensions d'entrée de l'onduleur
V_s	Tension statorique
V_{sd}	Tension statorique suivant l'axe direct
V_{sq}	Tension statorique suivant l'axe en quadrature
R_r	Résistance rotorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
M_{sr}	Inductance mutuelle stator par apport au rotor et M_0 est sa valeur maximale
M_{rs}	Inductance mutuelle rotor par apport au stator
R_s	Résistance statorique
L_s	Inductance statorique
e	Erreur entre grandeur réel et de référence
Δe	Variation de l'erreur e
u	Vecteur de commande
X	Vecteur d'état
K_p	Coefficient proportionnel du régulateur PI
K_i	Coefficient intégral du régulateur PI
τ	Constante de temps
S	Opérateur de LAPLACE
$[.]^T$	Vecteur transposé

Abréviations

S_a, S_b, S_c	Signaux de commande des interrupteurs de puissance
θ_i	Secteur numéro i
ω_0	Pulsation propre du système
ξ	Coefficient d'amortissement
α, β	Axes correspondant au référentiel fixe par rapport au stator
θ	Écart angulaire mécanique
φ_s	Flux créé par les bobines statoriques
φ_{sd}	Flux statorique suivant l'axe direct
φ_{sq}	Flux statorique suivant l'axe en quadrature
$\varphi_{s\alpha}$	Flux statorique suivant l'axe α
$\varphi_{s\beta}$	Flux statorique suivant l'axe β
φ_f	Flux dû à l'aimant
ω	Vitesse mécanique du rotor
ω_{ref}	Vitesse mécanique de référence

Listes des figures :

Chapitre I

Figure I.1 : Différents types de rotors d'une MSAP.....	3
Figure I.2 : Représentation équivalente dans le repère de Park.	8
Figure I.3 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension.....	11
Figure I.4: Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension.	12
Figure I.5: Schéma équivalent de l'onduleur.....	13
Figure I.6: Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.....	14
Figure I.7: Modèle de la MSAP sous <i>Simulink</i> /MATLAB	15
Figure I.8 : Schéma Simulink de la MSAP alimentée en tension.....	16
Figure I.9 : Résultats de simulation du MSAP sans onduleur.....	17
Figure I.10 : Schéma Simulink de la MSAP alimentée par onduleur.....	17
Figure I.11 : Résultats de simulation du MSAP avec onduleur.....	18

Chapitre II

Figure II.1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.	20
Figure II.2 : Évolution de l'extrémité de φ_s pour $R_s I_s$ négligeable.	21
Figure II.3 : Sélection des vecteurs de tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.....	22
Figure II.4 : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.	22
Figure II.5 : Sélection du vecteur de tension.	24

Listes des figures et des tableaux

Figure II.6 : a) Sélection des tensions vi pour contrôler le flux. b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux	27
Figure II.7: Correcteur de couple à trois niveaux.	28
Figure II.8 : Boucle de régulation de la vitesse de la MSAP.	30
Figure II.9 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.	31
Figure II.10 : Modèle de la DTC sous <i>Simulink</i> /MATLAB.	32

Chapitre III

Figure III.1: Structure d'un neurone biologique.	34
Figure III.2 : Modèle d'un neurone biologique.....	35
Figure III.3 : Modèle de McCulloch-Pitts.....	35
Figure III.4 : Quelques types de fonctions d'activation.....	36
Figure III.5 : Schéma général d'un réseau de neurones.....	37
Figure III.6: Réseau multicouche.....	38
Figure III.7 : Forme canonique d'un réseau de neurones bouclé.	39
Figure III.8 : Commande directe du couple de la MSAP basée sur les RNA.	42
Figure III.9 : Schéma Bloc sous Simulink MATLAB du contrôleur de vitesse.	42
Figure III.10: Système d'apprentissage et l'opération pour modéliser le contrôleur neuronal sous logiciel Matlab/Simulink.	43
Figure III.11 : Schéma Bloc sous Simulink MATLAB du la DTC-ANN.....	43

Chapitre IV

Figure IV.1 : Résultat de simulation du MSAP commandé par DTC1.	47
Figure IV.2 : Résultat de simulation du MSAP commandé par DTC2.....	49
Figure IV.3 : Résultat de simulation du MSAP commandé par DTC-ANN.	50
Figure IV.4: Réponse de la vitesse du MSAP : comparaison entre DTC1 et DTC-ANN.....	51

Listes des figures et des tableaux

Figure IV.5: Réponse de la vitesse du MSAP : Comparaison entre DTC2 et DTC-ANN.....	51
---	----

Annexes

Figure A.1 : Estimation du couple électromagnétique, flux statorique et sa position.....	58
Figure A.2 : Régulateur PI de vitesse.....	58
Figure A.3: Transformation de Park.	59

Listes des tableaux :

Tab II.1 : Table de commande du flux.....	29
Tab II.2 : Table de commande du couple.....	29
Tab II.3 : Table de commutation avec séquences nulles.....	29
Tab II.4 : Table de commutation sans séquences nulles.....	29
Tab III.1 : Analogie entre les neurones biologiques et les neurones artificiels.	36
Table A.1 : Paramètres du MSAP utilisé dans l'étude.	57

INTRODUCTION GENERALE

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques. Au fil du temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, tertiaire et domestique. Actuellement, elle constitue la majeure partie de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice. La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position...etc., tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible [1].

Historiquement, le Moteur à Courant Continu (MCC) est la solution la plus répandue pour les entraînements à vitesse et à position variables nécessitant des performances statique et dynamique élevés, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit. Mais la présence d'une commutation mécanique, sous forme de système balais – collecteurs limité la puissance et la vitesse maximale, a toujours été un grand inconvénient de ce type de machine, ont incité les chercheurs à le remplacer par un autre moteur plus robuste, plus fiable et de faible coût [2].

La Machine Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faible moment d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes [3].

Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celle d'une MCC [2].

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 tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine [4].

La mise au point des aimants permanents à base de terre rare, le développement de l'électronique de puissance et la progression des organes de commande numérique à fort degré d'intégration ont ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande. Après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel. La stratégie de commande DTC (venu du terme anglais " Direct Torque Control "), plus récente que la commande vectorielle a été inventée par I. Takahashi au milieu des années 80. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple, ce type de commande se démarque dans son approche de ce qui avait été fait auparavant et constitue une avancée méthodologique dans la commande des machines [2].

La DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, du flux et du courant

INTRODUCTION GENERALE

statorique dans le régime transitoire et permanent à cause de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur pour améliorer les performances de la DTC de la MSAP à large domaine d'applications. Il existe différentes approches basée sur les techniques intelligentes (les réseaux de neurones, logique floue , commande PSO-Neurone directe du couple, Commande prédictive directe du couple) [1],[3],[5].

L'objectif visé dans ce travail est de présenter une simulation d'un moteur synchrone à aimants permanents commandé par la commande directe du couple et encore une fois par la commande directe du couple amélioré par les réseaux de neurones artificiels (DTC-ANN).

Le mémoire est organisé en quatre chapitres :

- Commençons tout d'abord par la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité avec une étude de l'onduleur de tension.
- Le second chapitre expose la commande d'un moteur synchrone à aimants permanents par la DTC.
- Le troisième sera consacré au développement d'une technique basée sur les Réseaux Neurones Artificiels (RNA) pour améliorer les performances de la commande directe du couple d'un moteur synchrone à aimants permanents.
- Le quatrième chapitre sera consacré aux différents résultats obtenus, avec une comparaison entre les résultats de la commande DTC classique et la commande DTC-ANN.

Finalement, nous terminerons notre travail par une conclusion générale et nous proposerons des perspectives comme des futurs travaux dans ce sujet.

I.1 Introduction

L'étude du comportement d'une machine électrique est une tâche difficile et nécessite avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [6].

Parmi les machines à courant alternatif utilisés, la machine synchrone à aimant permanent reste un bon candidat pour l'utilisation industrielle. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, non seulement d'augmenter la densité d'énergie de ces machines, mais aussi de réduire leurs dimensions et leurs pertes par rapport aux autres types de machines, alors beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [6].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique.

I.2 Structure d'une machine synchrone à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator assemblable celui de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable [4].

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisés dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [4].

Le rotor possède différentes configurations, la figure I.1 montre trois cas :

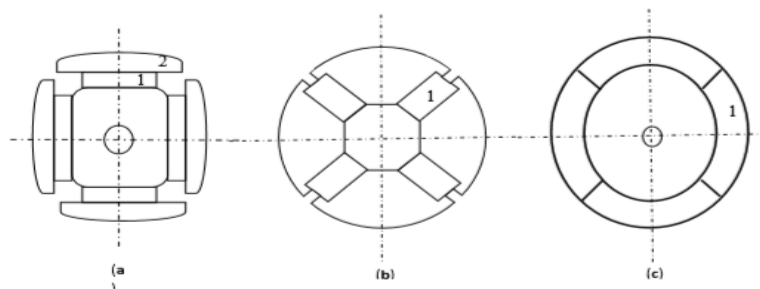


Figure (I.1) : Différents types de rotors d'une MSAP.

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).
- (b) aimants permanents (1) noyés.
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

I.3. Principe de fonctionnement

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90° . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator [7].

I.3.1 Les Avantages et Inconvénients de la machine synchrone

- **Avantages de la machine synchrone :** Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types des machines [8],[9] :
 - ✓ La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu
 - ✓ Son rendement est proche de 99%
 - ✓ On peut régler son facteur de puissance $\cos\phi$ en modifiant le courant d'excitation I_{ex} ; Donc le moteur synchrone peut également être utilisé comme source de puissance réactive pour relever le facteur de puissance $\cos\phi$ d'une installation électrique.
 - ✓ Moins de pertes de cuivre (MSAP), les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré
 - ✓ Une faible inertie et un couple massique élevé
 - ✓ Une meilleure performance dynamique
 - ✓ Construction et maintenance plus simple
 - ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du contact bagues balais dans ces machines (MSAP)

- **Inconvénients de la machine synchrone** Comme inconvénients de la MSAP on cite [8],[9] :
 - ✓ Le flux inducteur de la machine à aimant est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieur en particulier dans le cas d'inducteur à pôles saillants.
 - ✓ Pour le fonctionnement en moteur, il est souvent nécessaire d'utiliser un moteur auxiliaire de démarrage.
 - ✓ Il faut une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie.

I.3.2 Domaines d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires), C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- ✓ Les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- ✓ Les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- ✓ Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- ✓ Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),

- ✓ Les applications robotiques,
- ✓ La production d'électricité,
- ✓ Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins,
- ✓ Les applications de l'énergie de l'éolienne,

I.4 Modélisation de la MSAP

Afin de développer un modèle permettant une description dynamique de la MSAP, on adopte les hypothèses suivantes [10] :

- ✓ Le stator est connecté en étoile, avec neutre en l'air pour annuler la composante homopolaire du courant,
- ✓ La saturation est négligée,
- ✓ La distribution de la f.m.m dans l'entrefer est sinusoïdale,
- ✓ Les pertes par courants d Foucault et par hystérésis sont négligeables,
- ✓ Les résistances invariables avec la température,

I.4.1 Equations électriques

Les équations électriques de la MSAP dans un repère fixe liée au stator (a, b, c) se donne comme suit [10] :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (\text{I.1})$$

$$V_s = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}, \quad [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}$$

Avec :

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques,

$[V_s]$: Vecteur des tensions statoriques,

$[I_s]$: Vecteur des courants statoriques,

$[\varphi_s]$: Vecteur des flux créés par les bobines statoriques,

I.4.2 Equations magnétiques

Les flux statoriques s'écrivent sous la forme suivante :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\varphi_{sf}] \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ca} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix}, \quad [\varphi_{sf}] = \begin{bmatrix} \varphi_{af} \\ \varphi_{bf} \\ \varphi_{cf} \end{bmatrix}$$

$[\varphi_{sf}]$: Vecteur de projection du flux d'aimant permanent sur les trois phases statoriques ,

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques,

La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les aimants $[L_{sf}]$ dépend de la position angulaire électrique du rotor θ

$$[L_{sf}] = \hat{\varphi}_{fd} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

La forme matricielle des inductances statoriques en fonction de la position θ est donnée comme suit :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{ls} + l_{0s} + l_{2s} \cos(2\theta) & -\frac{l_{0s}}{2} + l_{2s} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{l_{0s}}{2} - l_{2s} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{l_{0s}}{2} + l_{2s} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & l_{ls} + l_{0s} + l_{2s} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{l_{0s}}{2} + l_{2s} \cos(2\theta) \\ -\frac{l_{0s}}{2} + l_{2s} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{l_{0s}}{2} - l_{2s} \cos(2\theta) & l_{ls} + l_{0s} + l_{2s} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Si on remplace l'équation (I.2) dans (I.1) on trouve :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d([L_{ss}][I_s])}{dt} + \frac{d[\varphi_{sf}]}{dt} \quad (I.3)$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} [I_s] + \omega_r \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \quad (I.4)$$

I.4.3 Equations mécaniques

Définie par :

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.5)$$

$$C_f = f\Omega$$

$$\omega_r = p\Omega$$

Où :

J : est le moment d'inertie du moteur,

f : est le coefficient de frottement visqueux,

C_e : est le couple électromagnétique délivré par le moteur,

C_r : est le couple résistant, ou de charge,

I.4.4. Choix du référentiel

Les équations de la MSAP triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q) [4].

I.4.4.1. Repère (x, y) lié au stator (fixe comme le stator)

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au stator, dans ce cas le référence x et y coïncident. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courants alternatif.

I.4.4.2. Repère (α, β) lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)

Dans ce référentiel, les axes ($\alpha\beta$) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω . L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I.4.4.3. Le repère (d, q) est lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant)

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

I.4.5. Transformation de Concordia

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[V_{ABC}]$, $[I_{ABC}]$, $[\varphi_{ABC}]$, la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs $[V_{\alpha\beta}]$ $[i_{\alpha\beta}]$ $[\varphi_{\alpha\beta}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

La transformation de Concordia est définie par [11] :

$$\begin{cases} [X_{abc}] = [X_{\alpha\beta o}][C] \\ [X_{\alpha\beta o}] = [X_{abc}][C]^{-1} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation directe de Concordia et $[C]^{-1}$ est inverse, elles sont données par :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, [C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

I.4.6. Transformation de Park (d, q)

Les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont fortement non-linéaires et couplées. Elles sont fonctions de la position du rotor θ . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park [4].

Cette transformation, appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d, q ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes (d, q) tournant à une vitesse ω_r par rapport au stator (figure I.2).

Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

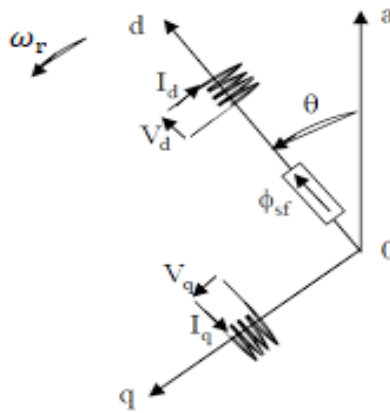


Figure I.2 : Représentation équivalente dans le repère de Park

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{d,q,o}] = [P(\theta)][X_{a,b,c}] \quad (I.8)$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor. Les termes X_d , X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation $[P(\theta)]$ est donnée par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Où θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.
L'angle θ est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt$$

Tel que :

θ : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d).
 ω_r : vitesse de rotation du référentiel choisi.

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$\theta = \theta_s$ pour le stator et $\theta = \theta_r$ pour le rotor,
 $[P(\theta)]$ étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statoriques $[V_s]$, $[\varphi_s]$, et $[I_s]$ à leurs composantes relatives [12].

I.4.7. Application de la transformation de Park à la MSAP

En choisissant le référentiel de Park (d, q) lié au rotor et en appliquant la transformation (I.8) au système (I. 1), on obtient [1],[11] :

$$[V_{dqo}] = [P(\theta)] [V_{abc}] = [P(\theta)] [R_s][I_{abc}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{I.11})$$

Ensuite, en se basant sur (I.10) et (I.1), on obtient :

$$[V_{dqo}] = [P(\theta)][V_{abc}] = [P(\theta)][R_s][I_{abc}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{I.12})$$

À l'aide de (I.12), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[V_{dq}] = [R_s][I_{dq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + p\omega[\varphi_{dq}^*] \quad (\text{I.13})$$

Où :

$$[V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, [I_{dq}] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix}, [\varphi_{dq}^*] = \begin{bmatrix} -\varphi_q \\ \varphi_d \end{bmatrix}$$

Et la transformation (I.9) appliquée à (I.2) donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Les équations électriques dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_r \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_r \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_d I_{ds} + \varphi_f \\ \varphi_{qs} = L_q I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

En introduisant (I.16) dans (I.15) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega_r L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega_r L_{ds} I_{ds} + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

I.4.8. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants du rotor et les pôles engendrés par les FMMs générées dans l'entrefer par les courants statoriques. Ce couple développé par les machines synchrones à f.é.m. sinusoïdale et sans amortisseur peut être exprimé par [4] :

$$C_e = \left(\frac{3}{2}\right)p[(L_{ds} - L_{qs})I_{ds}I_{qs} + \varphi_f I_{qs}] \quad (I.18)$$

Où P nombre de paires de pôles.

Dans le cas où la machine à pôles lisses ($L_{ds} = L_{qs}$), cette équation se simplifie en :

$$C_e = \left(\frac{3}{2}\right)p\varphi_f I_{qs} \quad (I.19)$$

I.4.9. Schéma fonctionnel de la MSAP :

D'après les équations (I.14), (I.19) et (I.20), on obtient le schéma fonctionnel suivant :

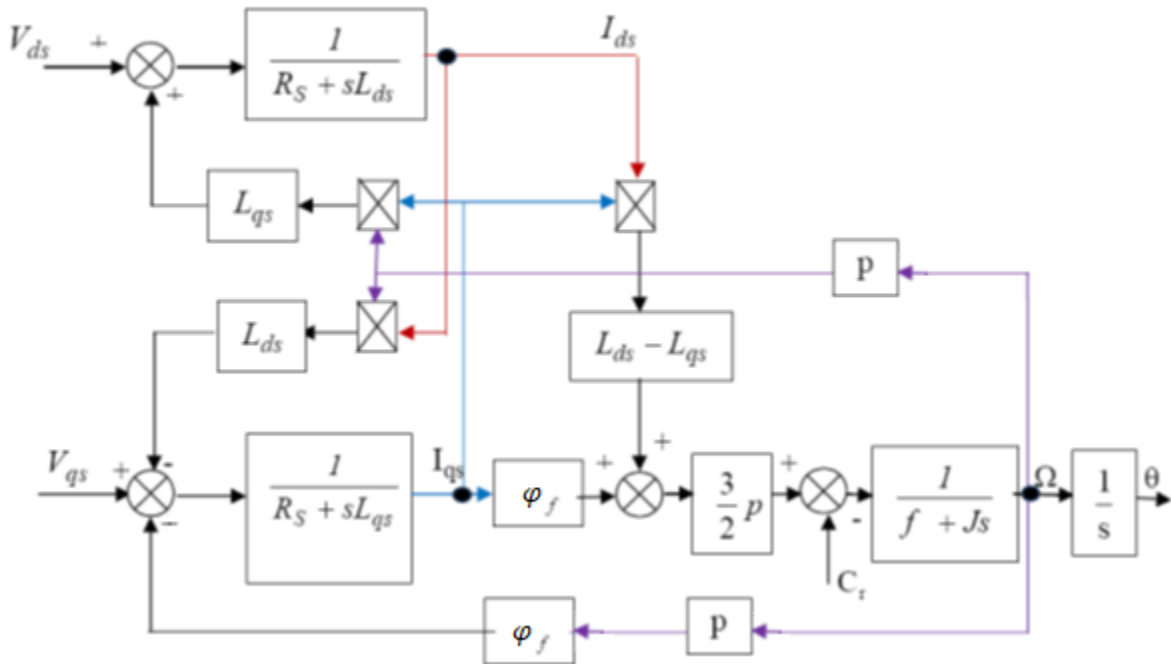


Figure I.3 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

I.5. Système d'alimentation de la MSAP

I.5.1. Onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur à une tension tantôt positive, tantôt négative [12].

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie de l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon) [12].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source (tension, courant).
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé,...etc.).
- Selon le nombre de niveaux (2, 3,...etc.).

I.5.2. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension qui alimente la MSAP peut être idéalement représenté selon la figure I.4, où T_i et T'_i ($i=a, b, c$) sont des transistors, S_i et S'_i sont les commandes logiques qui sont associées telle que :

- si $S_i = 1$, l'interrupteur T_i est passant et T'_i est ouvert,
- et si $S_i = 0$, l'interrupteur T_i est ouvert et T'_i est passant.

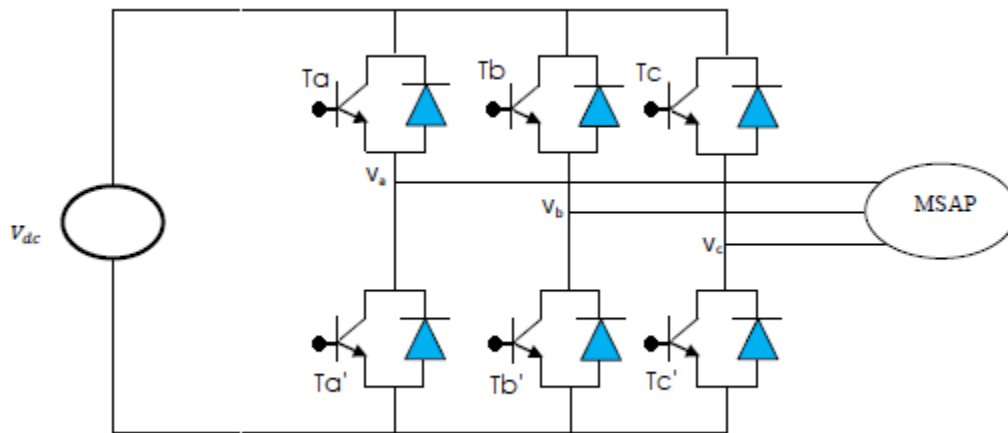


Figure I.4: Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.é.m égale à $\frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération,

Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure (I.5). La machine synchrone est connectée en étoile, U_0 est la tension continue alimentant l'onduleur de tension.

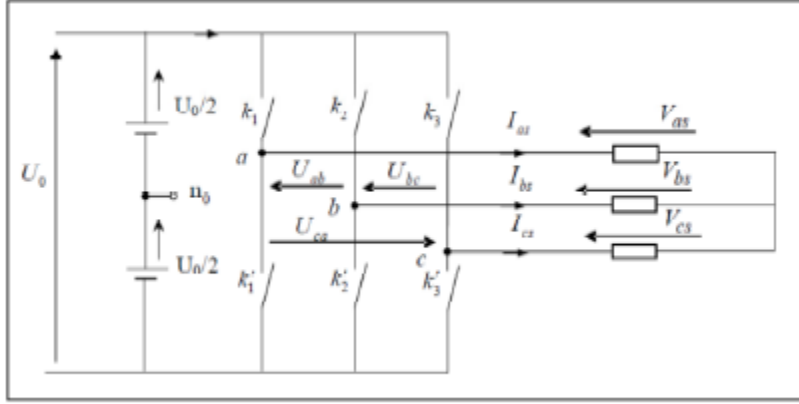


Figure I.5: Schéma équivalent de l'onduleur.

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

$$U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = U_0(S_a - S_b) \quad (I.20)$$

$$U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = U_0(S_b - S_c) \quad (I.21)$$

$$U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = U_0(S_c - S_a) \quad (I.22)$$

Les tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système de tension triphasées équilibrées alors :

De (I.20) et (I.22), on trouve :

$$V_{as} = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (I.23)$$

De (I.20) et (I.21), on trouve :

$$V_{bs} = \frac{U_0}{3} (2S_b - S_a - S_c) \quad (I.24)$$

De (I.21) et (I.22), on trouve :

$$V_{cs} = \frac{U_0}{3} (2S_c - S_a - S_b) \quad (I.25)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsions (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé porteuse, ces tensions sont modulées en largeur d'impulsion afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué.

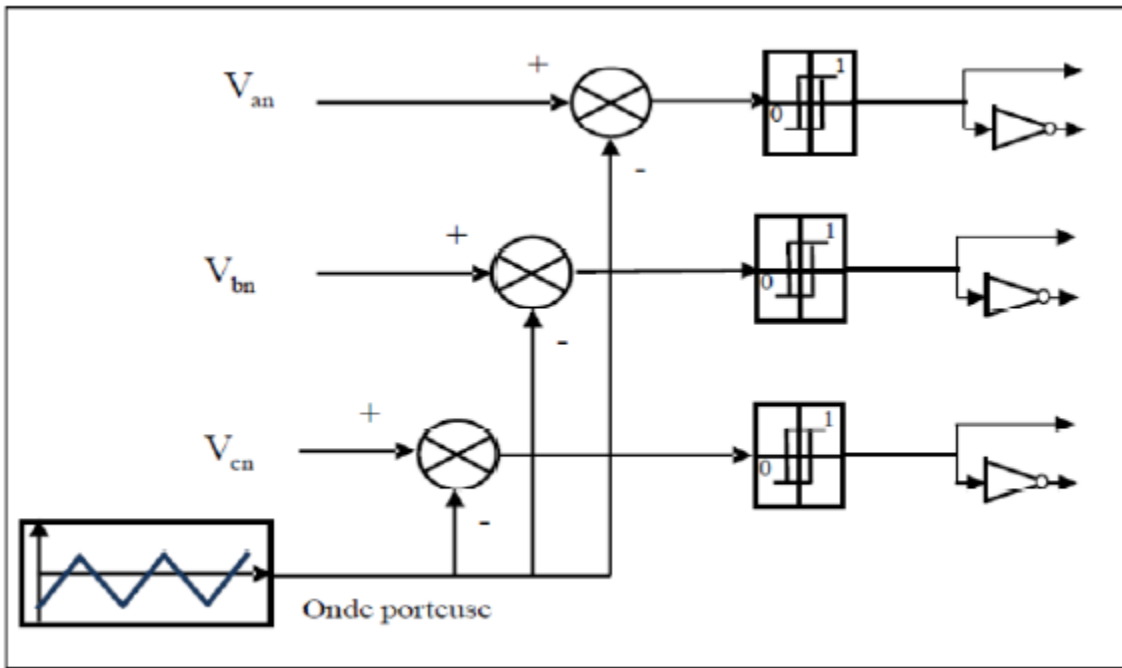


Figure I.6: Schéma de principe de la technique MLI

I.6 Equations d'état de la MSAP

Les équations de la MSAP dans le repère de PARK sont regroupées dans le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + \omega_r L_d \frac{i_q}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} + \omega_r L_d \frac{i_d}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \varphi_f \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{C_e}{J} - \frac{C_r}{J} - \frac{C_f}{J} \\ C_e = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) i_d i_q \right) + \varphi_f i_q \end{cases} \quad (I.27)$$

Pour faire valider l'étude qu'on a faite, nous avons simulé le modèle de la machine synchrone à aimant permanent par l'outil Simulink, et nous avons relevé le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique, et des courants statoriques.

Le schéma bloc de ce système est représenté par la figure (I.7) :

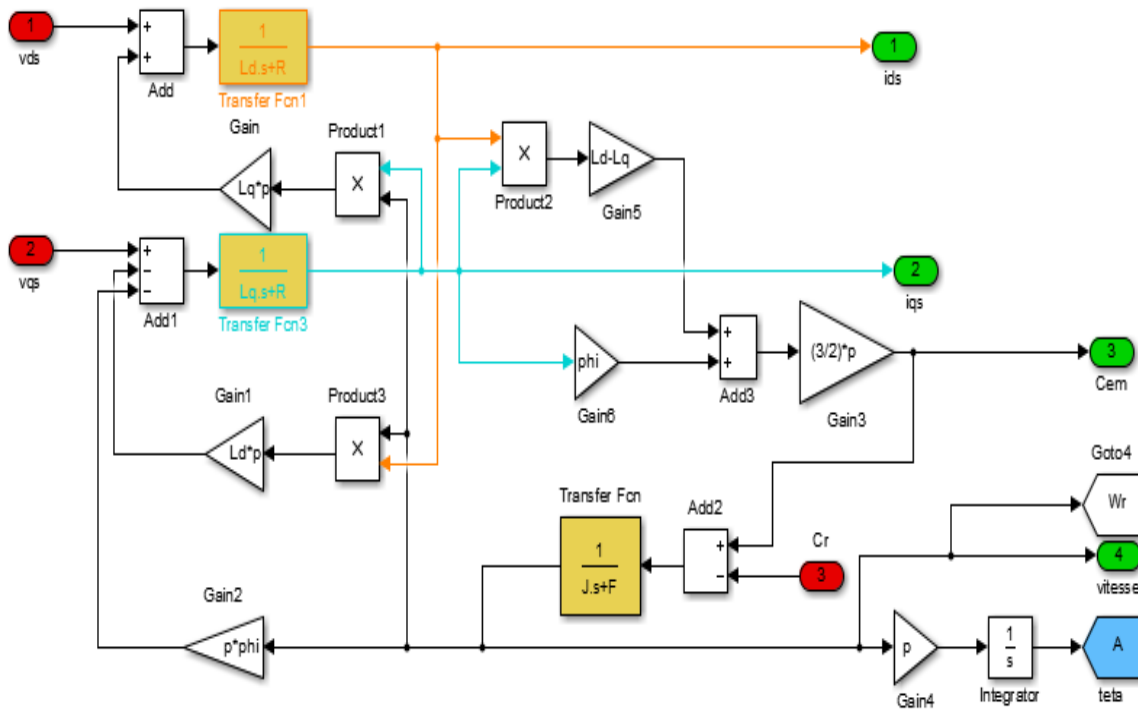


Figure I.7 : Modèle de la MSAP sous Simulink/MATLAB

I.7. Schéma de la MSAP alimentée en tension

I.7.1. Sans onduleur

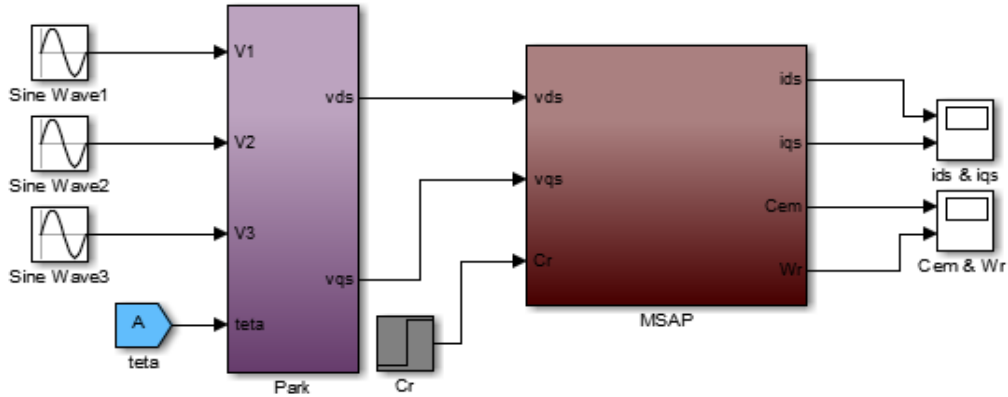


Figure I.8 : Schéma de Simulink de la MSAP alimentée en tension

En pratique, le moteur synchrone à aimants permanents est toujours associé lors de son fonctionnement, à un convertisseur statique. Dans ce cas les excès d'oscillation dans les caractéristiques de couple et de courants ne sont pas observés. Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de la machine.

D'après la figure I.9.a, on constate que la vitesse prend des pics très importants puis elle se stabilise à sa valeur nominale de (104 rad/s) à l'instant $t = 0.5s$, l'application du couple de charge fait perturber la vitesse de rotation sans toucher à sa valeur finale ce qui montre le grand avantage de robustesse de la MSAP.

Le couple électromagnétique présente des battements importants, avec un temps de réponse très court puis il se stabilise à une valeur pratiquement nulle. A l'instant $t = 0.5s$ le couple électromagnétique augmente pour compenser la charge (figure I.9.b).

Pour la figure I.9.c, les courants sont caractérisés par des pics assez importants, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs permanentes. Ces pics s'expliquent par une faible f.c.e.m liée à la valeur de la vitesse au démarrage. Pour l'instant $t = 0.5s$ qui dépend à l'application de la charge, les deux courants présentent des régimes transitoires où le courant I_d diminue et se stabilise par contre le courant I_q augmente.

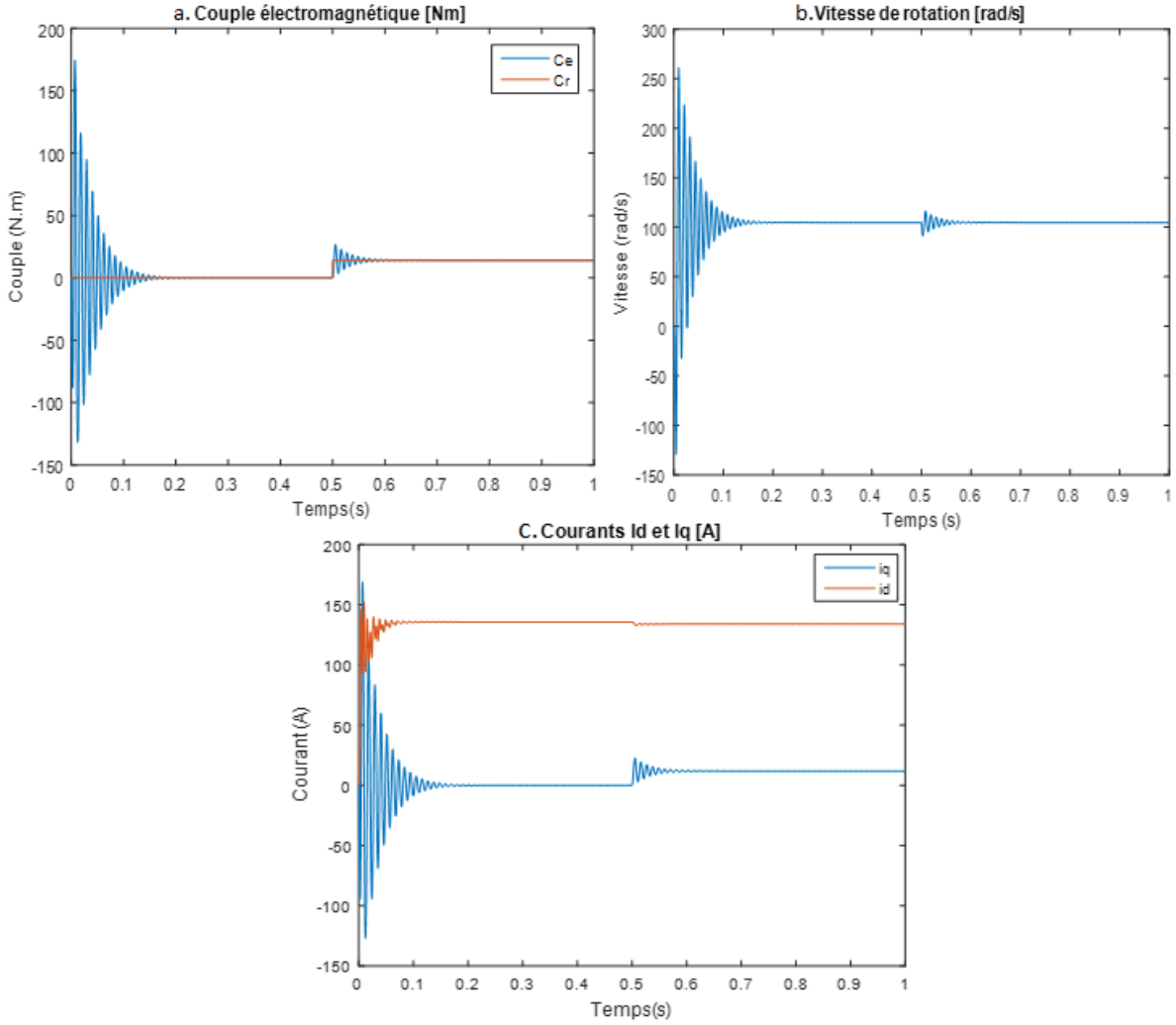


Figure I.9 : Résultats de simulations du MSAP sans onduleur

I.7.2. Avec onduleur

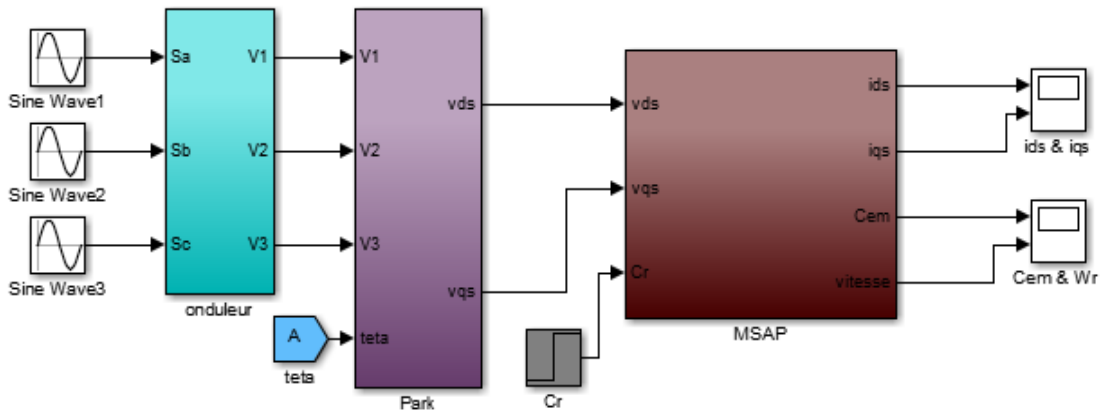


Figure I.10 : Schéma Simulink de la MSAP alimentée par onduleur

Un démarrage est effectué sur un temps de simulation de 1 seconde suivi d'une introduction d'un couple de charge appliquée à l'instant $t = 0.5s$.

On constate que l'allure de la courbe du couple présente au démarrage un pique qui sert à entrainer l'inertie de la machine pendant le régime transitoire, une fois le régime permanent atteint, le couple revient à zéro.

Les courbes des courants I_d et I_q montre bien qu'il existe un couplage entre ces variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

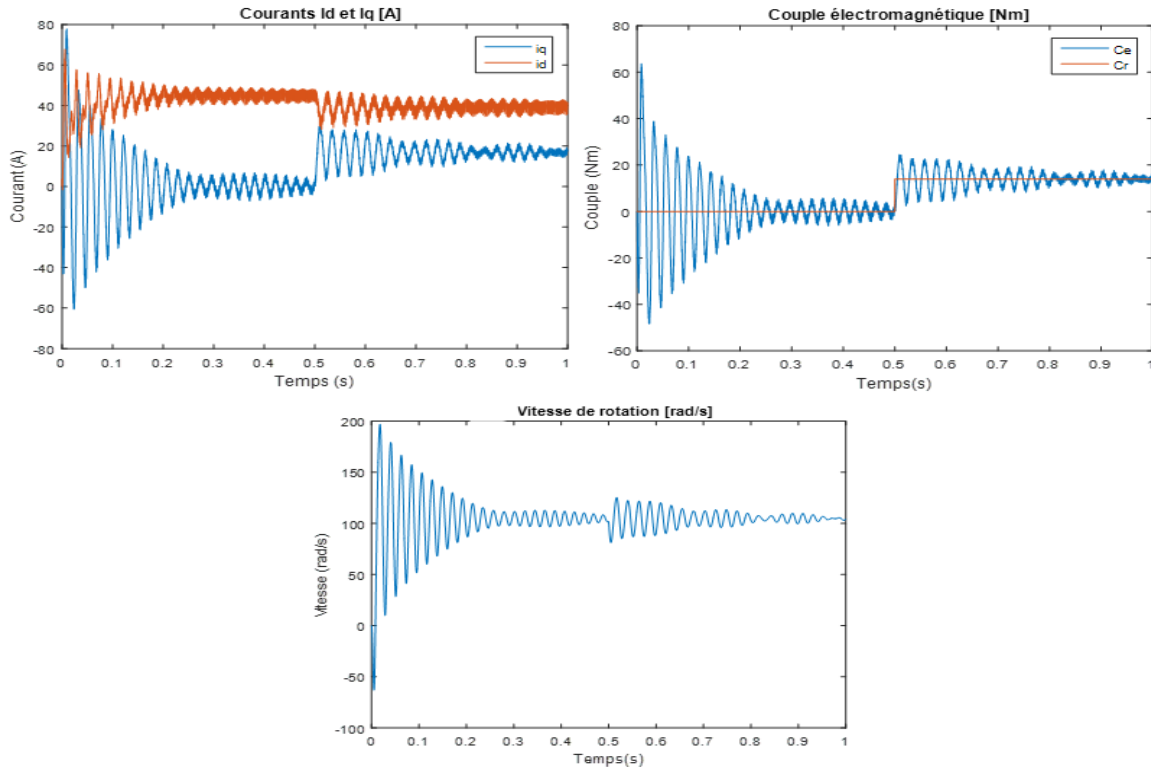


Figure I.11 : Résultats de simulations du MSAP avec onduleur

I.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par présenter une étude théorique de la MSAP tout en développant sa structure, son principe de fonctionnement ainsi que son modèle mathématique associée à son convertisseur. En choisissant la transformation de Park.

Il est important de noter que le choix du référentiel et les transformations triphasé-biphasé permettent d'obtenir une première de l'écriture des équations d'états. Une validation par simulation du modèle tournant a été faite dans les deux cas sans et avec onduleur.

II.1. Introduction

La commande directe du couple, consiste en une approche directe de la commande qui permet de déterminer directement des commutations du convertisseur (onduleur) à partir d'un objectif de commande. La commande DTC est apparue dans les années 1980, depuis une grande variété d'algorithmes a été proposée reposant sur de raffinement de l'heuristique de choix des commutations.

Les commandes directes se distinguent des commandes classiques et permettant d'obtenir des temps de réponses beaucoup plus rapides. En effet, lors d'une commande scalaire ou vectorielle, le système à commander est défini par un modèle continu ou discret, le convertisseur étant considéré comme un simple gain. L'algorithme de commande détermine alors, à chaque pas de calcul, les tensions à appliquer au moteur qui, via une technique de modulations de largeur d'impulsion, assure le choix des commutations du convertisseur [4].

II.2. Principe général de la commande directe du couple

La commande directe du couple DTC est basée sur une détermination directe de la configuration du convertisseur à partir d'informations sur les évolutions du couple et de flux de la machine vis-à-vis des références fixées par l'utilisateur [4].

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. 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 pour chaque instant de commutation.

Le principe de la DTC est basé sur le choix direct des vecteurs de tension selon les différences entre les références du couple et du flux et leurs valeurs réelles. Selon les erreurs de couple et de flux fournis par des comparateurs à hystérésis, un vecteur de tension est choisi parmi une table de vecteurs. Les caractéristiques générales de la DTC sont [3] :

- ✓ La commande directe du couple et du flux se fait à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur,
- ✓ La commande des intensités et des tensions du stator de la machine est indirecte,
- ✓ L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales,
- ✓ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide,
- ✓ L'existence des oscillations du couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis,
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend aussi de la largeur des bandes d'hystérésis,

II.2.1 Avantages et Inconvénients de la DTC

Les avantages [3] :

- ✓ Ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q)

- ✓ Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension à 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
- ✓ Il n'y a 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 sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire
- ✓ La réponse dynamique est très rapide.

Pour les inconvénients :

- ✓ L'existence de problèmes à basse vitesse
- ✓ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple
- ✓ L'existence des oscillations du couple
- ✓ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

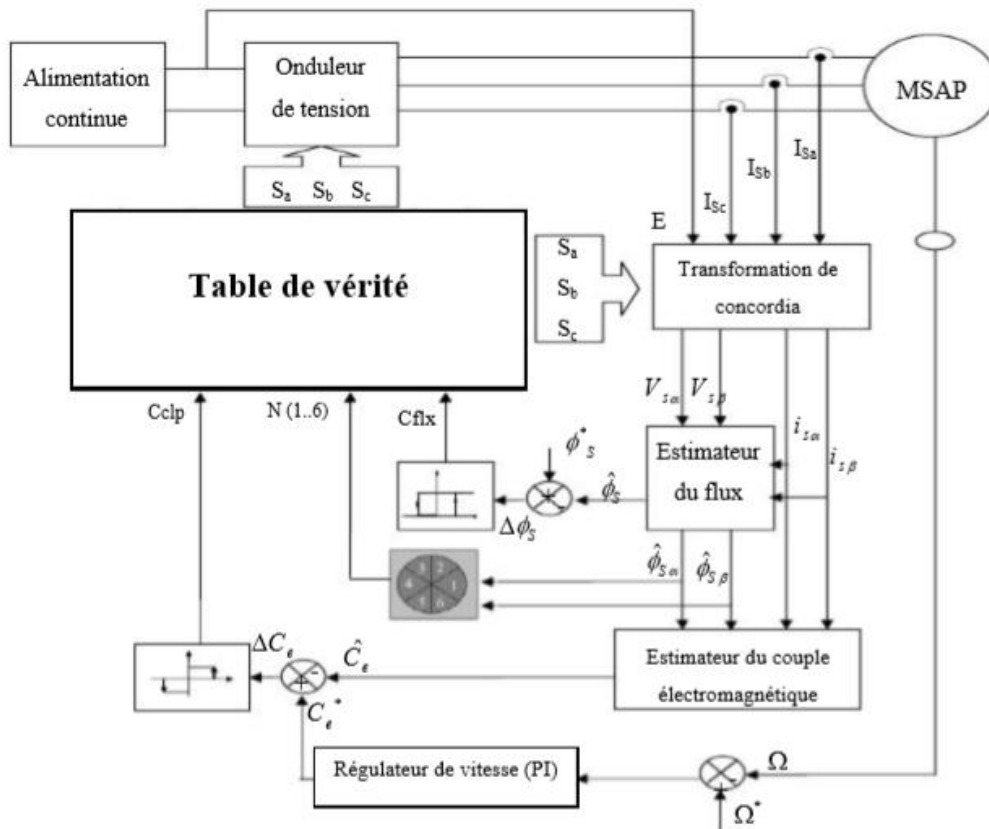


Figure II.1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP [3]

II.3 Principe de commande du flux et du couple

II.3.1 Commande du flux statorique

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [1],[8] :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \Rightarrow \bar{\varphi}_s = \varphi_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.1})$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (II.1) devient :

$$\bar{\varphi}_s(K+1) \approx \bar{\varphi}_s(K) + \bar{V}_s T_e \Rightarrow \Delta\bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.2})$$

Où :

- $\bar{\varphi}_s(k)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\bar{\varphi}_s(k+1)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s(k+1) - \bar{\varphi}_s(k)$: Vecteur variation de flux statorique;
- T_e : Période d'échantillonnage ;
- \bar{V}_s : Vecteur tensions statorique ;

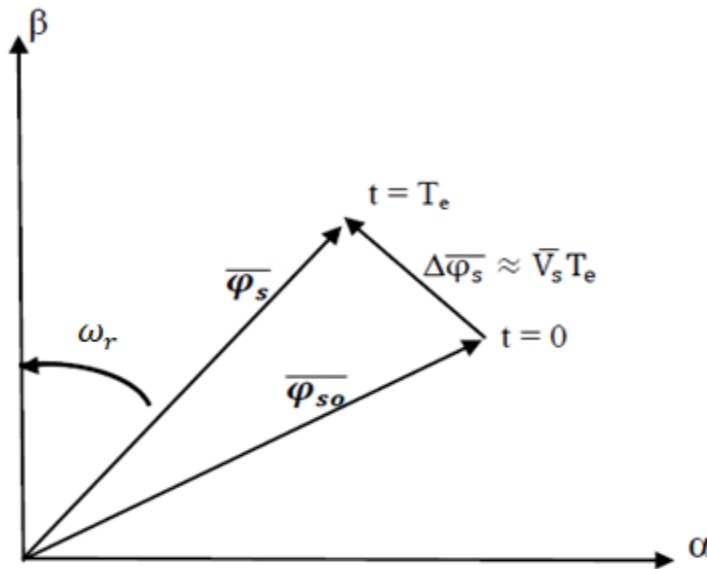


Figure (II.2) : Évolution de l'extrémité des φ_s pour $R_s I_s$ négligeable

La figure (II.3) montre la sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique ϕ_s , dans le plan $(\alpha\beta)$. L'équation (II.2) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une

droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant dans la direction du vecteur tension statorique V_s à une vitesse égale à son amplitude.

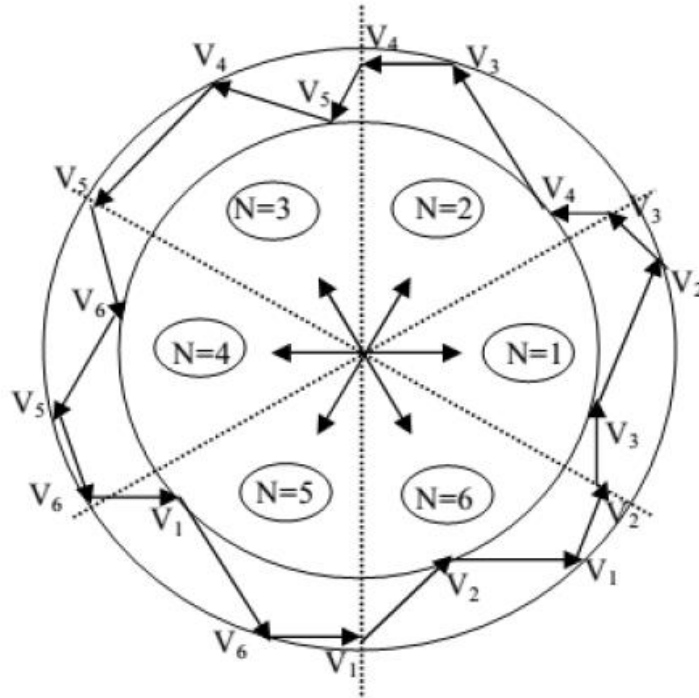


Figure II.3 : Sélection des vecteurs de tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux [13]

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.4), la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

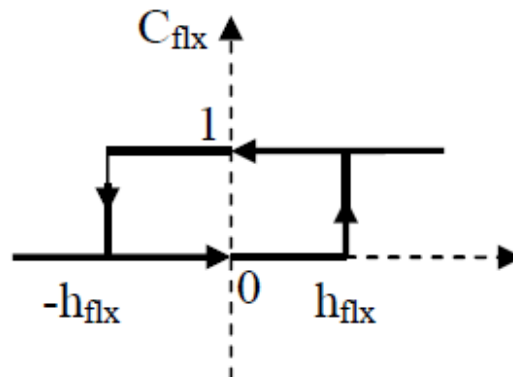


Figure II.4 : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique

On peut écrire ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si} & \Delta\varphi_s \geq h_{flx} \\ \text{si} & -h_{flx} < \Delta\varphi_s < h_{flx} \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 \\ \text{si} & -h_{flx} < \Delta\varphi_s < h_{flx} \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 \\ \text{si} & \Delta\varphi_s \leq -h_{flx} \end{array} \right. \Rightarrow \begin{array}{l} C_{flx} = 1 \\ C_{flx} = 0 \\ C_{flx} = 1 \\ C_{flx} = 0 \end{array}$$

Dans le cas de la MSAP, le flux statorique continue à changer même lorsque le vecteur de tension nul est appliqué parce que les aimants permanents tournent avec le rotor. Par conséquence, l'application des vecteurs de tension nuls est à proscrire pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, le flux statorique doit être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [10].

II.3.2 Contrôle du couple Electromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique de la façon suivante [3] :

$$C_e = k(\overline{\varphi}_s \times \overline{\varphi}'_r) = k\|\overline{\varphi}_s\|\|\overline{\varphi}'_r\|\sin(\delta) \quad (\text{II.3})$$

Tel que :

$$k = \frac{p}{Lq}$$

Avec :

- $\overline{\varphi}_s$: le vecteur de flux statorique ;
- $\overline{\varphi}'_r$: le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- δ : l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique;

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\varphi}_s$ et $\overline{\varphi}'_r$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\varphi}_s$ (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\overline{\varphi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée.

II.3.3 Choix du vecteur de tension

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur de flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le

choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple [4].

On délimite généralement l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel fixe (stator), en décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles.

Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numérotée k , les deux vecteurs V_k et V_{k+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre autres vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (II.5) :

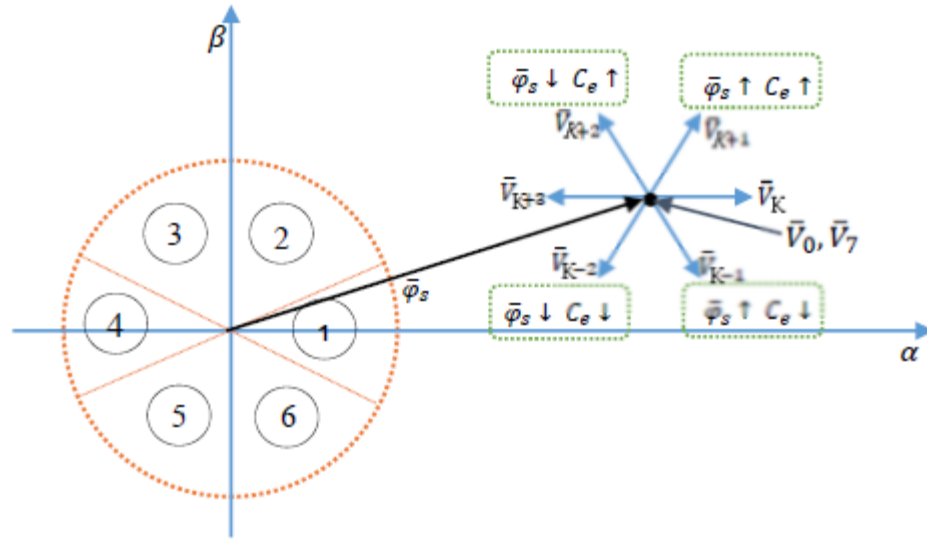


Figure (II.5) : Sélection du vecteur de tension.

- Si V_{k+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si V_{k+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si V_{k-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si V_{k-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné, alors la rotation du flux φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux φ_s reste inchangé.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone k . En début de zone k , les vecteurs V_{k+1} et V_{k-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement.

A la même position les angles entre V_{k-1} et V_{k+2} et le vecteur flux sont de 150° et de 30° respectivement. Donc leur composante de couple est très petite. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles.

II.4. Estimation du Flux et du Couple

Les principes de la DTC ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [10].

II.4.1.1. Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes (α, β) à partir de l'équation suivante [6] :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s$$

L'expression du flux statorique s'écrit :

$$\bar{\varphi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (II.4)$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, les composantes de V_s à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur U_c des états de commande (S_a, S_b, S_c) , et en utilisant la transformation de CONCORDIA.

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{3} U_c (S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)) \quad (II.5)$$

$$V_{s\beta} = \frac{2}{3} U_c (S_b - S_c) \quad (II.6)$$

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

$$\hat{\varphi}_{s\alpha} = \int (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha}) dt \quad (II.7)$$

$$\hat{\varphi}_{s\beta} = \int (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \quad (II.8)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{\alpha\beta}^2 + \varphi_{\alpha\beta}^2} \quad (II.9)$$

La zone ou bien le secteur dans lequel se situe le vecteur φ_s est déterminé à partir des composantes $\hat{\varphi}_{s\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel statorique et le vecteur est égal à :

$$\theta_s = \text{Arctg} \frac{\hat{\varphi}_{s\alpha}}{\hat{\varphi}_{s\beta}} \quad (\text{II.10})$$

II.4.1.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donné par l'équation [11] :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p [\hat{\varphi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (\text{II.11})$$

II.5 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC

II.5.2 Correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites [3] :

$$|C_e^* - \hat{C}_e| \leq \varepsilon_{C_e} \quad (\text{II.12})$$

Avec C_e^* La consigne du couple.

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. Deux solutions peuvent être envisagées :

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux;
- un correcteur à hystérésis à trois niveaux;

II.5.2.1. Le correcteur à deux niveaux

Le correcteur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} , et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés

pour faire évoluer le vecteur flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de permuter deux phases de la machine [10].

II.5.2.2 Correcteur à trois niveaux

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 la variable booléenne $Ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($Ccpl = 1$ pour une consigne positive et $Ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($Ccpl = 0$) [11].

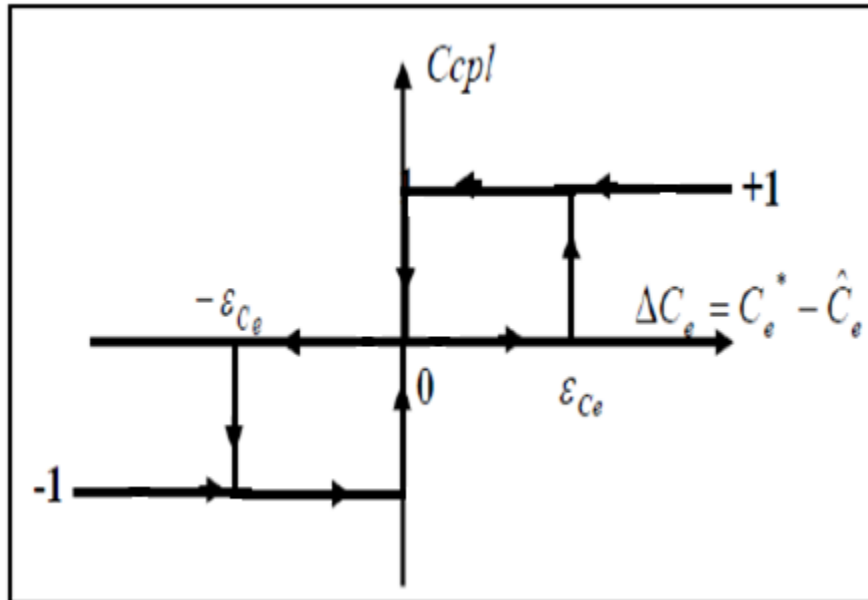


Figure II.7: Correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon_{ce} & \text{alors } Ccpl = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce} & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 \text{ alors } Ccpl = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce} & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 \text{ alors } Ccpl = 1 \\
 \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon_{ce} & \text{alors } Ccpl = -1 \\
 \text{Si } -\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 \text{ alors } Ccpl = -1 \\
 \text{Si } -\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 \text{ alors } Ccpl = 0
 \end{array} \right. \quad (\text{II.13})$$

II.6 Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple et selon la position du vecteur de flux statorique. Les tableaux ci-dessous résument de façon générale les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur [10] :

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$\varphi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\varphi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tab II.1 : Table de commande du flux

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$C_e \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_e \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tab II.2 : Table de commande du couple

Finalement, la comparaison des tables de commande précédant permet la synthèse finale d'une seule table de commande, on peut la décomposer en deux autres tables :

Flux	Couple	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	Correcteur
$C_{flx}=1$	$Ccpl = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 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	3 Niveaux
$C_{flx}=0$	$Ccpl = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 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	3 Niveaux

Tab II.3 : Table de commutation avec séquences nulles

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 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	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 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	3 Niveaux

Tab II.4: Table de commutation sans séquences nulles

II.7. Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure (II.8) :

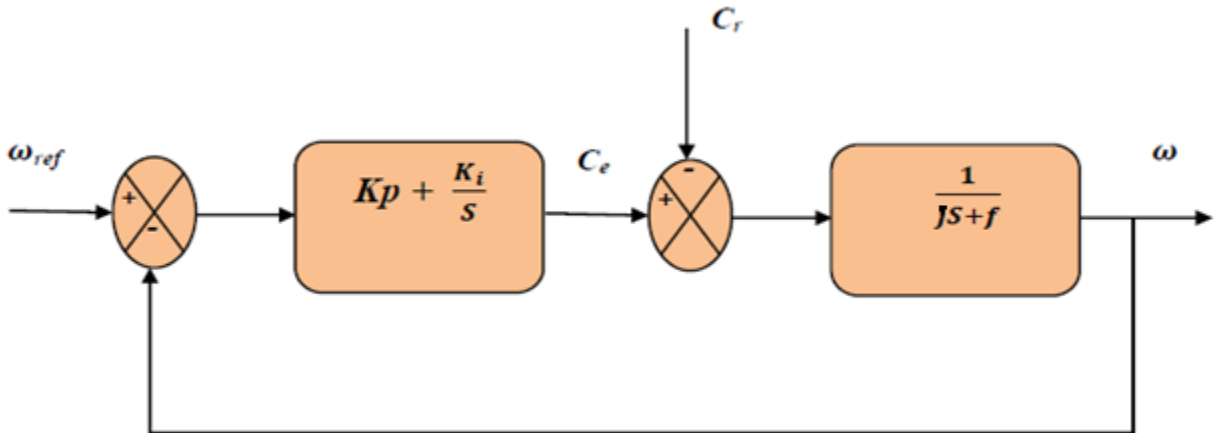


Figure (II.8) : Boucle de régulation de la vitesse de la MSAP.

La fonction de transfert du régulateur PI est donné par : $K_p + \frac{K_i}{s}$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace :

$$\omega(s) = \frac{1}{Js+f} [C_e(s) - C_r(s)] \quad (\text{II.14})$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, ω s'écrit alors ($C_r(s)=0$) :

$$\omega(s) = \frac{\frac{k_p}{J} \cdot s + \frac{k_i}{J}}{s^2 + \left(\frac{f+k_p}{J}\right) \cdot s + \frac{k_i}{J}} \quad (\text{II.15})$$

$$F(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (\text{II.16})$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$K_i = \omega_0^2 J$$

$$K_p = 2\xi\omega_0 J - f$$

- ω_0 : Fréquence propre des oscillations
- ξ : Coefficient d'amortissement

Le régulateur PI présente un dépassement par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brutal de cette dernière. Le dépassement peut être amorti, en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

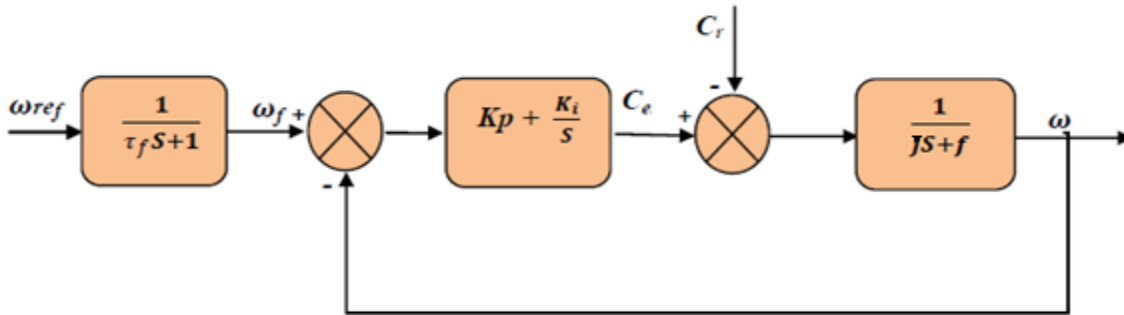


Figure (II.9) : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par :

$$\frac{\omega_f}{\omega_{ref}} = \frac{1}{\tau_f s + 1} \quad (\text{II.17})$$

τ_f : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne.

II.8 Structure Générale de la DTC

III.1 Introduction

Le cerveau est un système de traitement de l'information extrêmement complexe, non linéaire et parallèle. Il est capable d'organiser ses constituants structurels, appelés neurones, de manière à effectuer certains calculs, par exemple la reconnaissance des formes, la perception et le contrôle, beaucoup plus rapidement que le calculateur numérique le plus rapide existant à ce jour. Prenons, par exemple, la vision humaine, qui est une tâche de traitement de l'information. Le système visuel a pour fonction de fournir une représentation de l'environnement qui nous entoure, et plus important encore, de fournir les informations nécessaires pour interagir avec l'environnement. Pour être plus précis, le cerveau accomplit régulièrement des tâches de reconnaissance perceptuelle, par exemple reconnaître un visage familier intégré dans une scène inconnue, en environ 100 à 200 ms, alors que des tâches beaucoup moins complexes prennent beaucoup plus de temps sur un ordinateur puissant [13].

Les réseaux de neurones connaissent depuis quelques années un succès croissant dans divers domaines des sciences de l'ingénieur, celui du génie électrique n'échappe pas à cette règle. L'un des défis de l'homme aujourd'hui est de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Les réseaux de neurones, sont nés de cette envie, ils constituent une famille de fonctions non linéaires paramétrées, utilisées dans de nombreux domaines (physique, chimie, biologie, finance, ...etc.), notamment pour la modélisation de processus et la synthèse de lois de commandes [3].

Dans ce chapitre, on va étudier la commande directe du couple basée sur les réseaux de neurones artificiels (DTC-ANN) de la MSAP.

III.2 Historique des RNA

En 1943, Mac Culloch et Pitts ont proposé le premier modèle de neurone biologique. Ce dernier, appelé aussi neurone à seuil, a été inspiré des récentes découvertes en biologie. Ce sont des neurones logiques (0 ou 1). Ces deux physiciens ont montré que les neurones formels peuvent réaliser des fonctions logiques [14].

Dix années plus tard, il a été constitué le premier modèle réel d'un réseau de neurones. En 1960, le premier perceptron est créé par Rosenblatt, puis durant les années 1970 il y eut une remise en cause de l'intérêt des réseaux car les ordinateurs de neurones apprenaient lentement, coûtaient très cher et leurs performances n'étaient pas si impressionnantes. La disponibilité croissante des mini et micro-ordinateurs, vers la fin des années 1970, a permis aux réseaux de neurones de prendre un nouveau départ [16].

Au début des années quatre-vingt (80), les recherches dans ce domaine ont repris surtout après la publication du travail de J.J. du physicien Hopfield en 1982, qui a reconnu à qui l'on doit le renouveau d'intérêt pour les réseaux de neurones artificiels. Il présente une théorie du fonctionnement et des possibilités des réseaux de neurones. En 1994, que dans cette année, les RNA sont apparus dans ce qui concerne la technique de la haute tension dont les travaux ont touché tous les domaines de HT [5].

III.3 Neurone Biologique

Un neurone se compose d'un corps cellulaire, d'un axone qui représente le lien de transmission des signaux et d'une synapse qui permet le déclenchement d'un potentiel d'action dans le neurone pour activer une communication avec un autre neurone. Il faut savoir que la force d'un réseau de neurones réside dans la communication de ses neurones à travers des signaux électriques qu'on nomme "influx nerveux" qui se propage le long de l'axone pour terminer son chemin au niveau de la terminaison synaptique. Plus la fréquence de celui-ci est importante, plus le neurone produit des substances chimiques : les neurotransmetteurs (ou neuromédiateurs) [5].

Les neurones sont des cellules nerveuses décomposables en 4 parties principales figure (III.1) : Les dendrites, sur lesquelles les autres cellules entrent en contact synaptique, c'est par les dendrites que se fait la réception des signaux.

- Le corps de la cellule, c'est l'unité de traitement.
- L'axone, où passent les messages accumulés dans le corps de la cellule, l'envoi de l'information se fait par l'axone.
- Les synapses, par lesquelles la cellule communique avec d'autres cellules, ce sont des points de connexion par où passent les signaux de la cellule.

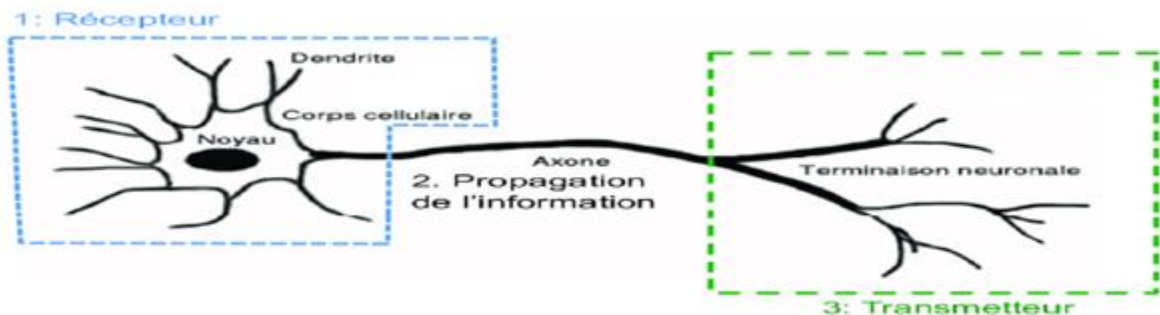


Figure III.1: Structure d'un neurone biologique

Le schéma classique présenté par les biologistes est celui d'un soma effectuant une sommation des influx nerveux transmis par ses dendrites. Si la sommation dépasse un certain seuil, le neurone répond par un influx nerveux au potentiel d'action qui se propage le long de son axone, Si la sommation est inférieure à ce seuil, le neurone reste inactif [16].

III.4 Neurone formel

Par définition, un neurone formel est une fonction algébrique non linéaire, paramétrée, à valeurs bornées. McCulloch et Pitts ont proposé une unité à seuil binaire comme un modèle de neuronal diagramme de McCulloch-Pitts comme le montre la figure suivante [16] :

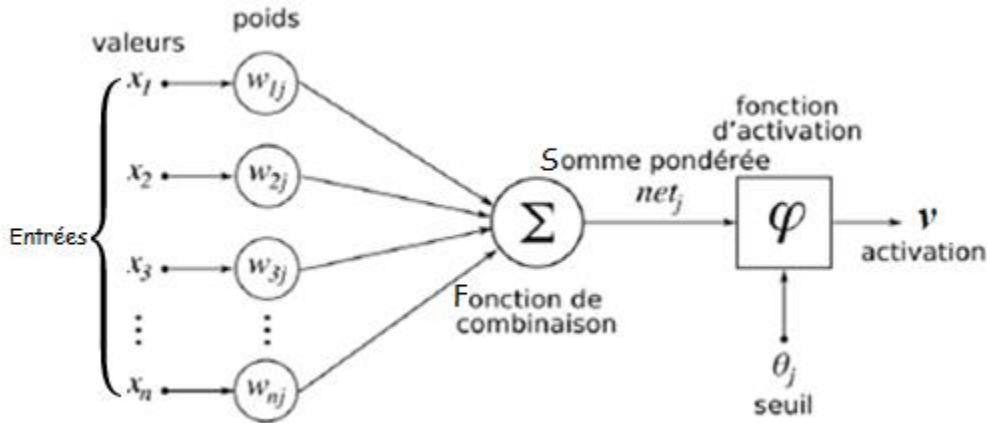


Figure III.3 : Modèle de McCulloch-Pitts

Ce modèle mathématique calcule la somme pondérée de ses n entrées, $j=1,2,\dots,n$. Le nœud est caractérisé par un seuil, il génère une sortie de « 1 » si cette somme est supérieure au seuil μ , et autrement une sortie de « 0 », mathématiquement on a :

$$v = \begin{cases} 1 & \text{Si } \sum_{i=1}^n w_i x_i \geq \mu \\ 0 & \text{Si } \sum_{i=1}^n w_i x_i < \mu \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où $\varphi(\cdot)$ est la fonction d'activation, et w_j est le poids synaptique associé à la sortie, Parfois, on considère le seuil comme un autre poids $w_0 = -\mu$ et qui est connecté à un neurone avec une entrée constante, $x_0=1$.

Les poids positifs correspondent à des synapses excitatrices, tandis que les poids négatifs correspondent aux synapses inhibitrices. Il y a une analogie évidente (Tableau III.1) avec les neurones biologiques :

Neurones biologiques	Neurones artificiels
Synapses	Connections pondérées
Axons	Sorties
Dendrites	Entrées
Sommateur	Fonction d'activation

Tab III.1 : Analogie entre les neurones biologiques et les neurones artificiels

Le modèle de McCulloch et Pitts a été généralisé par de nombreuses façons, une généralisation évidente et celle d'utilisée une autre fonction d'activation que la fonction à seuil, la fonction logistique, tangente hyperbolique, ou bien gaussienne, qui sont montrées dans la figure III.4. La fonction sigmoïde est de loin la plus utilisée dans les RNA, C'est une fonction qui est caractérisée par sa propriété asymptotique.

La fonction sigmoïde standard est la fonction logistique et elle est définie par :

$$G(x) = \frac{1}{1 + \exp(-bx)}$$

Où b est le paramètre de pente.

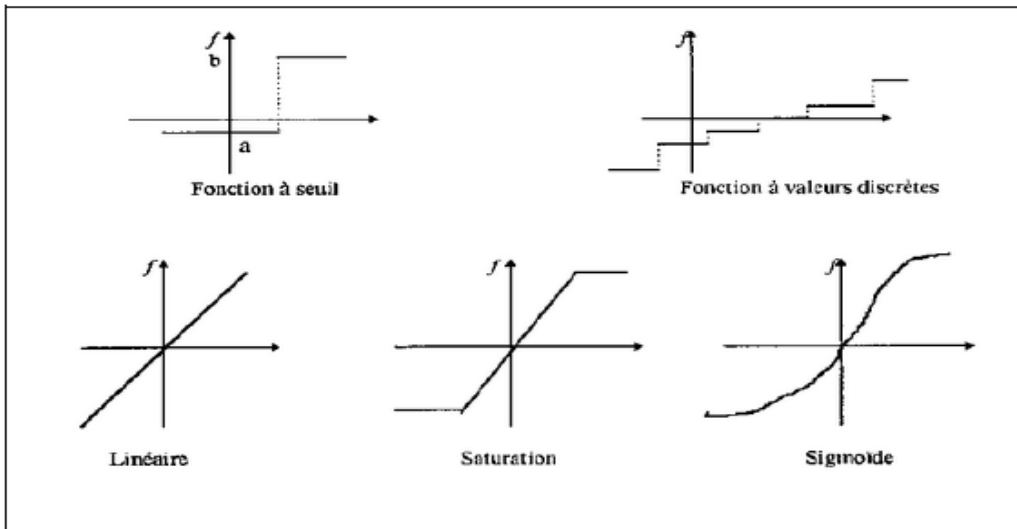


Figure III.4 : Quelques types de fonctions d'activations

III.5 Modélisation d'un réseau de neurones

Soit le réseau de neurone présenté dans la figure III.5 [1]:

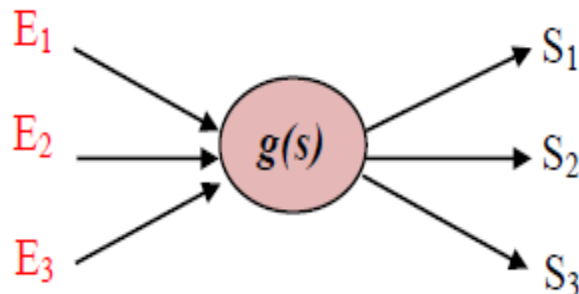


Figure III.5 : Schéma général d'un réseau de neurones

Un réseau de neurones présente la même structure que chacun de ses neurones si on le regarde dans sa globalité. Il doit pouvoir calculer des valeurs de sorties (S_1, S_2, S_3) en fonction de variables d'entrées (E_1, E_2, E_3). Une première série de neurones applique aux entrées E_1, E_2, E_3 leur propre fonction d'activation, ce qui fournit un certain nombre de résultats. Une seconde série de neurones prend ces résultats en entrées et calculent de nouveau, avec leur propre fonction d'activation, des résultats qu'ils transmettent à la série de neurones suivante,...etc, jusqu'à atteindre la dernière série de neurones, les sorties de ces derniers neurones sont alors les sorties du réseau S_1, S_2, S_3 [1].

Contrairement à chacune des fonctions d'activation f , la fonction g qui transforme les valeurs d'entrées en valeurs de sortie à l'échelle du réseau ne peut pas être explicitée facilement. Elle est en effet beaucoup plus compliquée puisqu'elle est en quelque sorte constituée de la "superposition" de toutes les fonctions f de chaque neurone.

Un réseau de neurones peut donc être représenté par les poids w des différents neurones. Ces poids peuvent varier au cours du temps, en fonction des entrées présentées E . Le grand problème est alors de savoir comment modifier ces poids (c'est-à-dire en d'autres termes de trouver une loi équivalents à $dw/dt = g(E, w)$).

III.6 Architecture de réseaux de neurones

Selon la topologie de connexion des neurones, on peut les classer en deux grandes catégories : réseaux non bouclés (statique ou feed forward) et réseaux bouclés (dynamique, feed back ou récurrent) [17].

III.6.1 Réseaux statique (non bouclés)

Un réseau est non bouclé, ou statique, si son graphe ne possède pas de cycle. Il réalise donc, de manière générale, une relation algébrique non linéaire entre ses entrées et ses sorties. C'est à dire qu'il est obligatoire de représenter un réseau graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux et que l'information circule des entrées vers les sorties sans retour (un seul sens), la sortie courante n'a aucune influence sur les entrées futures. On peut dire que l'utilisation dominante des réseaux non bouclés est l'organisation des réseaux en plusieurs couches de neurones appelés réseaux multicouches ou perceptron multicouches. Un réseau multicouche comporte une couche d'entrée, une ou plusieurs couches cachées, et une couche de sortie.

Dans un tel réseau, la sortie de chaque neurone de la couche (L) est reliée à l'entrée de chaque neurone de la couche ($L+1$). L'architecture des réseaux multicouches est représentée dans la figure III.6 [18].

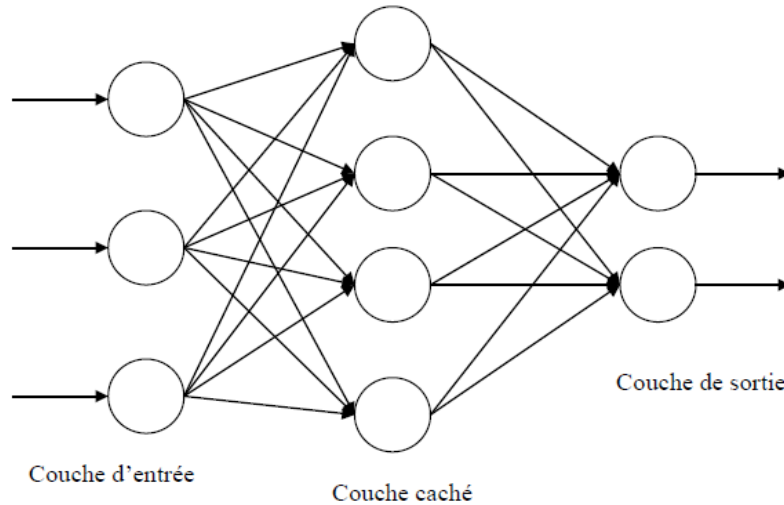


Figure III.6: Réseau multicouches

III.6.2 Réseaux dynamiques (bouclés)

Un réseau bouclé (récurrent), régi par une ou plusieurs équations différentielles, résulte de la composition des fonctions réalisées par chacun des neurones et des retards associés à chacune des connexions. Ces réseaux sont utilisés pour effectuer des tâches de modélisation des systèmes dynamiques, de commande de processus ou de filtrage [17].

Le comportement dynamique d'un réseau de neurones bouclé peut être décrit par une représentation d'état paramétrée par les coefficients C , représentée sur la figure III.7.

$$\begin{cases} \mathbf{S}(k+1) = \psi (\mathbf{S}(k), \mathbf{I}(k); \mathbf{C}) \\ \mathbf{Y}(k) = \xi (\mathbf{S}(k), \mathbf{I}(k); \mathbf{C}) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Où $\mathbf{I}(k)$ est le vecteur des entrées externes, $\mathbf{S}(k)$ le vecteur des variables d'état, $\mathbf{Y}(k)$ le vecteur des sorties, $\psi (., .; C)$ et $\xi (., .; C)$ représentent les fonctions réalisées par le réseau de neurones statiques de la forme canonique interconnectés avec les coefficients C tout réseau de neurones bouclé aussi complexe soit-il peut être mis sous une forme canonique comportant un réseau de neurones non bouclé dont certaines sorties (les variables d'état) sont ramenées aux entrées par des bouclages de retard unité.

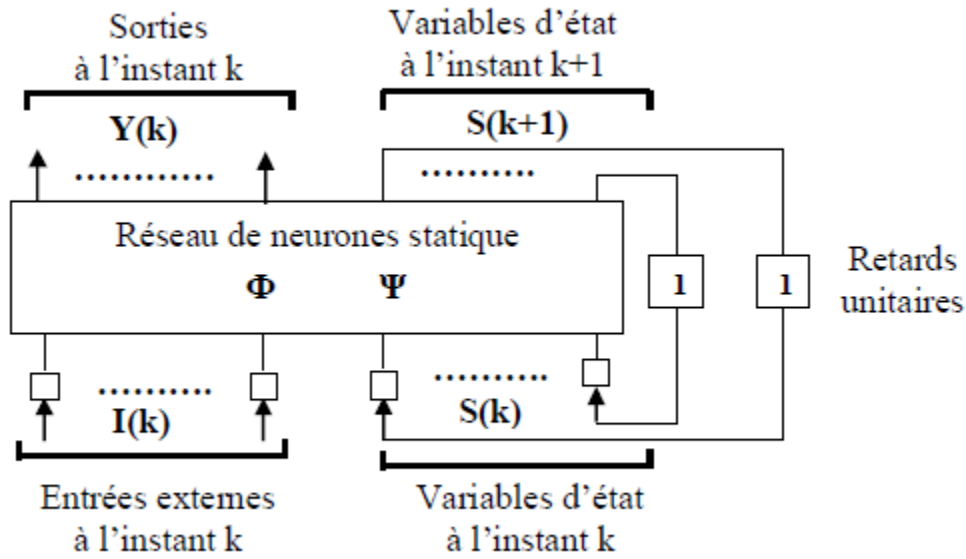


Figure III.7 : Forme canonique d'un réseau de neurones bouclé

III.7 Apprentissage Des Réseaux De Neurones

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. Elle ne concerne cependant pas tous les modèles, mais les plus utilisés. L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement [5].

III.7.1 Type d'apprentissage

Plusieurs modes d'apprentissage utilisés, qui sont [1] :

III.7.1.1. Mode supervisé

Dans ce type d'apprentissage, le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies, et la réponse attendue en sortie. Ainsi, le réseau va se modifier jusqu'à ce qu'il trouve la bonne sortie, c'est-à-dire celle attendue, correspondant à une entrée donnée.

III.7.1.2. Mode non-supervisé (ou auto-organisationnel)

Dans ce cas, l'apprentissage est basé sur des probabilités. Le réseau va se modifier en fonction des régularités statistiques de l'entrée et établir des catégories, en attribuant et en optimisant une valeur de qualité, aux catégories reconnues.

III.7.1.3. Mode hybride

Le mode hybride reprend en fait les deux autres approches, puisque une partie des poids va être déterminée par apprentissage supervisé et l'autre partie par apprentissage non-supervisé.

III.7.1.4. Le mode semi-supervisé (renforcement)

Le renforcement est en fait une sorte d'apprentissage supervisé et certains auteurs le classe d'ailleurs, dans la catégorie des modes supervisés. Dans cette approche le réseau doit apprendre la corrélation entrée/sortie via une estimation de son erreur, c'est-à-dire du rapport échec/succès. Le réseau va donc tendre à maximiser un index de performance qui lui est fourni, appelé signal de renforcement. Le système étant capable ici, de savoir si la réponse qu'il fournit est correcte ou non, mais il ne connaît pas la bonne réponse.

III.7.2 Apprentissage en ligne et apprentissage hors ligne

Généralement, il y'a deux différents apprentissage qui sont : L'apprentissage hors ligne et l'apprentissage en ligne [5].

III.7.2.1 L'apprentissage Hors Ligne :

Ce mode d'apprentissage consiste à accumuler les erreurs instantanées consécutives, et à n'effectuer l'adaptation des poids synaptiques que lorsque l'ensemble des données d'apprentissage ont été présentées au réseau. Ce mode permet de mieux estimer le gradient réel de la fonction coût, puisqu'il est à présent calculé à partir d'un ensemble d'exemples, plutôt qu'à partir d'un seul.

III.7.2.2 L'apprentissage En Ligne :

L'apprentissage en ligne est plus dynamique, en mettant à jour l'estimation courante par l'observation des nouvelles données une par une. Donc elle est une procédure itérative. Ce type d'apprentissage en général est lent mais son avantage est utilisé dans des environnements changeants car il consiste à modifier les valeurs des poids synaptiques immédiatement après la présentation d'un exemple donné.

III.8 Avantages et inconvénients des réseaux de neurone

Les avantages des réseaux de neurones [19] :

- ✓ Possibilité de représenter n'importe quelle fonction, linéaire ou pas, simple ou complexe
- ✓ L'apprentissage et la construction du modèle est pratique
- ✓ Grande capacité d'adaptation au bruit ou au manque de fiabilité des données
- ✓ Simple à manier, beaucoup moins de travail personnel à fournir que dans l'analyse statistique classique. Aucune compétence en math, informatique statistique requise
- ✓ Comportement moins mauvais en cas de faible quantité de données
- ✓ L'idée d'apprentissage est plus simple à comprendre que les complexités des statistiques multi variables

Les inconvénients des réseaux de neurones :

- ✓ Il n'existe pas de règle générale pour déterminer la topologie des réseaux (le nombre de couches cachées et le nombre de neurones par couche), sachant que le problème critique pendant l'apprentissage est de trouver un réseau assez large pour bien apprendre mais également assez petit pour bien généraliser, mais les couches entrées et sorties sont bien sur imposées, puisque le nombre de neurones qu'elles admettent dépend du problème posé
- ✓ Le choix aléatoirement des valeurs initiales des poids du réseau et le réglage du pas exact d'apprentissage, qui jouent un rôle important dans la vitesse de convergence
- ✓ La connaissance acquise par un réseau de neurone est codée par les valeurs des poids synaptiques, les réseaux de neurones sont donc des boîtes noires où les connaissances sont inintelligibles pour l'utilisateur

III.8 Application des réseaux de neurones dans la DTC

Plusieurs applications des RNA peuvent être introduites pour renforcer la robustesse des commandes des machines électriques. Dans cette partie nous présentons les performances de la commande DTC de la MSAP en utilisant cette technique. Cette méthode consiste à remplacer le régulateur de la vitesse du MSAP par un contrôleur basé sur les réseaux de neurones, afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe avec un minimum d'ondulations. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur de la vitesse.

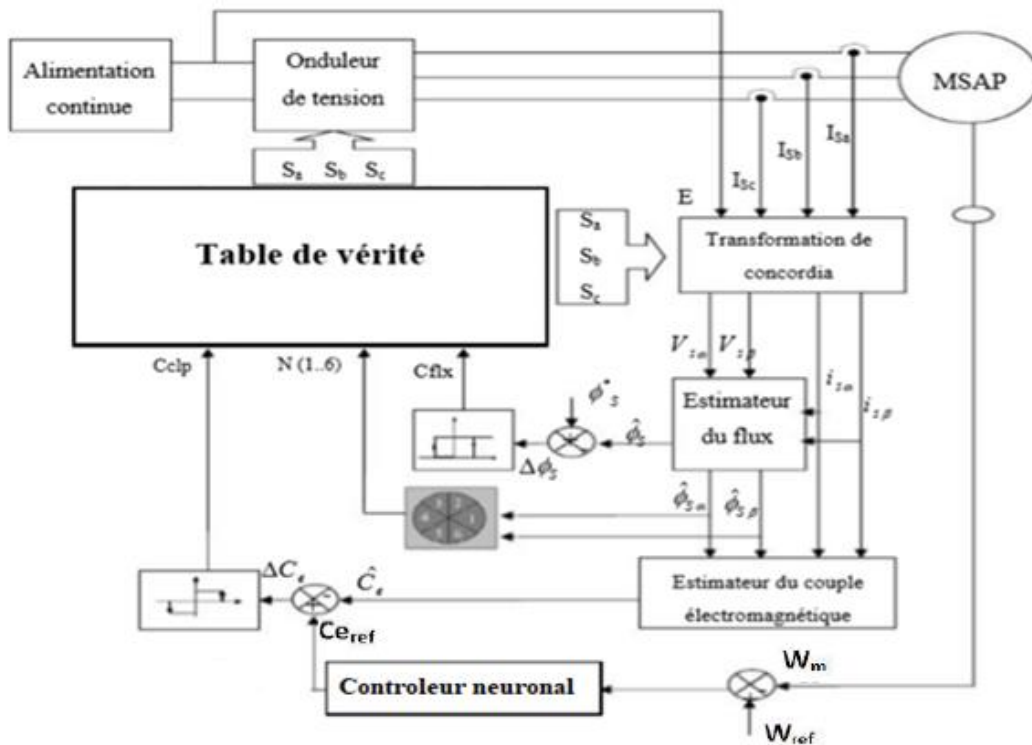


Figure III.8 : Commande directe du couple de la MSAP basée sur les RNA

D'après les essais effectués sur les différentes structures, nous avons constaté que le choix le plus judicieux était de prendre une architecture de réseau des neurones multicouches basée sur une alimentation -forward avec trois couches cachées ayant 10,14 et 1 neurones dans chaque couche, utilisant respectivement les fonctions d'activations : 'logsig' pour la première et la deuxième couche, et la fonction 'purelin' pour la troisième couche. L'entrée du contrôleur RNA est la différence entre la vitesse mesurée W_m et la vitesse de référence W_{ref} , la sortie est le couple de référence C_{ref} .

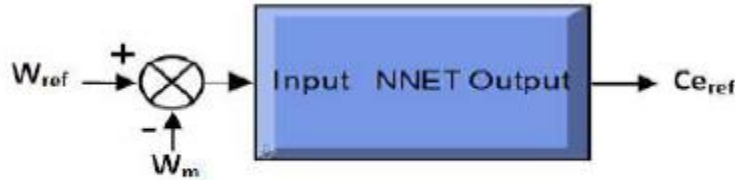


Figure III.9 : Schéma Bloc sous Simulink/MATLAB du contrôleur neuronal de vitesse

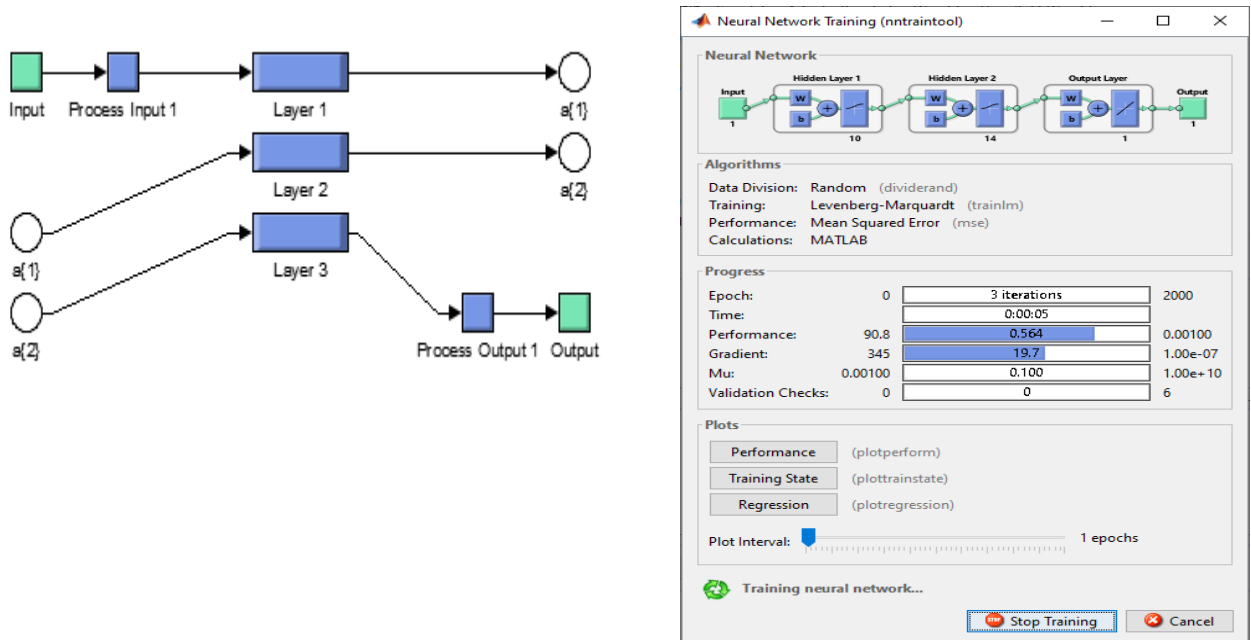


Figure III.10: Système d'apprentissage et opération pour modéliser le contrôleur neuronal sous logiciel Matlab/Simulink

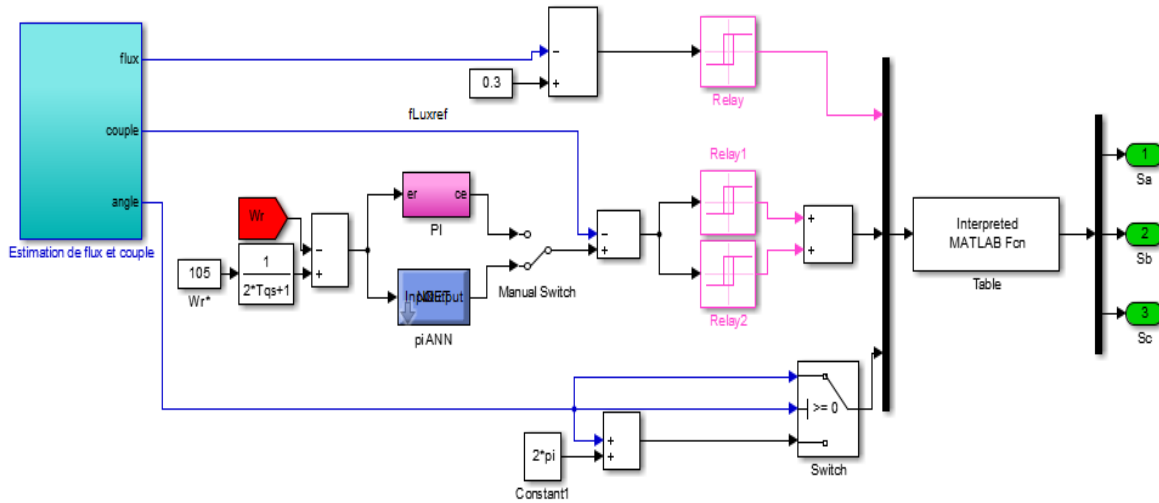


Figure III.11 : Schéma Bloc sous Simulink/MATLAB de la DTC-ANN

III.9 Conclusion

Le présent chapitre a été consacré à la présentation de la théorie des réseaux de neurones, en partant du neurone biologique, jusqu'à l'étude de principe d'apprentissage, les avantages et les inconvénients du réseau neuronal.

Cette technique avait un essor important ces 30 dernières années au point où elle est utilisée aujourd'hui dans notre vie quotidienne. Les neurones formels nommés artificiels permettent aux systèmes d'avoir une puissance de calcul très élevée grâce à une association entre eux.

Dans tous ces cas, l'intérêt des réseaux neuronaux réside dans leur capacité d'apprendre à résoudre des problèmes (de façon supervisée ou automatique), à généraliser (donc à anticiper), à améliorer les performances des différentes commandes.

IV.1 Introduction

Étant donné que le but de cette étude est d'améliorer les performances de la commande DTC du MSAP, nous discuterons la commande directe du couple basé sur les réseaux de neurones DTC-ANN. Ce chapitre vise à présenter les résultats de la simulation en analysant les signatures de certaines grandeurs.

Les résultats sont obtenus par l'intégration du système d'équation électromécanique d'un moteur synchrone à aimants permanents commandé par la DTC et encore une fois par la DTC-ANN, déjà présentées au deuxième et troisième chapitre, en utilisant la méthode de Runge Kutta d'ordre 4, avec un pas de calcul constant 10^{-6} , et une durée de simulation de 1.2 secondes. Les paramètres du moteur sont donnés dans l'annexe.

IV.2 Résultats de simulation de la DTC appliquée à la MSAP

Ces résultats sont issus de la simulation de la commande DTC appliquée au MSAP avec présence d'une boucle de réglage de la vitesse en utilisant un régulateur PI.

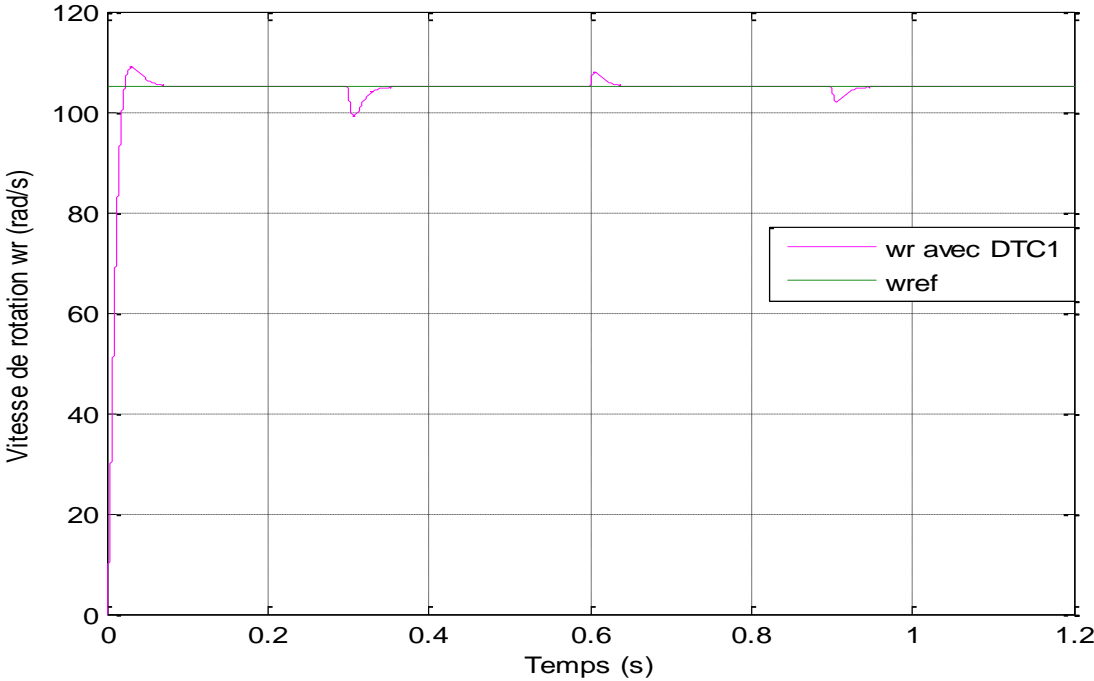
Les tests ont été faits dans les conditions et les réglages suivants :

- ✓ La vitesse de référence est fixée $\omega_{ref}=105 \text{ rad /s}$
- ✓ Un couple de charge initialement nul, puis après prend les valeurs $C_r=4 \text{ N.m}$ à l'instant $t=0.3 \text{ s}$, $C_r=2 \text{ N.m}$ a l'instant $t=0.6 \text{ s}$, et $C_r=4 \text{ N.m}$ a l'instant $t=0.9 \text{ s}$.
- ✓ Le flux de référence est pris égale à $\varphi^*=0.3 \text{ Wb}$.
- ✓ La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à $\pm 0.01 \text{ N.m}$ et celle du comparateur de flux à $\pm 0.001 \text{ Wb}$.

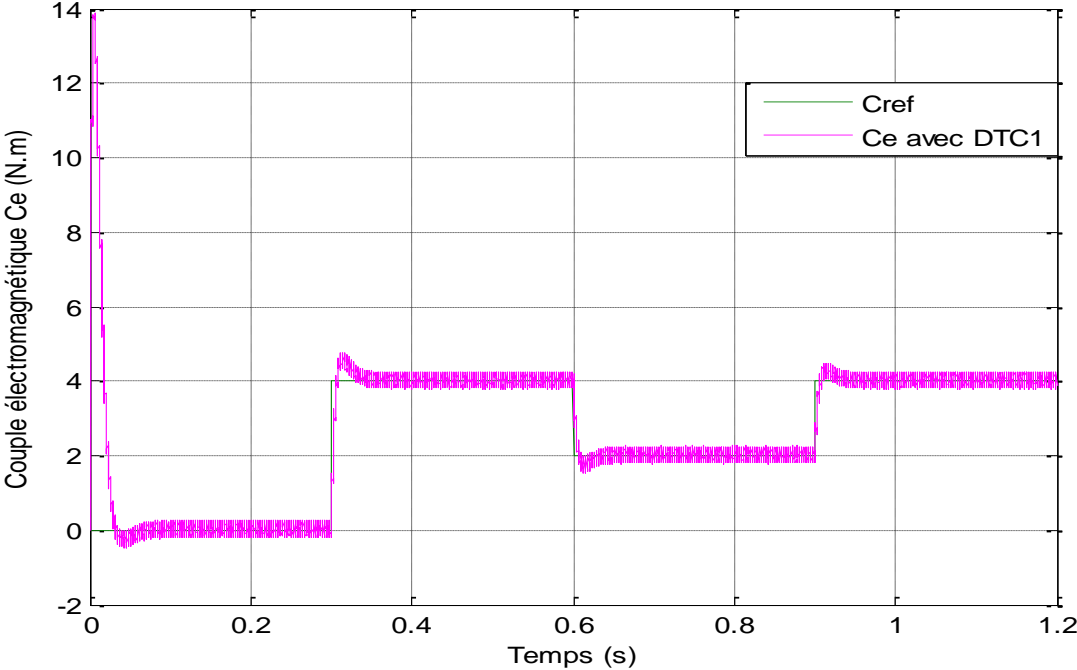
IV.2.1 Amélioration de la rapidité

Dans cette partie, nous allons choisir la rapidité comme priorité, en ajustant les paramètres du régulateur PI afin d'améliorer le temps de réponse au démarrage du moteur à vide, et aussi au instants d'application du couple de charge.

Chapitre IV : Résultats de simulation

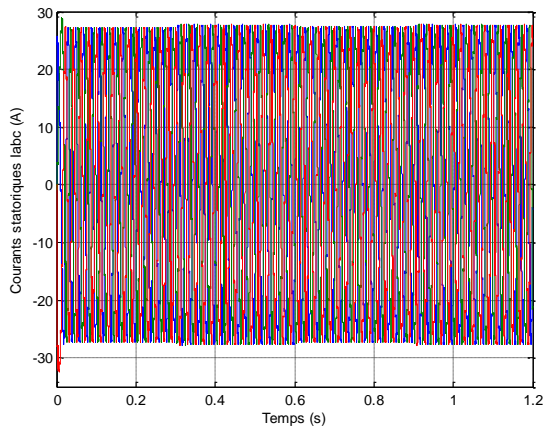


a) Vitesse de rotation

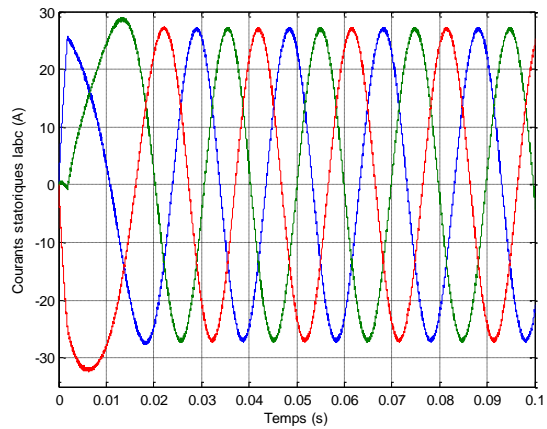


b) Couple électromagnétique

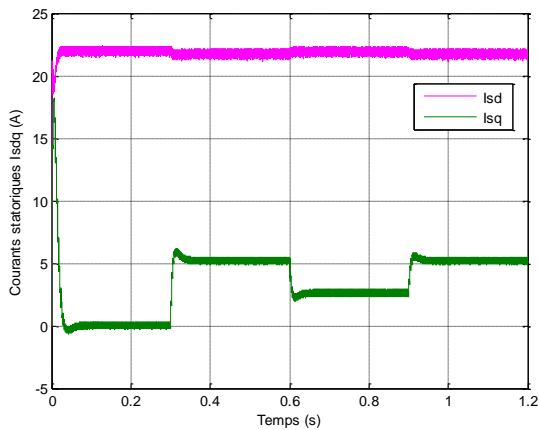
Chapitre IV : Résultats de simulation



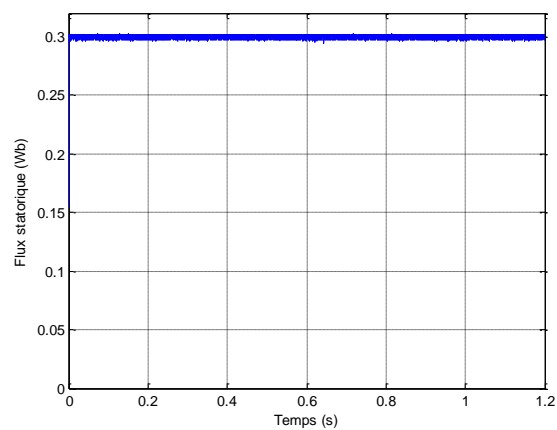
c) Courants statoriques Iabc



d) Zoom des Courants statoriques



e) Courants Isd, Isq



f) Flux statorique

Figure IV.1 : Résultats de simulation du MSAP commandé par DTC1

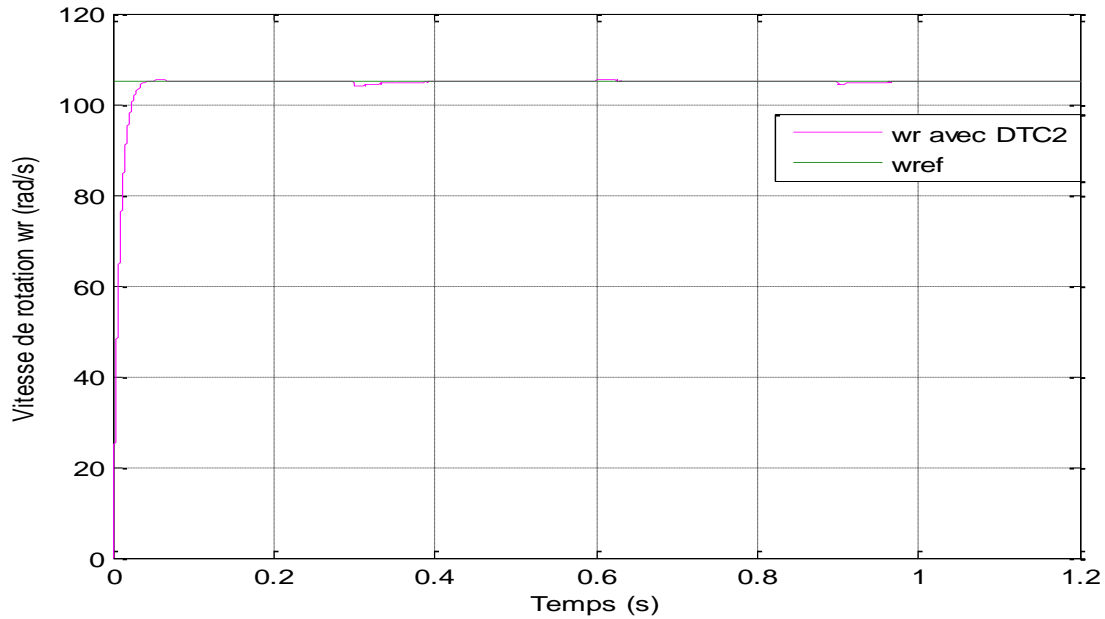
IV.2 .2 Interprétation des résultats

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 13.87 N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage de (0.088s), l'instant 0.3 s il se stabilise pour une valeur de 4 N.m avec une oscillation importante pour un couple de charge $Cr=4$ N.m, même pour les autres instants ($t=0.6$ s / $Cr=2$ N.m) et ($t=0.9$ s / $Cr=4$ N.m). En plus on remarque que la vitesse suite la valeur de référence après 0.09s avec un pic à 0.3s, 0.6s et 0.9s c'est-à-dire l'application de la charge.

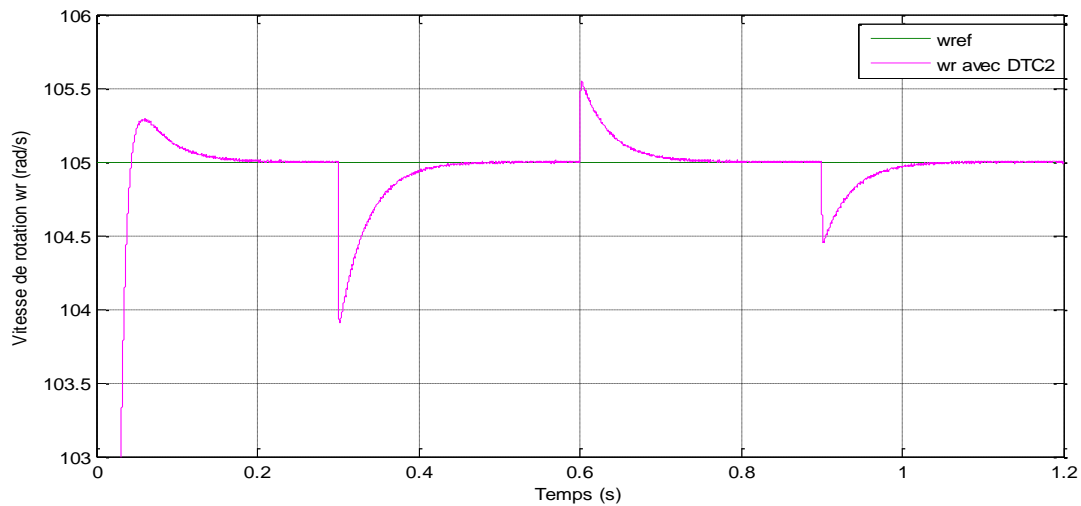
Ainsi les courants statoriques sont influencés par la variation du couple, d'un autre coté la vitesse n'est pas affectée par la variation du couple de charge. Cependant, nous remarquons que l'amélioration de la rapidité (bon temps de réponse) se fait au détriment de l'amortissement (dépassement inacceptable).

IV.2.3 Amélioration de l'amortissement

Dans cette partie, nous allons choisir l'amortissement comme priorité, en ajustant les paramètres du régulateur PI afin d'améliorer le dépassement au démarrage du moteur à vide, et aussi aux instants d'application du couple de charge, dans les mêmes conditions de fonctionnement.

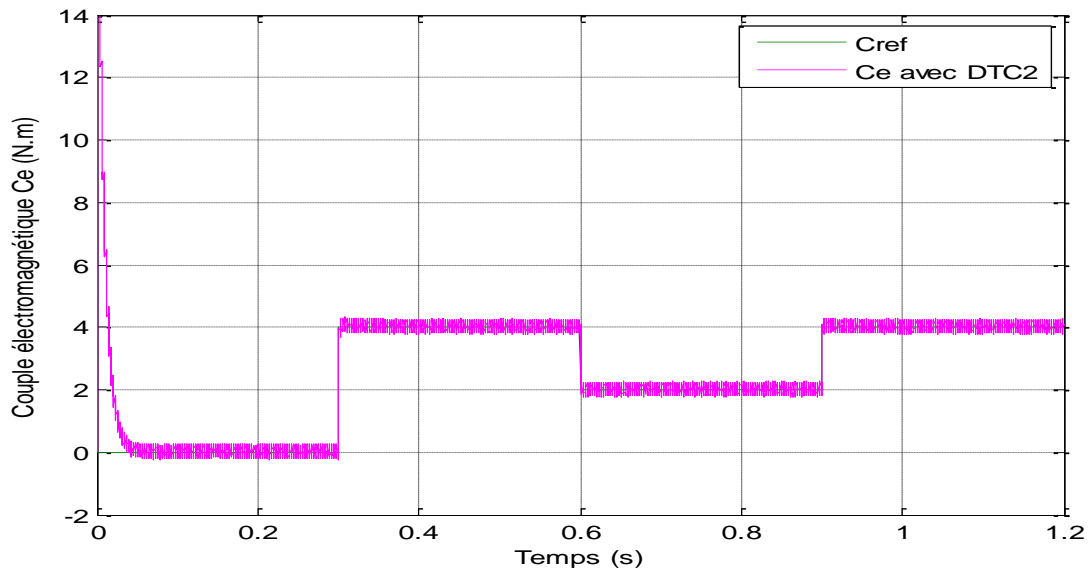


a) Vitesse de rotation



b) Zoom de la vitesse de rotation

Chapitre IV : Résultats de simulation



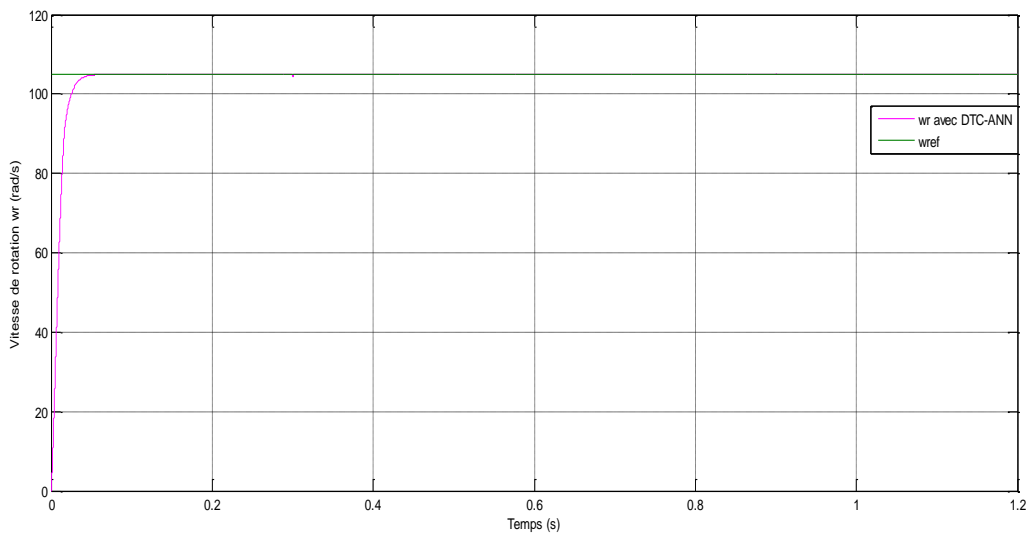
c) Couple électromagnétique

Figure IV.2 : Résultats de simulation du MSAP commandé par DTC2

Nous remarquons que l'amélioration de l'amortissement (bon dépassement) se fait au détriment de la rapidité (temps de réponse peu long), ce qui explique l'utilisation d'une technique intelligente telle que les réseaux de neurones pour éviter ce problème et vérifier les deux objectifs en même temps, rapidité et amortissement.

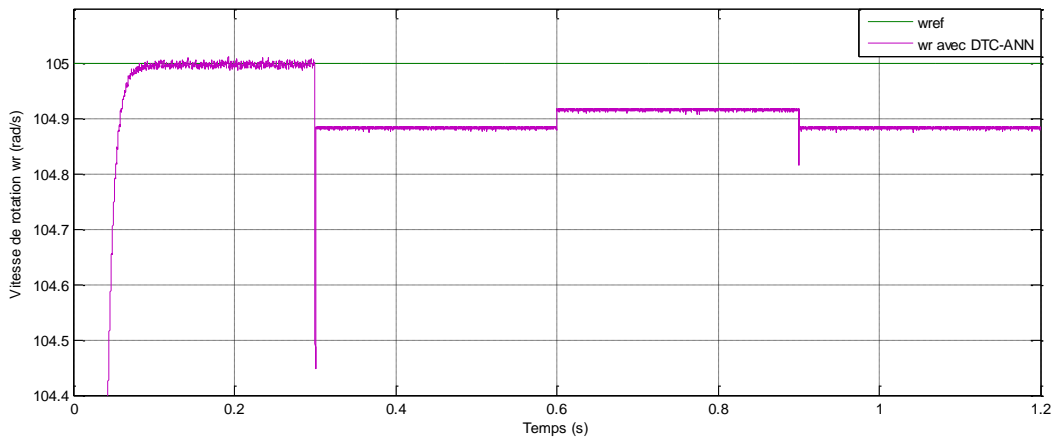
IV.3 Résultats de simulation de la DTC-ANN appliquée à la MSAP

Dans cette partie, nous allons changer le régulateur de vitesse PI par un contrôleur neuronal et on garde les mêmes conditions de fonctionnement du moteur étudié.

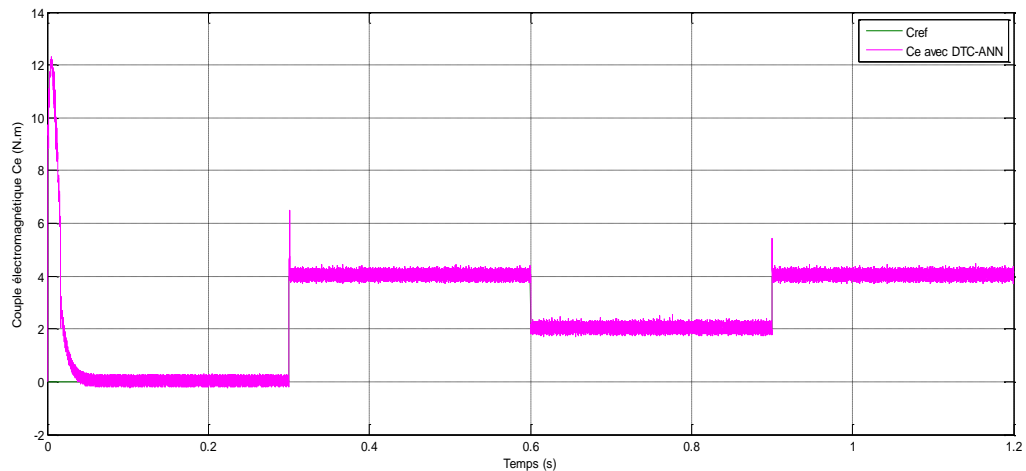


a) Vitesse de rotation

Chapitre IV : Résultats de simulation



b) Zoom de la vitesse de rotation



c) Couple électromagnétique [Nm]

Figure IV.3 : Résultats de simulation du MSAP commandé par DTC-ANN

IV.3.1 Interprétation des résultats :

D'après la figure (IV.3.a et b) le temps de réponse de la vitesse est très rapide. Au moment 0.3s de l'application du couple résistant, on observe une diminution de la vitesse allant jusqu'à ≈ 104.9 (rad/s), ceci n'est pas dû au fait qu'il y a une régulation de vitesse.

Il est intéressant de remarquer dans la figure (IV.3.c), une dynamique de réponse en couple électromagnétique avec un régime transitoire très rapide atteint la valeur 12.3 N.m. Un pic du couple aux moments 0.3 s et 0.9 s revient à l'application du couple de charge, le couple électromagnétique atteint sa valeur de référence 4 N.m.

- dans ce cas une erreur statique de décalage de 0.1 rad/s.

Chapitre IV : Résultats de simulation

Pour démontrer L'efficacité de la stratégie DTC-ANN proposée, une étude comparative entre la commande DTC classique et la commande DTC-ANN, en utilisant un moteur à aimants permanents MSAP (voir Annexe A), plusieurs paramètres de performance ont été étudiés.

IV.4 Etude comparative entre la commande DTC et la DTC-ANN

Dans cette partie, on a étudié une comparaison entre la commande de la vitesse de rotation par DTC1 et DTC2 d'une coté, et la DTC-ANN d'autre côté d'un MSAP, dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,...), et dans la même configuration de simulation numérique (le pas d'échantillonnage, temps de simulation, etc.....).

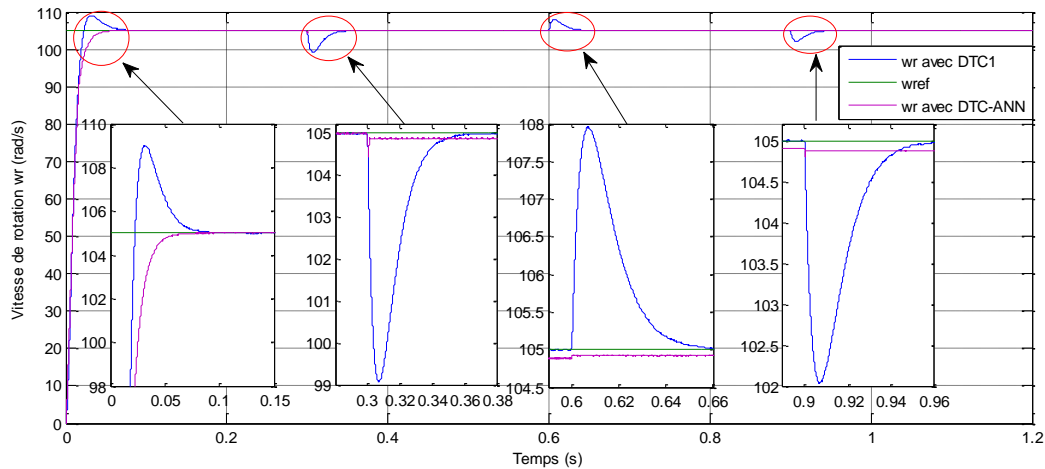


Figure IV.4 : Réponse de la vitesse du MSAP : comparaison entre DTC1 et DTC-ANN

La figure IV.4 montre la réponse de la vitesse de rotation du MSAP avec une réponse très rapide et au régime permanent se stabilise vers sa valeur de référence (avec une erreur statique négligeable dans le cas de la commande DTC-ANN).

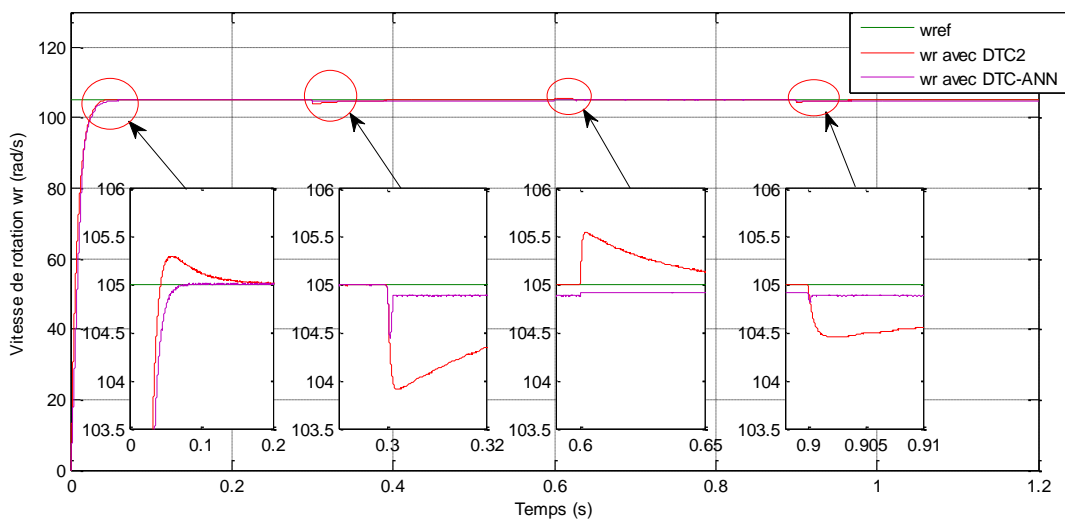


Figure IV.5 : Réponse de la vitesse du MSAP : comparaison entre DTC2 et DTC-ANN.

Chapitre IV : Résultats de simulation

Les résultats de simulation représentés dans les figures IV.4 et IV.5 montrent clairement la haute dynamique de vitesse dans le cas DTC-ANN suite à une application de charge mécanique variable, La DTC-ANN atteint sa référence rapidement par rapport à la DTC2, et sans dépassement de vitesse par rapport à la DTC1.

IV.5 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de la commande DTC classique (les deux priorités du régulateur de vitesse PI) et DTC-ANN, avec une étude comparative entre les deux techniques de commande. Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, précision, rapidité ...).

On conclut d'après ce chapitre que la commande DTC-ANN présente une meilleure robustesse que celle de la commande DTC, en plus des avantages inhérents à l'utilisateur du MSAP (robustesse, fiabilité), cette robustesse granit une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans le cadre de ce thème est apporté sur la commande directe du couple appliquée sur la machine synchrone à aimants permanents avec l'utilisation des techniques intelligentes représentées par les réseaux de neurones artificiels.

Cette commande est connue par sa robustesse contre les variations paramétriques du moteur et elle ne nécessite pas forcément un capteur de vitesse, de plus elle offre un certain nombre d'avantages considérables représentés dans la simplicité de structure de son schéma synoptique de la commande et le temps de réponse des grandeurs qui est rapide par nature.

Cependant, cette stratégie de la commande a des inconvénients représentés dans l'instabilité des fréquences de la commutation, et les ondulations considérables aux niveaux du flux statorique et du couple électromagnétique, où cette conséquence influe des vibrations sur le moteur, elle peut causer des défauts au niveau de ses parties mécaniques, également créer des perturbations dans le processus qui compose le système.

L'objectif principal dans ce travail était de trouver une solution pour améliorer le temps de réponse des grandeurs, par l'application de la technique intelligente appelée réseaux de neurones artificiels.

Afin de réaliser les objectifs de ce mémoire, nous avons réparti notre manuscrit en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de PARK pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé, et donc une validation par simulation du modèle tournant.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté les notions de la stratégie de la commande directe du couple. Cette technique permet de calculer les grandeurs de commande qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et des tensions statoriques. Nous avons également introduit la régulation de la vitesse en utilisant un régulateur PI.

Dans le troisième chapitre, pour développer et améliorer cette technique de commande, on s'intéresse à étudier et d'utiliser d'autres techniques intelligentes tels que les réseaux de neurones artificiels, qu'on peut associer à cette commande, on remplace le régulateur PI de la vitesse par un régulateur ANN, cette stratégie donne une très bonne performance au niveau de temps de réponse court par rapport au DTC classique.

Dans le quatrième chapitre, les résultats obtenus avec la DTC sont comparés avec ceux obtenus avec une commande DTC-ANN. Les réponses avec la DTC-ANN sont plus rapides et plus robustes vis-à-vis des variations des charges. A travers ces comparaisons, on peut conclure que la commande DTC-ANN est meilleure pour améliorer le temps de réponse.

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose :

Conclusion Générale

- ✓ L'utilisation des régulateurs mixtes (modes glissant, logique floue) ;
- ✓ L'application de la technique intelligente ANN sur l'algorithme de commutation (remplaçant d'une part la table de vérité) ;
- ✓ Pour la commande DTC, plusieurs améliorations peuvent être apportées, à savoir :
L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique et la fréquence de commutation ;

Références Bibliographiques

- [1]. A. Zemmit, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par les Techniques Intelligentes", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf M'sila (Algérie), 2017.
- [2]. H. Boukhalifa et R. Sid, "Commande Directe du Couple (DTC) d'un Moteur Asynchrone". Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah, Ouargla (Algérie), 2015.
- [3]. H. Mesloub, "Commande DTC Prédicative d'une Machine Synchronne à Aimants Permanents", Thèse de Doctorat LMD, Université Mohamed Khider, Biskra (Algérie), 2016.
- [4]. F. Merabet, B. Itaoua, "Commande de la Machine Synchronne à Aiment Permanent par les Techniques IRFOC et DTC ".Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf M'sila (Algérie), 2018.
- [5]. R. Belal et Z. Djelaili, "Commande Direct du Couple (DTC) Appliquée au Contrôle d'un Moteur Asynchrone par l'utilisation des Réseaux de Neurones Artificiels.", Mémoire de Master, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent (Algérie), 2019.
- [6]. B. Houara, "Commande DTC Prédicative de la MSAP", Mémoire de Master, Université Larbi Ben M'Hidi, Oum El Bouaghi (Algérie), 2017.
- [7]. N. Houiche, S. belhamidi, "Commande DTC Floue d'un Moteur Synchronne à Aimant Permanent", Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf de M'sila (Algérie), 2016.
- [8]. K. Akkouchi, "Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone ", Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar-Annaba (Algérie), 2007.
- [9]. H. Aid, W. Aina, "Synthèse des Lois de Commande Non-linéaires pour un Entraînement Électrique à Vitesse Variable Basé sur un Moteur Synchronne à Aimants Permanents", Mémoire de Master, Université Abou Bakr Belkaïd, Tlemcen (Algérie), 2013.
- [10]. I. Khelif, "La Commande Direct du Couple d'une Machine Synchronne à Aimants Permanents (MSAP)", Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla (Algérie), 2018.
- [11]. N. Senhadji, A. Chalabi, "Commande du Moteur Synchronne à Aimants Permanents Par Backstepping", Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen (Algérie), 2015.
- [12]. M. Zaamouche, "Classification des Battements Cardiaques en Utilisant les Réseaux de Neurones Profonds ", Mémoire de Master, Université 8 Mai 1945, Guelma (Algérie), 2016.
- [13]. M. Bardadi Bendaha, "Identification des Paramètres d'une Machine Synchronne à Aimants Permanents en Vue d'une Intégration dans des Simulateurs en Temps Réel", Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran (Algérie), 2015.

Références Bibliographiques

- [14]. Ch. Abdesslem, "Optimisation des Procédés de Mise en Forme par les Réseaux de Neurones Artificiels", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir, Tunisie 2007.
- [15]. B. Ladjedel, B. D. Habiboullah, " Utilisation des Réseaux de Neurones Artificiels pour la Prédiction de la vitesse de vent" , Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf M'sila, Algérie, 2018.
- [16]. A. Hamichi, F. Benkerrou, " Etude et Modélisation d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents", Mémoire de Master, Université Abderrahmane MIRA de Bejaia, Algérie, 2015.
- [17]. N. Merzouka, " Etude des Performances des Réseaux de Neurones Dynamiques à Représenter des Systèmes Réels : une Approche dans l'Espace d'État", Mémoire de Magister, Université De Sétif 1, Algérie, 2009.
- [18]. F. Medjili, " Modélisation par Réseaux de Neurones Artificiels (RNA) et Commande Prédicative non Linéaire d'une Station de Production d'Eau Froide", Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar-Annaba, Algérie, 2010.
- [19]. M.L. Zegai, " Synthèses des Techniques de Commande DTC Associe à L'intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle d'un Moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur Multi Niveaux", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, Algérie, 2017.
- [20]. B. Mokhtari, "DTC Intelligente Appliquée à la Commande de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2014.

A.1 - Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents étudié [7] :

Paramètres	Valeurs (S.I)
Fréquence	50
Puissance	1500
Tension d'alimentation	220/380
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4
Inductance de fuite	0.0008
Inductance longitudinale	0.0066
Inductance transversale	0.0058
Flux d'un aimant	0.3
Inertie	0.00176
Coefficient de frottement	0.00038818
Courant nominal	4

Tab A.1 : Paramètres du MSAP utilise dans l'étude**A.2 - Régulateur PI de vitesse :**

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation de la vitesse, et afin de valider nos résultats de simulation on a adopté le choix de la référence :

$K_p = 0.5$; $K_i = 35.2$ et $K_p = 3.5$; $K_i = 100$.

A.3 Modèle de SIMULINK utilisé :

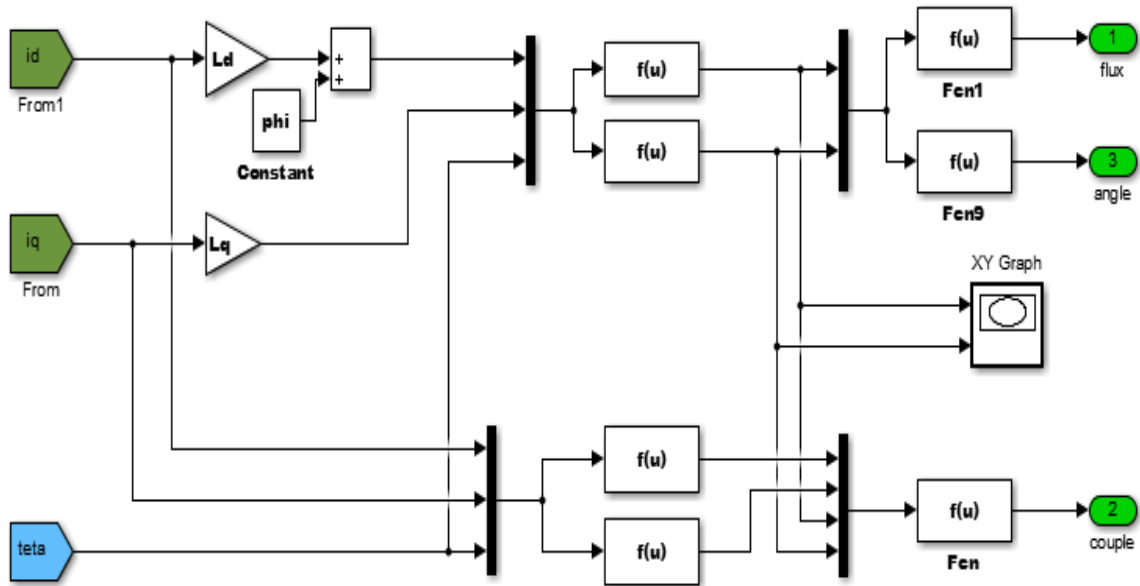


Figure A.1 : Estimation du couple électromagnétique, flux statorique et de sa position

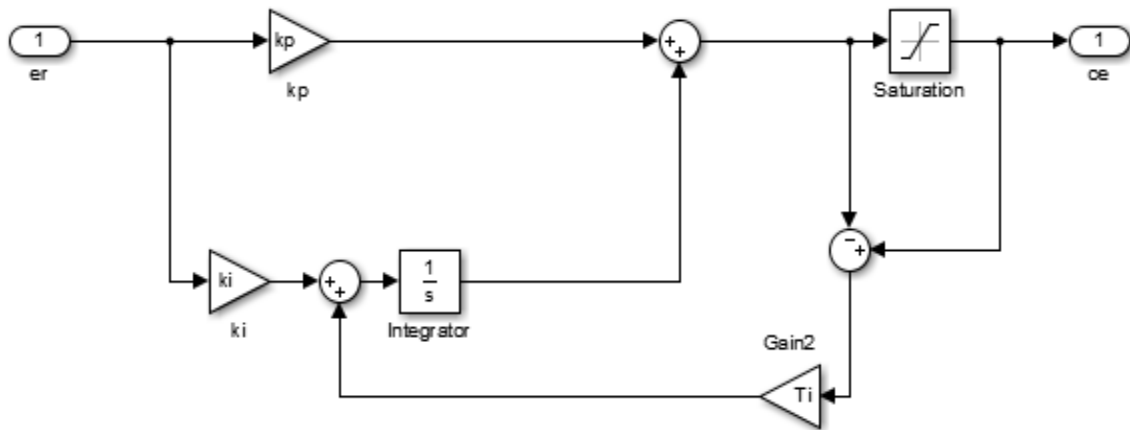


Figure A.2 : Régulateur PI de vitesse

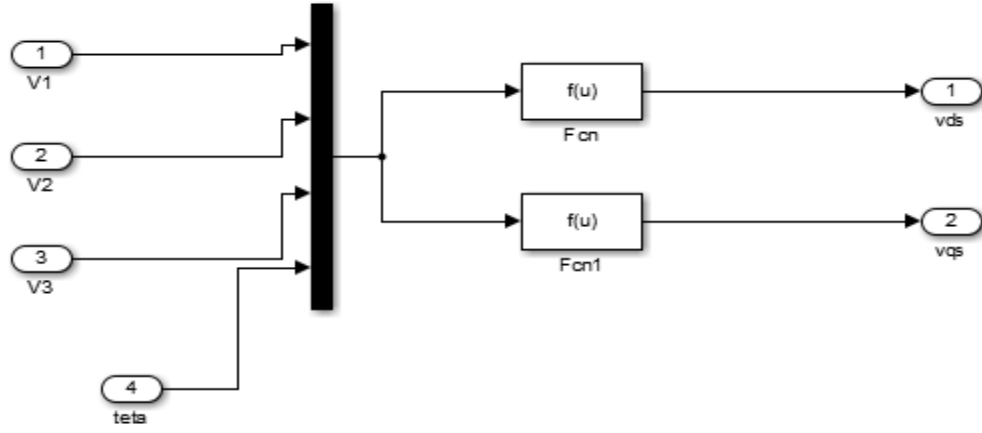


Figure A.3: Transformation de Park