



Université de Ain Témouchent –Belhadj Bouchaib
Faculté des Sciences et de la Technologie

Département : Electrotechnique

Polycopié pédagogique

Titre

TECHNIQUE DE LA COMMANDE ELECTRIQUE

Polycopié de COURS destiné aux étudiants de
Master en Electrotechnique, Niveau : Master 1

Auteur : Mendaz Kheira

Maitre conférence classe A

Année : 2023/2024

Sommaire

CHAPITRE I

GENERALITE SUR L'ENTRAINEMENT A VITESSE VARIABLE

I.1	
INTRODUCTION.....	1
I.2 CONSTITUTION D'ENTRAINEMENT A VITESSE VARIABLE.....	1
I.3 ASSERVISSEMENT DES MACHINES ELECTRIQUES.....	2
I.3.1 ASSERVISSEMENT EN BOUCLE OUVERTE.....	2
I.3.2 ASSERVISSEMENT EN BOUCLE FERME.....	2
I.4 L'INTERET DE VARIATION DE VITESSE	4
I.5 VARIATION DE VITESSE DE MOTEUR ASYNCHRONE.....	6

CHAPITRE II

MODELISATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ET SYNCHRONE

II.1	INTRODUCTION	6
II.2	DIFFERENTS STRATEGIES DE TRANSFORMATION TRIPHASE ET BIPHASE	6
II.2.1	TRANSFORMATION DE CLARCK ET CONCORDIA.....	6
II.3	MODÈLE DYNAMIQUE DE LA MAS.....	7
II.3.1	EQUATIONS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES DANS LE REPÈRE TRIPHASÉ	7
II.3.2	EQUATION MÉCANIQUE	8
II.4	MODÈLE DIPHASE DE PARK.....	9
II.4.1	APPLICATION DE TRANSFORMATION DE PARK SUR LES ÉQUATIONS DES TENSIONS.....	11
II.4.2	APPLICATION DE TRANSFORMATION DE PARK SUR LES ÉQUATIONS DES FLUX.....	11
II.5	DIFFÉRENTS REPÈRES DE LA TRANSFORMATION DE PARK REFERENTIAL.....	12
II.6	CALCUL DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DU MAS.....	13
II.7	Le Modèle de la machine en représentation d'état.....	14
II.7.1	REPRESENTATION D'ÉTAT DE LA MACHINE DANS LE REPÈRE (dq)	14
II.8	EXERCICE 01:	16
II.9	EXERCICES:	16
II.9.1	EXERCICE01:.....	18
II.9.2	EXERCICE02:.....	19
II.10	INTRODUCTION	19
II.11	HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES	19
II.12	MODÈLE DYNAMIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE	20
II.12.1	EQUATIONS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES DANS LE REPÈRE TRIPHASÉ	20
II.12.1.1	LES ÉQUATIONS ÉLECTRIQUES	20
II.12.1.2	LES ÉQUATIONS MAGNÉTIQUES:	20
II.12.2	EQUATION MÉCANIQUE:	21
II.13	TRANSFORMATION TRIPHASÉ- BIPHASÉ (PARK)	21

II.13.1	EXPRESSION DE LA PUISSANCE ET DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	22
II.14	MISE SOUS FORME D'ÉQUATIONS D'ÉTAT	23
II.15	EXERCICES:.....	24
II.15.1	EXERCICE 1	24
II.15.2	EXERCICE2.....	25

CHAPITRE III

RAPPEL SUR LA COMMANDE SCALAIRE

III.1	INTRODUCTION.....	26
III.2	MODELE DE LA MAS RAMENE AU ROTOR.....	26
III.3	EXERCICES.....	29
III.3.1	EXERCICE01:.....	29
III.3.2	Exercice 02:.....	30
III.3.3	EXERCICE 03:.....	31
III.3.4	EXERCICE 04:.....	31

LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.4	INTRODUCTION.....	33
III.5	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	34
III.5.1	TECHNIQUE D'ORIENTATION DE FLUX.....	34
III.5.2	DÉCOUPLAGE VECTORIEL EN TENSION.....	37
III.5.2.1	TECHNIQUE DE DÉCOUPLAGE.....	37
III.6	CALCUL DE RÉGULATEURS.....	38
III.6.1	RÉGULATION DU FLUX.....	39
III.6.2	Régulateur de vitesse	40
III.7	COMMANDE VECTORIELLE	41
III.7.1	COMMANDE VECTORIELLE DIRECT	41
III.7.2	COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	43
III.8	COMPARAISON ENTRE LES MÉTHODES DIRECTE ET INDIRECTE	45
III.9	EXERCICES	46
III.9.1	EXERCICE1	46
III.9.2	EXERCICE 2	49

COMMANDE DIRECT DE COUPLE MACHINE ASYNCHRONE

III.10	INTRODUCTION	50
III.11	FONCTIONNEMENT ET SEQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASEE :.....	50
III.12	CONTROLE DU VECTEUR DE FLUX STATORIQUE	51
III.13	CONTROLE DU COUPLE.....	51
III.14	ESTIMATEURS.....	54
III.14.1	ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE.....	54
III.14.2	ESTIMATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	54
III.15	ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE.....	54
III.15.1	LE CORRECTEUR DE FLUX.....	54
III.15.2	LE CORRECTEUR DE COUPLE.....	55
III.15.2.1	LE CORRECTEUR A TROIS NIVEAUX.....	56
III.16	ÉLABORATION DES TABLES DE COMMANDE.....	56
III.17	TABLES DES COMMUTATIONS AVEC LES VECTEURS TENSIONS ACTIVES ET NULLES.....	57

III.17.1	TABLE DE COMMUTATION AVEC LES VECTEURS TENSIONS ACTIVES.....	58
III.17.2	ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION AVEC LES VECTEURS TENSIONS NULLES.....	58
III.18	STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA DTC APPLIQUÉE AU MACHINE ASYNCHRONE.....	59
III.19	EXECICES.....	60
III.19.1	EXERCICE1	61
III.19.2	EXERCICE 2.....	62

CHAPITRE IV

STRATEGIES DE CONTROLE ET DE COMMANDE DE MACHINE SYNCHRONE

IV.1	INTRODUCTION	63
IV.3	EXERCICE.....	64
IV.4	ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE SYNCHRONE.....	64
IV.5	TOPOLOGIE D'UN ONDULEUR CLASSIQUE A DEUX NIVEAUX :	64
IV.6	STRATEGIE DE COMMANDE A MLI :	66
IV.6.1	ALGORITHME DE COMMANDE :	66
IV.7	ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE SYNCHRONE AIMANT PERMANANT(MSAP).....	68
IV.8	EXERCICES.....	70
IV.8.1	EXERCICES 1	70
IV.8.2	EXERCICE 2 :	71

LA COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE SYNCHRONE

IV.9	INTRODUCTION	72
IV.10	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	72
IV.10.1	TECHNIQUE DE DECOUPLAGE :	74
IV.10.2	DECOUPLAGE PAR COMPENSATION :	74
IV.11	DESCRIPTION DU SYSTEME GLOBAL :	75
IV.12	SYNTHESE DES DIFFERENTS REGULATEURS :	76
IV.12.2	REGULATION DU COURANT Id	77
IV.13	REGULATEUR DE VITESSE.....	79
IV.14	EXERCICES.....	81
IV.14.1	EXERCICE 1.....	81
IV.14.2	EXERCICE 2.....	83

LA COMMANDE DIRECT DE COUPLE D'UNE MACHINE SYNCHRONE

IV.15	INTRODUCTION	85
IV.16	FONCTIONNEMENT ET SEQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASEE :	85
IV.17	CONTROLE DU VECTEUR DE FLUX STATORIQUE	86

IV.18	CONTROLE DU COUPLE	87
IV.19	ESTIMATEURS	89
IV.19.1	ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE.....	89
IV.19.2	ESTIMATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	90
IV.20	ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE	90
IV.20.1	LE CORRECTEUR DE FLUX.....	90
IV.20.2	LE CORRECTEUR DE COUPLE	91
IV.20.2.1	LE CORRECTEUR A TROIS NIVEAUX	91
IV.21.	ÉLABORATION DES TABLES DE COMMANDE	92
IV.22.	TABLES DES COMMUTATIONS AVEC LES VECTEURS TENSIONS ACTIVES ET NULLES	93
IV.22.1.	TABLE DE COMMUTATION AVEC LES VECTEURS TENSIONS ACTIVES	93
IV.22.2.	Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles	94
IV.23.	STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA DTC APPLIQUÉE AU MSAP	94
IV.24.	EXECICES	96
IV.24.1	EXERCICE1 :.....	96
IV.24.2	EXERCICE 2 :.....	98

Avant propre

Ce cours intitulé par « Technique de la commande électrique » s'inscrit dans le cadre de la formation en Première Année MASTER en Electrotechnique d'Université Belhadj Bouchaib d'Ain Témouchent. Je considère que le contenu s'adapte bien à la plupart des profils de formation de MASTER 1 en Electrotechnique auquel je suis confronté. Il a été rédigé originellement à l'attention des étudiants du Commande e électrique (CE).

Ce cours est composé de quatre (04) parties :

Partie 1 : Généralité sur entraînement à vitesse variable

Dans cette partie nous basant que l'étudiant prend une idée sur l'entraînement a vitesse variable ainsi leur constitution.

Partie 2 : Modélisation d'une machine asynchrone et synchrone

Dans cette partie en fait comprendre aux étudiants le principe et les étapes nécessaire pour avoir le modèle mathématique d'une machine synchrone et asynchrone, il s'agit aussi de permettre aux étudiants de savoir les principes et les conditions de passage d'une modèle triphasée en modèle biphasé, et même comment ils peuvent atteindre le modèle biphasé d'une asynchrone et synchrone et leur application sur logiciel Matlab /Simulink.

Partie3 : Stratégie de contrôle et commande des machines asynchrones

Dans la troisième partie nous intéressons a donné au étudiants un aidé sur les commandes classiques (la commande scalaire, commande vectorielle et commande direct de couple) utilisent pour commander les machines asynchrone en citant leurs différentes structures et leur condition d'application, ainsi cette partie permettent aux étudiants de prendre une idée sur les signaux délivrent par ces commandes et leur application sur l'environnement Matlab Simulink. Finalement en riche l'information de ses étudiants par des exercices qui leur permettent de savoir et comprendre plus ces commandes.

Partie4 : Stratégie de contrôle et commande des machines synchrones

Dans la quatrième partie nous intéressons que les étudiants savent les types des commandes classiques (commande vectorielle et commande directe de couple) appliquent pour commander les machines synchrones en citant leurs différentes structures et leur condition d'application ainsi le variateur de vitesse utilisé pour varier leur vitesse, comme de prendre une idée sur l'application de ces commandes sur Matlab Simulink et les différents signaux délivrés pour chaque commande. Finalement enrichir l'information de ces étudiants par des exercices qui leur permettent de savoir et comprendre plus ces commandes.

L'objectif est de permettre à l'étudiant de se familiariser rapidement avec ces commandes, ainsi comprendre le contenu et le principe de chaque commande et la différence entre eux.

Email : kheira.mendaz@uni-temouchent.edu.dz

CHAPITRE I : GENERALITE SUR L'ENTRAINEMENT A VITESSE VARIABLE

I.1 INTRODUCTION

Le contrôle moteur est l'un des applications des convertisseurs statiques. Ce contrôle nécessite de combiner une machine (DC, synchrone, asynchrone ou autre) avec un convertisseur statique (redresseur, hacheur, variateur, onduleur) qui fonctionne à vitesse variable tout en conservant un couple optimal.[1]

I.2 CONSTITUTION D'ENTRAINEMENT A VITESSE VARIABLE

- ❖ **Moteur électrique:** IL s'agit d'un élément essentiel de la conversion d'énergie (entraînement de la machine). Ce peut être un moteur à courant continu ou un moteur alternatif, et le couple généré doit être supérieur au couple résistant au démarrage pour pouvoir vaincre la charge. Une fois que le moteur tourne, la valeur de la vitesse (accélération) et la force électromotrice ou tension induite augmentent, ce qui fait diminuer le courant consommé par le moteur et le couple produit jusqu'à ce que le couple soit égal au couple résistant. La vitesse se stabilise donc et devient constante. Enfin, l'accélération, la décélération et la régulation de la vitesse du moteur sont contrôlées via des convertisseurs et des composants de contrôle. [2]
- ❖ **Convertisseur électronique:** IL s'agit d'un dispositif qui convertit l'énergie électrique en diverses formes d'énergie électrique pour alimenter les moteurs électriques. Le convertisseur peut être un redresseur, un variateur, un onduleur ou un hacheur.[2]-[3]
- ❖ **Organe de commande et de régulation:** C'est un composant informatique et qui est constitué la base de l'électronique numérique. Il est utilisé pour comparer les signaux de sortie des pièces mécaniques et électriques avec le signal d'entrée (signal de référence) pour contrôler le convertisseur électronique pour alimenter le moteur électrique. De plus, cette partie traite de la surveillance, de la régulation des protections et des mesures.[1]
- ❖ **Charge mécanique:** Les machines de production, également connues sous le nom de machines entraînées, comprennent des pompes, des ventilateurs, des monte-charges, des pompes centrifuges, des broyeurs, des séparateurs, etc. Des moteurs électriques entraînent ces machines de production, créant ainsi un couple résistant qui peut être constant ou variable en fonction de la variation de la vitesse.

La Fig.1 présente une constitution d'entraînement à vitesse variable.



Fig.I. 1 constitution d'entraînement électrique

I.3 ASSERVISSEMENT DES MACHINES ELECTRIQUES

L'asservissement des machines électriques peut être réalisé de différentes manières:

- ❖ Sans vérification des résultats obtenus, en boucle ouverte.
- ❖ Les résultats sont constamment vérifiés et ajustés en fonction des perturbations internes ou externes au système, dans un système en boucle fermée.

I.3.1 ASSERVISSEMENT EN BOUCLE OUVERTE

Il est possible de réaliser cet asservissement en modifiant simplement la variable de commande de son alimentation. Malgré sa simplicité, il présente de nombreux inconvénients ; Le point de fonctionnement de la machine est en effet impacté par les perturbations internes (échauffements des résistances, saturation des inductances...) ou bien des perturbations externes à la machine (variations de charge, variations de température...).

La Fig.I.2 présente un asservissement en boucle ouverte.

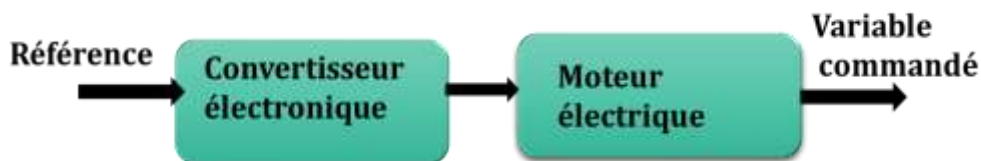


Fig.I. 2 : Asservissement en boucle ouverte

I.3.2 ASSERVISSEMENT EN BOUCLE FERME

L'utilisation de la rétroaction permet de réduire en grande partie les désavantages d'un asservissement en boucle ouverte. Cela conduit à une dépendance en boucle fermée.

La Fig.I.3 présente un asservissement en boucle fermée.

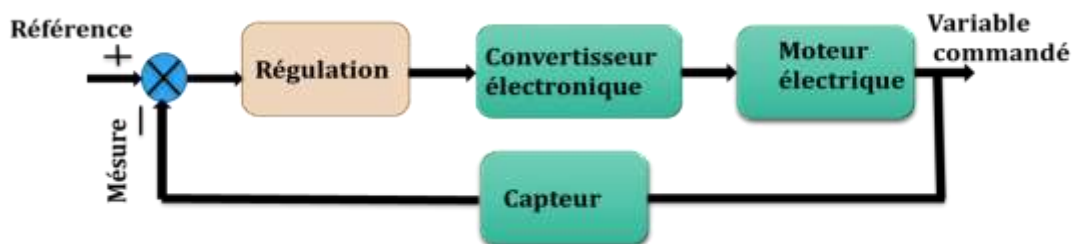


Fig.I. 3 : Asservissement en boucle fermée

I.4 L'INTERET DE VARIATION DE VITESSE

Un variateur de vitesse permet le contrôle de la vitesse d'un moteur triphasé. Cela est vrai dès le démarrage, avec le contrôle de l'accélération, jusqu'à l'arrêt ou la décélération des moteurs électriques. C'est la variation de la fréquence et de la tension d'alimentation qui permet la régulation de la vitesse. [1]

D'après l'équation suivante la vitesse du rotor est donné par :

$$\Omega = \Omega_s(1 - g) \quad (I-1)$$

Sachant que :

$$\omega_s = 2\pi f_s = p\Omega_s \quad (I-2)$$

$$\omega_r = 2\pi f_r = p(\Omega_s - \Omega) \quad (I-3)$$

$$\Omega = \frac{2\pi f_s}{p} (1 - g) \quad (I-4)$$

$$N = \frac{60 f_s}{p} (1 - g) \quad (I-5)$$

Avec :

f_s [Hz] : Fréquence des courants statoriques.

$\omega_r = g \omega_s$ [$\frac{rd}{s}$] : Pulsation des courants rotoriques.

$f_r = g f_s$ [Hz] : Fréquence des courants rotoriques.

p : Nombre de paire de pôles

Ω [$\frac{rd}{s}$], N [$\frac{tr}{m}$] : Vitesses de rotation du rotor.

Ω_s [$\frac{rd}{s}$] : Vitesses de rotation de synchronisme du champ tournant

g : Glissement

En examinant la formule (I-5), on peut distinguer trois modes de variation de vitesse :

- Action sur le nombre de pair de pole p .
- Action sur le glissement g .
- Action sur la fréquence du stator f_s

Action sur le nombre de pôles

Deux types de moteurs permettent une action sur le nombre de pôles :

les moteurs à enroulements séparés : plusieurs bobinages sont insérés au stator et le nombre p de paires de pôles est différent pour chaque bobinage. A chaque bobinage alimenté, on obtient une vitesse de synchronisme différente, et, au glissement près, une vitesse du rotor différente.

Les moteurs à couplage de pôles (Dalhander). Le stator est constitué de 6 bobinages et selon leur mode de connexion, on obtient p_1 ou p_2 paires de pôles par phase

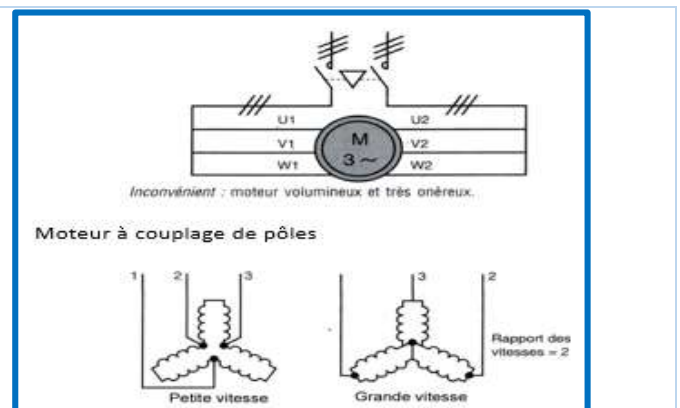


Fig.I. 4 : Variation de vitesse par action sur le nombre de pole [1]

Action sur le glissement

Deux techniques existent :

La première utilise un moteur à rotor bobiné. En insérant des résistances en série avec les enroulements rotoriques, le glissement varie. Ce procédé entraîne des pertes par effet joule importantes au rotor, le rendement est loin d'être optimal.

La seconde méthode consiste à récupérer l'énergie perdue dans la première méthode pour la renvoyer sur le réseau. Ce système nécessite l'utilisation d'une cascade hyposynchrone qui permet de relier deux réseaux de fréquence différente (le rotor et le stator).

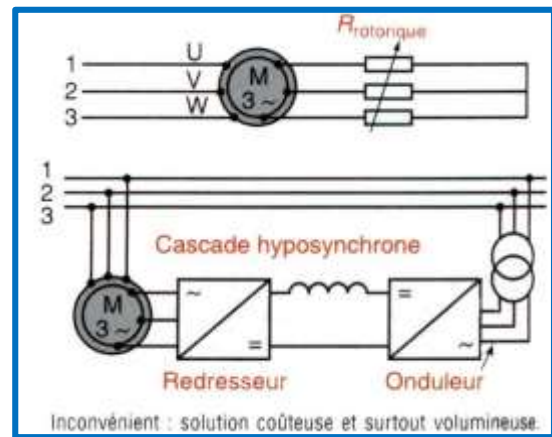


Fig.I. 5 : Variation de vitesse par action sur le glissement [1]

Action sur la fréquence

Comme le montre ce schéma, cette technique nécessite l'insertion d'un convertisseur de fréquence entre le réseau et le stator du moteur. Cette solution est actuellement la plus répandue. Elle permet une grande souplesse de réglage de la vitesse du moteur asynchrone triphasé à cage. Pour conserver les performances du moteur (couple maximal disponible en permanence quelle que soit la vitesse), nous verrons dans la suite qu'une commande en « U/f » est nécessaire.

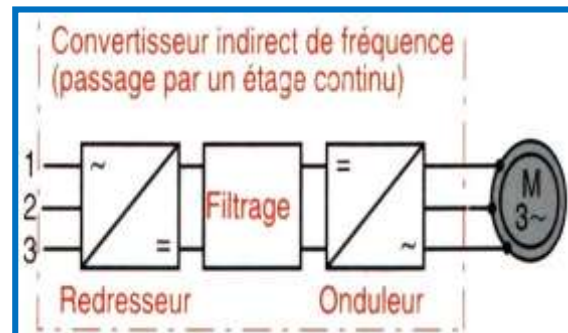


Fig.I. 6 : Variation de vitesse par action sur la fréquence [1]

I.5 VARIATION DE VITESSE DE MOTEUR ASYNCHRONE

Le variateur de vitesse utilise la technique de variation de la fréquence des grandeurs électriques statoriques (de la tension d'alimentation). Pour faire varier cette fréquence, la technique de modulation par largeur d'impulsion est utilisée. [3]

La Fig.I.7 présente un schéma de principe d'une association redresseur, hacheur, onduleur et MAS.

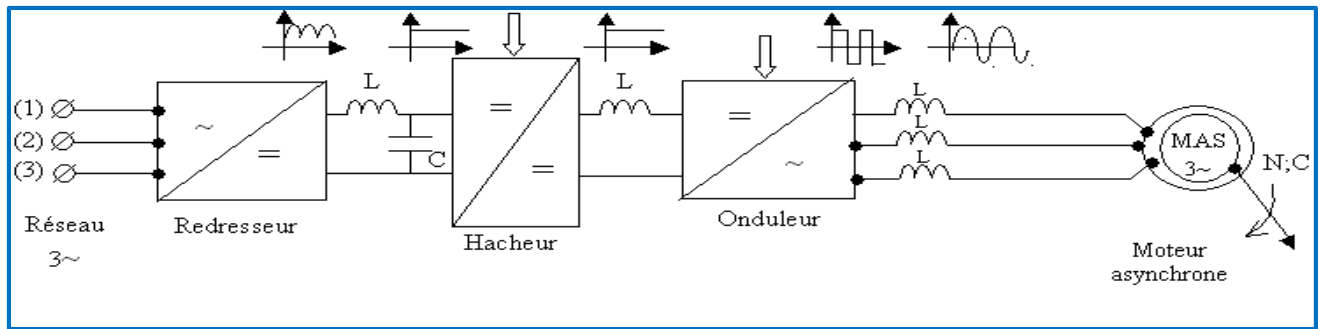


Fig.I. 7 : Schéma de principe d'un Redresseur-Hacheur-Onduleur-MAS [1]

- ❖ **Redresseur**: Permet de convertir la tension alternative du réseau en une tension continue
- ❖ **Filtre LC**: Permet de réduire l'ondulation de la tension redressée.
- ❖ **Hacheur**: Permet de convertir la tension continue à une tension continue, est un dispositif d'électronique de puissance qui met en œuvre un ou plusieurs interrupteurs électroniques commandés, pour permettre de modifier la valeur de la tension (moyenne) d'une source de tension continue avec un rendement élevé.
- ❖ **Onduleur**: Permet d'élaborer, à partir de la tension continue, une tension alternative de fréquence variable.
- ❖ **Filtre L**: Permet de filtrer la tension de sortie d'un onduleur qui a une forme créneaux à une tension sinusoïdale pour l'alimentation du moteur asynchrone.

Dans les entraînements électriques, le convertisseur statique joue un rôle important du point de vue performances et fiabilité et une solution structurelle pour la variation de vitesse. Cette solution offre de nombreux avantages, tels que par exemple:[3]

❖ Côté mécanique

- Diminution des pertes mécanique présentes dans les variateurs mécaniques (poulies et courroies, engrenages).
- Allongement de la durée de vie des constituants mécaniques des systèmes.
- Limitation du bruit.

❖ Côté électrique

- Limitation du courant de démarrage des machines,
- Limitation du courant absorbé à vide,
- Limitation de l'influence des variations de tension sur le couple machine
- Adaptation précise de la vitesse et modification facile,
- Économies d'énergie (la diminution de la puissance du système d'alimentation).

CHAPITRE II : MODELISATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ET SYNCHRONE EN VU DE LEUR COMMANDE

II.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices.[4]

- ✚ L'entrefer constant.
- ✚ La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut écrire :

- ✚ L'additivité du flux.
- ✚ La Constance des inductances propres.
- ✚ La loi de la variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques est en fonction de l'angle électrique.

II.2 DIFFERENTS STRATIGES DE TRANSFORMATION TRIPHASE ET BIPHASE

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.[4]-[5]

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé

II.2.1 TRANSFORMATION DE CLARCK ET CONCORDIA

C'est une transformation linéaire, indépendante de la rotation qui permet de transformer une bobine triphasé en un bobine biphasé équivalent. La transformation de CLARK conserve l'amplitude des grandeurs électriques. Tandis que celle de CONCORDIA, conserve la puissance.[5]

❖ **CLARK:**

$$\begin{bmatrix} V_{xa} \\ V_{xb} \\ V_{xc} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} V_{x\alpha} \\ V_{x\beta} \end{bmatrix} \quad \text{Avec: } [T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

❖ CONCORDIA

$$\begin{bmatrix} V_{xa} \\ V_{xb} \\ V_{xc} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} V_{x\alpha} \\ V_{x\beta} \end{bmatrix} \quad \text{Avec: } [C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

II.3 MODÈLE DYNAMIQUE DE LA MAS

La MAS triphasée, représentée schématiquement par la Fig.II-1, est munie de six enroulements.

-Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants triphasés.

-Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques court-circuités dont la tension aux bornes de chaque enroulement est nulle. La FigII-1 représente Modèle triphasé de la machine asynchrone.[5]

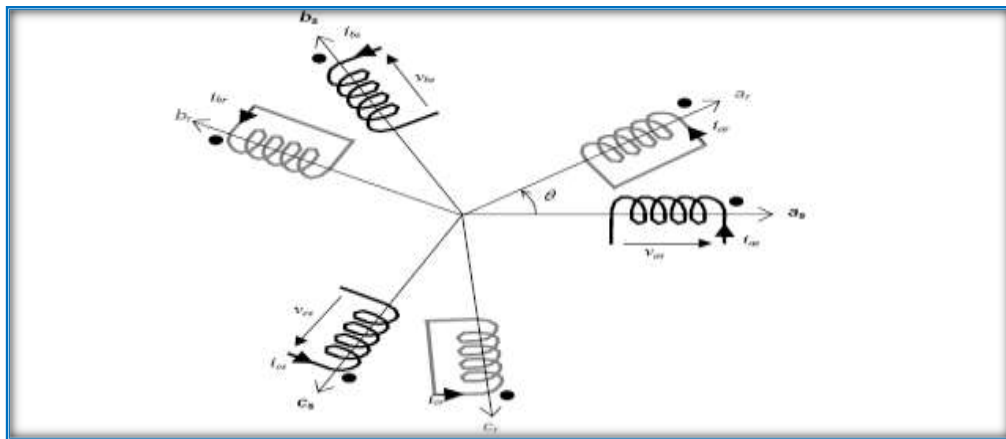


Fig.II. 1: Modèle triphasé de la machine asynchrone.

II.3.1 EQUATIONS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES DANS LE REPÈRE TRIPHASÉ

Les équations des tensions $[V_s]$ et des flux $[\varphi_s]$ statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par:[4]

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

Où $[V_s]$, $[R_s]$, $[I_s]$ et $[\varphi_s]$, sont respectivement vecteur des tensions statoriques, matrice des résistances statoriques, vecteur des courants statoriques et vecteur des flux statoriques.

Les équations des tensions $[V_r]$ et des flux rotoriques $[\varphi_r]$, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor peuvent être exprimées par :

$$[V_r] = [0] = [R_r][I_r] + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{II-2})$$

$[V_r]$, $[R_r][I_r]$ et $[\varphi_r]$ sont respectivement vecteur des tensions rotoriques, matrice des résistances rotoriques, vecteur des courants rotoriques et vecteur des flux rotoriques. Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

Les flux statoriques et rotoriques par phase, sont donnés par :

$$[\varphi_s] = [l_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{II-5})$$

$$[\varphi_r] = [l_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (\text{II-6})$$

Les matrices d'inductance s'écrivent comme suit :

$$[l_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & 0 & M_s \end{bmatrix}; [l_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & 0 & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

Avec :

$[l_{ss}]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[l_{rr}]$: Matrice d'inductances rotorique.

$[M_{sr}] = [M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles (stator-rotor).

L_m : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_{ss} : est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques

M_{rr} : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotorique

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

En remplaçant les équations (II.7) et (II.8), respectivement, dans les équations (II.3) et (II.4), on obtient les deux expressions des tensions statoriques et rotoriques :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [l_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \quad (\text{II-9})$$

$$[V_r] = [0] = [R_r][I_r] + [l_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \quad (\text{II-10})$$

II.3.2 EQUATION MÉCANIQUE

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (\text{II-11})$$

Avec :

J : Moment d'inertie de la partie tournante.

Ω : vitesse mécanique du moteur.

k_f : Coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple de charge.

Remarque

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur :

- Un nombre important de variables couplées entre elles
- Les paramètres des équations différentielles et les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendant de l'angle de rotation θ et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage
- L'équation de la MAS: $V = RI + \frac{d\Phi}{dt}$ cette équation à des coefficients variables dans le temps donc

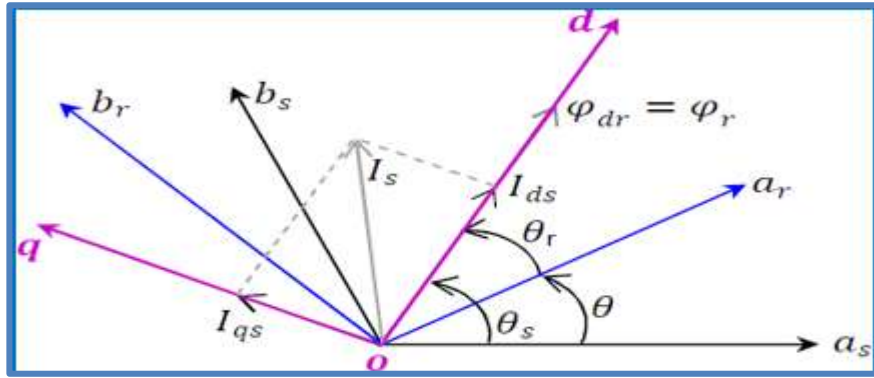
difficile à manipuler. Pour remédier à ce problème, on cherche une transformation linéaire des variables triphasées de la machine. Cette transformation permet la réduction de la complexité du système à étudier.

II.4 MODÈLE DIPHASE DE PARK

La représentation de Park ou représentation vectorielle, traduit la projection des trois phases de la machine sur un repère biphasé orthogonal. En plus des simplifications dans la modélisation triphasée, dans le repère de Park, la machine est supposée électriquement équilibrée et on choisit de totaliser les fuites magnétiques au stator. Le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée illustrée sur la Fig.II-2, repose sur la conservation des forces magnétomotrices. Cette transformation est orthonormée. Elle conserve la puissance instantanée.

La composante homopolaire s'annule car la machine est supposée équilibrée. Par définition, le système d'axes (d, q) tourne à la vitesse ω_s , ainsi l'enroulement équivalent du stator formé des deux bobinages d'axes en quadrature d_s et q_s tournant à la vitesse ω_s . De même, au rotor, on substitue deux bobinages d_r et q_r aux enroulements triphasés équivalents. En effet, si l'on note par θ_s l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et par θ_r l'angle de la transformation de Park des grandeurs rotoriques comme le montre la Fig.II-2, les angles θ_s et θ_r sont liés par la relation:[5]

$$\theta + \theta_r = \theta_s \quad (\text{II-12})$$


Fig.II. 2: Principe de la transformation de Park

Pour la transformation d'une grandeur statoriques, les matrices de passage sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

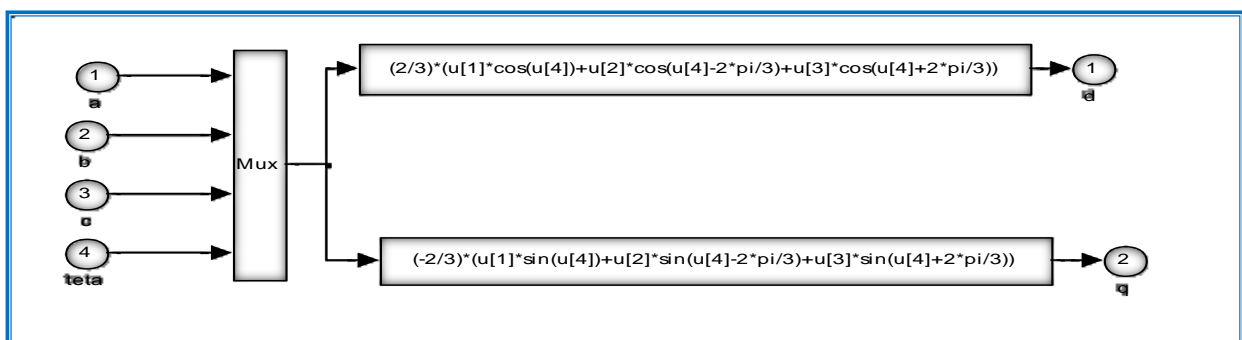
$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

Avec:

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

$$[P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

La Fig.II-3 et Fig.II-4 le passage de système triphasé en système biphasé ainsi de système biphasé vers le système triphasé en utilisant Park sous Matlab Simulink.


Fig.II. 3: Passage de système triphasé en biphasé en utilisant Park sous Simulink.

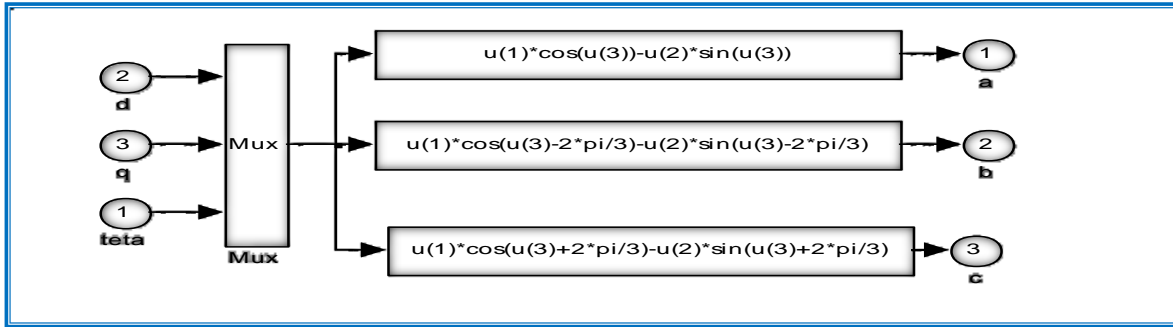


Fig.II. 4 : Passage de système biphasé en triphasé en utilisant Park sous Simulink.

II.4.1 APPLICATION DE TRANSFORMATION DE PARK SUR LES ÉQUATIONS DES TENSIONS

En multipliant les deux membres de l'expression (II.1) par $[P^{-1}(\theta_s)]$ on aura :

$$[P^{-1}(\theta_s)][V_{sdq}] = [R_s][P^{-1}(\theta_s)][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{sdq}] \} \quad (\text{II-17})$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[P^{-1}(\theta_s)][P(\theta_s)][V_{sdq}] = [R_s][P^{-1}(\theta_s)][P(\theta_s)][I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{sdq}] \} \quad (\text{II-18})$$

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{sdq}] \} \quad (\text{II-19})$$

Donc après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix}, [P(\theta_s)][P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

Et l'expression (I-20) devient alors:

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{sdq}] \quad (\text{II-21})$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

II.4.2 APPLICATION DE TRANSFORMATION DE PARK SUR LES ÉQUATIONS DES FLUX

Appliquons la transformation de Park à l'expression (II-15) et (II-16) :

$$[P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{sdq}] = [l_{ss}][P^{-1}(\theta_s)][I_{sdq}] + [M_{sr}][P^{-1}(\theta_s)][I_{rdq}] \quad (\text{II-24})$$

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)][l_{ss}][P^{-1}(\theta_s)][I_{sdq}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P^{-1}(\theta_s)][I_{rdq}] \quad (\text{II-25})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique.

On aura :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-27})$$

II.5 DIFFÉRENTS REPÈRE DE LA TRANSFORMATION DE PARK REFERENTIAL

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la machine asynchrone, écrites dans le plan $(d q)$ comme suivante:[5]

❖ Equation des tensions :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rq} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-28})$$

❖ Équations des flux :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-29})$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour (dq) qui est illustré par la FigII.5, En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

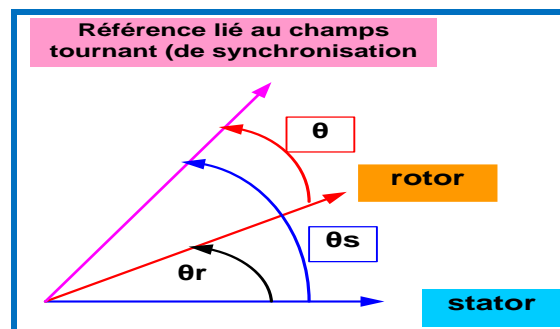


Fig.II. 5 : choix de référence

a. Referential lie au stator

Caractérise par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$ le système d'équations (II-28) devient alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \omega_r \varphi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

b. Référentiel lié au rotor

Caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta$ le système d'équations (II-28) devient

$$\text{alors } \begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega \varphi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

c. Référentiel lié au champ tournant

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ C'est la pulsation statorique

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$ C'est la pulsation rotorique et $\omega + \omega_r = \omega_s$

Avec $\omega = p\Omega$ C'est la pulsation mécanique.

Le système d'équations (II-28) devient alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

Remarque : Le champ tournant est le champ créé par le bobinage statoriques et qui tourne, en régime permanent à la vitesse de synchronisme Ω_s . C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent.

Pour commander et observer le comportement de la machine asynchrone, une représentation d'état est nécessaire. Pour cela nous avons considéré le vecteur d'état qui est constitué des courants statoriques (I_{sd}, I_{sq}) et flux rotorique ($\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$).

II.6 CALCUL DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DU MAS

La connaissance du couple électromagnétique C'est essentiel pour la commande de la machine. On le développe sur la base de l'équation de la puissance instantanée $P_e(t)$.

$$P_e(t) = \frac{3}{2}(V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq}) + \frac{3}{2}(V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq}) \quad (\text{II-33})$$

$$P_e(t) = \frac{3}{2}[R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2)] + \frac{3}{2}[\omega_s(\Phi_{sd}I_{sq} + \Phi_{sq}I_{sd}) + (\omega_s - \omega)(\Phi_{rd}I_{rq} - \Phi_{rq}I_{rd})] + \frac{3}{2}[I_{sd}\frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq}\frac{d\Phi_{sq}}{dt} + I_{rd}\frac{d\Phi_{rd}}{dt} + I_{rq}\frac{d\Phi_{rq}}{dt}] \quad (II-34)$$

$$P_j = \frac{3}{2}[R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2)]: \text{représente les pertes joule} \quad (II-35)$$

$$P_m = \frac{3}{2}[I_{sd}\frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq}\frac{d\Phi_{sq}}{dt} + I_{rd}\frac{d\Phi_{rd}}{dt} + I_{rq}\frac{d\Phi_{rq}}{dt}]: \text{représente la puissance électromagnétique emmagasinée de la machine} \quad (II-36)$$

$$P_{em} = \frac{3}{2}[\omega_s(\Phi_{sd}I_{sq} - \Phi_{sq}I_{sd}) + (\omega_s - \omega)(\Phi_{rd}I_{rq} - \Phi_{rq}I_{rd})]: \text{représente la puissance électromagnétique du mouvement}$$

D'où la puissance électromagnétique P_{em} :

$$P_{em} = C_e \frac{n_p}{\omega} = \frac{3}{2}\omega(\Phi_{rd}I_{rq} - \Phi_{rq}I_{rd}) \quad (II-37)$$

$$\text{Car on a: } \Phi_{sd}I_{sq} - \Phi_{sq}I_{sd} = -(\Phi_{rd}I_{rq} - \Phi_{rq}I_{rd}) \quad (II-38)$$

Le couple est donné par la relation suivante:

$$C_e = \frac{n_p P_{em}}{\omega} \quad (II-40)$$

En utilisant les d'équation (II-37), (II-38) et (II-40) le couple s'exprime par différentes expressions, de même type quelque soit les axes :

$$C_e = \frac{3}{2}n_p(\Phi_{sd}I_{sq} - \Phi_{sq}I_{sd}) = \frac{3}{2}n_p(\Phi_{rd}I_{rq} - \Phi_{rq}I_{rd}) \quad (II-41)$$

$$C_e = \frac{3}{2}\frac{n_p L_m}{L_r}(\Phi_{rd}I_{sq} - \Phi_{rq}I_{sd}) = \frac{3}{2}n_p L_m(I_{sq}I_{rd} - I_{sd}I_{rq}) \quad (II-42)$$

L'équation mécanique peut être écrite sous la forme

$$J\frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2}n_p\frac{L_m}{L_r}(\Phi_{rd}I_{sq} - \Phi_{rq}I_{sd}) - C_r - f\Omega \quad (II-43)$$

II.7 Le Modèle de la machine en représentation d'état

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du choix du repère et des variables d'état pour les équations électrique. On écrit les équations dans le repère (dq) car c'est la solution la plus générale, le choix des variables d'état dépend des objectifs soit de la commande et de l'observation. Pour le modèle complet, nous avons choisi comme variable d'état les deux courant statoriques, les deux flux rotoriques et la vitesse mécanique, notre choix et donc le vecteur d'état suivant :[4]

$$X^t = [\Omega \quad I_{sd} \quad I_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]$$

Ce choix de variable se justifie d'une part, par le fait que les courants statoriques sont mesurables et d'autre part par ce que l'en veut contrôler la norme du flux rotorique.

II.7.1 REPRESENTATION D'ÉTAT DE LA MACHINE DANS LE REPÈRE (dq)

Le modèle de la MAS dans le repère (dq) donné par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{n_p L_m}{J L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega$$

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = -\lambda I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{K}{\tau_r} \Phi_{rd} + n_p \Omega K \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd}$$

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \lambda I_{sq} - n_p \Omega K \Phi_{rd} - \frac{K}{\tau_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (\text{II-44})$$

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - n_p \Omega) \Phi_{rq}$$

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - (\omega_s - n_p \Omega) \Phi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rq}$$

Avec

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel}$$

$$K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad \lambda = \frac{1}{\tau_s \sigma} + \frac{1}{\tau_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right)$$

La Fig.II.6 représente le schéma bloc de MAS sous l'environnement Matlab Simulink :

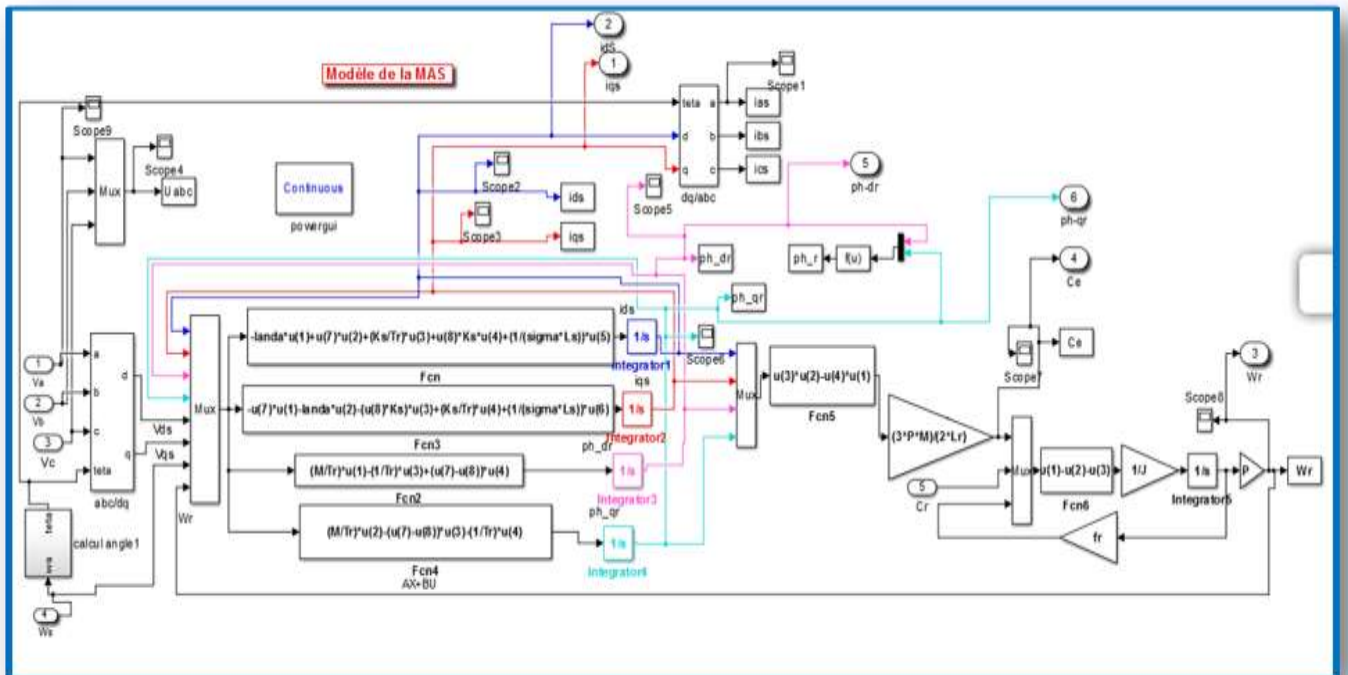


Fig.II. 6 : Schéma bloc de la MAS sous MATLAB

La simulation du modèle de la MAS peut être effectuée à l'aide de Matlab / Simulink. On simule le comportement de la machine asynchrone alimentée par un système de tension triphasée sinusoïdale et équilibrées, avec application d'un couple de charge à partir de 1 secondes. Le résultat de simulation est indiqué à la Fig II.5.

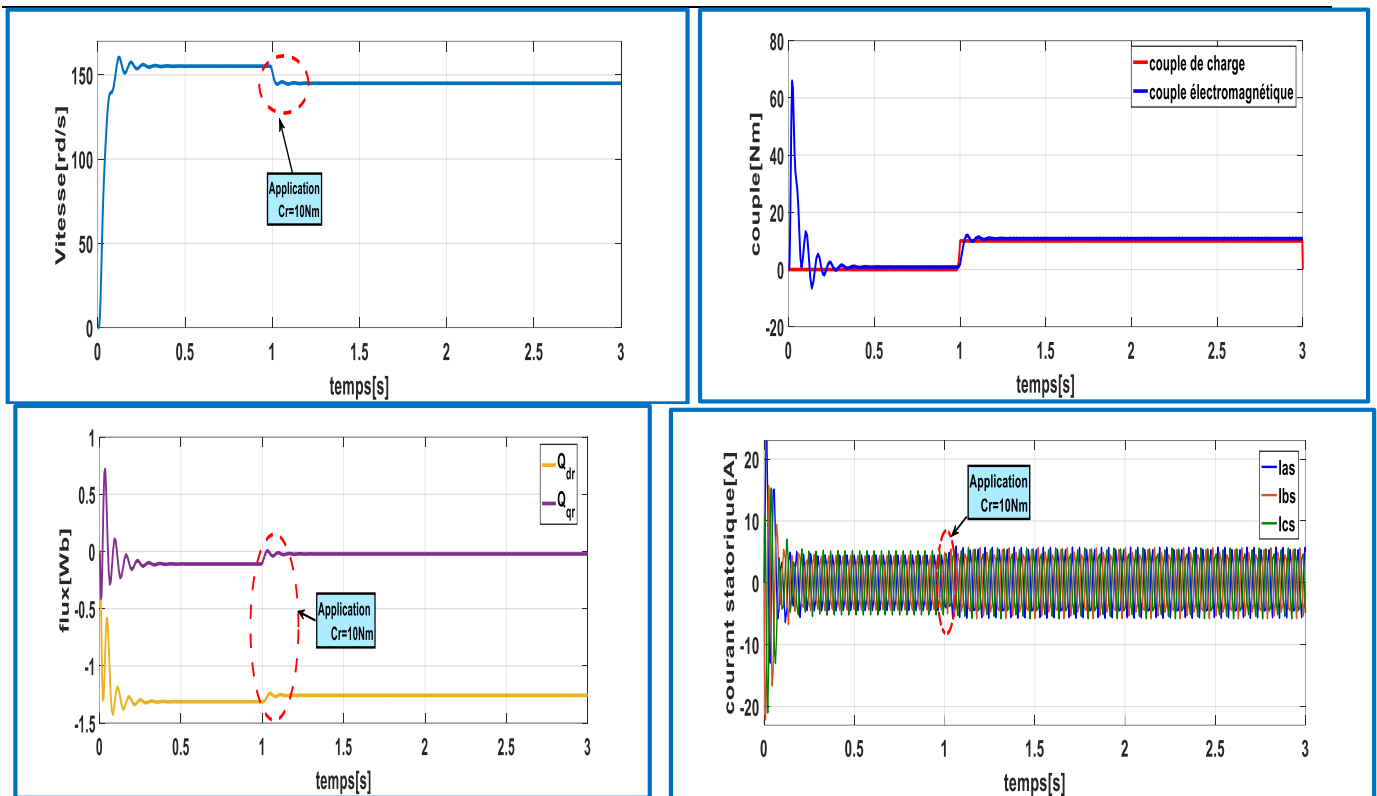


Fig.II. 7: Simulation du démarrage et de l'application d'une charge sur la machine asynchrone

II.8 EXERCICE 01:

Voici l'équation électrique de la MAS à cage d'écureuil

$$\mathbf{0} = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_{rabc}] + \frac{d\boldsymbol{\varphi}_{rabc}}{dt} \quad (\text{II-45})$$

$$[\boldsymbol{\varphi}_{rabc}] = [\mathbf{L}_r][\mathbf{I}_{rabc}] + [\mathbf{L}_m][\mathbf{I}_{sabc}] \quad (\text{II-46})$$

- Fait la transformation de ce système triphasé en système biphasé (transformation de Park) en tirant les équations de système biphasé?
- Donner les équations de système biphasé en utilisant le référentiel lié au champ tournant et au stator?
- Met le schéma bloc de la transformation de tension de système triphasée en système biphasé en utilisant Park?
- Trouver l'équation de couple en fonction de $\Phi_{sd}, I_{sq}, \Phi_{sq}, I_{sd}$ si vous aurai l'équation de puissance?
- $$P_{em} = \frac{3}{2}[\omega_s(\Phi_{sd}I_{sq} - \Phi_{sq}I_{sd}) + (\omega_s - \omega)(\Phi_{rd}I_{rq} - \Phi_{rq}I_{rd})] \quad (\text{II-47})$$

❖ SOLUTION

1. La transformation de se système triphasée en système biphasée (transformation de Park):

$$\mathbf{0} = [\mathbf{R}_r][\mathbf{P}^{-1}(\theta_s)][\mathbf{I}_{rdq}] + \frac{d}{dt}\{[\mathbf{P}^{-1}(\theta_s)][\boldsymbol{\varphi}_{rdq}]\} \quad (\text{II-48})$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[\mathbf{P}(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$0 = [R_r][P^{-1}(\theta_s)][P(\theta_s)][I_{rdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{rdq}] \} \quad (\text{II-49})$$

$$0 = [R_r][I_{rdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{rdq}] \} \quad (\text{II-50})$$

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-51})$$

$$[P(\theta)][P^{-1}(\theta)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-52})$$

$$[R_r][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{rdq}] \quad (\text{II-53})$$

Ou encore :

$$0 = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-54})$$

$$0 = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-55})$$

2. Utilisant le référentiel lié au champ tournant

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ C'est la pulsation statorique

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$ C'est la pulsation rotorique et $\omega + \omega_r = \omega_s$

Avec $\omega = p\Omega$ C'est la pulsation mécanique.

$$\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \rightarrow \omega = \omega_s - \omega_r$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-56})$$

3. l'équation de couple en fonction de $\Phi_{sd}, I_{sq}, \Phi_{sq}, I_{sd}$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [\omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) + (\omega_s - \omega) (\Phi_{rd} I_{rq} - \Phi_{rq} I_{rd})] \quad (\text{II-57})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [\omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) + (\omega_s - \omega) (L_r I_{rd} I_{rq} + L_m I_{sd} I_{rq} - L_r I_{rd} I_{rq} - L_m I_{sq} I_{rd})] \quad (\text{II-58})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [\omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) + (\omega_s - \omega) (L_m I_{sd} I_{rq} - L_m I_{sq} I_{rd})] \quad (\text{II-60})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-61})$$

D'après l'équation (II-61) en tire:

$$I_{rd} = \frac{\Phi_{sd}}{L_m} - \frac{L_r I_{sd}}{L_m} \quad (\text{II-62})$$

$$I_{rq} = \frac{\Phi_{sq}}{L_m} - \frac{L_r I_{sq}}{L_m} \quad (\text{II-63})$$

En remplaçant (II-62) et (II-63) dans (II-60)

$$P_{em} = \frac{3}{2} [\omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) + (\omega_s - \omega) (L_m (\frac{\Phi_{sq}}{L_m} - \frac{L_r I_{sq}}{L_m}) I_{sd} - L_m (\frac{\Phi_{sd}}{L_m} - \frac{L_r I_{sd}}{L_m}) I_{sq})] \quad (\text{II-64})$$

$$C_{em} = n_p \frac{P_{em}}{\omega} = n_p \frac{3}{2} \frac{[(\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \omega]}{\omega} = \frac{3n_p}{2} (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{II-65})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [\omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) + (\omega_s - \omega) (\Phi_{sq} - L_r I_{sq}) I_{sd} - (\Phi_{sd} - L_r I_{sd}) I_{sq}] \quad (\text{II-66})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [\omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) + (\omega_s - \omega) (\Phi_{sq} I_{sd} - \Phi_{sd} I_{sq})] \quad (\text{II-67})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [(\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) (\omega_s - (\omega_s - \omega))] \quad (\text{II-68})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [(\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) (\omega_s - \omega_r)] \quad (\text{II-69})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} [(\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \omega] \quad (\text{II-70})$$

$$C_{em} = n_p \frac{P_{em}}{\omega} = n_p \frac{3}{2} \frac{[(\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \omega]}{\omega} = \frac{3n_p}{2} (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{II-71})$$

II.9 EXERCICES:

II.9.1 EXERCICE01:

Pour une machine asynchrone (MAS) triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) et la vitesse du champ tournant ω_s sont considérées comme variables de commande, le couple résistant C_r comme perturbation. Après simplification et réarrangement du modèle en régime transitoire, nous obtenons le modèle de la machine sous la représentation d'état dans le repère de Park lié au champ tournant, tel que :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$$

Avec :

$$[\dot{X}] = [I_{sd} I_{sq} \varphi_{rd} \varphi_{rq}] ;$$

$$[U] = [V_{sd} V_{sq}] ; [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta Ls} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta Ls} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\delta Ls} (Rs + \frac{1}{Tr} \frac{l_m^2}{Lr}) & \omega s & \frac{1}{\delta Ls} (\frac{l_m}{Lr}) \frac{1}{Tr} & \omega r \frac{1}{\delta Ls} (\frac{l_m}{Lr}) \\ -\omega s & -\frac{1}{\delta Ls} (Rs + \frac{1}{Tr} \frac{l_m^2}{Lr}) & -\omega r \frac{1}{\delta Ls} (\frac{l_m}{Lr}) & \frac{1}{\delta Ls} (\frac{l_m}{Lr}) \frac{1}{Tr} \\ \frac{l_m}{Tr} & 0 & -\frac{1}{Tr} & \omega s - \omega r \\ 0 & \frac{l_m}{Tr} & -(\omega s - \omega r) & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix}$$

- 1) Développer le modèle de la machine sous la forme différentielle.
- 2) En passant par la transformée de Laplace, déterminer les différentes sorties : I_{ds} , I_{qs} , φ_{dr} , φ_{qr} , Ω_r .

II.9.2 EXERCICE02:

Pour un moteur asynchrone alimenté en courant, son modèle représentatif est défini par l'équation d'état ci-dessous.

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BI(t)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & (\omega s - \omega r) \\ -(\omega s - \omega r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} Q_{dr} \\ Q_{qr} \end{bmatrix}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) - C_r - f \Omega$$

- 1) Développer le modèle de la machine sous la forme différentielle.
- 2) Modéliser la machine par des fonctions de transferts en passant par la transformée de Laplace.
- 3) Dessiner le schéma bloc du moteur

MODELISATION MACHINE SYNCHRONE

II.10 INTRODUCTION

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (MSAP). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park. [4]

II.11 HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes:[5]

- ❖ L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- ❖ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.

- ❖ On admet que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

II.12 MODÈLE DYNAMIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE

La modélisation d'une Machine synchrone à aimant permanent (MSAP) est identique à celle d'un moteur synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu placée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant comme montre la Fig.II.8. [6]

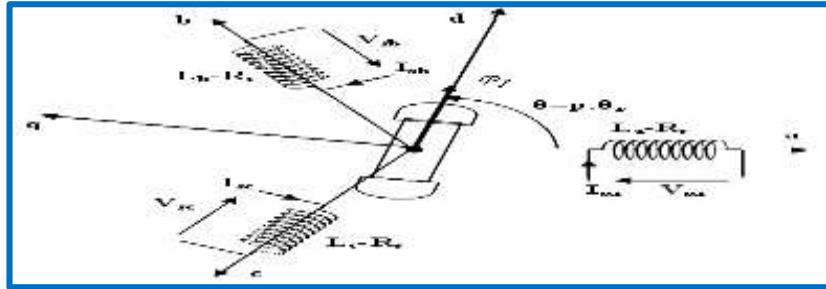


Fig.II. 8: Représentation schématique de la MSAP

II.12.1 EQUATIONS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES DANS LE REPÈRE TRIPHASÉ

II.12.1.1 LES ÉQUATIONS ÉLECTRIQUES

- ❖ Pour les trios phases :

$$[V_{abc}] = R[I_{abc}] + \frac{d\varphi_{abc}}{dt} \quad (\text{II.72})$$

- ❖ Les equations des tensions statoriques

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{II.73})$$

$$\text{Où : } \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}$$

Avec :

$[V_s]$: $[V_a V_b V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques.

$[I_s]$: $[I_a I_b I_c]^T$: Vecteur courants statoriques.

$[\varphi_s]$: $[\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$: Vecteur flux statoriques.

$$[R_s] : \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance du stator.}$$

II.12.1.2 LES ÉQUATIONS MAGNÉTIQUES:

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + \varphi_{fabc} \quad (\text{II.74})$$

Où : $[\varphi_s]$: $[\varphi_{sa} \varphi_{sb} \varphi_{sc}]$: Vecteur flux statoriques

$[I_s]$: $[I_{sa} I_{sb} I_{sc}]$: Vecteur courants statoriques

$[\varphi_f]$: $[\varphi_{af} \varphi_{bf} \varphi_{cf}]$: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statoriques.

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$ alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme : [5]-[6]

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{II.75})$$

$$\text{Avec : } [L_{s0}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.76})$$

Où : M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques, θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator

II.12.2 EQUATION MÉCANIQUE:

L'équation de vitesse est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (\text{II.77})$$

Avec :

J : Moment d'inertie de la partie tournante, Ω : Vitesse mécanique du moteur.

f : Coefficient de frottement visqueux, C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple de charge.

La Fig. II.9 montre les différents couples agissant sur le rotor :

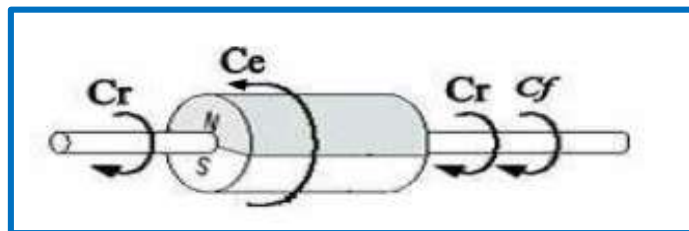


Fig.II. 9: Différents couples qui agissent sur le rotor

II.13 TRANSFORMATION TRIPHASÉ- BIPHASÉ (PARK)

L'étude analytique du comportement des équations (II.46) et (II.47) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park. [6]

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

Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifié de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.78})$$

On choisit de fixer le repère dq lié au rotor alors on a :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II.79})$$

$$\omega = \omega_s = \omega_r \quad (\text{II.80})$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.81})$$

Et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_d I_{ds} + \varphi_f \\ \varphi_{sq} = L_q I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.82})$$

En remplaçant les expressions des flux φ_{sd} et φ_{sq} dans le système (II.53) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_d \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_s (L_q I_{sq}) \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_q \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s (L_d I_{sd} + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.83})$$

II.13.1 EXPRESSION DE LA PUISSANCE ET DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

L'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq}) \quad (\text{II.84})$$

En remplaçant V_{sd} , V_{sq} par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + \left(\frac{d\varphi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} I_{sq} \right) + \omega (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \right] \quad (\text{II.85})$$

- $\frac{3}{2} R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2)$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} \left(\frac{d\varphi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} I_{sq} \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} \omega (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd})$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (\text{II.86})$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{II.87})$$

En remplaceant (I.14) dans (I.19) on obtient l'équation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_{sq} I_{sd} + \varphi_f I_{sq}] \quad (\text{II.88})$$

Avec : p : nombre de pair de pôles

II.14 MISE SOUS FORME D'ÉQUATIONS D'ÉTAT

En développant le système d'équations (II.50), (II.55) et (II.60) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel d-q : [6]

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_{sd} - R_s I_{sd} + \omega L_q I_{sq}) \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_{sq} - R_s I_{sq} - \omega L_d I_{sd} - \omega \varphi_f) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_{sq} I_{sd} + \varphi_f I_{sq}] \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \end{cases} \quad (\text{II.89})$$

On peut déduire la forme finale du modèle du MSAP dans le référentiel (d, q) comme suit :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II.90})$$

Où : $[\dot{X}]$: Équation d'état, $[A]$: matrice d'état, $[X]$: vecteur d'état, $[B]$: matrice de commande.

$[U]$: vecteur de commande.

$$\text{Avec : } [X] = [I_{sd} \quad I_{sq}]^T$$

$$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad \varphi_f]^T$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.91})$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

La Fig. II.10 montre le schéma bloc de MSAP sous l'environnement MATLAB Simulink.

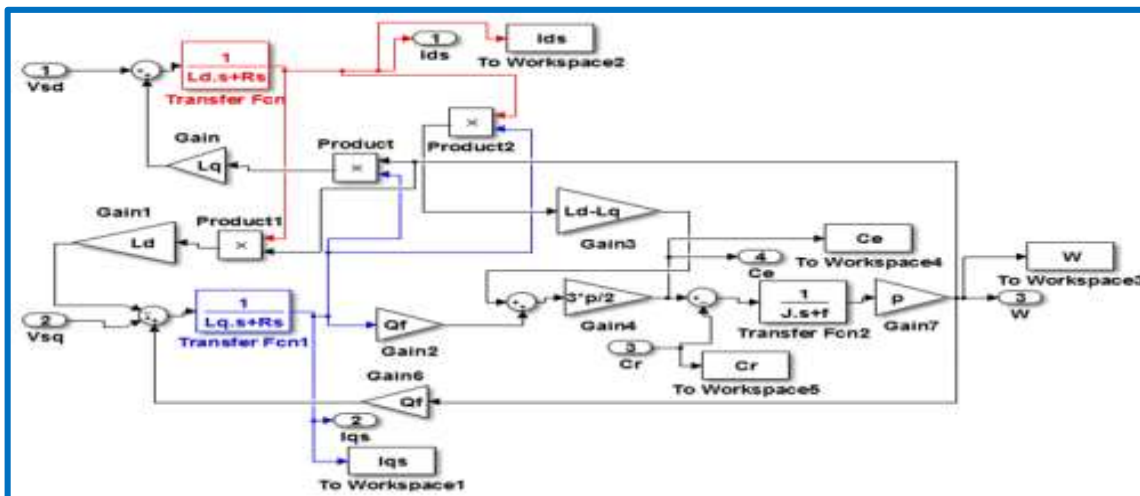


Fig.II. 10: Schéma bloc d'une MSAP

La simulation du modèle de la MSAP peut être effectuée à l'aide de Matlab / Simulink. On simule le comportement de la machine synchrone alimentée par un système de tension

triphasée sinusoïdale et équilibrées, avec application d'un couple de charge dans un intervalle de temps [1s, 2.5s]. Le résultat de simulation est indiqué à la Fig II.11.

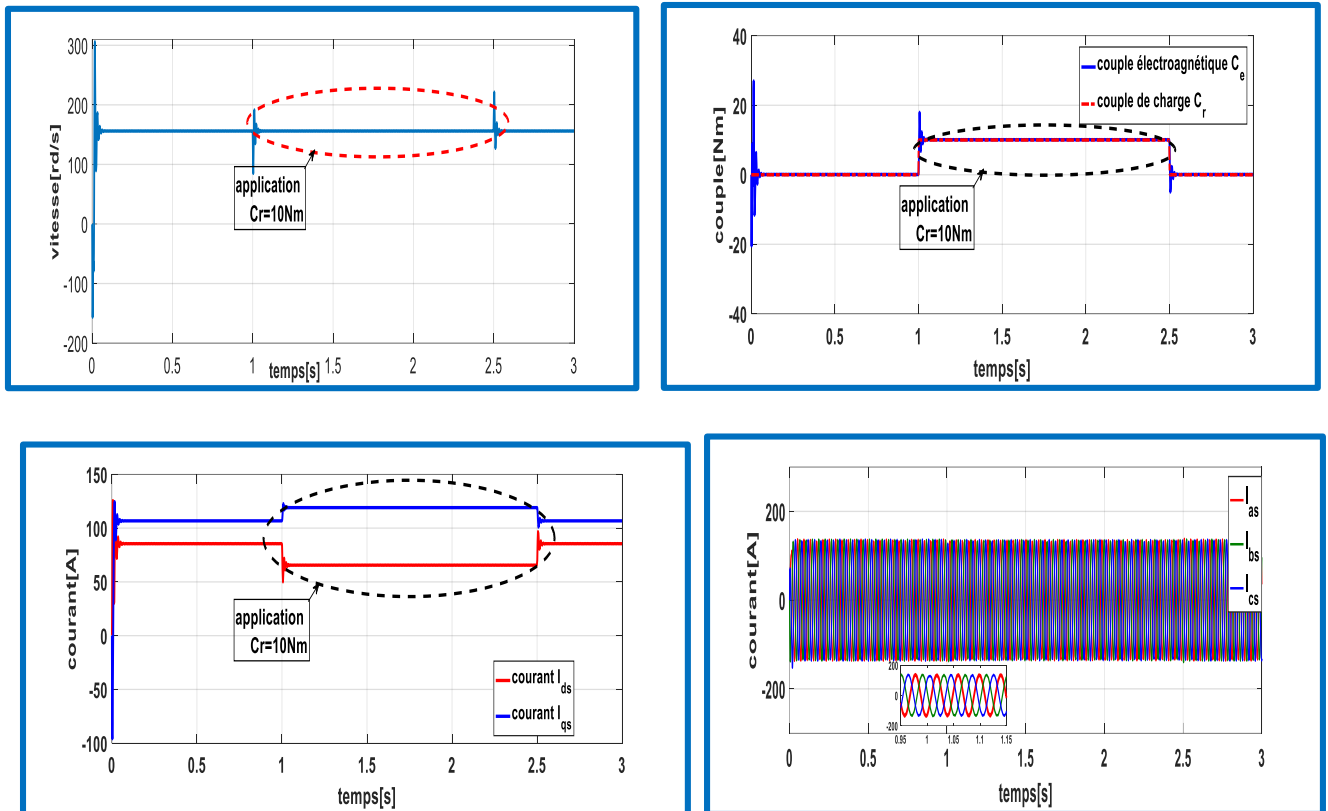


Fig.II. 11 : Simulation du démarrage et de l'application d'une charge sur la machine synchrone à aimant permanent

II.15 EXERCICES:

II.15.1 EXERCICE 1

Pour une machine synchrone (MS) triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques (V_{ds} , V_{qs}) nous obtenons le modèle de la machine sous la représentation d'état dans le repère de Park, tel que :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$$

$$\text{Avec : } \dot{X} = [I_{sd} I_{sq}] ; [U] = [V_{sd} V_{sq}]$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

- 1) Développer le modèle de la machine sous la forme différentielle ?
- 2) En passant par la transformée de Laplace, déterminer les différentes sorties : I_{ds} , I_{qs} ?
- 3) Donner le modèle Simulink de passage de système de courant en système biphasé (abc- $\alpha\beta$ -dq) de courant triphasée?

❖ Solution

1) Le modèle de la machine sous la forme différentielles est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ \varphi_f \end{bmatrix}$$

2) les différentes sorties : I_{ds} , I_{qs} :

$$\dot{I}_{sd} = \left(\frac{1}{L_d - R_s} \right) [V_{sd} + \omega L_q I_{sq}]$$

$$\dot{I}_{sq} = \left(\frac{1}{L_d - R_s} \right) [V_{sq} + \omega \varphi_f + \omega L_d I_{sd}]$$

3) le modèle Simulink de passage de système de courant en système biphasé (abc- $\alpha\beta$ -dq) de courant triphasée

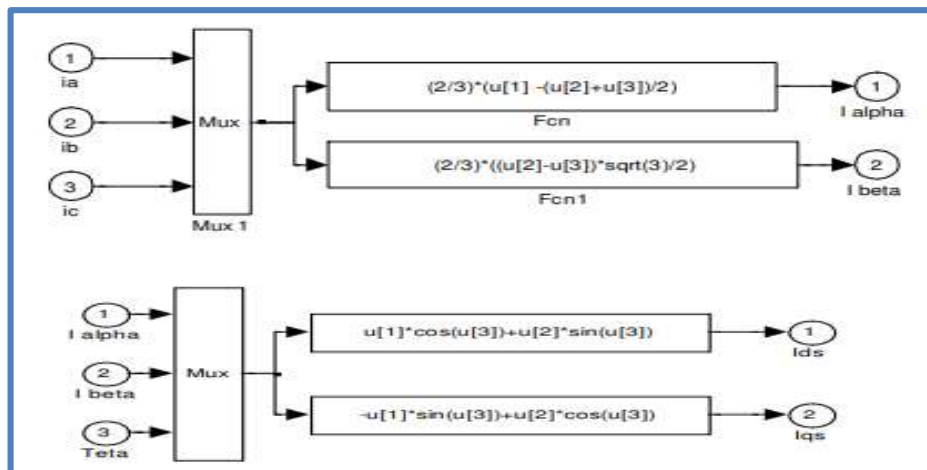


Fig.II. 12 Le modèle Simulink de la transformation de Park (abc- $\alpha\beta$ -dq) de courant

II.15.2 EXERCICE2

Voici le système différentielles d'un machine synchrone à aimant permanent:

$$[\dot{X}] = [I_{sd} I_{sq}] ; [U] = [V_{sd} V_{sq}]$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad Et \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

1)- A partir de l'équation d'état on détermine les équations des courants ?

2) - Met le schéma bloc de machine synchrone en utilisant la place?

STRATIGES DE CONTROLE ET DE COMMANDE DES MACHINES ASYNCHRONES

RAPPEL SUR LA COMMANDE SCALAIRE

III.1 INTRODUCTION

La commande scalaire est, la plus ancienne et la plus simple des lois de commande d'une machine asynchrone. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation.[5]-[6]

Cette méthode de commande est basée sur le modèle en régime permanent sinusoïdal. Elle permet d'atteindre des performances remarquables en pratique. La commande la plus utilisée est la loi (V/F).

Le principe de la commande scalaire c'est de varier la vitesse en maintenant le rapport $\frac{v_s}{f}$ constant. Ce signifie que la variation de la vitesse MAS se fait en maintenant le flux statorique et le couple maximale en régime permanent constant.

III.2 MODELE DE LA MAS RAMENE AU ROTOR

Pour mettre en évidence les principes généraux de réglage du couple électromagnétique de la machine asynchrone, nous allons adopter le modèle du régime permanent sinusoïdal en utilisant la notation de vecteur complexe. Le contrôle de vitesse le plus simple, dit $\frac{v_s}{f}$, permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. Les équations qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basées sur le modèle 'régime permanent' de la machine.[6]

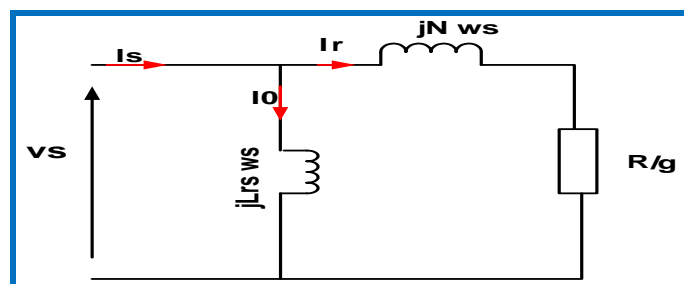


Fig.III. 1 : Schéma de MAS ramené au rotor

Avec :

$$R = R_r \left(\frac{L_r}{L_m} \right)^2$$

$$N = \sigma L_r \left(\frac{L_r}{L_m} \right)^2$$

$$\sigma = 1 - \left(\frac{L_m^2}{L_r L_s} \right)$$

En doit prendre la loi de maille

$$V_s = R_s I_s + \left(JN w_s + \frac{R}{g} \right) I_r \quad (\text{III-1})$$

R_s : Négligeable

$$V_s = \left(JN w_s + \frac{R}{g} \right) I_r \quad (\text{III-2})$$

$$I_r = \frac{V_s}{\left(JN w_s + \frac{R}{g} \right)} \quad (\text{III-3})$$

$$P_{em} = 3 V_r I_r = 3 \frac{R}{g} I_r^2 \quad (\text{III-4})$$

$$C_{em} = P_{em} \frac{p}{w_s} = 3 \frac{p}{w_s} \frac{r_2}{g} I_r^2 = 3 \frac{p}{w_s} \frac{R}{g} \left(\frac{V_s}{JN w_s + \frac{R}{g}} \right)^2 \quad (\text{III-5})$$

$$C_{em} = 3 \frac{p}{w_s} \frac{R}{g} \frac{V_s^2}{\left(JN w_s + \frac{R}{g} \right)^2} \quad (\text{III-6})$$

$$C_{em} = 3 \frac{p}{w_s} \frac{R}{g} \frac{V_s^2}{(N w_s)^2 + \left(\frac{R}{g} \right)^2} \quad (\text{III-7})$$

$$C_{em} = \frac{3 p V_s^2}{w_s} \frac{\frac{R}{g}}{(N w_s)^2 + \left(\frac{R}{g} \right)^2} \quad (\text{III-8})$$

Le C_{em} est maximale quand le glissement est faible, Le glissement est faible quand : $N w_s = \frac{R}{g}$

$$C_{em_M} = \frac{3 p V_s^2}{w_s} \frac{\frac{R}{g}}{2 \left(\frac{R}{g} \right)^2} \quad (\text{III-9})$$

$$C_{em_M} = \frac{3 p V_s^2}{2 w_s \frac{R}{g}} \quad (\text{III-10})$$

$$\frac{R}{g} = N w_s \quad (\text{III-11})$$

$$g = \frac{R}{N w_s} \quad (\text{III-12})$$

En remplace l'équation de glissement (III-12) dans l'équation de C_{em_M} (III-10)

$$C_{em_M} = \frac{3 p V_s^2}{2 w_s \frac{R}{N w_s}} = \frac{3 p V_s^2}{2 w_s R \frac{N w_s}{R}} = \frac{3 p V_s^2}{2 N w_s^2} \quad (\text{III-13})$$

$$C_{em_M} = \frac{3 p V_s^2}{2 N (2 \pi f)^2} = \frac{3 p V_s^2}{8 \pi^2 N f^2} \quad (\text{III-14})$$

$$C_{em_M} = \frac{3 p}{8 \pi^2 N} * \left(\frac{V_s}{f} \right)^2 \quad (\text{III-15})$$

$$\text{Donc } C_{em_M} = K * \left(\frac{V_s}{f} \right)^2 \quad (\text{III-16})$$

$$\text{Avec : } K = \frac{3 p}{8 \pi^2 N}$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique.

En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (régime quasi-statique) de la machine asynchrone (Fig III.1)

En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On ait en régime de « défluxage ». Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $w > w_s$ de la Fig III.1).

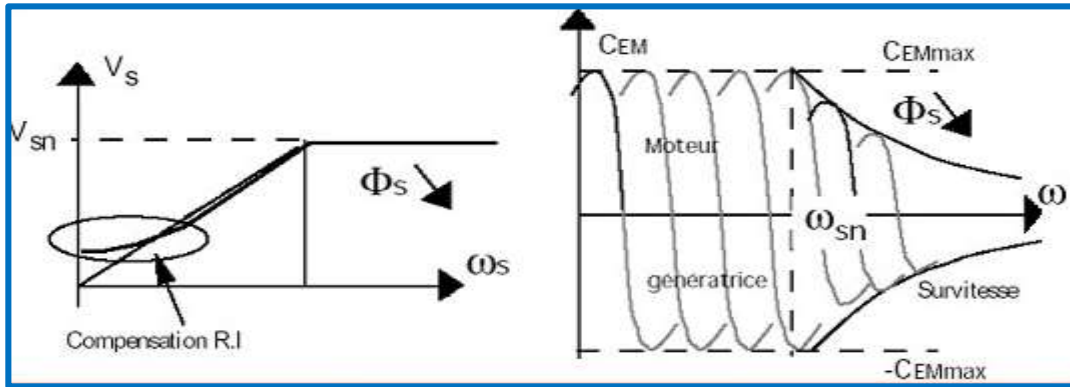


Fig.III. 2: Principe commande $\frac{V_s}{f}$ [6]

La Fig.III.3présent la commande scalaire d'un machine asynchrone

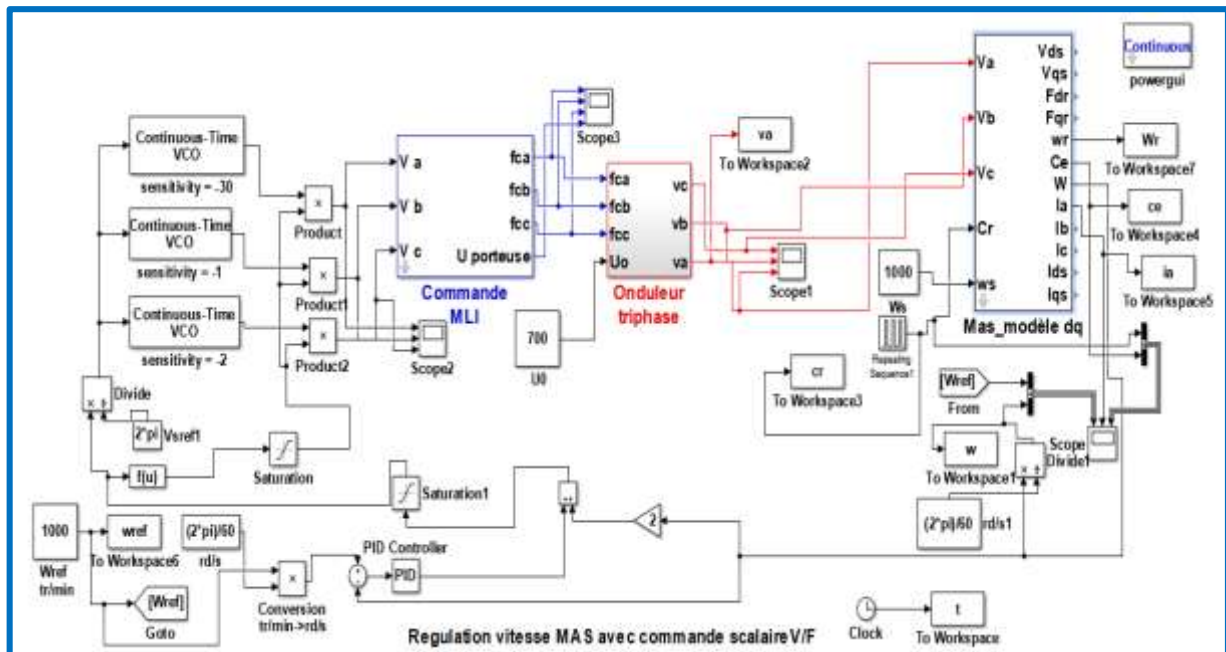


Fig.III. 3 : Régulation de vitesse MAS avec commande scalaire V/F

La simulation du commande scalaire de la MAS avec régulation de vitesse peut être effectuée à l'aide de Matlab / Simulink. On simule le comportement de la machine asynchrone associée d'un onduleur triphasé, avec application d'un couple de charge à l'intervalle de temps [0.15s, 0.4s]. Le résultat de simulation est indiqué à la Fig III.4.

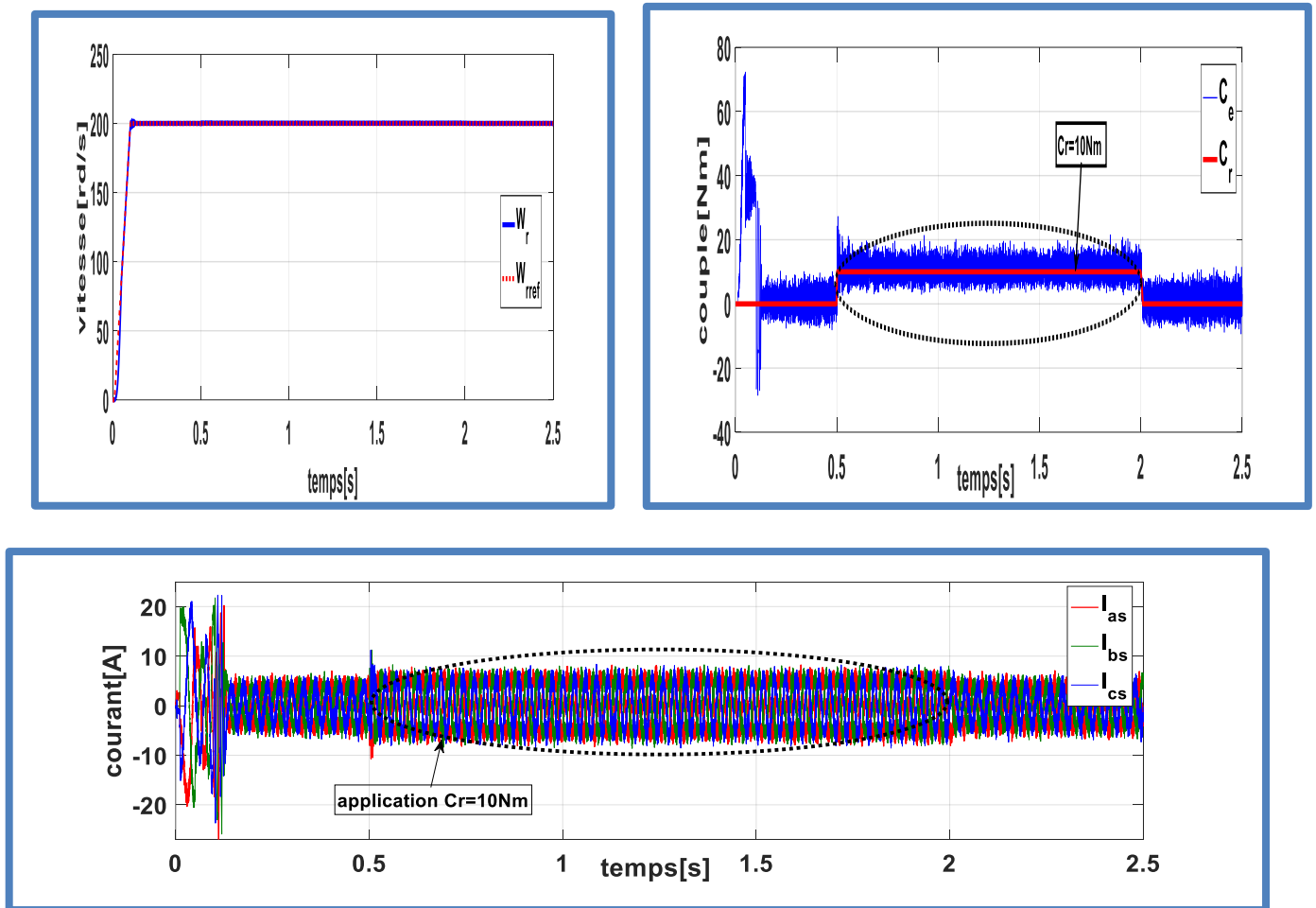


Fig.III. 4 : Résultat de vitesse, couple et courant statorique de la commande scalaire de MAS avec régulation de vitesse

III.3 EXERCICES

III.3.1 EXERCICE01:

Un moteur asynchrone bipolaire connecté en étoile (sa tension composée 480v et sa fréquence 60Hz) possède une résistance rotorique ramenée au stator de $R_r=0.3\Omega$. Le moteur entraîné une charge constante de 60Nm. En admettant que le moteur est contrôlé par la loi scalaire $\frac{V}{f} = \text{constant}$

- ✚ Calculer pour une fréquence 50 Hz la vitesse de rotation en considérant que le glissement est faible (Dans le cas où le couple est approximé par : $C_e = \frac{V_s^2 g}{W_s R_r}$ ou V_s la tension statorique simple, g le glissement et W_s est la vitesse de synchronisation.

✚ Solution

$$C_e = C_r = 60\text{Nm}$$

$$C_e = \frac{V_s^2 g}{W_s R_r} \tag{III-17}$$

$$g = \frac{W_s R_r C_e}{V_s^2} = \frac{2 \pi 50 0.3 60}{(480)^2} = \frac{18840}{230400} = 0.0817 = 8.17\%$$

$$g = \frac{w_s - w}{w_s} \quad (\text{III-18})$$

$$w = \frac{w_s}{p} (1 - g) = \frac{314}{2} (1 - 0.0817) = 144.17 \frac{\text{rd}}{\text{s}} = 1787.23 \frac{\text{tr}}{\text{m}}$$

III.3.2 Exercice 02:

La machine asynchrone à cage triphasée a quatre pôles dont le stator est couplé en triangle. Dans toute la suite du problème on négligera r_1 et on prendra $X_0 = 0.4 [\Omega]$, $r_2 = 10 [\text{m} \Omega]$, $X_2 = l_2 \omega = 60 [\text{m} \Omega]$, $p=2$ et $V=110 [\text{V}]$

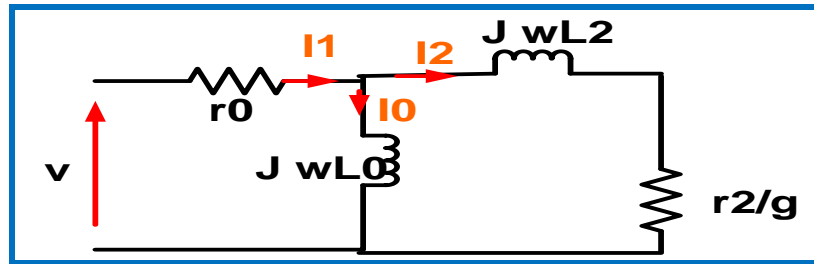


Fig.III. 5 : Modèle de MAS ramené au rotor

A partir de Fig.III.5 :

- ✚ Donner l'expression du couple $C_{em} = f(P_{em}, \omega)$.
- ✚ Etablir l'expression de l'intensité efficace I_2 du courant dans la résistance r_2/g .
- ✚ En déduire la puissance consommée dans r_2/g .
- ✚ Montrer que le moment C_{em} du couple de la machine peut s'écrire :

$$C_{em} = \frac{\sqrt{3} p (V)^2}{w} \frac{\frac{r_2}{g}}{\left(\frac{r_2}{g}\right)^2 + (L_2 w)^2} \quad (\text{III-19})$$

Pour quelle valeur de glissement g , le couple est-il maximal ?

Donner la valeur de ce maximum C_{emM} et la vitesse de rotation correspondante en tr/min ?

Si on maintient le rapport V/ω constant, la valeur maximale du moment du couple dépend-elle de la pulsation d'alimentation ?

Solution

$$1. P_{em} = C_{em} \Omega = C_{em} \frac{w_s}{p} \quad (\text{III-20})$$

$$C_{em} = P_{em} \frac{p}{w_s} = 3 \frac{p}{w_s} \frac{R_2}{g} I_2^2 = 3 \frac{p}{w_s} \frac{R_2}{g} \left(\frac{v}{J X_2 + \frac{R_2}{g}} \right)^2 \quad (\text{III-21})$$

$$2. v = \left(J X_2 + \frac{R_2}{g} \right) I_2 \quad (\text{III-22})$$

$$I_2 = \frac{v}{\left(J X_2 + \frac{R_2}{g} \right)} \quad (\text{III-23})$$

$$3. P_{em} = 3 v I_2 = 3 \frac{R_2}{g} I_2^2 \quad (\text{III-24})$$

$$4. C_{em} = P_{em} \frac{p}{w_s} = 3 \frac{p}{w_s} \frac{R_2}{g} I_2^2 = 3 \frac{p}{w_s} \frac{R_2}{g} \left(\frac{v}{J X_2 + \frac{R_2}{g}} \right)^2 \quad (\text{III-25})$$

$$C_{em} = 3 \frac{p}{w_s} \frac{R_2}{g} \frac{v^2}{\left(J X_2 + \frac{R_2}{g} \right)^2} \quad (\text{III-26})$$

$$C_{em} = 3 \frac{p R_2}{w_s g} \frac{v^2}{(X_2)^2 + (\frac{R_2}{g})^2} \quad (\text{III-27})$$

$$C_{em} = \frac{3 p v^2}{w_s} \frac{\frac{R_2}{g}}{(X_2)^2 + (\frac{R_2}{g})^2} \quad (\text{III-28})$$

5. Le C_{em} est maximale quand le glissement est faible

Le glissement est faible quand: $X_2 = \frac{R_2}{g}$

$$C_{em_M} = \frac{3 p v^2}{w_s} \frac{\frac{R_2}{g}}{2(\frac{R_2}{g})^2} = \frac{3 p v^2}{2 w_s \frac{R_2}{g}} \quad (\text{III-29})$$

$$g = \frac{R_2}{X_2} = \frac{10.5 \cdot 10^{-3}}{0.23} = 0.045 = 4.5\%$$

$$6. C_{em_M} = \frac{3 p v^2}{2 w_s \frac{R_2}{g}} \quad (\text{III-30})$$

$$X_2 = \frac{R_2}{g}, X_2 = w_s L_2 = 60 \rightarrow L_2 = \frac{60}{w_s} = \frac{60}{2 \pi 50} = 0.19H$$

$$g = \frac{R_2}{X_2} = \frac{R_2}{w_s L_2}$$

En remplace l'équation de glissement dans l'équation de C_{em_M}

$$C_{em_M} = \frac{3 p v^2}{2 w_s \frac{r_2}{w L_2}} = \frac{3 p v^2}{2 w_s r_2 * \frac{w_s L_2}{r_2}} = \frac{3 p v^2}{2 L_2 w_s^2} \quad (\text{III-31})$$

$$C_{em_M} = \frac{3 p v^2}{2 L_2 (2 \pi f)^2} = \frac{3 p v^2}{8 \pi^2 L_2 f^2} \quad (\text{III-32})$$

$$C_{em_M} = \frac{3 p}{8 \pi^2 L_2} * \left(\frac{v}{f}\right)^2 \quad (\text{III-33})$$

$$C_{em_M} = \frac{6}{8 \pi^2 0.19} * \left(\frac{110}{50}\right)^2 = \frac{6}{3.764} * 4.84$$

$$C_{em_M} = 7.751 Nm$$

$$g = \frac{w_s - w}{w_s} \quad (\text{III-34})$$

$$w = \frac{w_s}{p} (1 - g) = \frac{314}{2} (1 - 0.045) = 149.93 \frac{rd}{s} = 1848 \frac{tr}{m}$$

Oui C_{em_M} depend de la pulsation

Avec:

$$C_{em_M} = \frac{3 p v^2}{2 w_s \frac{r_2}{w L_2}} = \frac{3 p v^2}{2 w_s r_2 * \frac{w_s L_2}{r_2}} = \frac{3 p v^2}{2 L_2 w_s^2} \quad (\text{III-35})$$

III.3.3 EXERCICE 03:

On donne une machine asynchrone MAS, tel que $V_s = 220 V$, $f_s = 50 Hz$, $R_r = 10\Omega$, $L_r = 0.2H$ et $p = 1$. (Les pertes magnétiques sont négligeables) Le couple résistant $C_r = 0.9N.m$

1. Calculer le courant de démarrage et le couple de démarrage.

2. Calculer le couple électromagnétique maximal et le glissement correspondant.

3. Tracer la courbe du couple électromagnétique et celle du couple résistant.

4. Calculer le nombre des points d'équilibres. 5. Calculer le glissement et la vitesse du rotor pour le couple de charge C_r .

III.3.4 EXERCICE 04:

Voici le modèle équivalent d'une phase du moteur asynchrone :

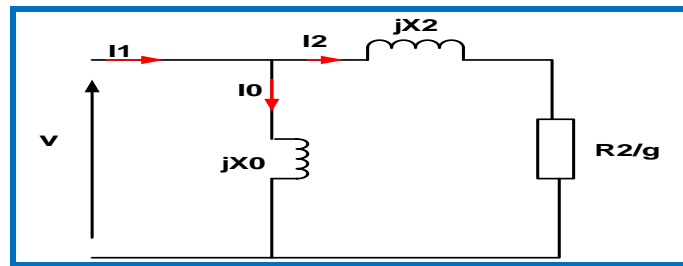


Fig.III. 6 : modèle équivalent d'une phase du moteur asynchrone

1. Déterminer l'expression de courant I_2 en fonction de V, X_2, R_2 et g ?
2. Déterminer l'expression de puissance ramenée au rotor en fonction V, X_2, R_2 et g ?
3. Déterminer l'expression de couple électromagnétique développé par la machine?
Avec $\omega_s = 2\pi f$
4. Déterminer le glissement g tel que le couple électromagnétique C_{emax} soit maximal en fonction de X_2 et R_2 , faire l'application numérique?
 $V = 230\text{v}, X_0 = 3.76\Omega, X_2 = 0.23\Omega, R_2 = 12,5\text{m}\Omega, f = 50\text{Hz}, P = 1$
5. Démontrer que $C_{emax} = K\left(\frac{V}{f}\right)^2$ et définir la constant K?

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.4 INTRODUCTION

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées technologiques et techniques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande envisageables.

Ce qui était dévolu dans le passé à la machine à courant continu est maintenant l'apanage des moteurs à courant alternatif.

Actuellement, le contrôle de vitesse des machines asynchrones s'effectue par la commande vectorielle. Dans ces approches, l'algorithme de commande repose sur une modélisation de la machine à piloter.

La commande vectorielle est faite l'objet de nombreuses études et donné lieu à de multiples applications industrielles.

La machine à courant continu présente un découplage naturel entre le flux et le couple électromagnétique et elle est parfaitement adaptée à la vitesse variable. Elle a permis, dès l'apparition de l'électronique de puissance, de satisfaire la plus grande partie des besoins. Toutefois, certaines industries tolèrent mal le collecteur mécanique en raison de sa fragilité et le danger qu'il peut entraîner dans des atmosphères explosibles.[5]-[6]

Dans la machine à courant continu à excitation séparée, le couple est donné par la relation :

$$C_e = k I_a I_f \quad (\text{III-36})$$

I_a : est le courant d'induit , I_f : est le courant inducteur , k : constante

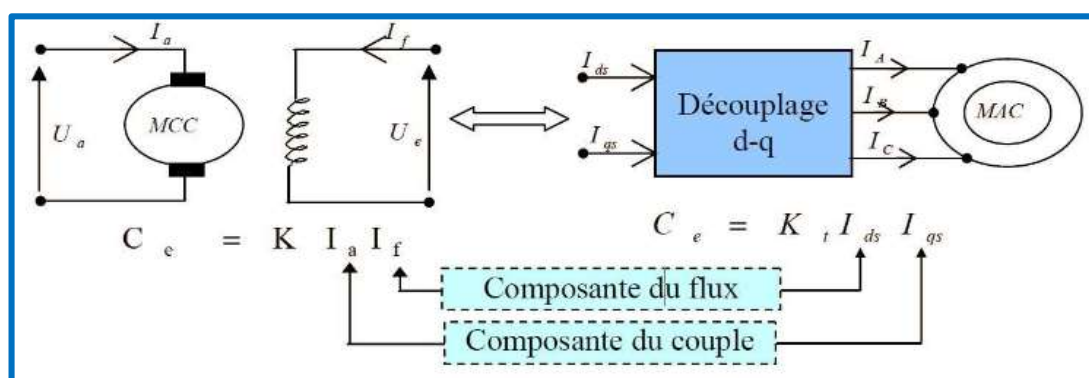


Fig.III. 7: Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC [4]
En maintenant le courant I_f constant par circuit de réglage de l'inducteur, le couple C_e dépend uniquement de courant I_a .

Un intérêt considérablement a été accordé à la machine à courant alternatif au détriment du moteur à courant continu. La machine asynchrone est le choix par excellence d'un grande

nombre d'industriels, vue son prix, sa robustesse et surtout c'est une machine qui n'a pas de collecteur mécanique, mais la machine asynchrone présente des difficultés au niveau de la commande, ces difficultés résident dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre différentes grandeurs comme le flux, le couple, la vitesse ou la position.[5]-[7]

$$C_e = \frac{3 n_p L_m}{2 L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{III-37})$$

Pour remédier à ce problème en utilise la commande vectorielle dite commande par orientation du flux, cette technique de commande est considérée comme un outil fort qui peut fournir les mêmes performances que celle réalisées par un machine à courant continu à excitation séparée.

III.5 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE

La commande par méthode de flux orienté est une technique qui malgré la structure complexe et non linéaire de la MAS, permet sa commande de façon similaire à celle de la machine à courant continu, cette méthode à flux orienté basée sur le modèle de la machine asynchrone, on fait orienter le système d'axes (d, q) de manière à ce que l'axe d ou q devienne en phase avec le flux, d'où le nom de commande vectorielle à flux orienté.[6]-[7]

Dans le modèle biphasé de la machine asynchrone représenté par les équations d'état qui est présenté en chapitre II nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe d (FigIII-8).

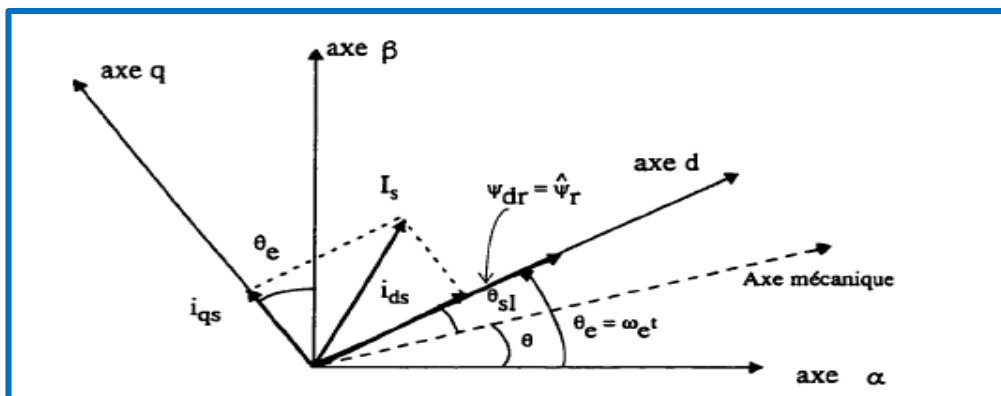


Fig.III. 8: Orientation de flux [4]

III.5.1 TECHNIQUE D'ORIENTATION DE FLUX

A partir du modèle de Park de la machine asynchrone, le courant statorique peut être décomposé en deux composantes : I_{sd} composante magnétisante qui produit le flux, et I_{sq} composante produisant de couple. Ces deux composantes sont découplées et commandées séparément.[6]-[5]

Ainsi, pour obtenir ce découplage, trois types de commande par flux orienté de la MAS sont possibles et vérifient le degré de découplage entre le flux et le couple, il s'agit :

1-Orientation de flux rotorique $\Phi = \Phi_{rd} = \Phi_r$; $\Phi_{rq} = 0$

2-Orientation de flux statorique $\Phi = \Phi_{sd} = \Phi_s$; $\Phi_{sq} = 0$

3-Orientation de flux d'entrefer $\Phi = \Phi_{gd} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$

a)-Dans le premier cas (Orientation de flux rotorique): à partir de l'équation

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{n_p L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd})$$

L'expression de couple électromagnétique devient

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{n_p L_m}{L_r} \Phi_{rd} I_{sq} \quad (\text{III-38})$$

Le couple est proportionnel au produit du flux par la composante statorique en quadrature avec le flux. Avec Orientation de flux rotorique qui est appliqué sur l'équation de flux :

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - n_p \Omega) \Phi_{rq} \quad (\text{III-39})$$

On obtient :

$$(1 + \tau_r p) \Phi_{rd} = L_m I_{sd} \quad (\text{III-40})$$

Ainsi, le flux ne dépend que de la composante du courant statorique dans l'axe d, d'où un découplage naturel entre le flux et les grandeurs selon l'axe q.

Equation $\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - (\omega_s - n_p \Omega) \Phi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rq}$ donne la position angulaire du flux rotorique

par rapport à la phase statorique :

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m I_{sq}}{\tau_r \Phi_{rd}} \quad (\text{III-41})$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{III-42})$$

La Fig.III.9 présent le schéma bloc de technique .d'orientation de flux rotorique

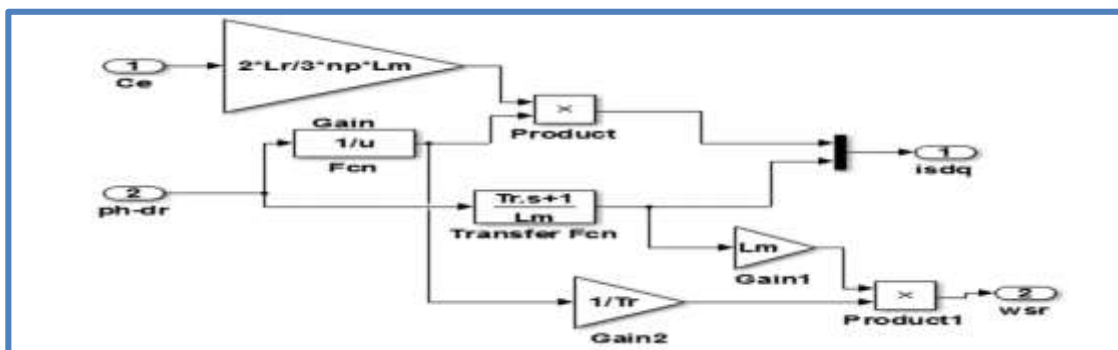


Fig.III. 9 : Schéma bloc de technique d'orientation de flux rotorique

b)-dans le deuxième cas (Orientation de flux statorique) : D'après la relation de couple

$$C_e = \frac{3}{2} n_p (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd})$$

par l'application de la méthode Orientation de flux statorique, le couple électromagnétique à pour expression :

$$C_e = \frac{3}{2} n_p \Phi_{sd} I_{sq} \quad (\text{III-43})$$

Le couple est donc le produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. En utilisant la première équation rotorique du modèle général en régime transitoire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - n_p \Omega) \Phi_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{III-44})$$

En obtient :

$$\frac{1}{L_s} (1 + \tau_r p) \Phi_{sd} = (1 + \sigma \tau_r p) I_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma \tau_r I_{sq} \quad (\text{III-45})$$

Le flux statorique ne dépend pas uniquement de la composante du courant statorique dans l'axe d mais d'un terme contenant la composante dans l'axe q. Donc ce choix de référentiel d'orientation ne permet pas un découplage naturel entre le couple et le flux.

c)-Dans le troisième cas (Orientation de flux entrefer): le couple électromagnétique s'exprime selon la relation

$$C_e = \frac{3}{2} n_p \Phi_{gd} I_{sq} \quad (\text{III-46})$$

La relation entre le flux et les courants statorique est définit par :

$$\frac{1}{L_s} (1 + p \tau_r n_p) \Phi_{gd} = (1 + p \tau_r n_p) I_{sd} - (\omega_s - \omega) \tau_r I_{sq} \quad (\text{III-47})$$

Le flux dépend des composantes du courant statorique et ainsi, il n'y a pas de découplage naturel entre le flux et les variables selon l'axe q.

En conclusion, dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, ce composant est l'image de couple.

Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante du courant statorique. Dans notre travail, nous choisissons la technique d'orientation du flux rotorique par ce qu'elle présente une meilleure performance par rapport aux autres technique d'orientation du flux.

-Alors le système d'équations d'état de MAS représente dans le chapitre II en choisissant le référentiel lié au champ tournant et par l'application de la méthode d'orientation de flux rotorique devient : [7]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{n_p l_m}{\tau_r L_r} \Phi_{rd} I_{sq} - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \\ \frac{dI_{sd}}{dt} = -\lambda I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{k}{\tau_r} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \lambda I_{sq} - n_p \Omega k \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{III-48})$$

On remarque qu'il y a un grand couplage entre le courant I_{sq} et la tension V_{sd} d'une part et le courant I_{sd} et la tension V_{sq} d'autre part.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (\sigma L_s \lambda I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt}) - (\frac{\sigma L_s k}{\tau_r} \Phi_{rd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq}) \\ V_{sq} = (\sigma L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt}) + (\sigma L_s n_p \Omega k \Phi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sd}) \end{array} \right. \quad (\text{III-49})$$

IL nécessaire de réaliser un découplage dont l'objet est de modéliser la machine sous forme d'un ensemble de deux sous système mono variables évoluant en parallèle de façon à que leurs commandes soient non interactives.

III.5.2 DÉCOUPLAGE VECTORIEL EN TENSION

III.5.2.1 TECHNIQUE DE DÉCOUPLAGE

IL existe trois différentes techniques de découplage qui sont : [7]

⊠ Découplage par compensation

⊠ Découplage par retour d'état

⊠ Découplage par régulateur

Dans notre travail, nous avons choisi la première technique qui est le découplage par compensation.

III.5.2.1.1 DÉCOUPLAGE PAR COMPENSATION

Cette technique consiste à compenser le découplage entre le flux et le couple et cela par l'injection de deux tensions à la commande de la machine.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (\sigma L_s \lambda I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt}) - (\frac{\sigma L_s k}{\tau_r} \Phi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sq}) \\ V_{sq} = \left(L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \right) + \sigma L_s n_p \Omega K \Phi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} \end{array} \right. \quad (\text{III-50})$$

Le système d'équation (III-50) peut être écrit sous la forme suivante

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd}^{ref} - E_q \\ V_{sq} = V_{sq}^{ref} + E_d \end{cases} \quad (III-51)$$

Avec

$$\begin{cases} V_{sd}^{ref} = \sigma L_s \lambda I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} ; & E_q = +\left(\frac{\sigma L_s K}{\tau_r} \Phi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sq}\right) \\ V_{sq}^{ref} = \sigma L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} ; & E_d = +\sigma L_s n_p \Omega K \Phi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} \end{cases} \quad (III-52)$$

Combinant les systèmes d'équation (III-51) et (III-52), nous obtiendrons un niveau système pour lequel les actions sur l'axe d et q sont découplées

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sd} + V_{sd}^{ref} \\ \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sq} + V_{sq}^{ref} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - (\omega_s - n_p \Omega) \Phi_{rd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{n_p L_m}{\tau_r L_r} \Phi_{rd} I_{sq} - \frac{1}{J} C_e - \frac{1}{J} f \Omega \end{cases} \quad (III-53)$$

Le système (III-53) à une structure simplifiée, La dynamique du flux est parfaitement linéaire.

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} \\ \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sd} + V_{sd}^{ref} \end{cases} \quad (III-54)$$

Ce flux peut être contrôlé indépendamment par V_{sd} via un contrôleur PI Fig (III-10)

La Fig.III.10 présent le contrôle indépendamment de flux Φ_{rd} par V_{sd} .

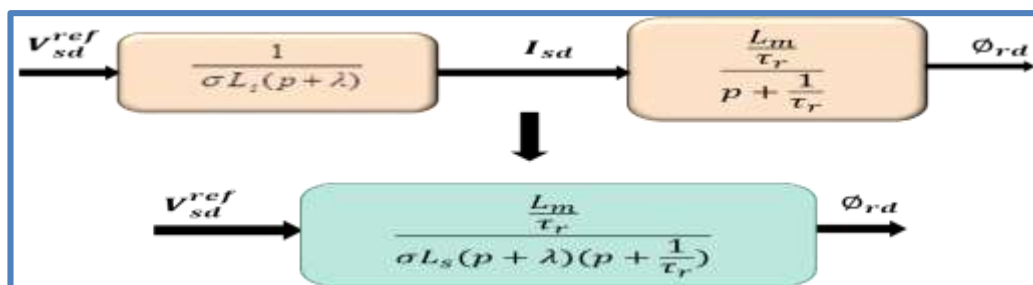


Fig.III. 10 : le contrôle indépendamment de flux Φ_{rd} par V_{sd} .

III.6 CALCUL DE RÉGULATEURS

La dimension d'un régulateur PI est basée sur la compensation du pôle le plus lent (dominant) de la dynamique du système à contrôler. Pour ce fait, on doit calculer la fonction de transfert du système en boucle ouverte (FTBO). En identifiant l'équation caractéristique du système on peut calculer sa fonction de transfert en boucle fermée (FTBF). [7]

III.6.1 RÉGULATION DU FLUX

D'après la Fig.III-10, on peut écrire la fonction de transfert de boucle du flux comme suit :

$$\frac{\Phi_{rd}(p)}{V_{sd}^{ref}} = \frac{\alpha L_m}{(p + \lambda)(p + \alpha)\sigma L_s} \quad (\text{III-55})$$

$$\text{Avec : } \alpha = \frac{1}{\tau_r}$$

Soit un régulateur proportionnel - intégral classique de type :

$$PI = K_{p1} + \frac{K_{i1}}{p} = K_{p1} \frac{p + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{p} \quad (\text{III-56})$$

$$FTBO(p) = K_{p1} \frac{p + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{p} \frac{\alpha L_m}{(p + \lambda)(p + \alpha)\sigma L_s} \quad (\text{III-57})$$

La Fig.III.11 présent le régulateur proportionnel intégrale de flux

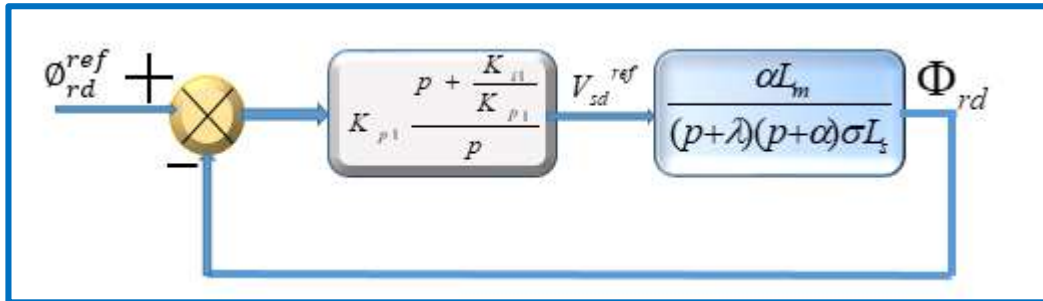


Fig.III. 11 : Schéma bloc de Régulation de flux

Compensons le pôle le plus dominant de la fonction de transfert du flux par du zéro du régulateur PI, c'est-à-dire, $p + \frac{K_{i1}}{K_{p1}} = p + \alpha$, ce qui se traduit par la condition : [7]

$$\alpha = \frac{K_{i1}}{K_{p1}} \quad (\text{III-58})$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$FTBO(p) = \frac{K_{p1}\alpha L_m}{p(p + \lambda)\sigma L_s} \quad (\text{III-59})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$FTBF(p) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s \lambda}{K_{p1} \alpha L_m} p + \frac{\sigma L_s p^2}{K_{p1} \alpha L_m}} \quad (\text{III-60})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse similaire à celle d'un système du 2^{eme} ordre dont la forme canonique est :

$$\frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2} \quad (\text{III-61})$$

Par identification, nous obtenons

$$\frac{\sigma L_s}{K_{p1} \alpha L_m} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{III-62})$$

$$\frac{\sigma L_s \lambda}{K_{p1} \alpha L_m} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n}$$

Le gain K_{p1} est donné par :

$$K_{p1} = \frac{\sigma L_s \lambda^2}{\alpha L_m (2\varepsilon)^2} \quad (\text{III-63})$$

L'équation (III-58) permet de déduire K_{i1} :

$$K_{i1} = \alpha K_{p1} = \frac{\sigma L_s \lambda^2}{L_m (2\varepsilon)^2} \quad (\text{III.64})$$

III.6.2 Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel de la Fig.III-12.

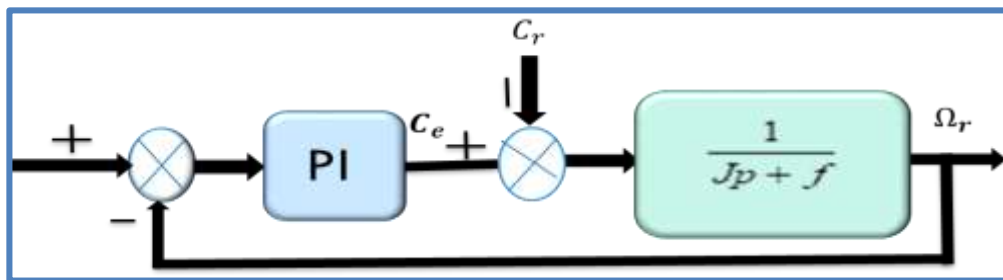


Fig.III. 12 : Schéma bloc d'un régulateur de vitesse

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{J p + f} (C_e - C_r) \quad (\text{III-65})$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{1}{J p + f} \left(\frac{K_{p3} p + K_{i3}}{p} \right) (\Omega^{ref} - \Omega) - \frac{1}{J p + f} C_r \quad (\text{III-67})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_{p3}p + K_{i3}}{Jp^2 + (K_{p3} + f)p + K_{i3}} \Omega^{ref} - \frac{p}{Jp^2 + (K_{p3} + f)p + K_{i3}} C_r \quad (\text{III-68})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} p + \frac{p^2}{\omega_n^2}}$, nous avons à résoudre le

système d'équation suivant :

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \Rightarrow J\omega_n^2 = K_{i3} \Rightarrow K_{i3} = \frac{(K_{p3} + f)\omega_n}{2\varepsilon J} \quad (\text{III-69})$$

$$\frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \Rightarrow K_{p3} = \frac{2K_{i3}\varepsilon - f\omega_n}{\omega_n} \quad (\text{III-70})$$

III.7 COMMANDE VECTORIELLE

IL existe deux méthodes de commande vectorielle :

III.7.1 COMMANDE VECTORIELLE DIRECT

Cette méthode concerne la connaissance du flux (module et phase) est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux.

En effet, dans la commande vectorielle direct, l'angle de Park θ_s est calculé directement à partir de l'information du flux (equation III-54) .Le flux magnétique peut être mesuré directement à l'aide de capteurs basés sur l'effet Hal ou estimé à partir des tensions et des courants statorique. Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. Les signaux sont entachés d'harmoniques d'encoches et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. Ainsi, l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux augmente considérablement le coût de sa fabrication et le rend plus fragile.

Dans ce cas, on fait appel à des estimateurs ou on effectue des mesures qui sont sensibles aux variations de la constante de temps rotorique, la Fig.III.13 présent la commande vectorielle directe. [5]-[7]

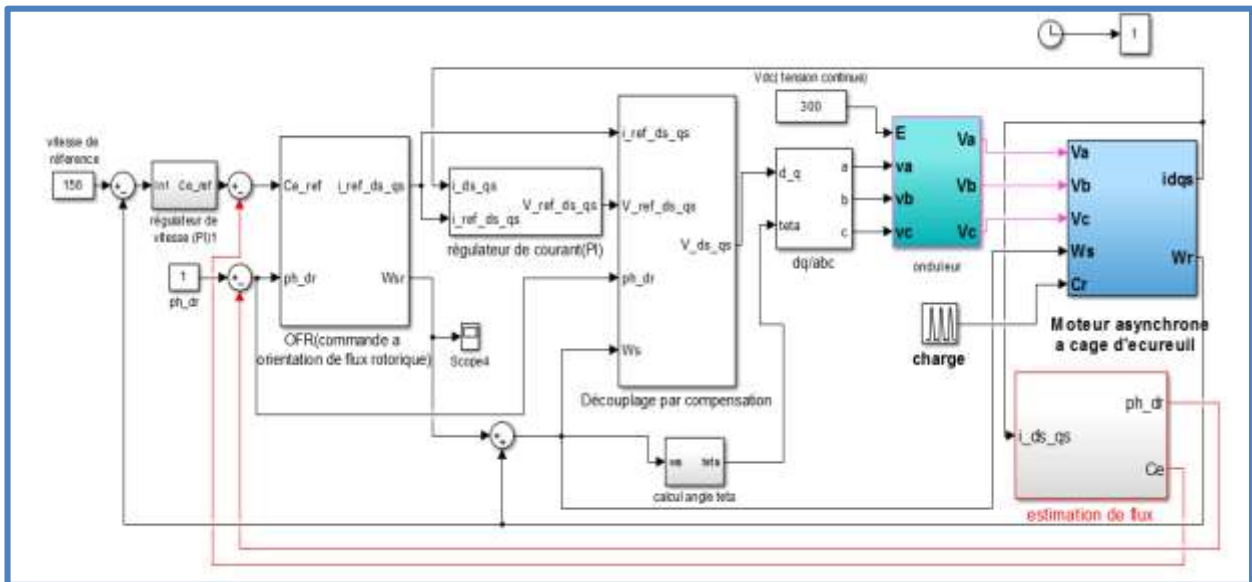


Fig.III. 13 : Principe de contrôle direct de MAS alimenté en tension

La Fig.III.14 le schéma bloc d'estimateur de flux et couple

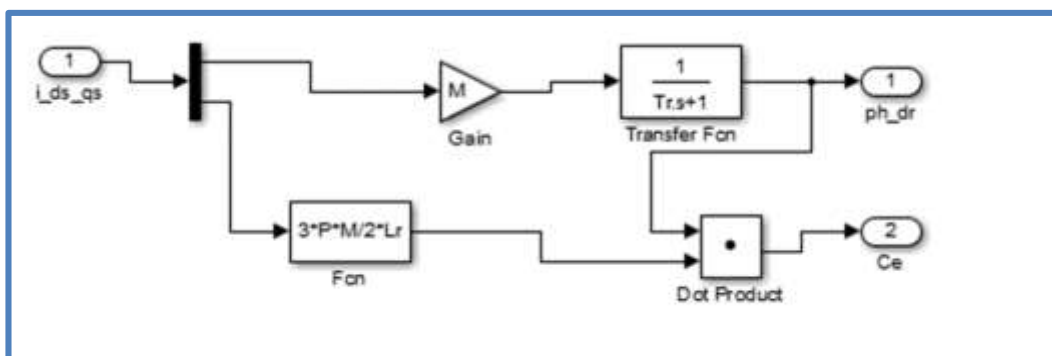


Fig.III. 14 : Estimateur de flux et couple

La simulation du commande vectorielle directe de la MAS avec régulation de vitesse et courants est effectuée à l'aide de Matlab / Simulink. On simule le comportement de la machine asynchrone associe d'un onduleur triphasé, avec application d'un couple de charge à l'intervalle de temps [1.5s, 2.5s]. Les résultats de simulation sont indiqués par la Fig III.15.

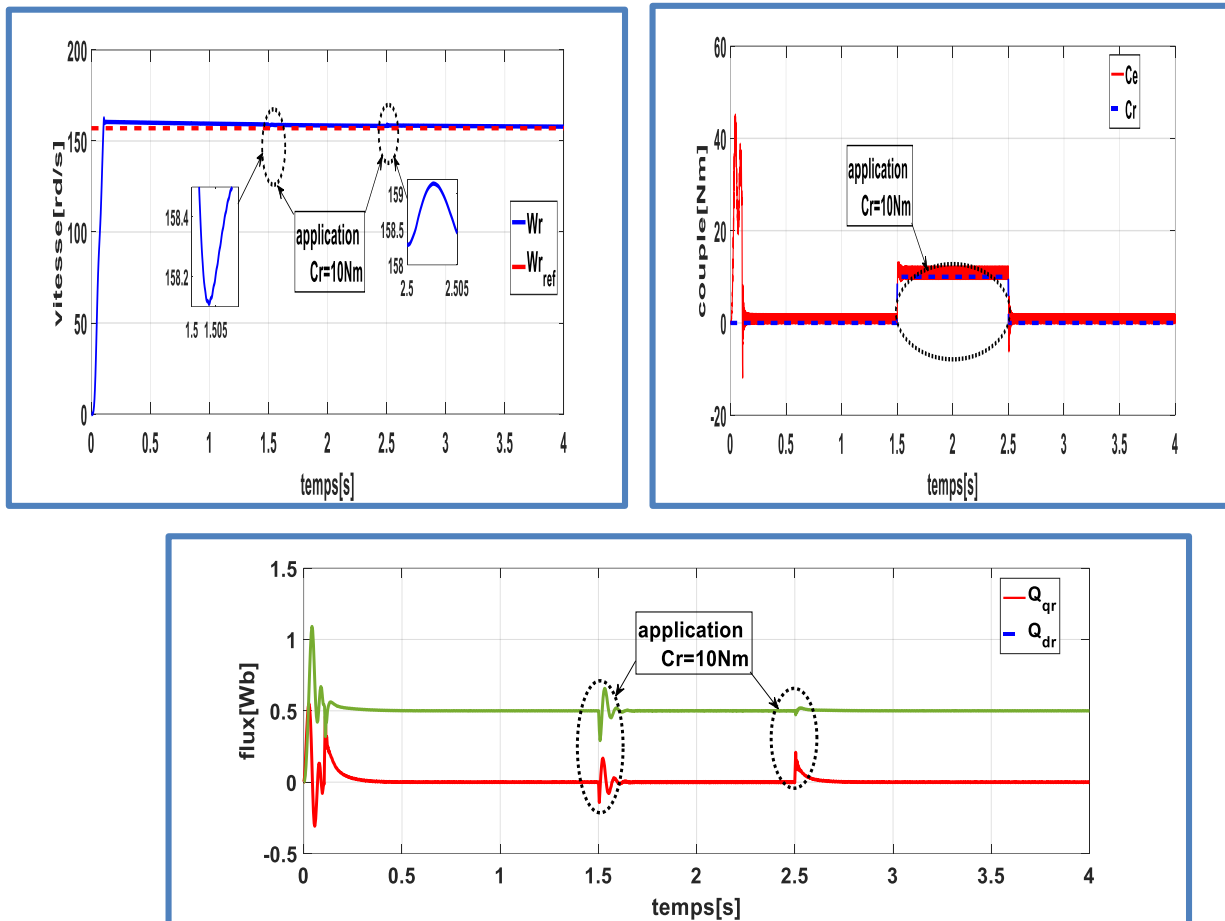


Fig.III. 15 : Résultat vitesse, couple et flux de la commande vectorielle direct MAS

III.7.2 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

Dans cette méthode, l'angle de Park θ utilisé pour la transformation directe et inverse, est calculé (équation III-41) à partir de pulsation statorique qui est reconstitué à l'aide de la vitesse de la machine et de pulsation statorique.

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc besoin ni de capteur, ni d'estimateurs ou d'observateur du flux.

Si l'amplitude du flux rotorique n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor .IL est important de souligner que ce principe de contrôle est simple à réaliser, mais son inconvénient qu'il exige un capteur de position, la Fig.III.16 présente la commande vectorielle indirecte. [5]

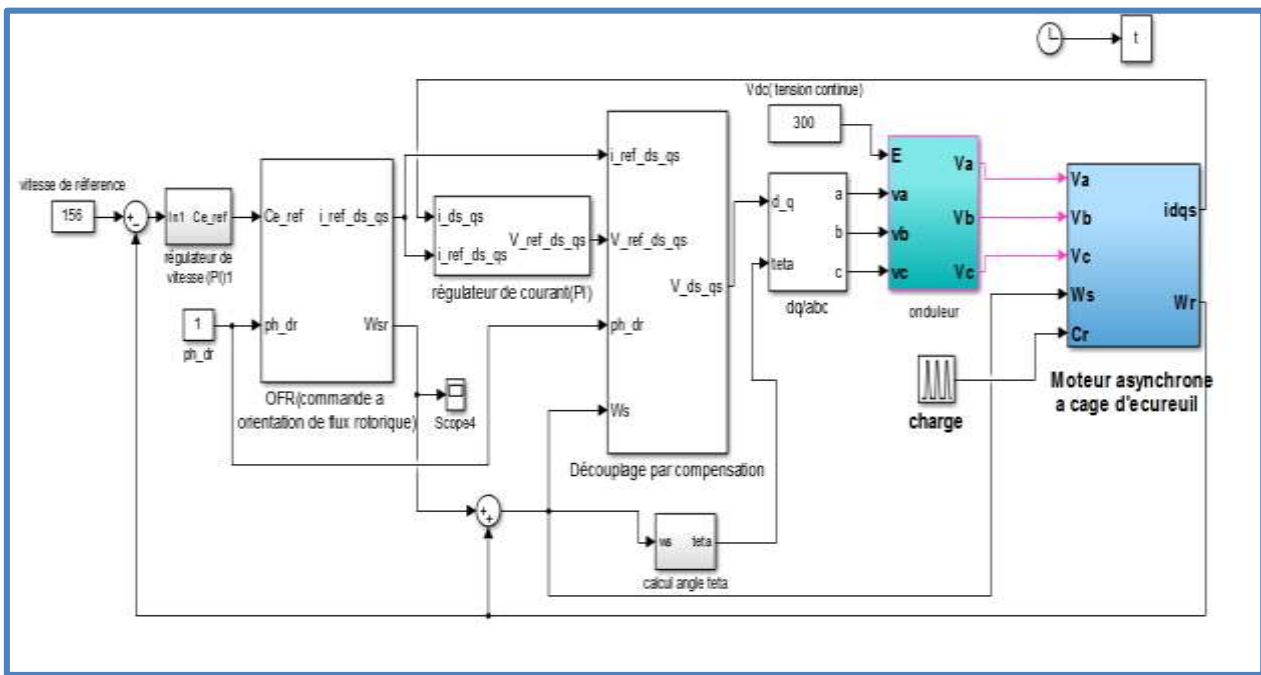
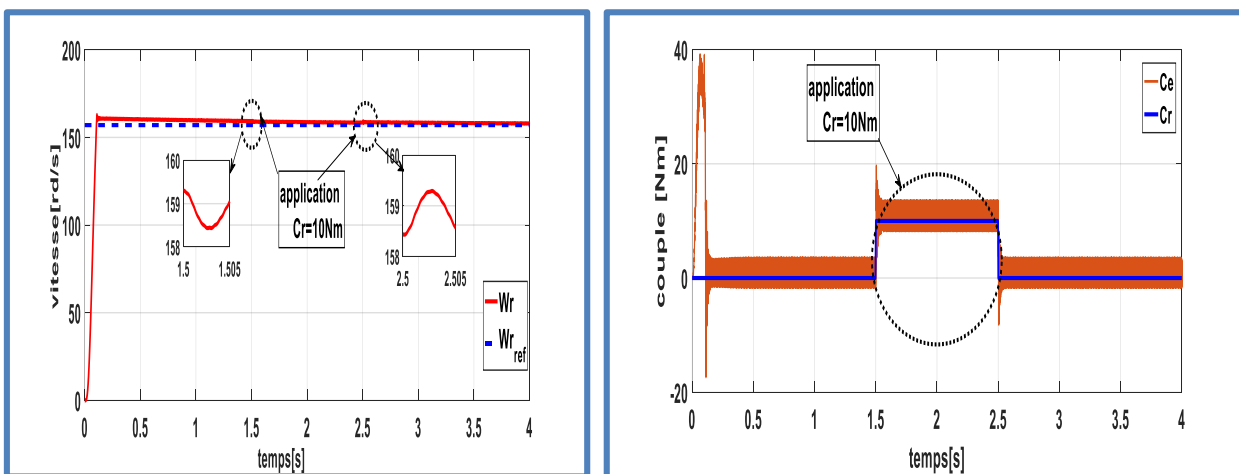


Fig.III. 16 : Schéma de principe d'un contrôle vectoriel indirect de MAS avec alimentation en tension

Les résultats de simulation du commande vectorielle indirect de la MAS avec régulation de vitesse et courants est effectuée à l'aide de Matlab / Simulink. On simule le comportement de la machine asynchrone associe d'un onduleur triphasé, avec application d'un couple de charge à l'intervalle de temps [1.5s, 2.5s]. Le résultat de simulation est indiqué à la Fig III.17.



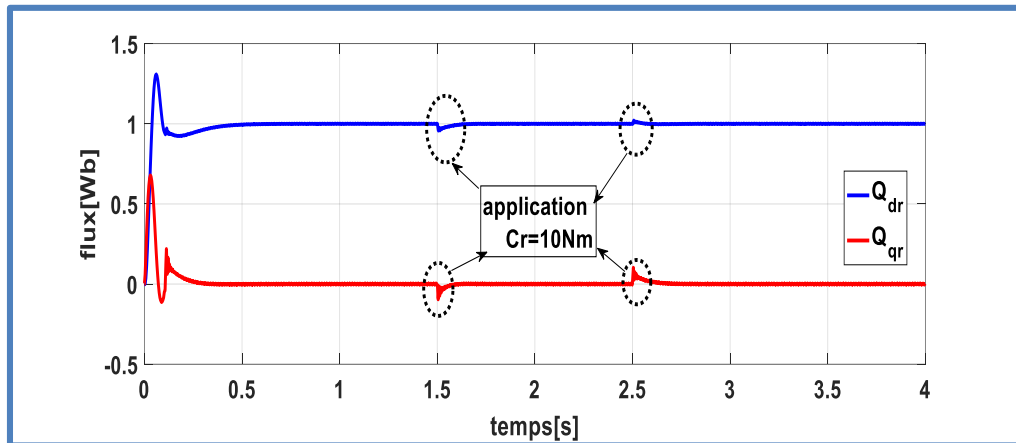


Fig.III. 17 : Résultat vitesse, couple et flux de la commande vectorielle indirect MAS

III.8 COMPARAISON ENTRE LES MÉTHODES DIRECTE ET INDIRECTE

Après la présentation des méthodes directe et indirecte de commande vectorielle, nous pouvons comparer suivant leur complexité et leur robustesse par rapport aux paramètres, tel qu'indique dans la table III-1

	Direct	Indirect
Calcul de l'angle θ_e	A partir de la position du flux	A partir des pulsations ω_{sl} et ω
Estimateur de flux	Nécessaire	Pas nécessaire
Influence des paramètres	R_r (avec estimateur de Φ_r) R_s (avec estimateur de Φ_s)	R_r
Boucles de commande	-courant statorique -vitesse -flux	-courant statorique -vitesse -flux (optionnel)

Tableau. III. 1: La différence entre la commande vectorielle directe et indirecte

Il est important de souligner qu'un estimateur de flux est nécessaire pour la commande vectorielle directe, tandis qu'il ne l'est pas dans le cas de commande vectorielle indirecte. Parmi les paramètres des machines, c'est la résistance rotorique qui varie le plus selon la température.

Par conséquent, elle a la plus grande influence sur la performance du système de commande, car cette grandeur est utilisée pour calculer la pulsation de glissement dans le cas de commande vectorielle indirecte et pour estimer le flux rotorique dans le cas de commande vectorielle directe. Pour éviter ce problème, un estimateur de flux statorique peut être utilisé dans la commande vectorielle directe.[7]

Cependant, cette approche est limitée par le fait qu'un découplage parfait entre le couple et le flux est garanti seulement à haute vitesse par ce qu'il est très difficile d'estimer le flux de manière précise à basse vitesse à partir de signaux de tension. De plus des capteurs de tension sont nécessaires pour cet estimateur de flux statorique

En générale, la méthode indirecte est plus simple que la méthode directe, mais le choix de méthodes ainsi que stratégies varient d'une application à l'autre.

III.9 EXERCICES

III.9.1 EXERCICE1

❖ Voici l'équation électrique de la MAS à cage d'écuréuil.

$$C_e = \frac{p L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{III-71})$$

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \quad (\text{III-72})$$

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \quad (\text{III-73})$$

1. En appliquant la commande OFR (orientation du flux rotorique) exprimé le courant I_{sd} , I_{sq} et ω_{sr} en fonction de C_e et Φ_{rd} ?

2. Ecrire l'expression de ω_s en fonction de ω_{sr} et ω_r ?

❖ Avec l'application de la méthode d'orientation de flux rotorique nous avons arrivé à la représentation suivante :

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = -\lambda I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{k}{T_r} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (\text{III-74})$$

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \lambda I_{sq} - \omega_r k \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (\text{III-75})$$

3. En utilisant la méthode de découplage par compensation appliqué le découplage en déduira la représentation finale ?

4. Met le schéma bloc de découplage ?

❖ Nous voudrions réguler le courant par le régulateur Proportionnel Intégrale (PI) ?

$$\sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sd} + V_{sd}^{ref} \quad (\text{III-76})$$

5. Calculer les paramètres de ce régulateur (action proportionnel 'K_p', et action intégrale 'K_i') en imposant $T_r = 3T$ (critère de $\pm 5\%$) ?

Avec :

$L_r = 0.274\text{H}$; $p = 550\text{W}$; $L_s = 0.274\text{H}$; $R_s = 4.85\Omega$; $R_r = 4.81\Omega$; $L_m = 0.258\text{H}$; $P = 2$; $J = 0.031$; $f_r = 0.0114$;

$T_r = 0.02\text{s}$, $\lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r * L_m^2}{\sigma * L_s * L_r^2}$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s * L_r}$

❖ SOLUTION

1. En appliquons le condition d'orientation de flux rotorique: $\Phi_{rq} = 0$, $\Phi_{rd} = \Phi_r$

$$C_e = \frac{3p L_m}{2L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{III-77})$$

$$C_e = \frac{3p L_m}{2L_r} \Phi_{rd} I_{sq} \quad (\text{III-78})$$

$$I_{sq} = \frac{2L_r C_e}{3p L_m \Phi_{rd}} \quad (\text{III-79})$$

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \quad (\text{III-80})$$

$$\frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} \quad (\text{III-81})$$

$$\left(p + \frac{1}{\tau_r}\right) \phi_{rd} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} \quad (\text{III-82})$$

$$I_{sd} = \frac{\tau_r}{L_m} \left(p + \frac{1}{\tau_r}\right) \phi_{rd} \quad (\text{III-83})$$

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \quad (\text{III-84})$$

$$0 = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \quad (\text{III-85})$$

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{III-86})$$

$$\omega_{sr} = \frac{L_m}{\tau_r \phi_{rd}} I_{sq} \quad (\text{III-87})$$

$$\omega_s = \omega_{sr} + \omega_r = \frac{L_m}{\tau_r \phi_{rd}} I_{sq} + \omega_r \quad (\text{III-88})$$

❖ Déduire la représentation finale par l'application de la méthode de compensation:

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = -\lambda I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{k}{\tau_r} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (\text{III-89})$$

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \sigma L_s \lambda I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \sigma L_s \frac{k}{\tau_r} \phi_{rd} \quad (\text{III-90})$$

$$V_{sdref} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \sigma L_s \lambda I_{sd} \quad (\text{III-91})$$

$$E_d = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{k}{\tau_r} \phi_{rd} \quad (\text{III-92})$$

donc :

$$V_{sd} = V_{sdref} - E_d \quad (\text{III-93})$$

$$V_{sdref} = V_{sd} + E_d \quad (\text{III-94})$$

$$V_{sdref} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \sigma L_s \lambda I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \sigma L_s \frac{k}{\tau_r} \phi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{k}{\tau_r} \phi_{rd} \quad (\text{III-95})$$

$$V_{sdref} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \sigma L_s \lambda I_{sd} \quad (\text{III-96})$$

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \lambda I_{sq} - \omega_r k \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (\text{III-97})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \sigma L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \sigma L_s k \omega_r \phi_{rd} \quad (\text{III-98})$$

$$V_{sqref} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \sigma L_s \lambda I_{sq} \quad (\text{III-99})$$

$$E_q = \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \sigma L_s k \omega_r \phi_{rd} \quad (\text{III-100})$$

donc

$$V_{sq} = V_{sqref} + E_q \quad (\text{III-101})$$

$$V_{sqref} = V_{sq} - E_q \quad (\text{III-102})$$

$$V_{sqref} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \sigma L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \sigma L_s k \omega_r \phi_{rd} - \sigma L_s \omega_s I_{sd} - \sigma L_s k \omega_r \phi_{rd} \quad (\text{III-103})$$

$$V_{sqref} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \sigma L_s \lambda I_{sq} \quad (\text{III-104})$$

donc la représentation finale en utilisant le découplage par compensation est:

$$V_{sdref} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \sigma L_s \lambda I_{sd} \quad (\text{III-105})$$

$$V_{sqref} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \sigma L_s \lambda I_{sq} \quad (\text{III-106})$$

❖ Schéma bloc de découplage:

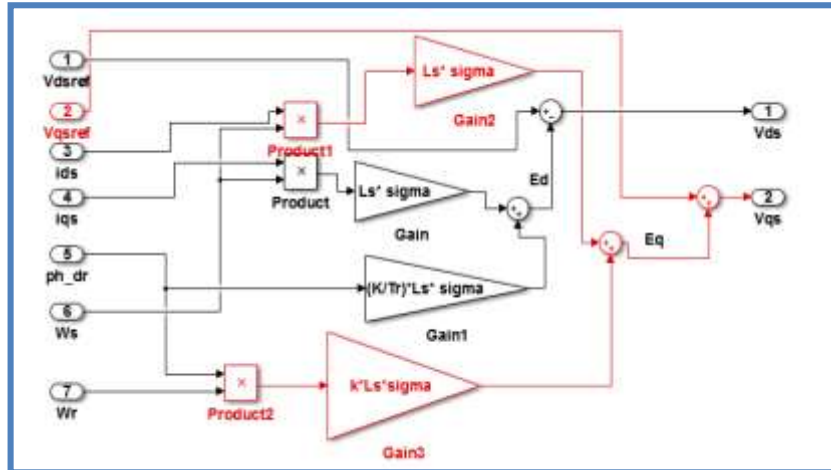


Fig.III. 18: Schéma bloc de découplage

❖ Calculer les paramètres de ce régulateur (action proportionnel 'Kp', et action intégrale 'Ki')

$$\sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sd} + V_{sdref} \quad (\text{III-107})$$

La fonction de transfert du courant:

$$\frac{I_{sd}}{V_{sdref}} = \frac{1}{\sigma L_s (p + \lambda)} \quad (\text{III-108})$$

L'utilisation d'un régulateur proportionnel-intégral

$$PI(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = K_p \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{p} \quad (\text{III-109})$$

$$FTBO = \left(\frac{1}{\sigma L_s (p + \lambda)} \right) \left(K_p \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{p} \right) \quad (\text{III-110})$$

Pour compenser le pôle du système avec le zéro: $(p + \lambda) = p + \frac{K_i}{K_p}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_i}{K_p} = \lambda$$

Transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$\frac{K_p}{p} \left(\frac{1}{\sigma L_s} \right) = FTBO \quad (\text{III-111})$$

$$FTBF = \frac{FTPO}{1 + FTPO} = \frac{\frac{K_p}{p} \left(\frac{1}{\sigma L_s} \right)}{1 + \frac{K_p}{p} \left(\frac{1}{\sigma L_s} \right)} = \frac{\frac{K_p}{\sigma L_s} \frac{1}{p}}{\left(\frac{p + \frac{K_p}{\sigma L_s}}{p} \right)} = \frac{\frac{K_p}{\sigma L_s}}{p + \frac{K_p}{\sigma L_s}} \quad (\text{III-112})$$

$$FTBF = \frac{\frac{K_p}{\sigma L_s}}{p + \frac{K_p}{\sigma L_s}} = \frac{\frac{K_p}{\sigma L_s}}{\frac{K_p}{\sigma L_s} \left(\frac{\sigma L_s}{K_p} p + 1 \right)} \quad (\text{III-113})$$

$$FTBF = \frac{1}{\left(1 + \frac{K_p}{\sigma L_s} p \right)} \quad (\text{III-114})$$

L'équation peut être imposée de la forme $\frac{1}{1 + ST}$ Par identifications on trouve:

$$T = \frac{K_p}{\sigma L_s} \text{ donc } K_p = \sigma L_s T$$

En imposant le temps de réponse:

$$T_r = 3T \text{ (critere de } \pm 5\%)$$

$$\text{Donc: } K_p = \frac{\sigma L_s T_r}{3}$$

$$K_p = 0.000208$$

$$\frac{K_i}{K_p} = \lambda$$

$$K_i = \lambda K_p = \frac{\lambda \sigma L_s T_r}{3}$$

$$K_i = 0.0609$$

III.9.2 EXERCICE 2

- ❖ Cité l'intérêt d'utiliser le découplage par compensation?
- ❖ La Fig.III.19 représente le schéma bloc de la commande vectorielle de la MAS à cage d'écuréuil alimenté en tension qui contient bloc d'orientation du flux rotorique, bloc de régulation ainsi bloc de découplage, d'après le schéma bloc et les équations cité ci-dessous.

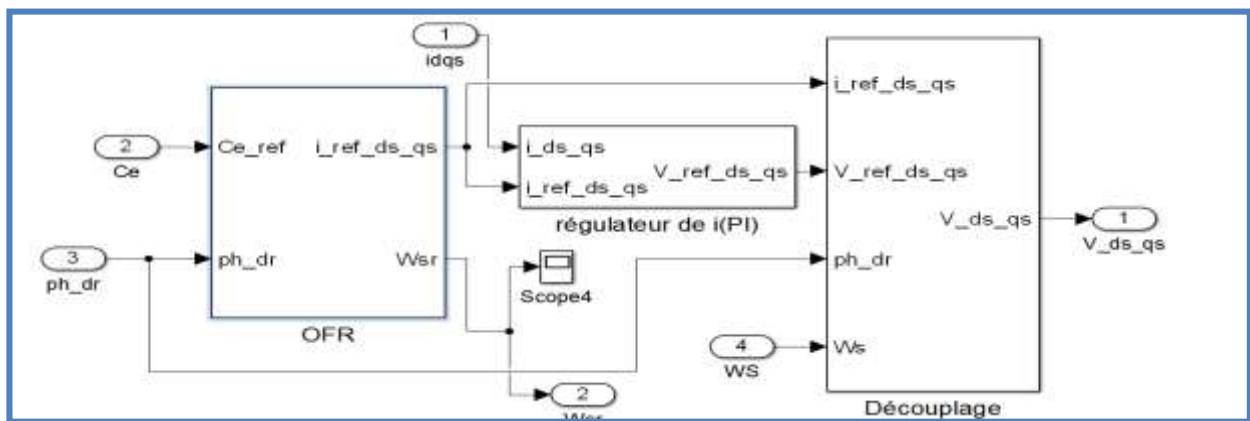


Fig.III. 19 : Bloc OFR (orientation du flux rotorique)

$$C_e = \frac{p L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{III-115})$$

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \quad (\text{III-116})$$

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \quad (\text{III-117})$$

1. Exprimer le courant $I_{sd \text{ ref}}$, $I_{sq \text{ ref}}$ et W_{sr} en fonction de $C_e \text{ ref}$ et ph_{dr} ?
2. Présenter le sousystème de d'orientation de flux rotorique sous forme schéma bloc?
3. Exprimer la pulsation W en fonction W_{sr} et W_r ?

COMMANDE DIRECT DE COUPLE DE MACHINE ASYNCHRONE

III.10 INTRODUCTION

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées 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 optimal à appliquer à chaque instant de commutation dans l'onduleur. [6]-[7]

III.11 FONCTIONNEMENT ET SEQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASEE :

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante : [5]-[6]

$$\overline{V_S} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{\sqrt{2}}{3} \mathbf{E}(V_a + e^{j4\pi/3} V_b + e^{j2\pi/3} V_c) \quad (\text{III.118})$$

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$\overline{V_S} = \frac{\sqrt{2}}{3} \mathbf{E}(S_a + e^{j4\pi/3} S_b + e^{j2\pi/3} S_c) \quad (\text{III.119})$$

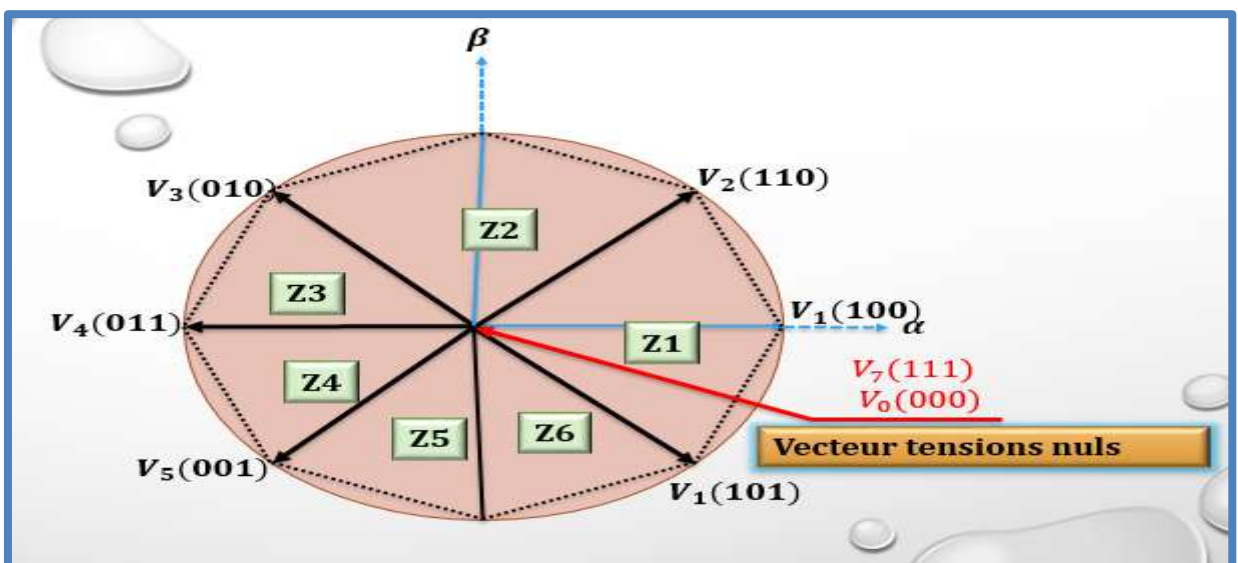


Fig.III. 20: Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

III.12 CONTROLE DU VECTEUR DE FLUX STATORIQUE

A partir du modèle de la Machine synchrone à aimant permanent dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\phi}_s}{dt} \quad (\text{III.120})$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{III.121})$$

$$\overline{\phi}_s = \overline{\phi}_{s0} + \overline{V}_s t - \int_0^t (R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{III.122})$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $R_s I_s$ est négligeable devant la tension V_s . Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$ correspondant à une période d'échantillonnage T_e les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixées, ainsi on peut écrire :

$$\overline{\phi}_s = \overline{\phi}_{s0} + \overline{V}_s T_e \quad (\text{III.123})$$

$$\Delta\overline{\phi}_s = \overline{V}_s T_e \quad (\text{III.124})$$

Ainsi on peut écrire :

$$\overline{\phi}_s(\mathbf{k} + 1) = \overline{\phi}_{s0}(\mathbf{k}) + \overline{V}_s T_e \quad (\text{III.125})$$

$\overline{\phi}_s(\mathbf{k} + 1)$: Est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage suivant.

$\overline{\phi}_{s0}(\mathbf{k})$: Est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage actuel.

$\Delta\overline{\phi}_s$: La variation du vecteur flux statorique.

T_e : La période d'échantillonnage.

Dans un intervalle de temps (T_e), l'extrémité du vecteur (ϕ_s) se déplace sur une droite dont la direction est donnée par (V_s). La figure (III.21) illustre ce principe.

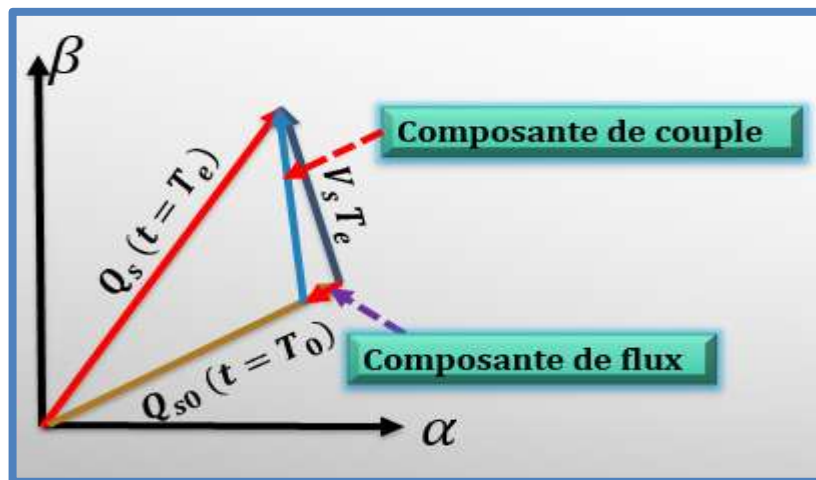


Fig.III. 21: Application d'un vecteur de tension statorique

III.13 CONTROLE DU COUPLE

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique. [5]-[7]

$$C_e = K(\Phi_s \wedge \Phi_r) = K\|\Phi_s\|\|\Phi_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{III.126})$$

K : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$$K = \frac{3pMs_r}{2(\sigma L_s L_r)}$$

Φ_s : est le vecteur de flux statorique.

Φ_r : est le vecteur de flux rotorique.

γ : est le déphasage entre les deux flux.

En supposant que par son réglage, l'amplitude de $\Phi_{s\alpha}$ est maintenue limite dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de Φ_r sera aussi approximativement constante, lorsque le flux est établi dans la machine. L'équation (III.126) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être assuré par celui de l'angle γ .

La Fig.III.22 le choix de vecteur de tension pour le réglage de couple électromagnétique.

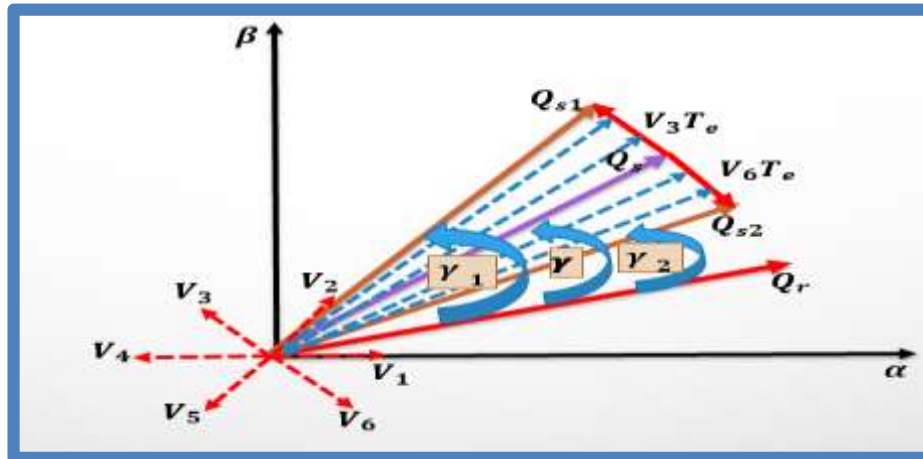


Fig.III. 22 : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs de tension. [6]

Le choix du vecteur tension \bar{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique Φ_s et de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zone appelées secteurs, telle que représentées sur la Fig.III.23. Lorsque le flux Φ_s se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs des tensions suivants : [6]

- ❖ Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croit et C_e croit.
- ❖ Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croit et C_e décroît.
- ❖ Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e croit.
- ❖ Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e décroît.
- ❖ Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 est sélectionnée la rotation de Φ_s est arrêtée.

Le tableau suivant présente l'évolution des grandeurs flux et couple en fonction du

vecteur (\bar{V}_k) appliqué dans la zone(Z_i)

Avec : $k = (i - 1, i - 2, i + 1, i + 2)$.

VECTEURS (\bar{V}_k)	\bar{V}_{i+1}	\bar{V}_{i+2}	\bar{V}_{i-1}	\bar{V}_{i-2}
FLUX	↑ croit	↓ décroit	↑ croit	↓ décroit
COUPLE	↑ croit	↑ croit	↓ décroit	↓ décroit

Tableau. III. 2: Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur (\bar{V}_k)

Les vecteurs de tension à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux. Les paramètres(Z_1), (Z_2), (Z_3), (Z_4), (Z_5), (Z_6) de la Fig. III.23 représentent les six zones possibles du fonctionnement. [6]-[7]

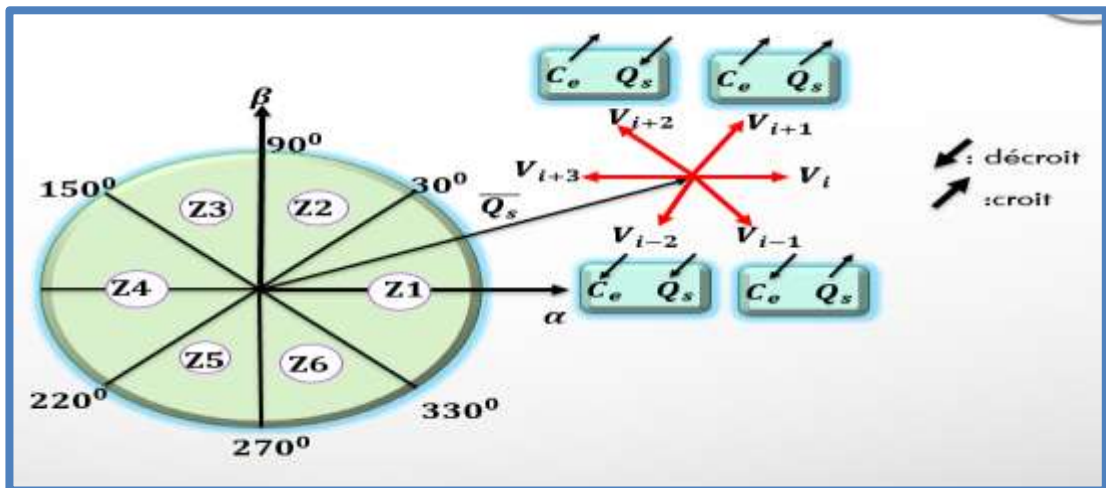


Fig.III. 23 : Choix du vecteur de tension

Le niveau d'efficacité des vecteurs des tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone(i). En effet, en début de zone, les vecteurs (\bar{V}_{i+1}) et (\bar{V}_{i-2}) sont perpendiculaires à ($\bar{\Phi}_s$), d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux ($\bar{\Phi}_s$), alors qu'en fin de zone l'évolution est inverse. Avec les vecteurs (\bar{V}_{i-1}) et (\bar{V}_{i+2}), il correspond à des évolutions lente du couple et rapide de l'amplitude du flux ($\bar{\Phi}_s$) en début d'une zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs (\bar{V}_i) et (\bar{V}_{i+3}) ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone. [5]-[6]

Le vecteur de tension \bar{V}_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimé par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur ($\bar{\Phi}_s$). Un estimateur de ($\bar{\Phi}_s$) en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

III.14 ESTIMATEURS

III.14.1 ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. [6]-[7]

A partir de l'équation :

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{III.127})$$

On obtient les composantes (α) et (β) du vecteur ($\overline{\phi}_s$) :

$$\begin{cases} \overline{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\overline{V}_{s\alpha} - R_s \overline{I}_{s\alpha}) dt \\ \overline{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (\overline{V}_{s\beta} - R_s \overline{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.128})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

On obtient les composantes ($V_{s\alpha}$) et ($V_{s\beta}$), après l'application de la transformation de CONCORDIA sur les tensions d'entrée mesurées (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}).

Ces tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur (V_{DC}), et des états de commandes (S_a, S_b, S_c) soit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} [(S_b - S_c)] \end{cases} \quad (\text{III.129})$$

Les courants ($I_{s\alpha}$) et ($I_{s\beta}$), sont également obtenus à partir des courants (I_{as}, I_{bs} et I_{cs}) avec ($I_{as} + I_{bs} + I_{cs} = 0$) et par application de la transformation de CONCORDIA :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{as} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} [I_{bs} - I_{cs}] \end{cases} \quad (\text{III.130})$$

L'amplitude du flux rotorique est estimée à partir de ses composantes ($\phi_{s\alpha}$) et ($\phi_{s\beta}$) par :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.131})$$

L'angle (γ) entre le référentielle rotorique et le vecteur flux (ϕ_s) est égal à :

$$\gamma = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (\text{III.132})$$

III.14.2 ESTIMATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique et qui peut se mettre sous la forme suivante : [5]-[6]

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III.133})$$

III.15 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

III.15.1 LE CORRECTEUR DE FLUX

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur (ϕ_s) dans une couronne circulaire comme

le montre la Fig.III.24.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $(\overline{\phi}_s)$, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.[6]

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

$$|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (\text{III.134})$$

Avec :

ϕ_{sref} : La consigne du flux.

$\Delta\phi_s$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

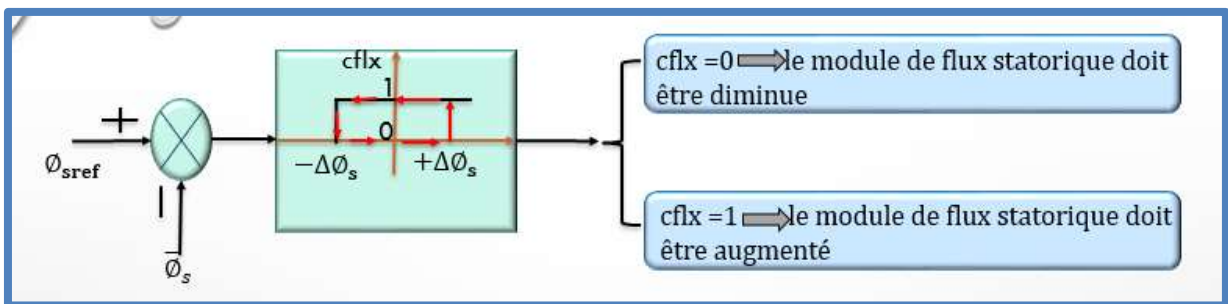


Fig.III. 24 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence comme la montre la figure ci-dessous. [7]

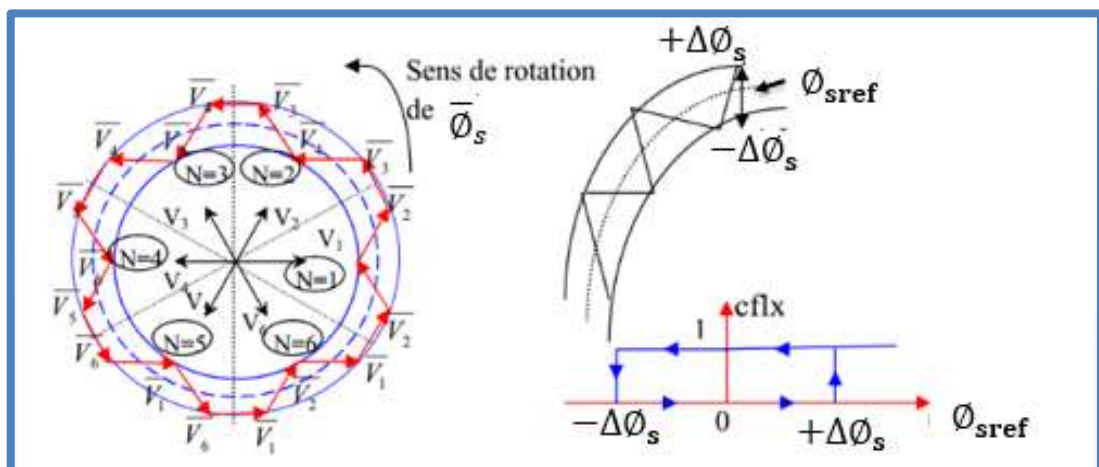


Fig.III. 25 : Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux rotorique et le contrôleur a hystérésis a deux niveaux.[6]

III.15.2 LE CORRECTEUR DE COUPLE

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :[6]

$$|C_{eref} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (\text{III.135})$$

Avec :

C_{eref} : Le couple référence ;

ΔC_e : La bonde d'hystérésis du correcteur.

Pendant une déférence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Dans l'étude de contrôleur appliqué au couple, deux types de comparateur à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit : [6]

- ❖ Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- ❖ Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

III.15.2.1 LE CORRECTEUR A 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 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 ($Ccpl = 0$). [5]-[7]

La Fig.III.26 montre ce type de correcteur.

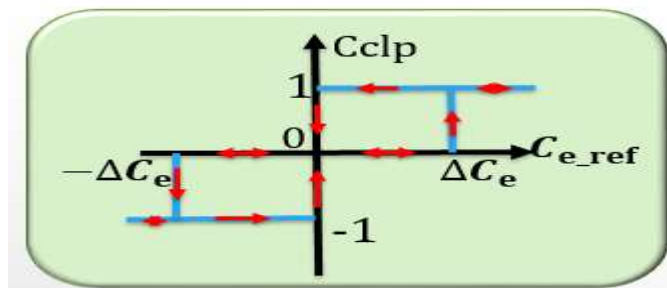


Fig.III. 26 : Un correcteur à hystérésis à trois niveaux

$$\begin{cases} Ccpl = 1 & \text{Si } e_c > \Delta C_e \Rightarrow |e_c| = |C_{eref} - C_e| > \Delta C_e \\ Ccpl = 0 & \text{Si } -\Delta C_e > e_c > \Delta C_e \Rightarrow -\Delta C_e > |e_c| = |C_{eref} - C_e| > \Delta C_e \\ Ccpl = -1 & \text{Si } e_c < -\Delta C_e \Rightarrow |e_c| = |C_{eref} - C_e| < -\Delta C_e \end{cases} \quad (\text{III.136})$$

Si $Ccpl = 0$ le couple décroît alors en utilise $V_0, V_7 \Rightarrow |e_c| > \Delta C_e$

Si $Ccpl = 1$ le couple croît alors en utilise V_{i+1}, V_{i+2}

Si $Ccpl = -1$ le couple croît alors en utilise V_{i-1}, V_{i-2}

III.16 ÉLABORATION DES TABLES DE COMMANDE

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta \Phi_s$ et ΔC_e , et selon la position du vecteur de flux statorique.

Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque

secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_{,set}$ ΔC_e e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis- à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique. [6]

Le tableau (III.3) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

VECTEURS (\bar{V}_k)	Augmentation	Diminution
FLUX	$\bar{V}_i, \bar{V}_{i-1}, \bar{V}_{i+1}$	$\bar{V}_{i+2}, \bar{V}_{i-2}, \bar{V}_{i+3}$
COUPLE	$\bar{V}_{i+1}, \bar{V}_{i+2}$	$\bar{V}_{i-1}, \bar{V}_{i-2}$

Tableau.III.3 : Table de commutation généralisée.

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur.[7]

	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6
$\Phi_s \uparrow$	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
$\Phi_s \downarrow$	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

Tableau.III.4 : Table de commande du flux

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement.[5]

	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau. III. 5 : Table de commande de couple

III.17 TABLES DES COMMUTATIONS AVEC LES VECTEURS TENSIONS ACTIVES ET NULLES

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple

électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :[5]-[6]

III.17.1 TABLE DE COMMUTATION AVEC LES VECTEURS TENSIONS ACTIVES

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'a vu précédemment. [6]

Flux	Couple	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl = 1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V1	V2	V3	V4	V5	V6	
	Ccpl = -1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl = 1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V4	V5	V6	V1	V2	V3	
	Ccpl = -1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	3 Niveaux

Tableau. III. 6 : Table de commutation avec les vecteurs des tensions actifs

III.17.2 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION AVEC LES VECTEURS TENSIONS NULLES

Le tableau .III.7 représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants.[7]

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl = 1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	Ccpl = -1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl = 1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V0	V7	V0	V7	V0	V7	
	Ccpl = -1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	3 Niveaux

Tableau. III. 7 : Table de commutation avec les vecteurs des tensions nuls

III.18 STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA DTC APPLIQUÉE AU MACHINE ASYNCHRONE

La Fig.III.27 la commande direct de couple de machine asynchrone à cage écureuil sous l'environnement Matlab Simulink.

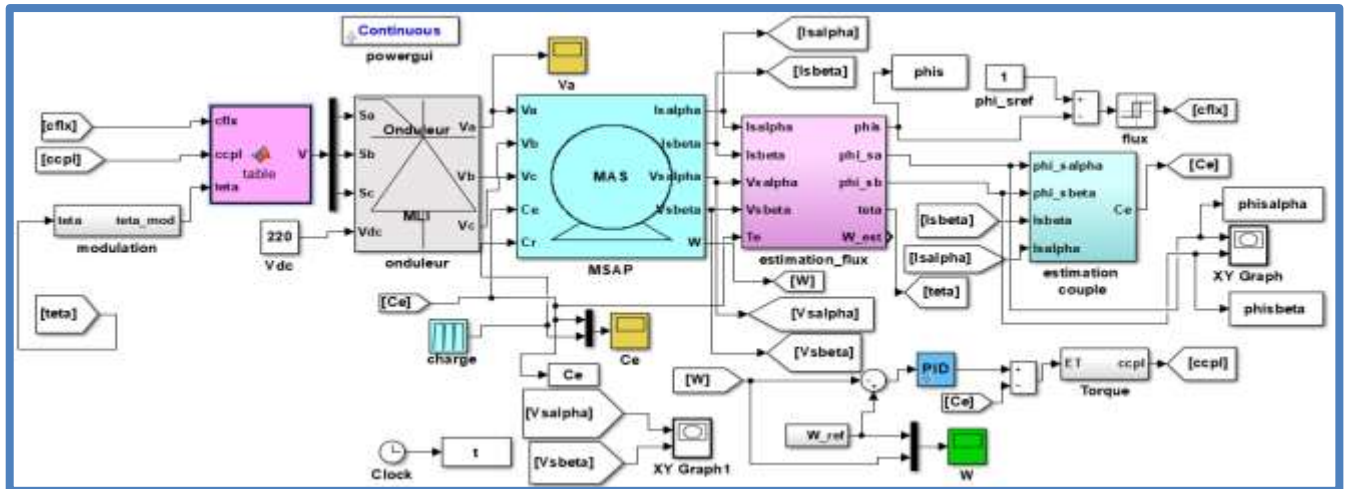
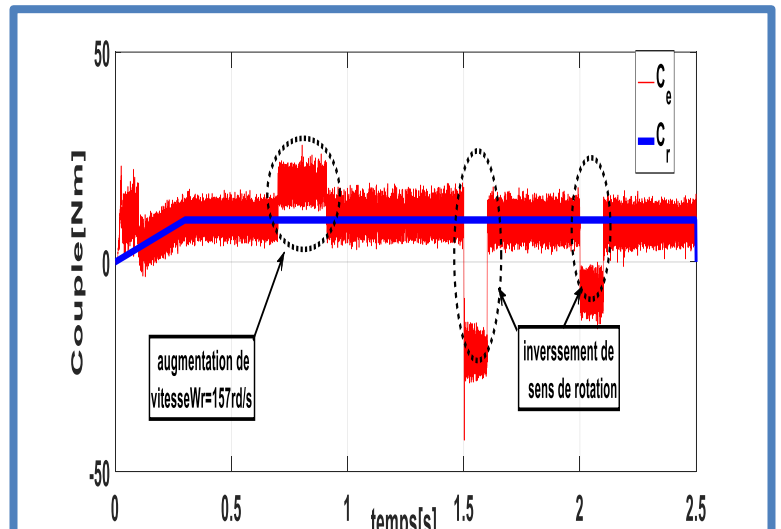
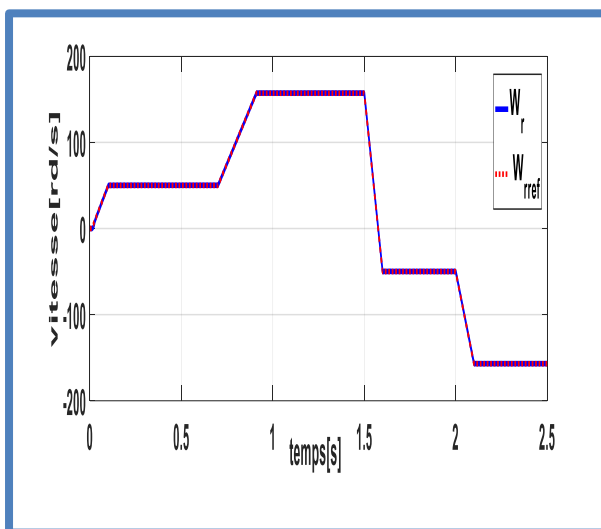


Fig.III. 27 : La commande DTC d'une machine asynchrone à cage écureuil

Les résultats de simulation illustre le comportement de la structure de contrôle direct de couple appliquée à un modèle de machine asynchrone à cage écureuil alimenté par un onduleur de tension (à deux niveau), avec application d'un couple de charge à l'intervalle de temps 0.5s. Les résultats de simulation est indiqué à la Fig III.28.



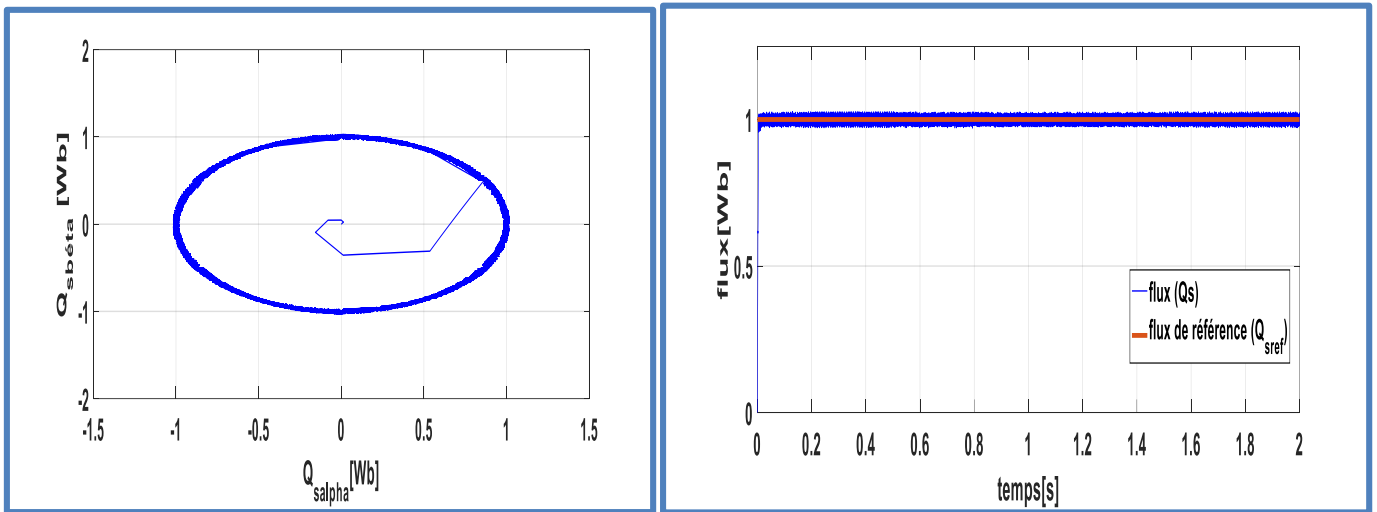


Fig.III. 28 : Résultat vitesse, couple et flux de la commande direct de couple(DTC) de Machine asynchrone

III.19 EXECICES

III.19.1 EXERCICE1 :

A partir de la Fig.III.29 suivante :

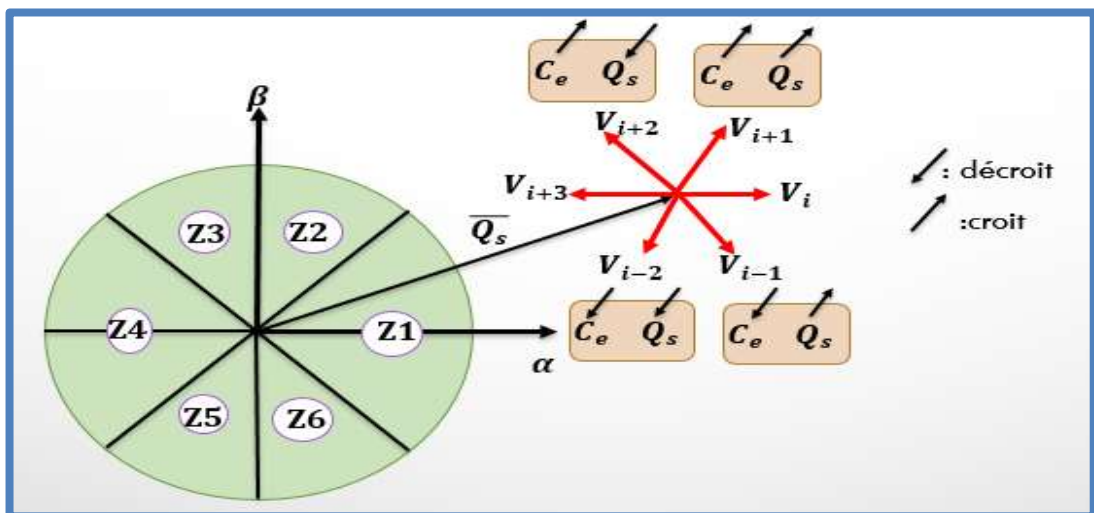


Fig.III. 29 : choix de vecteur de tension

- 1-Déterminer les vecteurs de tension dans la zone Z₃, Z₄ et Z₅?
- 2-Quelle est le but d'utiliser le régulateur à hystérésis trois niveaux ?
- 3-Complété le tableau suivant en utilisant les tensions nulles ?

Flux	Couple	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6
Cflx=1	Ccpl = 1						
	Ccpl = 0						
	Ccpl = -1						

❖ SOLUTION

1-Déterminer les vecteurs de tension dans la zone Z1 et Z3

 ❖ Zone Z₃ alors i=3

- $\bar{V}_{i+1} = V_4$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit.
- $\bar{V}_{i-1} = V_2$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît.
- $\bar{V}_{i+2} = V_5$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e croit.
- $\bar{V}_{i-2} = V_1$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e décroît.

 ❖ Zone Z₂ alors i=4

- $\bar{V}_{i+1} = V_5$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit.
- $\bar{V}_{i-1} = V_3$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît.
- $\bar{V}_{i+2} = V_6$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e croit.
- $\bar{V}_{i-2} = V_2$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e décroît.

 ❖ Zone Z₃ alors i=5

- $\bar{V}_{i+1} = V_6$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit.
- $\bar{V}_{i-1} = V_4$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît.
- $\bar{V}_{i+2} = V_7$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e croit, en parle d'une arrête de rotation.
- $\bar{V}_{i-2} = V_3$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît.

2-le but d'utiliser le régulateur à hystérésis trois niveaux de couple pour avoir deux sens de rotation.

3-Complété le tableau suivant en utilisant les vecteurs nulles :

Flux	Couple	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6
Cflx=1	Ccpl = 1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	Ccpl = 0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	Ccpl = -1	V6	V1	V2	V3	V4	V5

❖ Si Cflx=1 et Ccpl = 1

 Dans la Z=1 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_2$.

 Dans la Z=2 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_3$

 Dans la Z=3 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_4$

 Dans la Z=4 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_5$

 Dans la Z=5 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_6$

 Dans la Z=6 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_7$ en parle d'une

vecteur non nul en prend V_1

❖ **Si Cflx=1 et Ccpl = 0**

Dans la Z=1 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_7 .

Dans la Z=2 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_0 .

Dans la Z=3 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_7 .

Dans la Z=4 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_0 .

Dans la Z=5 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_7 .

Dans la Z=6 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_0 .

❖ **Si Cflx=1 et Ccpl = -1**

Dans la Z=1 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_6$.

Dans la Z=2 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_1$

Dans la Z=3 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_2$

Dans la Z=4 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_3$

Dans la Z=5 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_4$

Dans la Z=6 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_5$

III.19.2 EXERCICE 2 :

- 1- Quelle est le but d'utiliser le régulateur à hystérésis deux niveaux de couple ?
- 2- Complété le tableau suivant en utilisant les tensions nulles ?

Flux	Couple	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6
cflx=1	Ccpl = 0						
	Ccpl = -1						

- 3- A partir de Fig.III.29 cité en exercice 1, déterminer les vecteurs de tension dans les zones Z_4, Z_5 et Z_6 ?
- 4- Met le schéma bloc de la commande DTC de la machine Asynchrone à cage écureuil ?

CHAPITRE IV : STRATIGES DE CONTROLE ET DE COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE

IV.1 INTRODUCTION

Une machine synchrone est une machine électrique inventée par Nikola tesla en 1888, cette machine électrique peut être utilisée en deux rôles les différents :

- soit un moteur qui absorbe le courant électrique et le convertit en action mécanique (tourner)
- soit un générateur électrique qui produit du courant électrique (on l'utilise comme une source de courant)

Les machines synchrones sont généralement des machines triphasées mais parfois monophasées (rarement). Le rotor est toujours alimenté par une source de courant continu ou équipé d'aimants permanents (objet fabriqué dans un matériau magnétique dur, c'est-à-dire dont l'aimantation rémanente et le champ coercitif sont grands).[6]

IV.2 DEMARRAGE DU MOTEUR SYNCHRONE

Le problème de démarrage de moteur synchrone se situe au niveau de la production initiale du couple qui varie en fonction du champ magnétique du stator qui recouvre le rotor. Cela cause le moteur à vibrer et à possiblement surchauffer.[5]

Il existe trois méthodes de démarrage :

- ❖ Réduire la vitesse du champ magnétique du stator, le but est de le réduire suffisamment de façon à ce que le rotor ait le temps de suivre le champ magnétique du stator.
- ❖ Utiliser un moteur auxiliaire externe pour accélérer le moteur synchrone.
- ❖ Amortisseur en encoche ou enroulement amortisseur.

IV.2.1 REDUCTION DE LA VITESSE DU CHAMP MAGNETIQUE

On veut que le champ magnétique du stator tourne à une vitesse suffisamment lente pour que le rotor puisse s'y verrouiller. Cette méthode s'avère impraticable à cause d'issues à ralentir le champ magnétique du stator. On utilise l'approche de réduction de fréquence comme solution plus viable.[5]

IV.2.2 UTILISATION D'UN ENROULEMENT AMORTISSEUR

C'est une méthode très populaire pour démarrer les moteurs à induction. Les enroulements amortisseurs sont des enroulements spéciaux dont les extrémités sont écourtées.[5]

Permet au rotor de se verrouiller à la vitesse du champ magnétique du stator. Cette méthode a un effet modérateur durant lequel la fréquence du système varie abruptement (qui à son tour affecte la vitesse synchrone). L'enroulement amortisseur a l'effet de ralentir les machines rapides et d'accélérer les machines lentes

IV.3 EXERCICE

- 1- Pourquoi en utilise des méthodes pour le démarrage de moteur synchrone ?
- 2- Quelle sont les méthodes utilisé pour éviter le problème de vibration durant le démarrage de moteur asynchrone ?
- 3- Quelle est la méthode le plus utilisé et le simple pour le démarrage de moteur synchrone ?
- 4- Citer les différences entre les méthodes utilisées pour le démarrage de moteur asynchrone ?

IV.4 ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE SYNCHRONE

Le domaine des applications industrielles des machines électriques exige une vitesse variable, l'électronique de puissance offre une solution optimale par ses moyens statiques : diodes, transistors, thyristors ... etc. C'est la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse [7].

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

IV.5 TOPOLOGIE D'UN ONDULEUR CLASSIQUE A DEUX NIVEAUX :

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continus alternatifs permettent de fabriquer une source de tension alternative variable à partir d'une source de tension continue [5] [6].

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristors à (GTO). Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor ou un thyristor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur [6].

Le stator de la MS est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux équipé avec des dispositifs semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture (voir Fig. VI. 1) [6].

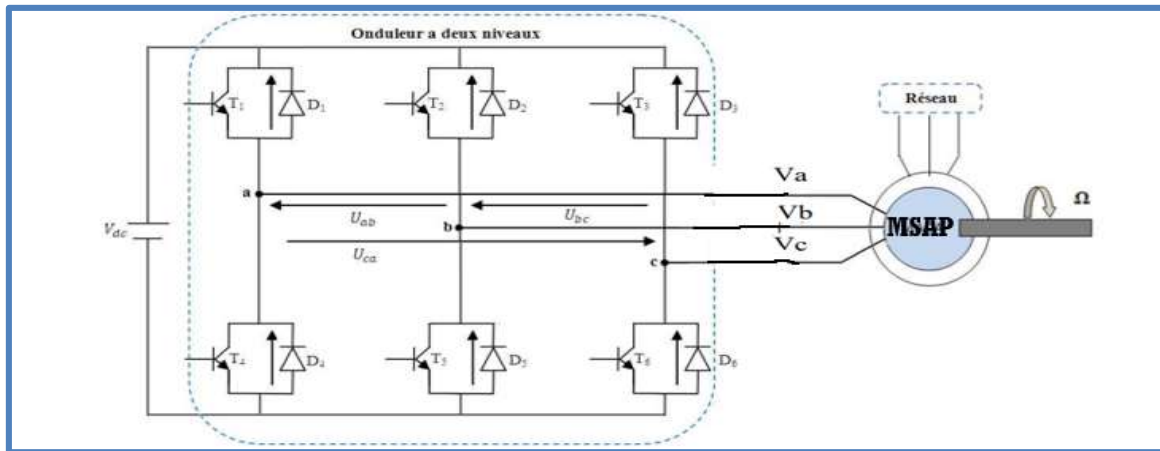


Fig.IV. 1 Schéma électrique de la liaison du MS via un onduleur à deux niveaux.

On peut exprimer les tensions en ligne en fonction de la tension dans l'étape continue et de l'état des commutateurs. On définit pour ça les variables S_a, S_b et S_c en fonction de l'état des commutations dans les trois branches du convertisseur.

- Branche a :
 $S_a = 0$ Si T_1 est ouvert et T_4 est fermé.
 $S_a = 1$ Si T_1 est fermé et T_4 est ouvert.
- Branche b :
 $S_b = 0$ Si T_2 est ouvert et T_5 est fermé.
 $S_b = 1$ Si T_2 est fermé et T_5 est ouvert.
- Branche c :
 $S_c = 0$ Si T_3 est ouvert et T_6 est fermé.
 $S_c = 1$ Si T_3 est fermé et T_6 est ouvert.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Les tensions simples forment un système de tension triphasée équilibrée, alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{IV.2})$$

Les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (IV.3)$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

IV.6 STRATEGIE DE COMMANDE A MLI :

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe est basé sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence sinusoïdale de trois phases ($V_{abc_{ref}}$), avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (V_p). Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [5]. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale.

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence :

$$m = f_p / f_r \quad (IV.5)$$

- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_{ref} à la valeur crête V_p de la porteuse :

$$r = V_p / V_{ref} \quad (IV.6)$$

Le choix d'un indice de modulation m multiple de trois nous permet d'éliminer les harmoniques d'ordre trois qui représente un handicap de cette technique. Cependant, le taux de modulation r varie suivant la référence imposée [5].

IV.6.1 ALGORITHME DE COMMANDE :

L'algorithme de commande de la stratégie sinus-triangle pour un onduleur à deux niveaux pour un bras k peut être résumé en deux étapes, avec V_k tension polaire entre phase et neutre fictif [6]-[7].

$$\text{Etape 1 : } \begin{cases} V_{ref} \geq V_p \Rightarrow V_k = \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{ref} \leq V_p \Rightarrow V_k = -\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

$$\text{Etape 2 : } \begin{cases} V_k = \frac{V_{dc}}{2} \Rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -\frac{V_{dc}}{2} \Rightarrow S_k = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

La Fig. VI.2 montre le schéma bloc de l'onduleur commandé par MLI, ainsi la Fig.VI.3 présente la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

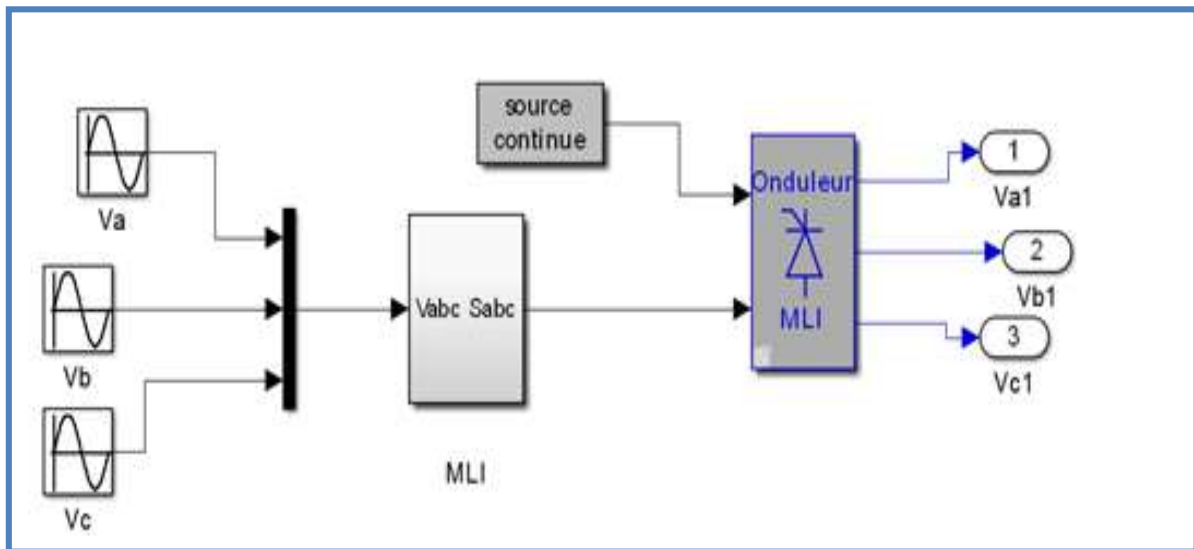


Fig.IV. 2 Schéma de l'onduleur à deux niveaux avec la commande MLI.

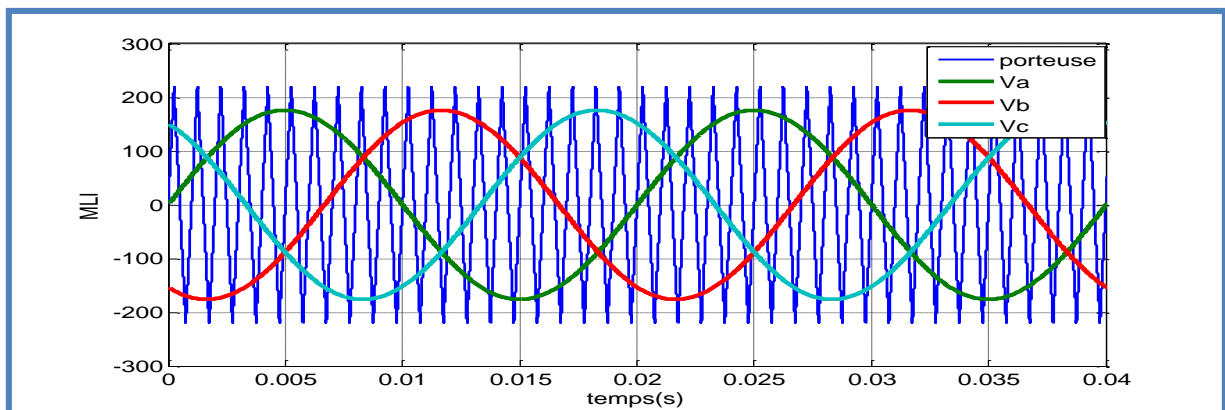


Fig.IV. 3 Stratégie de commande à MLI

La Fig. VI.4 présente les états de commutation dans les trois branches de l'onduleur. La Fig. VI.5 présente les tensions de sortie de l'onduleur qui prennent la forme de créneaux.

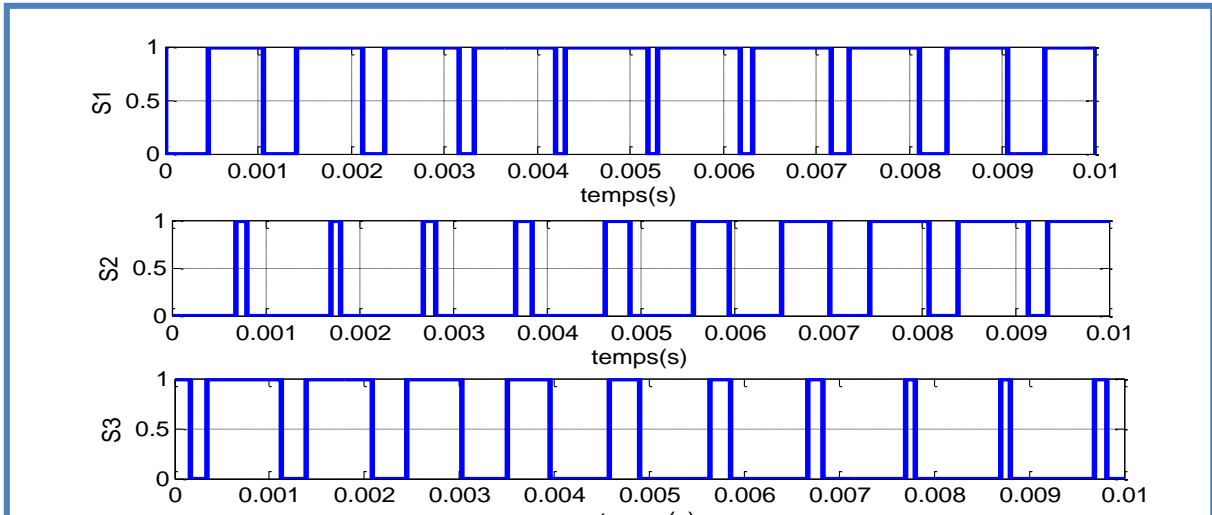


Fig.IV. 4 Les états de commutation.

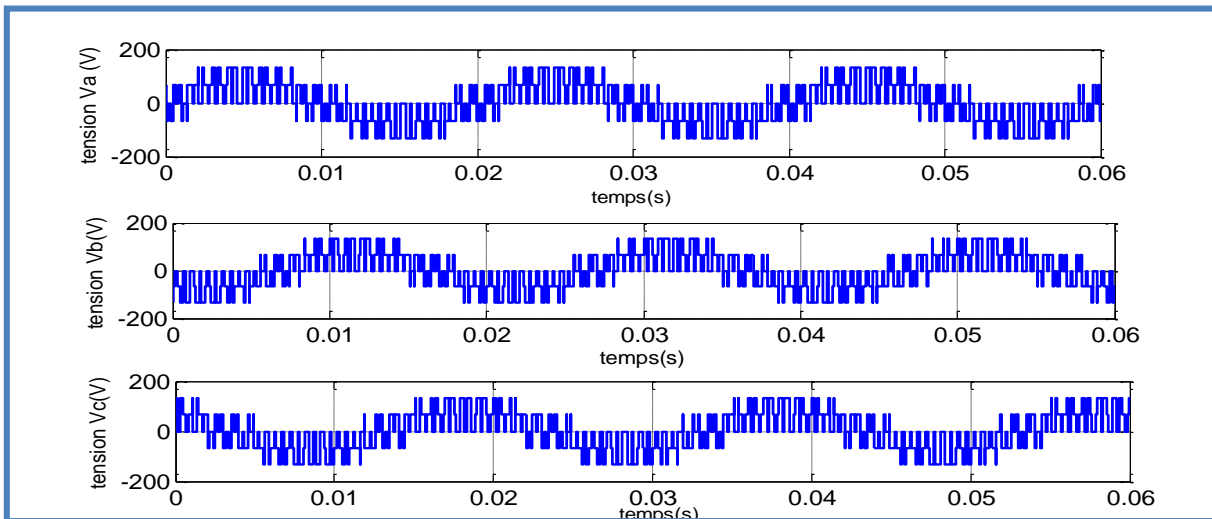


Fig.IV. 5 Les tensions de sortie de l'onduleur

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [11].

IV.7 ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE SYNCHRONES AIMANT PERMANENT(MSAP)

Pour la variation de vitesse MSAP en besoin de la combiné avec un convertisseur statique qui est l'onduleur. La vitesse de MSAP est proportionnellement dépend la variation de fréquence délivré par l'onduleur, cette variation de fréquence permis d'avoir une variation de vitesse de MSAP. La Fig.VI.6 présent l'association d'onduleur-MSAP sous l'environnement MATLAB SIULINK.

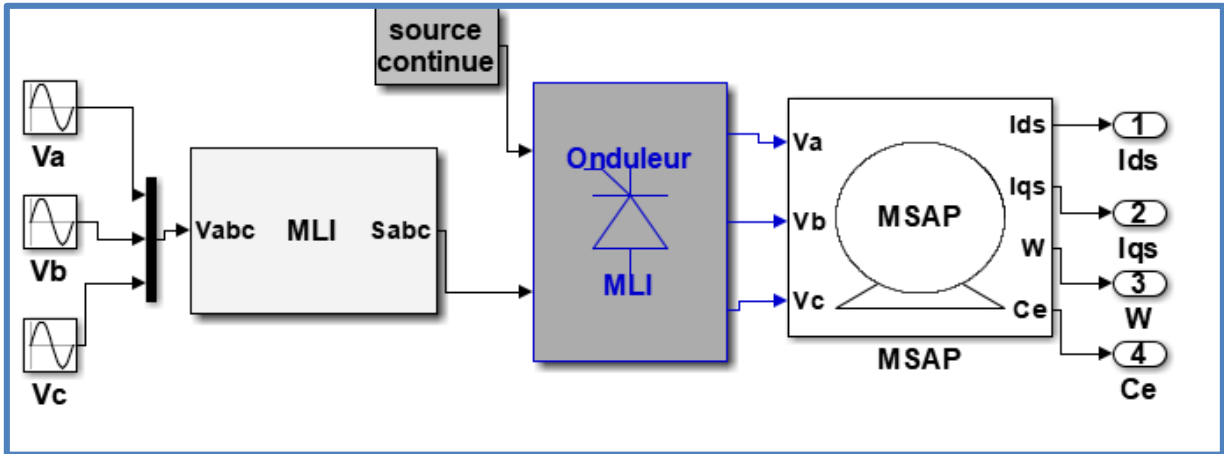


Fig.IV. 6 Association onduleur-MSAP

La Fig.VI.7 et Fig.VI.8 présentent les résultats de simulation de vitesse, couple électromagnétique et courants.

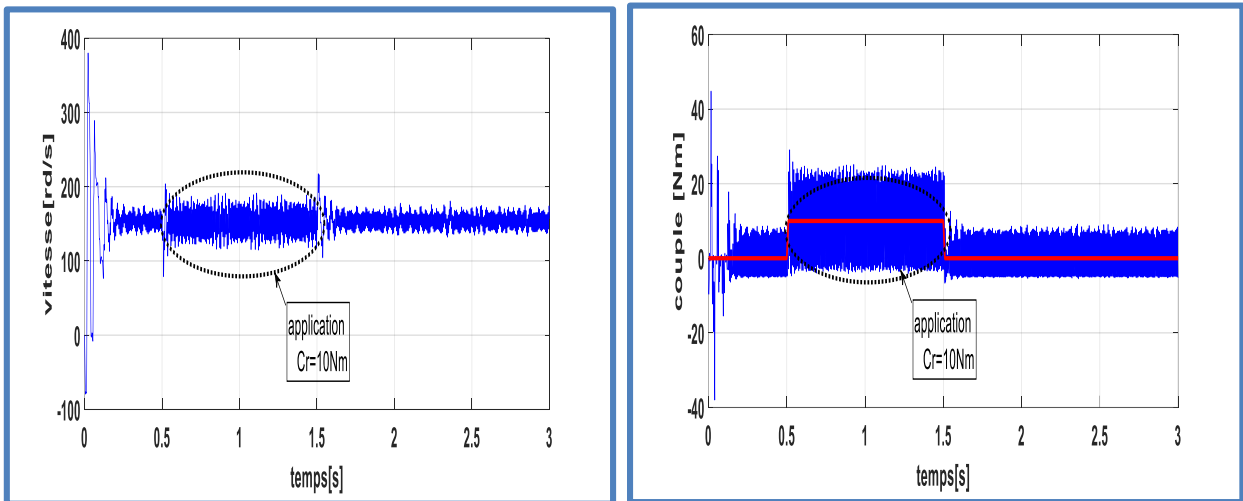


Fig.IV. 7 Résultat de vitesse et couple électromagnétique de MSAP associée avec un onduleur triphasé

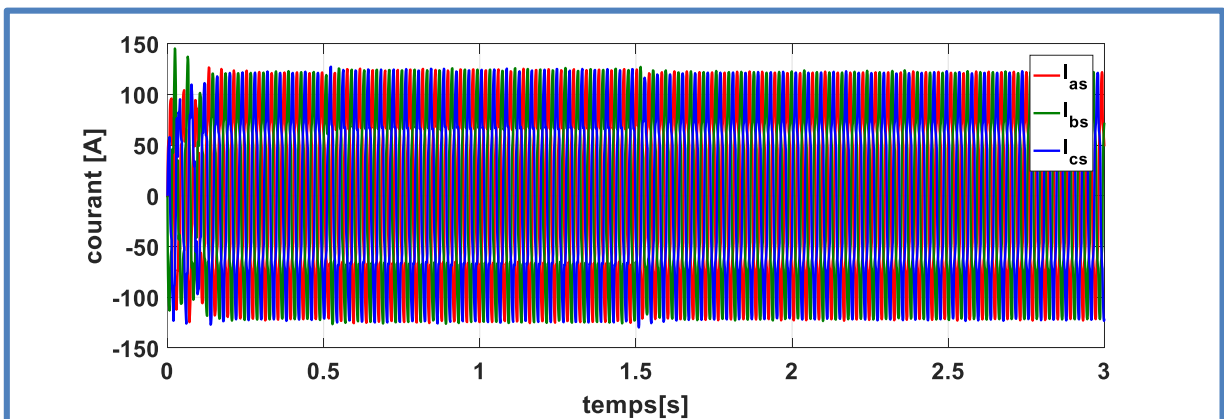


Fig.IV. 8 Résultat de courant statorique de MSAP associée avec l'onduleur triphasé

IV.8 EXERCICES

IV.8.1 EXERCICES 1

- 1- Donner la définition de MLI ?
- 2- A partir de signal suivant tiré l'état de commutation ?
- 3- Donner la relation de temps de porteuse T_p et V_{ref} en fonction de L'indice de modulation m et le taux de modulation r ?

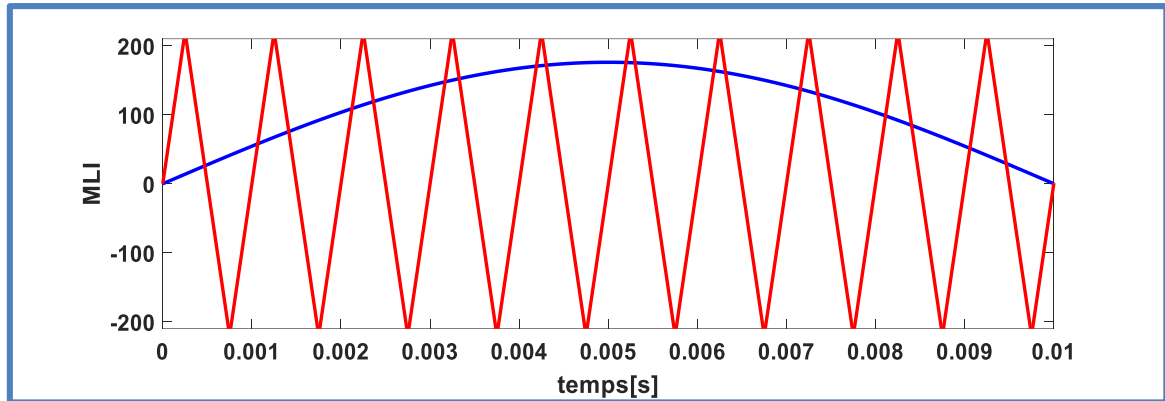


Fig.IV. 9 Stratégie de commande MLI

❖ Solution

1-Définition de MLI :

La modulation triangulo-sinusoidale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe est basé sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence sinusoïdale de trois phases ($V_{abc_{ref}}$), avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (V_p)

2- état de commutation :

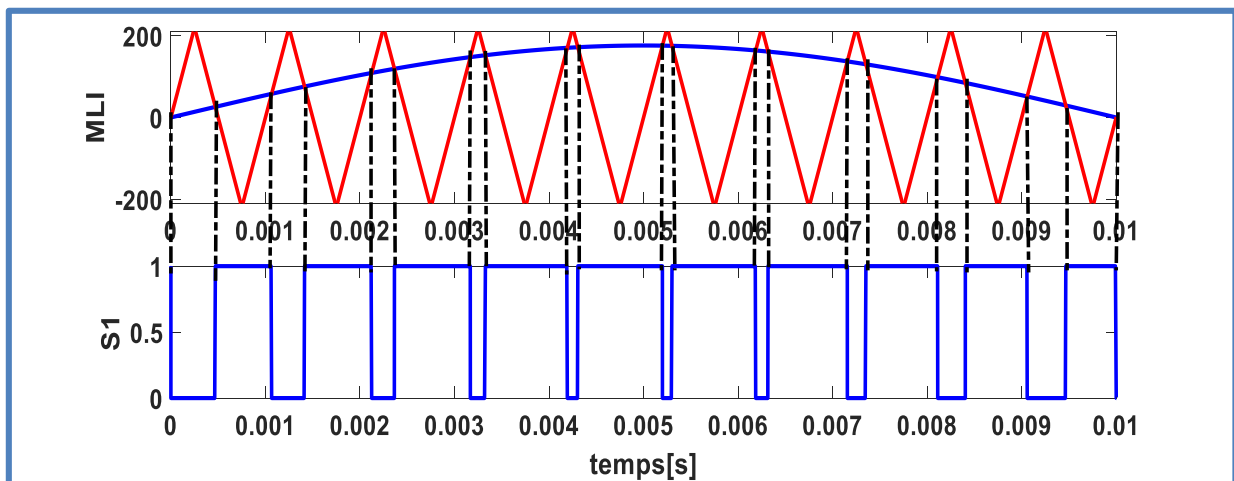
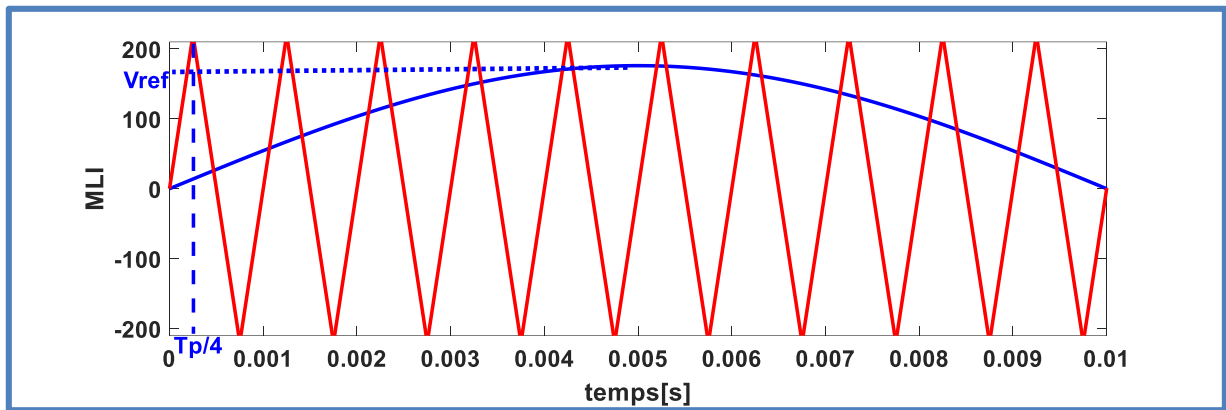


Fig.IV. 10 Etat de commutation

5- Calculer le T_p et V_{ref}



$$m = \frac{f_p}{f_r}, r = \frac{V_p}{V_{ref}}$$

❖ Calcule T_p

Nous avons :

$$T_p = \frac{1}{f_p},$$

$$f_p = m f_r$$

$$\frac{T_p}{4} = \frac{1}{4 f_p} \rightarrow T_p = \frac{1}{m f_r}$$

❖ Calcule V_{ref}

$$V_{ref} = \frac{V_p}{r}$$

IV.8.2 EXERCICE 2 :

A partir de signal suivant :

- 1- Tirer l'état de commutation ?
- 2- Donner la relation de temps de porteuse T_p et V_{ref} en fonction de L'indice de modulation m et le taux de modulation r ?
- 3- Calculer temps de porteuse T_p et V_{ref} Si vous aurez $f_r = 50\text{Hz}$, $m = 2$ et $r = 0.9$

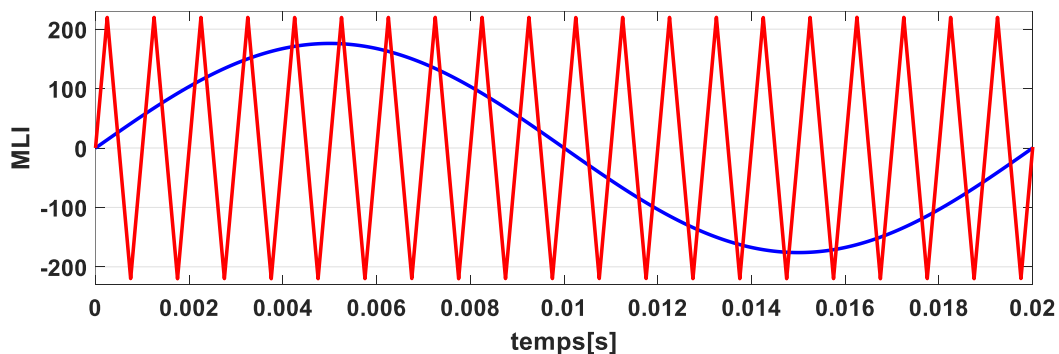


Fig.IV. 11 : Stratégie de commande MLI

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE SYNCHRONE

IV.9 INTRODUCTION

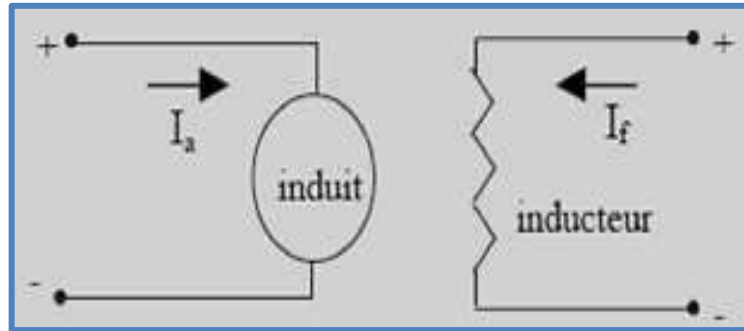
En 1971, BLASCKE a proposé une méthode de commande par champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courant continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation. [6]

Pour la réalisation de ce contrôle, il est nécessaire que l'orientation du flux soit en quadrature avec le courant qui génère le couple. Ainsi, on obtient le modèle de la machine où le flux et le couple électromagnétique sont découplés de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, puisque le couple dépend uniquement du courant I_q . Ce qui permet l'obtention de performances considérables, relatives à la réponse du système en régime dynamique similaire à celle d'une MCC.[5]

IV.10 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le principe de la commande vectorielle permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant I_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant i_q via la tension V_q . [5]-[6]

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.


Fig.IV. 12 : Machine à Courant Continu

De la modélisation de MSAP, l'expression de couple, montre qu'il dépend de deux variables I_d, I_q .

$$C_{em} = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_{sq}I_{sd} + \varphi_f I_{sq}] \quad (IV.9)$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_d nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. [5]

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p\varphi_f I_{sq} \quad (IV.10)$$

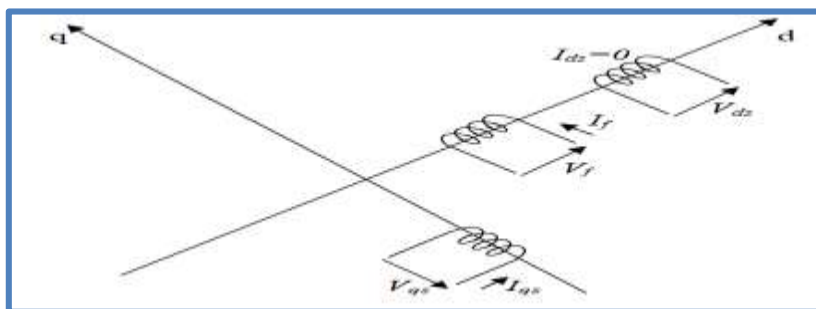
Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_q .

Donc :

$$C_{em} = K I_{sq} \quad (IV.11)$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2}p\varphi_f \quad (IV.12)$$


Fig.IV. 13: Commande par orientation du champ de la MSPA (I_d nul).

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes I_d et I_q du courants statoriques en imposant les tensions V_d et V_q qui conviennent. Pour imposer

ces tensions il suffit d'imposer les tensions de référence V_{qref} et V_{dref} à l'entrée de l'onduleur.

IV.10.1 TECHNIQUE DE DECOUPLAGE :

Les lois de commande vectorielle des machines alimentée en tensions présente des couplages entre les actions sur les axes (d) et (q) .dans un repère (d) et (q) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotorique, on a les équations suivant : [6]

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_d \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_r (L_q I_{sq}) \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_q \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_r (L_d I_{sd} + \varphi_f) \end{cases} \quad (IV.13)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

IV.10.2 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION :

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. [5]-[6]

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{dref} - e_d \\ V_{sq} = V_{qref} + e_q \end{cases} \quad (IV.14)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{dref} = R_s I_{sd} + L_d \frac{dI_{sd}}{dt} \\ V_{qref} = R_s I_{sq} + L_q \frac{dI_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (IV.15)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega_s (L_q I_{sq}) \\ e_q = \omega_s (L_d I_{sd} + \varphi_f) \end{cases} \quad (IV.16)$$

e_d Et e_q représentent les f.e.m qu'il faut compenser.

On a donc les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} et I_q ne dépend que V_{q1} , a partir de l'équation (IV.15) les courant I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{V_{d1}}{R_s + L_d S} \\ I_{sq} = \frac{V_{q1}}{R_s + L_q S} \end{cases} \quad (IV.17)$$

S : Opérateur de Laplace.

Les tensions V_d et V_q sont alors reconstitués à partir des tensions V_{dref} et V_{qref} et illustrés sur la Fig. IV. 14 :

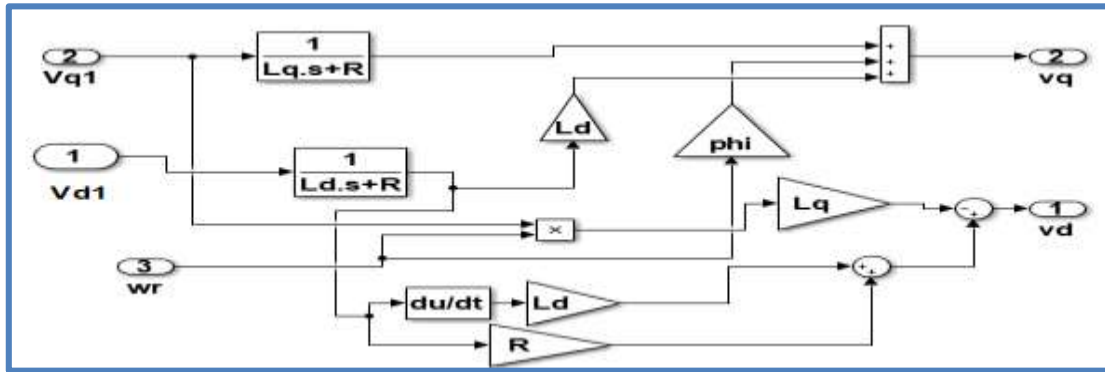


Fig.IV. 14 Bloc de découplage

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

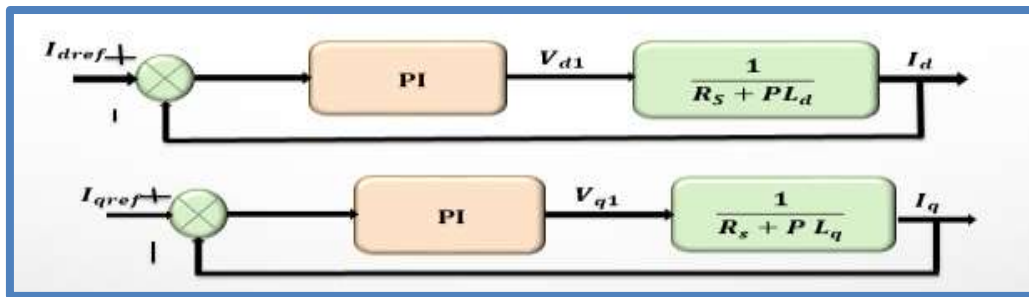


Fig.IV. 15 Commande découplée

Sur le schéma de principe précédent, V_{d1} et V_{q1} représentent les tensions à la sortie des régulateurs des courants i_d et i_q .

IV.11 DESCRIPTION DU SYSTEME GLOBAL :

Le contrôle de la vitesse de la machine, demande une commande simultanée de deux variables I_d et I_q . La Fig. IV.16 représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux dans le repère (d, q).

La commande vectorielle est constituée de deux principales boucles à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants et la transformation directe et inverse de Park.

La vitesse est réglée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur permet de générer le courant de référence qui est comparé à la valeur du courant issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliquée à l'entrée du régulateur du courant. En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant et sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions, et qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

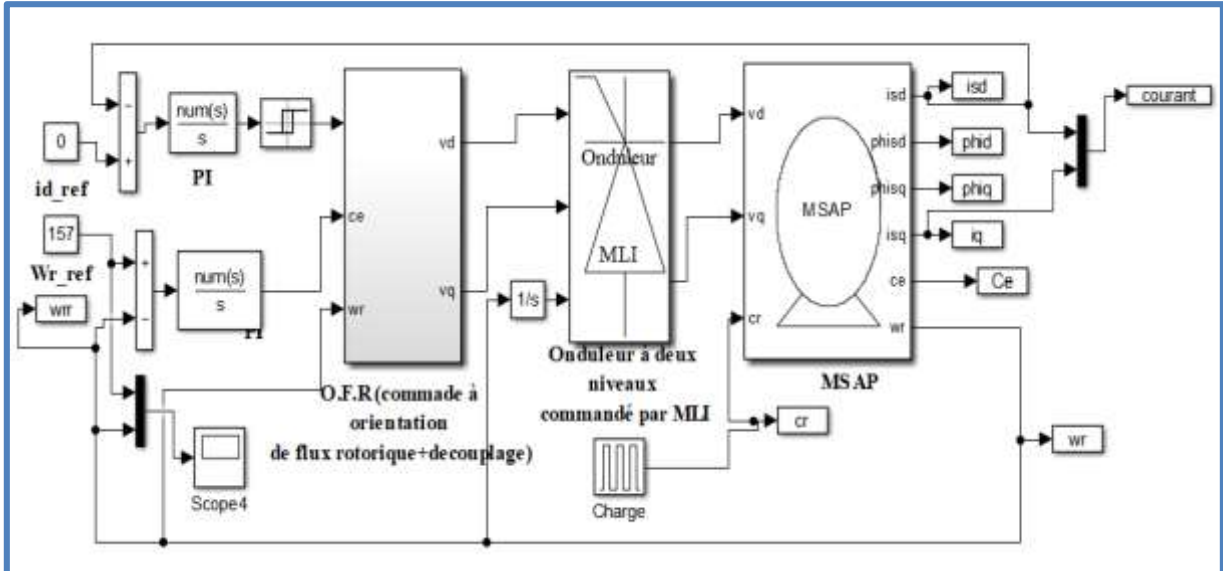


Fig.IV. 16 Contrôle vectoriel de la MSAP alimentée en tension avec réglage de la vitesse et courant direct

IV.12 Synthèse des différents régulateurs :

Il faut noter que les besoins pour la commande d'un système doivent inclure plusieurs facteurs tels que la réponse au signal de commande, la sensibilité au bruit de mesure au rejet de perturbations. Dans tel contexte, des simples régulateurs, comme des régulateurs P, PI et PID, peuvent convenablement satisfaire ses contraintes. [5]-[6]

Théoriquement :

- Une action proportionnelle (P) suffit à garantir les critères de performance exigés par la boucle de vitesse.
- Une action intégrale (I) est donc nécessaire pour annuler cette erreur statique entre la consigne et la sortie en régime permanent.

Nous allons régler la vitesse de la machine en proposant un régulateur de type PI, ce choix justifier par :

- ✓ simplicité de la réalisation et de son réglage (auto réglable).
- ✓ La connaissance maitrise de ce type de régulateur et de son application dans L'industrie et sa robustesse de commande.
- ✓ Son prix de revient moins cher.

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation IV.17 pour les deux axes d et q :

$$F(p) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (IV.18)$$

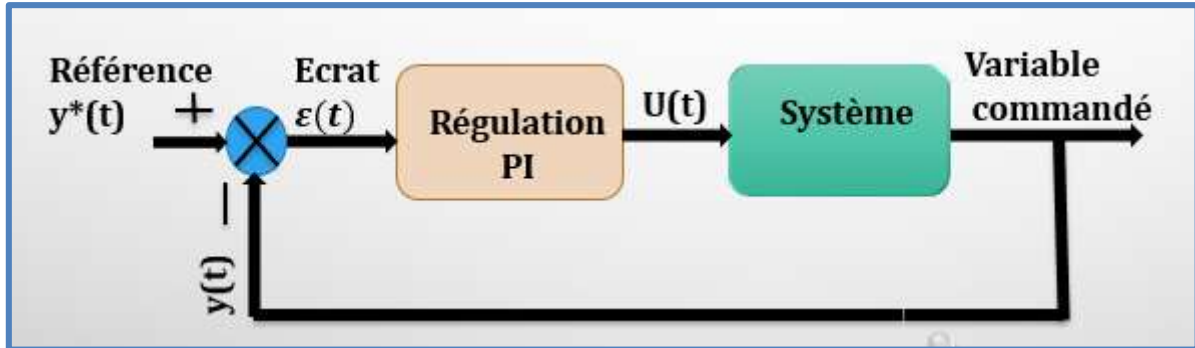


Fig.IV. 17 Régulateur PI

La relation entre la sortie $U(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$U(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int \varepsilon(t) dt \quad (IV.19)$$

C'est à dire :

$$\frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (IV.20)$$

Où :

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral.

La fonction de transfert sera :

$$U(p) = \left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) \varepsilon(p) \quad (IV.21)$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{U}{\varepsilon} = \frac{1+PT_1}{pT_2} \quad (IV.22)$$

$$\text{Avec} \begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (IV.23)$$

IV.12.1 REGULATION DU COURANT I_d

La Régulation de courant présenté par la Fig.IV.18.

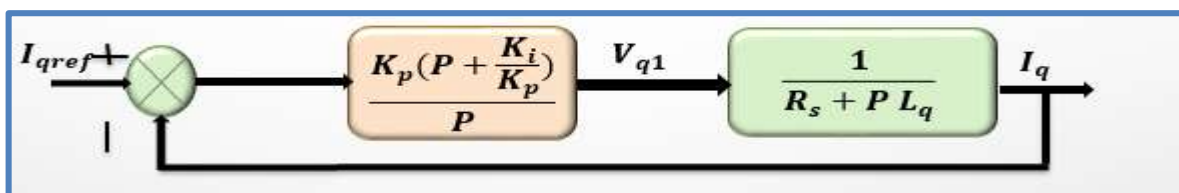


Fig.IV. 18 Boucle de régulation du courant I_q .

La fonction de Transfert en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (II.7) est :

$$FTBO = \frac{K_p(p + \frac{K_i}{K_p})}{p} \frac{1}{R_s + L_q p} \quad (IV.24)$$

$$FTBO = \frac{K_p(p + \frac{K_i}{K_p})}{p} \frac{\frac{1}{L_q}}{\frac{R_s}{L_q} + p} \quad (IV.25)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$p + \frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_q} + p \quad (IV.26)$$

Ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_q} \quad (IV.27)$$

Après compensation l'équation (IV.25), se réduit à :

$$FTBO = \frac{K_p}{p} \frac{1}{L_q} \quad (IV.28)$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (IV.29)$$

$$FTBF = \frac{\frac{K_p}{p L_q}}{1 + \frac{K_p}{p L_q}} \quad (IV.30)$$

$$FTBF = \frac{\frac{K_p}{p L_q}}{\frac{p L_q + K_p}{p L_q}} = \frac{K_p}{p L_q + K_p} = \frac{1}{p \frac{L_q}{K_p} + 1} \quad (IV.31)$$

L'équation (IV.31) peut être imposée de la forme $\frac{1}{1+pT}$ Par identifications on trouve :

$$T = \frac{L_q}{K_p} \Rightarrow K_p = \frac{L_q}{T} \quad (IV.32)$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3T \text{ (critere de } \pm 5\%) \quad (IV.33)$$

$$\text{Donc : } T = \frac{3L_q}{T_r} \quad (IV.34)$$

T_r : Temps de réponse imposé.

Alors on obtient finalement :

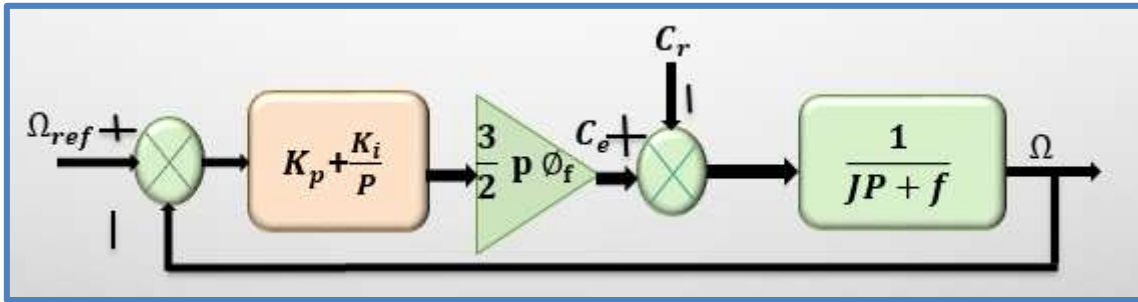
$$\begin{cases} K_p = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_i = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (IV.35)$$

IV.13 REGULATION DE VITESSE :

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant I_q donc du couple aussi.
- ❖ Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous : [6]


Fig.IV. 19 Boucle de régulation de vitesse

$F_\omega(p)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse.

$$F(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{1 + pT_{1\omega}}{pT_{2\omega}} \quad (\text{IV. 36})$$

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ K_i = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (\text{IV. 37})$$

FTBO : La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r = 0$ est donnée par :

$$FTBO = \frac{1 + pT_{1\omega}}{pT_{2\omega}} \frac{3P\phi_f}{2} \frac{1}{(f + SJ)} \quad (\text{IV. 38})$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(p) = \frac{3p\phi_f K_{p\omega} \left(p + \frac{K_{i\omega}}{K_{p\omega}} \right)}{2Jp^2 + (2f + 3p\phi_f K_{p\omega})p + 3p\phi_f K_{i\omega}} \quad (\text{IV. 39})$$

Après le calcul on trouve :

La *FTBF* possède une dynamique de 2ème ordre, par identification à la forme canonique du 2ème ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$FTBF(S) = \frac{1}{W_n^2} p^2 + \frac{2\varepsilon}{W_n} p + 1 \quad (\text{IV. 40})$$

Avec :

W_n : Pulsation propre du système.

ε : Coefficient d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (IV.39) et (IV.40) on trouve :

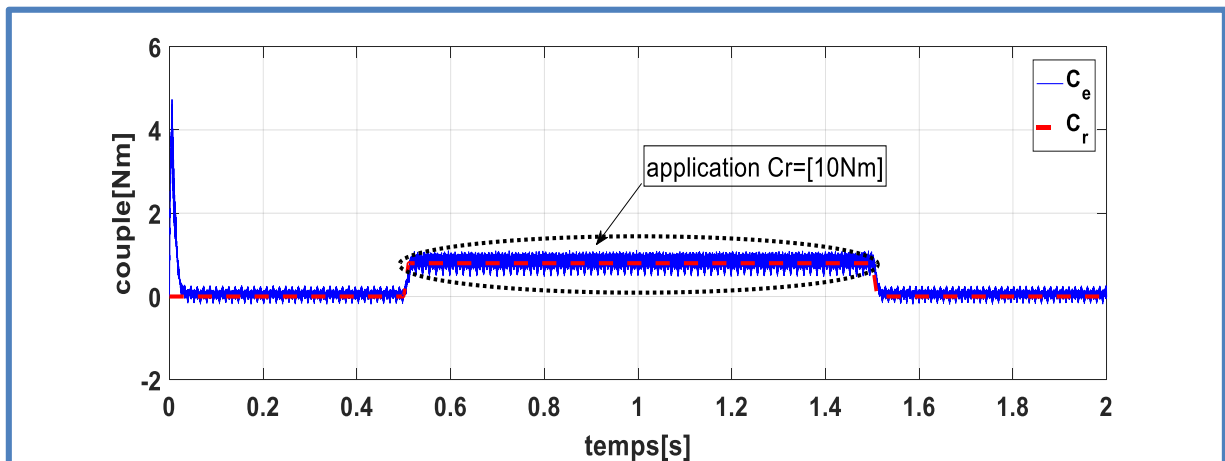
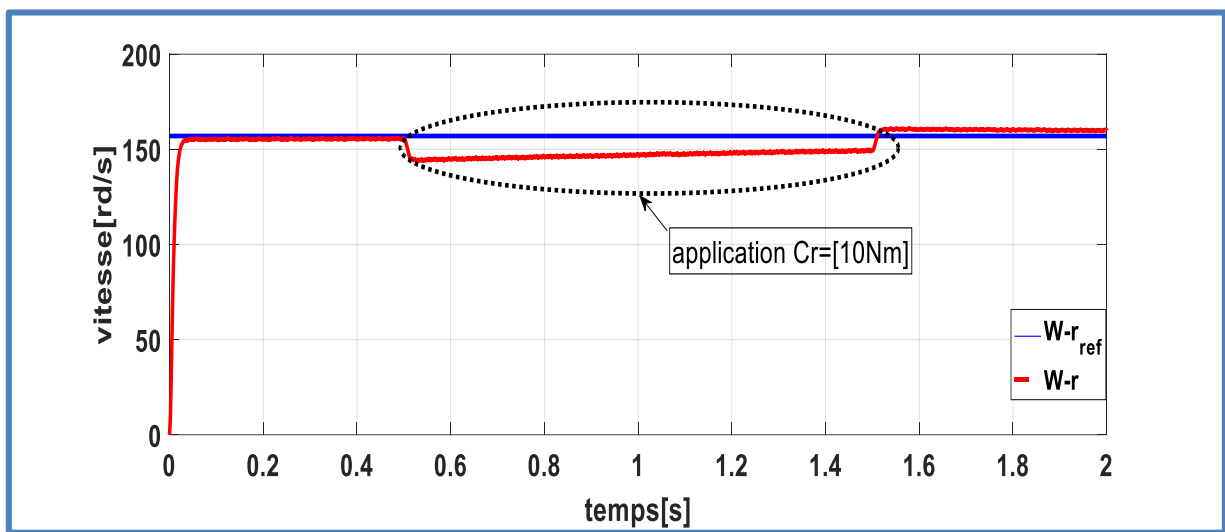
$$\frac{2J}{3p\phi_f K_{i\omega}} = \frac{1}{W_n^2} \quad (\text{IV. 41})$$

$$\frac{2f + 3p\phi_f K_{p\omega}}{3p\phi_f K_{i\omega}} = \frac{2\varepsilon}{W_n} \quad (\text{IV. 42})$$

On déduit $K_{p\omega}$ et $K_{i\omega}$ on obtient :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{4J\xi\omega_0 - 2f}{3p\phi_f} \\ K_{i\omega} = \frac{2J\omega_n^2}{3p\phi_f} \end{cases} \quad (IV.43)$$

La simulation du commande vectorielle de la MS avec régulation de vitesse et courants peut être effectuée à l'aide de Matlab / Simulink. On simule le comportement de la machine asynchrone associée d'un onduleur triphasé, avec application d'un couple de charge à l'intervalle de temps [0.5s, 1.5s]. Le résultat de simulation est indiqué à la Fig IV.20.



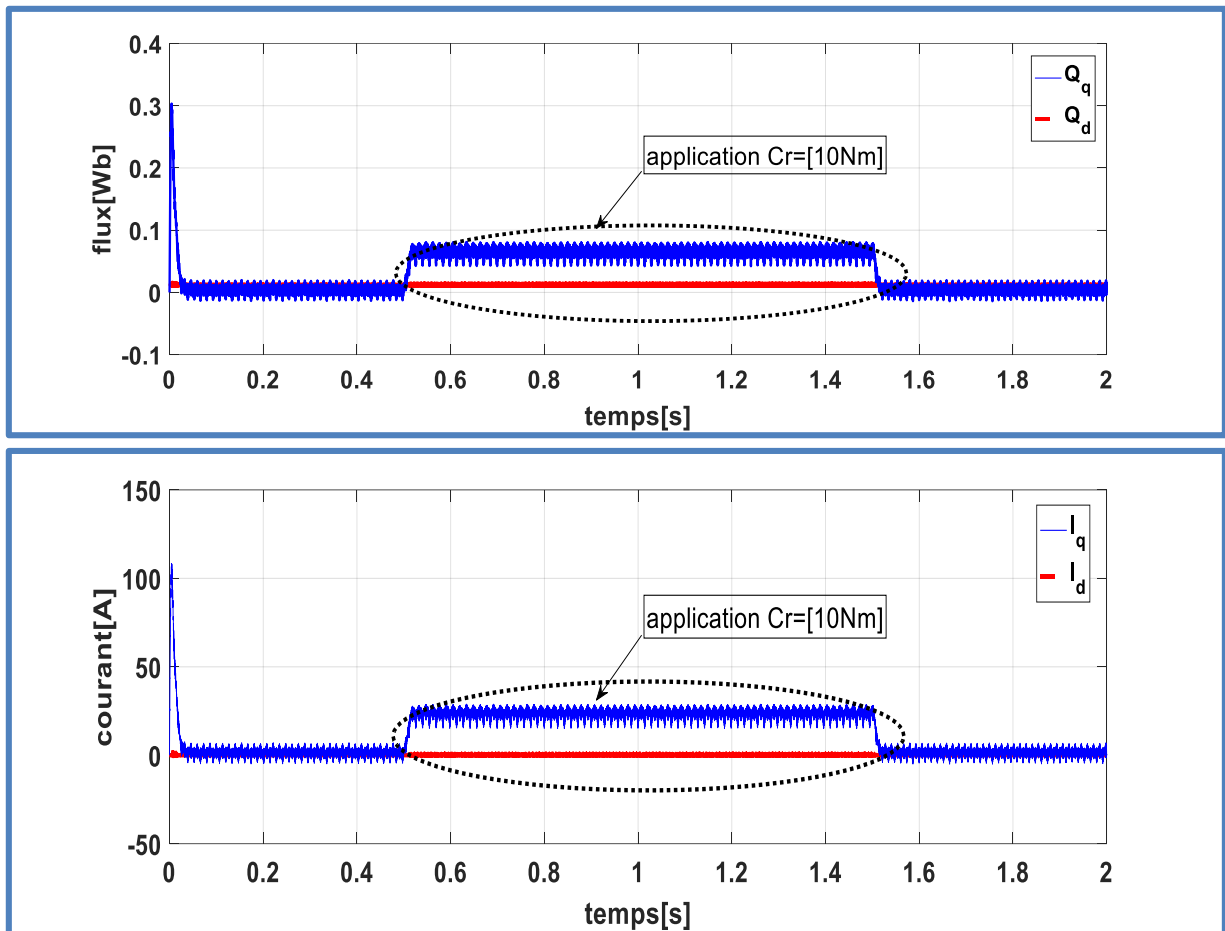


Fig.IV. 20 Résultat de vitesse, couple électromagnétique, flux et courant the Machine synchrone

IV.14 EXERCICES

IV.14.1 EXERCICE1

1. Voici l'équation électrique de la MSAP.

$$C_e = p(\phi_{rd}I_{sq} - \phi_{rq}I_{sd})$$

1. Démontrer à ce que la méthode vectorielle nous permet d'avoir une commande de MSAP similaire de la MCC, justifier votre réponse ?

2. Vous aurez les équations suivantes :

$$V_{sd} = L_d \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} + L_q \omega_r I_{sq}$$

$$V_{sq} = L_d \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} - L_d \omega_r I_{sd} - \phi_f \omega_r$$

3. A ce qu'il existe un couplage dans cette équation, si oui démontrer le ?

4. En utilisant la méthode de découplage par compensation appliqué le découplage en déduira la représentation finale ?

5. en veut réguler le courant par le régulateur proportionnel intégral (PI) calculer les paramètres de ce régulateur (K_p et K_i) ?

$$L_d \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} = V_{sdref}$$

$p=2$, $L_d=0.14H$, $L_q=0.28H$, $R_s=0.6\Omega$, $Q_f=0.012\text{Web}$, $J=0.0011$, $f=0.0014$, $T_r=0.2s$, $T_r = 3T$ (critère de $\pm 5\%$).

❖ Solution

1-Commande similaire

$$C_e = p(\phi_{rd}I_{sq} - \phi_{rq}I_{sd})$$

Dans l'équation de couple de la MSAP il existe un couplage, le couple est contrôlé par les deux courants (I_{sq} et I_{sd}) pour avoir une commande similaire de MCC ou il existe un découplage naturelle (le courant d'excitation contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple) en applique la commande vectorielle basé sur la condition :

$I_{sd}=0$, donc $C_e = p(\phi_{rd}I_{sq})$, à partir de cette relation le couple est contrôlé seulement par le courant I_{sq} (le système est découplé), cette commande nous permet d'avoir une similarité de MSAP comme MCC.

2- Existence d'un couplage dans les deux équations citées :

$$V_{sd} = L_d \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} + L_q \omega_r I_{sq}$$

$$V_{sq} = L_d \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} - L_d \omega_r I_{sd} - \phi_f \omega_r$$

Où il existe un couplage dans les deux équations :

La tension V_{sd} est couplée avec le courant I_{sq}

La tension V_{sq} est couplée avec le courant I_{sd}

3-Application de la méthode de découplage par compensation :

$$V_{sd} = L_d \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} + L_q \omega_r I_{sq} \quad (\text{IV.44})$$

$$V_{sd} = V_{sdref} + E_q \quad (\text{IV.45})$$

$$V_{sdref} = L_d \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} \quad (\text{IV.46})$$

$$E_q = L_q \omega_r I_{sq} \quad (\text{IV.47})$$

$$V_{sdref} = V_{sd} - E_q \quad (IV.48)$$

$$V_{sdref} = L_d \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} + L_q \omega_r I_{sq} - L_q \omega_r I_{sq} \quad (IV.49)$$

$$V_{sdref} = L_d \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} \quad (IV.50)$$

$$V_{sq} = L_d \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} - L_d \omega_r I_{sd} - \phi_f \omega_r \quad (IV.51)$$

$$V_{sq} = V_{sqref} - E_d \quad (IV.52)$$

$$V_{sqref} = L_d \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} \quad (IV.53)$$

$$E_d = L_d \omega_r I_{sd} + \phi_f \omega_r \quad (IV.54)$$

$$V_{sqref} = V_{sq} + E_d \quad (IV.55)$$

$$V_{sqref} = L_d \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} - L_d \omega_r I_{sd} - \phi_f \omega_r + L_d \omega_r I_{sd} + \phi_f \omega_r \quad (IV.56)$$

$$V_{sqref} = L_d \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} \quad (IV.57)$$

La représentation finale :

$$V_{sdref} = L_d \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} \quad (IV.58)$$

$$V_{sqref} = L_d \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} \quad (IV.59)$$

IV.14.2 EXERCICE :

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée en tension est donné dans l'espace d'état par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{V_{sd}}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} I_{sd} + \frac{\omega_r (L_q I_{sq})}{L_d} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{V_{sq}}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} I_{sq} - \frac{\omega_r (L_d I_{sd} + \phi_f)}{L_q} \end{cases} \quad (IV.60)$$

- ❖ Donner les expressions de ces termes de compensation ?
- ❖ Si V_{d1} et V_{q1} représentent les tensions à la sortie des régulateurs des courants I_d et I_q .
- ❖ Représenter par un simple schéma le principe de découplage par compensation de la MSAP ?
- ❖ La commande est effectuée en boucle fermée par des régulateurs de type PI, dans ce cas :

- ❖ Schématiser indépendamment les boucles des régulations des courants I_d , I_q et de la vitesse mécanique Ω .

En utilisant la méthode de compensation du pôle dominant :

- ❖ Calculer les paramètres (les gains K_p et K_i) du régulateur PI du courant sur l'axe « d » du repère de Park (on adopte le critère de $\pm 5\%$ pour un temps de réponse $t_r = 2\text{ ms}$, $R=1.4\Omega$, $L_d=0.0066\text{H}$) ?
- ❖ Utiliser la technique d'imposition des pôles pour déterminer les paramètres du régulateur de vitesse si on impose $C_r=0$ et on néglige la fonction de transfert du courant sur l'axe « q » (on choisit un facteur d'amortissement $\xi=0.707$ et une pulsation naturelle ω_n de 100 rad/s), avec $J=0.0031\text{ Kg m}^2$, $F=0.0114\text{ Kg m}^2/\text{s}$?
- ❖ Dessiner le schéma bloc global de la commande vectorielle de la MSAP en incluant l'onduleur ?

COMMANDE DIRECT DE COUPLE D'UNE MACHINE SYNCHRONE

IV.15 INTRODUCTION

La commande DTC d'une Machine synchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [19]. L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. [5]-[6]

IV.16 FONCTIONNEMENT ET SEQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASEE :

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante : [5]

$$\overline{V}_S = V_\alpha + jV_\beta = \frac{\sqrt{2}}{3} E(V_a + e^{j4\pi/3} V_b + e^{j2\pi/3} V_c) \quad (\text{IV.61})$$

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$\overline{V}_S = \frac{\sqrt{2}}{3} E(S_a + e^{j4\pi/3} S_b + e^{j2\pi/3} S_c) \quad (\text{IV.62})$$

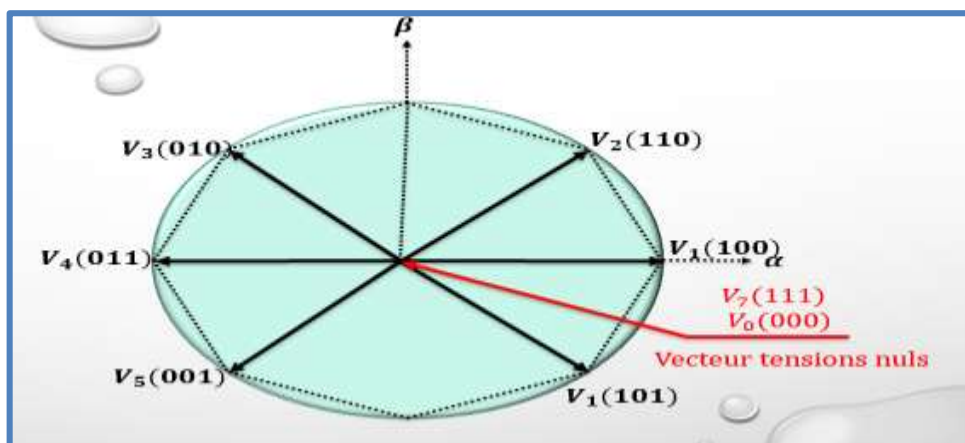


Fig.IV. 21 : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux [6]

IV.17 CONTROLE DU VECTEUR DE FLUX STATORIQUE

A partir du modèle de la Machine synchrone à aimant permanent dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique : [5]-[6]

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{IV.63})$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\bar{\phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{IV.64})$$

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \bar{V}_s t - \int_0^t (R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{IV.65})$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $R_s I_s$ est négligeable devant la tension V_s . Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$ correspondant à une période d'échantillonnage T_e les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixées, ainsi on peut écrire :

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \bar{V}_s T_e \quad (\text{IV.66})$$

$$\Delta \bar{\phi}_s = \bar{V}_s T_e \quad (\text{IV.67})$$

Ainsi on peut écrire :

$$\bar{\phi}_s(k+1) = \bar{\phi}_{s0}(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{IV.68})$$

$\bar{\phi}_s(k+1)$: Est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage suivant.

$\bar{\phi}_{s0}(k)$: Est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage actuel.

$\Delta \bar{\phi}_s$: La variation du vecteur flux statorique.

T_e : La période d'échantillonnage.

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui de la vectrice tension imposée par l'onduleur de tension à la machine. Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vectrices tensions fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur de tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (Fig.IV 21). Ainsi, selon le choix du vecteur de tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , [5] on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante (Fig. IV.22).

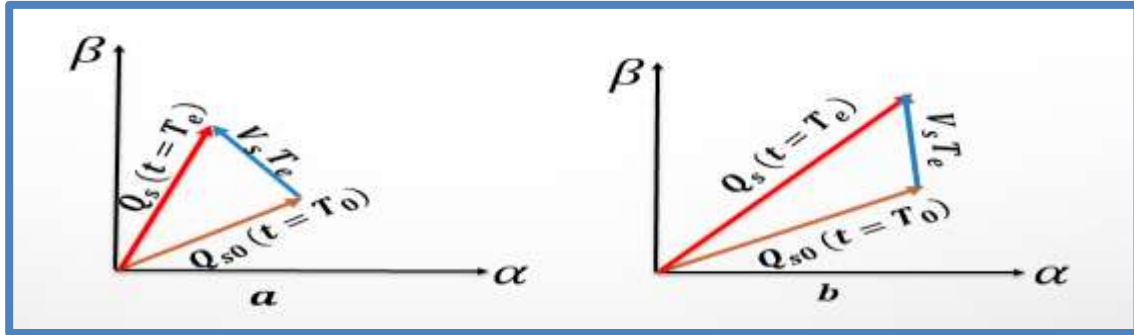


Fig.IV. 22 : Application d'un vecteur de tension statorique : (a) permet de diminuer le module du flux statorique, (b) permet d'augmenter le module du flux statorique [5]

IV.18 CONTROLE DU COUPLE

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique.[5]-[6]

$$C_e = K(\bar{\Phi}_s \wedge \bar{\Phi}_r) = K\|\bar{\Phi}_s\|\|\bar{\Phi}_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{IV.69})$$

K : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$$K = \frac{3pMsr}{2(\sigma L_s L_r)}$$

$\bar{\Phi}_s$: est le vecteur de flux statorique.

$\bar{\Phi}_r$: est le vecteur de flux rotorique.

γ : est le déphasage entre les deux flux.

En supposant que par son réglage, l'amplitude de $\Phi_{s\alpha}$ est maintenue limite dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de Φ_r sera aussi approximativement constante, lorsque le flux est établi dans la machine. L'équation (IV.69) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être assuré par celui de l'angle γ . [6]

La Fig.IV.23 le choix de vecteur de tension pour le réglage de couple électromagnétique.

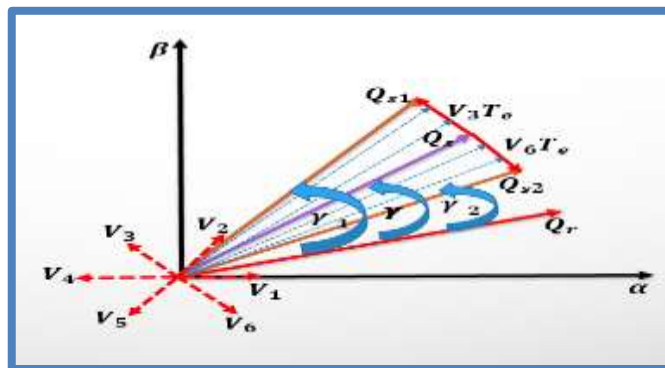


Fig.IV. 23 : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs de tension.

Le choix du vecteur tension \bar{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\bar{\Phi}_s$ et de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zone appelées secteurs, telle que représentées sur la Fig.IV.24. Lorsque le flux $\bar{\Phi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs des tensions suivants :

- ❖ Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit.
- ❖ Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît.
- ❖ Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e croit.
- ❖ Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e décroît.
- ❖ Si V_0 ou V_7 est sélectionnée la rotation de $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée.

Le tableau suivant présente l'évolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur (\bar{V}_k) appliqué dans la zone(Z_i) [6]

Avec : $k = (i - 1, i - 2, i + 1, i + 2)$.

VECTEURS (\bar{V}_k)	\bar{V}_{i+1}	\bar{V}_{i+2}	\bar{V}_{i-1}	\bar{V}_{i-2}
FLUX	↑	↓	↑	↓
COUPLE	↑	↑	↓	↓

Tableau. IV. 1 : Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur (\bar{V}_k)

Les vecteurs de tension à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux. Les paramètres(Z_1), (Z_2), (Z_3), (Z_4), (Z_5), (Z_6) de la Fig. IV.23 représentent les six zones possibles du fonctionnement. [5]-[6]

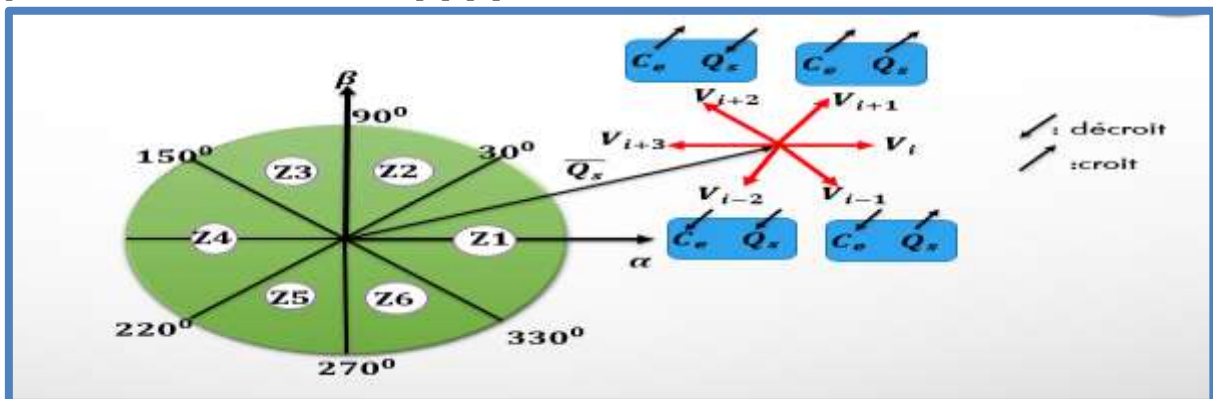


Fig.IV. 24 : Choix du vecteur de tension

Le niveau d'efficacité des vecteurs des tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone(i). En effet, en début de zone, les vecteurs (\bar{V}_{i+1}) et

(\bar{V}_{i-2}) sont perpendiculaires à $(\bar{\Phi}_s)$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $(\bar{\Phi}_s)$, alors qu'en fin de zone l'évolution est inverse. Avec les vecteurs (\bar{V}_{i-1}) et (\bar{V}_{i+2}) , il correspond à des évolutions lente du couple et rapide de l'amplitude du flux $(\bar{\Phi}_s)$ en début d'une zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs (\bar{V}_i) et (\bar{V}_{i+3}) ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone. [6]

Le vecteur de tension \bar{V}_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimé par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $(\bar{\Phi}_s)$. Un estimateur de $(\bar{\Phi}_s)$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

IV.19 ESTIMATEURS

IV.19.1 ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. [5]

A partir de l'équation :

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (IV.70)$$

On obtient les composantes (α) et (β) du vecteur $(\bar{\Phi}_s)$:

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha}) dt \\ \bar{\Phi}_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV.71)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

On obtient les composantes $(V_{s\alpha})$ et $(V_{s\beta})$, après l'application de la transformation de CONCORDIA sur les tensions d'entrée mesurées (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) .

Ces tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur (V_{DC}) , et des états de commandes (S_a, S_b, S_c) soit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} [(S_b - S_c)] \end{cases} \quad (IV.72)$$

Les courants $(I_{s\alpha})$ et $(I_{s\beta})$, sont également obtenus à partir des courants $(I_{as}, I_{bs}$ et $I_{cs})$ avec $(I_{as} + I_{bs} + I_{cs} = 0)$ et par application de la transformation de CONCORDIA :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{as} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} [I_{bs} - I_{cs}] \end{cases} \quad (IV.73)$$

L'amplitude du flux rotorique est estimée à partir de ses composantes ($\phi_{s\alpha}$) et ($\phi_{s\beta}$) par :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{IV.74})$$

L'angle (γ) entre le référentielle rotorique et le vecteur flux (ϕ_s) est égal à :

$$\gamma = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{IV.75})$$

IV.19.2 ESTIMATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique et qui peut se mettre sous la forme suivante : [6]

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{IV.76})$$

IV.20 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

IV.20.1 LE CORRECTEUR DE FLUX

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur (ϕ_s) dans une couronne circulaire comme le montre la Fig.IV.25. [6]

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

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

$$|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (\text{IV.77})$$

Avec :

ϕ_{sref} : La consigne du flux.

$\Delta\phi_s$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

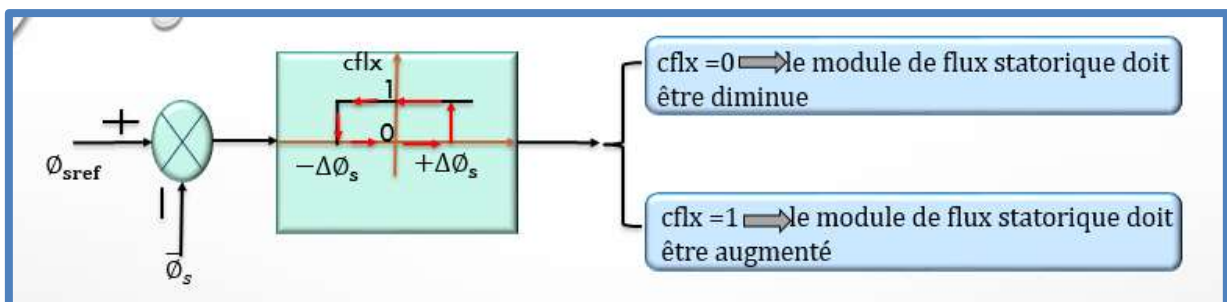


Fig.IV. 25 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence comme la montre la figure ci-dessous.

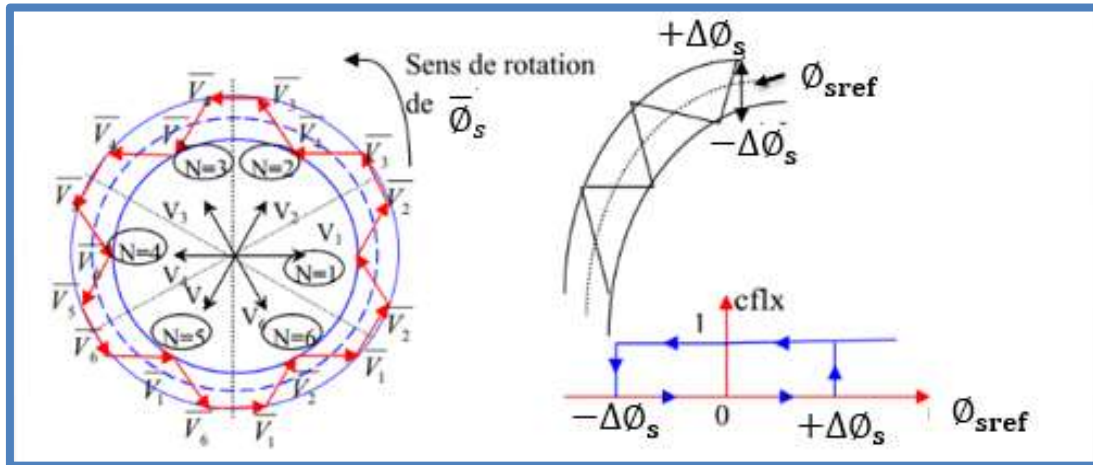


Fig.IV. 26 : Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux rotorique et le contrôleur à hystérésis à deux niveaux. [6]

IV.20.2 LE CORRECTEUR DE COUPLE

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites : [6]

$$|C_{eref} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (\text{IV.78})$$

Avec :

C_{eref} : Le couple référence ;

ΔC_e : La bande d'hystérésis du correcteur.

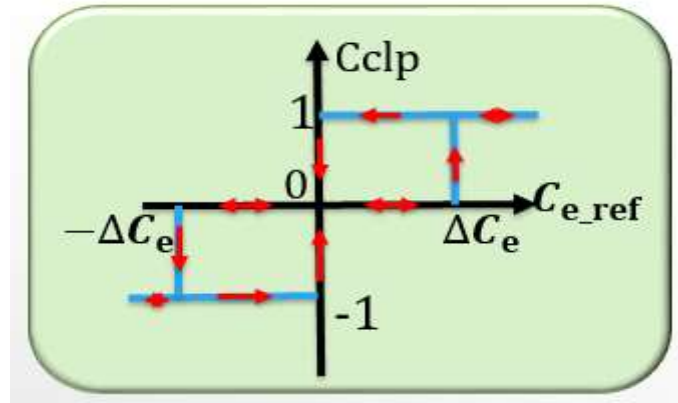
Cependant une déférence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Dans l'étude de contrôleur appliqué au couple, deux types de comparateur à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

- ❖ Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- ❖ Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

IV.20.2.1 LE CORRECTEUR A 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 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$) pour une consigne positive et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne négative ou diminuée ($C_{cpl} = 0$). [5]-[6]

La Fig.IV.27 montre ce type de correcteur.


Fig.IV. 27 : Un correcteur à hystérésis à trois niveaux

$$\begin{cases} Ccpl = 1 & \text{Si } e_c > \Delta C_e \Rightarrow |e_c| = |C_{eref} - C_e| > \Delta C_e \\ Ccpl = 0 & \text{Si } -\Delta C_e > e_c > \Delta C_e \Rightarrow -\Delta C_e > |e_c| = |C_{eref} - C_e| > \Delta C_e \\ Ccpl = -1 & \text{Si } e_c < -\Delta C_e \Rightarrow |e_c| = |C_{eref} - C_e| < -\Delta C_e \end{cases} \quad (\text{IV.97})$$

Si $Ccpl = 0$ le couple décroît alors en utilise $V_0, V_7 \Rightarrow |e_c| > \Delta C_e$

Si $Ccpl = 1$ le couple croît alors en utilise V_{i+1}, V_{i+2}

Si $Ccpl = -1$ le couple croît alors en utilise V_{i-1}, V_{i-2}

IV.21. ÉLABORATION DES TABLES DE COMMANDE

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_e , et selon la position du vecteur de flux statorique.

Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e et suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.[5]

Le tableau (IV.2) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

VECTEURS (\vec{V}_k)	Augmentation	Diminution
FLUX	$\vec{V}_i, \vec{V}_{i-1}, \vec{V}_{i+1}$	$\vec{V}_{i+2}, \vec{V}_{i-2}, \vec{V}_{i+3}$
COUPLE	$\vec{V}_{i+1}, \vec{V}_{i+2}$	$\vec{V}_{i-1}, \vec{V}_{i-2}$

Tableau. IV. 2 : Table de commutation généralisée.

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur. [6]

	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6
$\phi_s \uparrow$	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
$\phi_s \downarrow$	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

Tableau. IV. 3 : Table de commande du flux

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement. [5]

	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6
$C_e \uparrow T$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau.IV. 4 : Table de commande de couple

IV.22. TABLES DES COMMUTATIONS AVEC LES VECTEURS TENSIONS ACTIVES ET NULLES

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :[5]-[6]

IV.22.1. TABLE DE COMMUTATION AVEC LES VECTEURS TENSIONS ACTIVES

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'a vu précédemment. [5]-[6]

Flux	Couple	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl = 1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V1	V2	V3	V4	V5	V6	
	Ccpl = -1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl = 1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V4	V5	V6	V1	V2	V3	
	Ccpl = -1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	3 Niveaux

Tableau.IV. 5 : Table de commutation avec les vecteurs des tensions actifs

IV.22.2. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles

Le tableau .IV.6 représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants.

Flux	Couple	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl = 1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	Ccpl = -1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl = 1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V0	V7	V0	V7	V0	V7	
	Ccpl = -1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	3 Niveaux

Tableau.IV. 6 : Table de commutation avec les vecteurs des tensions nuls

IV.23. STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA DTC APPLIQUÉE AU MSAP

La Fig.IV.28 la commande direct de couple de machine synchrone à aimant permanent sous l'environnement Matlab Simulink.

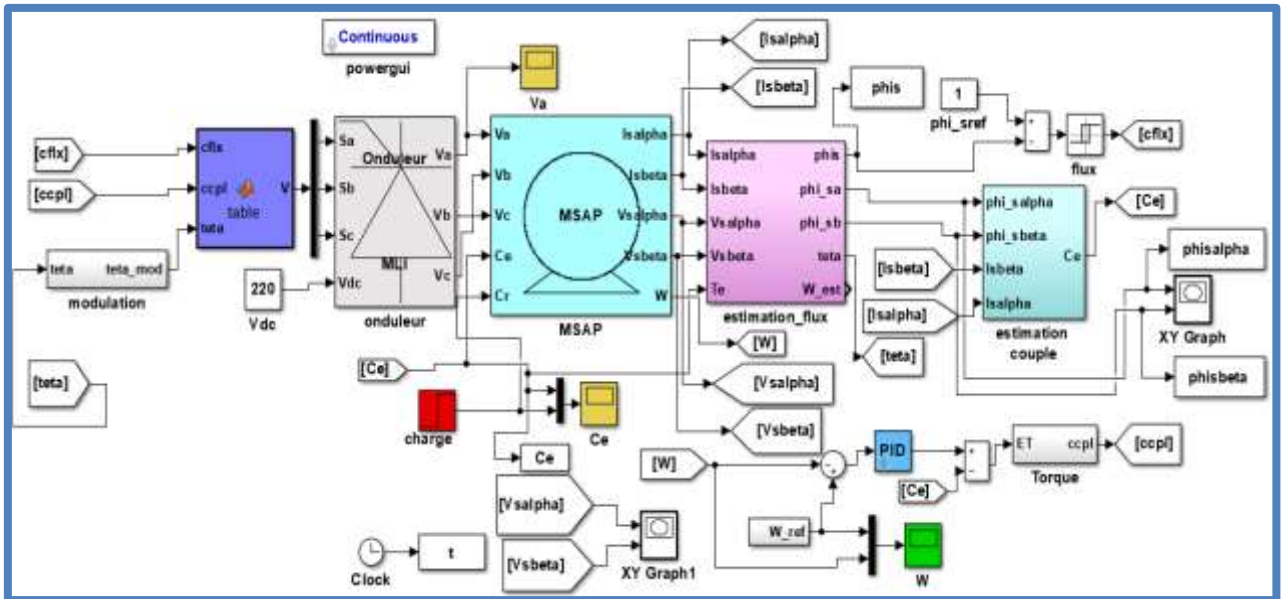
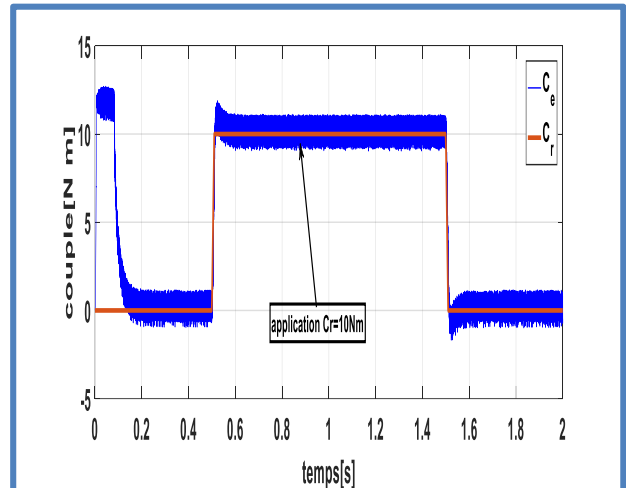
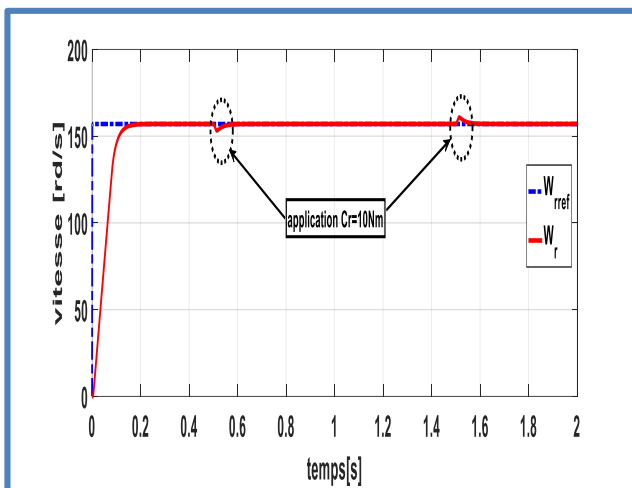


Fig.IV. 28 : La commande DTC d'une machine synchrone à aimant permanent

Les résultats de simulation illustrent le comportement de la structure de contrôle direct de couple appliquée à un modèle de machine MSAP alimentée par un onduleur de tension (à deux niveau), avec application d'un couple de charge à l'intervalle de temps [0.5s, 1.5s]. Le résultat de simulation est indiqué à la Fig IV.27.



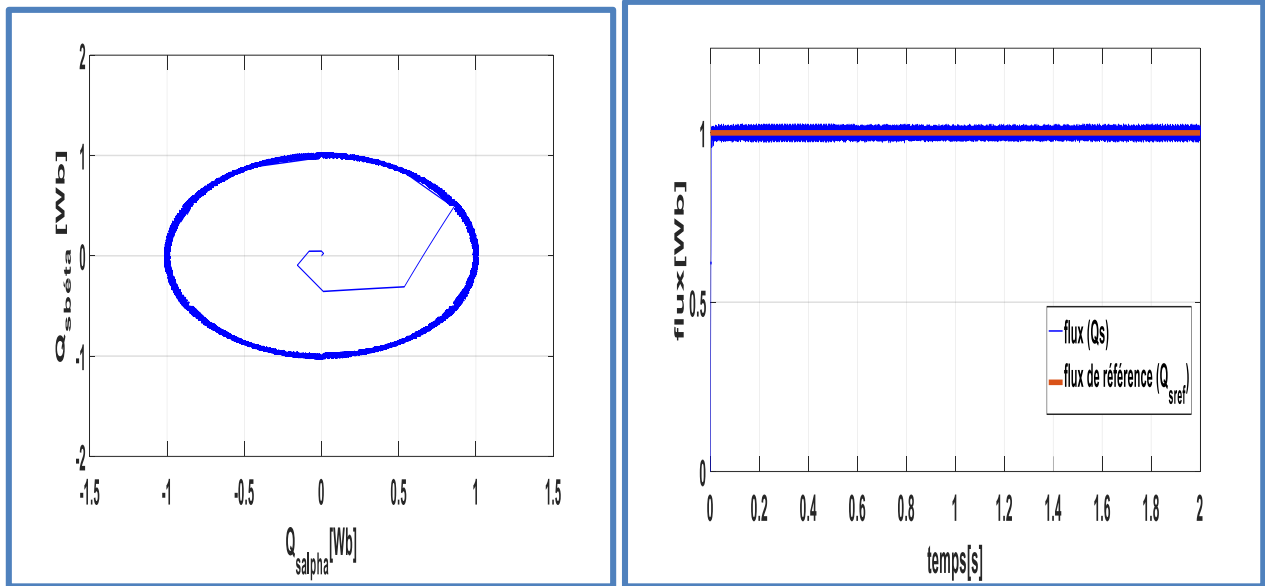


Fig.IV. 29 : Résultat vitesse, couple et flux de la commande direct de couple(DTC) de MSAP

IV.24. EXECICES

IV.24.1 EXERCICE1 :

1-Que signifie la commande DTC ?

2-A partir de la Fig.IV.30 suivante :

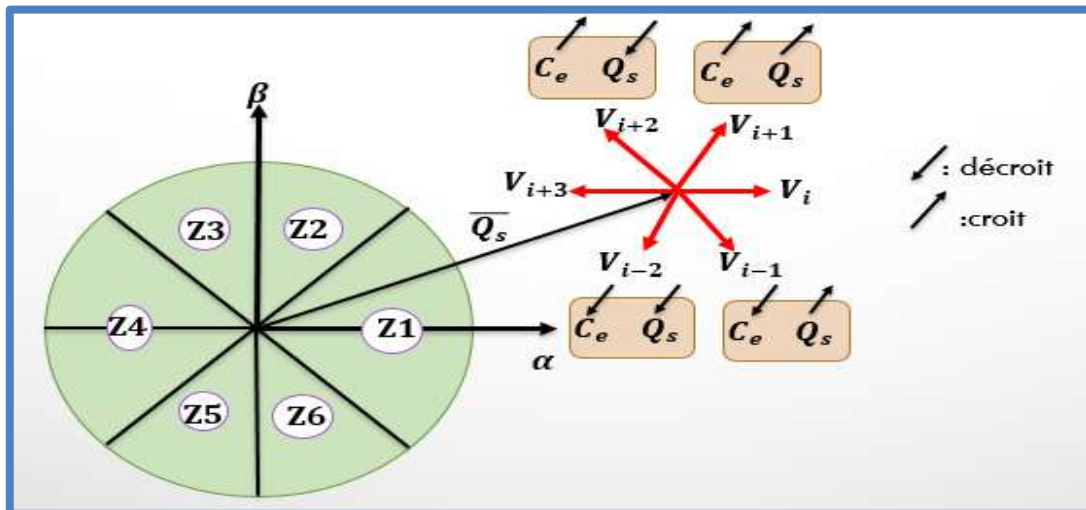


Fig.IV. 30 : choix de vecteur de tension

❖ Déterminer les vecteurs de tension dans la zone Z1, Z2 et Z3 ?

3-Dans quel cas en utilise la commande DTC ?

4- Quelle est la différence entre correcteur à hystérésis deux niveaux et trois niveaux de couple ?

5- Complété le tableau suivant en utilisant les tensions nulles ?

Flux	Couple	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6
Cflx=1	Ccpl = 1						
	Ccpl = 0						

❖ **SOLUTION**

- 1- La commande DTC signifie la commande directe de couple son but c'est contrôlé le flux statorique et le couple indépendante (découplage).
- 2- Déterminer les vecteurs de tension dans la zone Z1 et Z3

❖ **Zone Z₁ alors i=1**

- $\bar{V}_{i+1} = V_2$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit.
- $\bar{V}_{i-1} = V_0$ est sélectionné alors la rotation de $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée.
- $\bar{V}_{i+2} = V_3$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e croit.

❖ **Zone Z₂ alors i=2**

- $\bar{V}_{i+1} = V_3$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit.
- $\bar{V}_{i-1} = V_1$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît.
- $\bar{V}_{i+2} = V_4$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e croit.
- $\bar{V}_{i-2} = V_0$ est sélectionné alors la rotation de $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée.

❖ **Zone Z₃ alors i=3**

- $\bar{V}_{i+1} = V_4$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit.
- $\bar{V}_{i-1} = V_2$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît.
- $\bar{V}_{i+2} = V_5$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_e croit.
- $\bar{V}_{i-2} = V_1$ est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît.

3- En utilise la commande DTC dans le cas d'une charge variable (couple oscillatoire).

4- La différence entre le régulateur à hystérésis deux niveaux et trois niveaux de couple :

- ❖ le régulateur à hystérésis deux niveaux de couple utilisé pour une seul sens de rotation.
- ❖ le régulateur à hystérésis trois niveaux de couple utilisé pour deux sens de rotation.

5- Complété le tableau suivant en utilisant le régulateur à hystérésis deux niveaux de couple et flux :

Flux	Couple	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6
Cflx=1	Ccpl = 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	Ccpl = 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0

❖ **Si Cflx=1 et Ccpl = 1**

Dans la Z=1 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_2$.

Dans la Z=2 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_3$

Dans la Z=3 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_4$

Dans la Z=4 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_5$

Dans la Z=5 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_6$

Dans la Z=6 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e croit le vecteur sélectionner est $\bar{V}_{i+1} = V_7$ en parle d'une vecteur non nul en prend V_1

❖ **Si Cflx=1 et Ccpl = 0**

Dans la Z=1 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_7 .

Dans la Z=2 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_0 .

Dans la Z=3 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_7 .

Dans la Z=4 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_0 .

Dans la Z=5 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_7 .

Dans la Z=6 alors $\bar{\Phi}_s$ croit et C_e décroît en parle d'une arrête de rotation donc le vecteur sélectionner est V_0 .

IV.24.2 EXERCICE 2 :

- 1- Tracer le régulateur à hystérésis deux niveaux de couple ?
- 2- Complété le tableau suivant en utilisant les tensions nulles ?

3- A partir de Fig.IV.30 cité en exercice 1, déterminer les vecteurs de tension dans les zones Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 et Z_5 ?

Flux	Couple	Z = 1	Z = 2	Z = 3	Z = 4	Z = 5	Z = 6
Cflx=0	Ccpl = 1						
	Ccpl = 0						
	Ccpl = -1						

4- Met le schéma bloc de la commande DTC de la machine synchrone à aimant permanent ?

REFERENCE

- [1].Youssef Agrebi Zorgani, Hichem Zayani, « Note de cours : Commande Electrique des Machines», Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Sfax, Tunisie, 2013-2014.
- [2]. Jean Bonal, Guy Séguier, « Entraînements Electriques A Vitesse Variable. Volume 2, Rappels D'Electronique De Puissance Et D'Automatique, Les Variateurs Electroniques De Vitesse », Éditeur : TEC & DOC, Co-Éditeur : Éditions Lavoisier, 06-01-1999
- [3].Jean Bonal, Guy Séguier, « Entraînements Electriques A Vitesse Variable. Tome 3 : interactions convertisseur réseau et convertisseur moteur charge », Éditeur : TEC & DOC, Co-Éditeur : Éditions Lavoisier, 15-02-2000
- [4].Bounadja Elhadj, « Modélisation Des Machines Electriques (Cours et Exercices) », polycopie de cours, université Hassiba Benbouali, chlef, 2018-2019.
- [5].Abdelkarim Chemidi, « Commande Des Machines Electriques », polycopie de cours, Ecole supérieur en sciences appliquées, Tlemcen, 2017.
- [6].Michel Pinard, « La Commande des Machines Electriques », Éditeur De Savoirs, 2013.
- [7].J.P.Caron, J.P.Hautier, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », Editions Technip, 1995.