

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA



Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master
Académique
Spécialité : Automatique et systèmes

Par :

BAKHTI Abderraouf

MELIANI Aymen Belqassim

Intitulé :

Amélioration des Performances de la Commande
Vectorielle de la Machine Asynchrone a Double
Alimentation par la Technique Avancée
POSICAST

Soutenu devant le jury composé de :

Pr. KHETTAB khatir	Université de M'sila	Président
Dr. HERIZI Abdelghafour	Université de M'sila	Encadreur
Dr. OUAGUENI Fayssal	Université de M'sila	Co-Encadreur
Dr. BOUKHALFA Abdelouahab	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2025 / 2026

Remerciements

À l'issue de ce travail, nous adressons nos remerciements, en premier lieu, à **Dieu le Tout-Puissant** de nous avoir donné la force, le courage et la patience nécessaires pour accomplir ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur de mémoire, **Dr. Herizi Abdelghafour**, ainsi qu'à notre co-encadreur, **Dr. Ouagueni Fayssal**, pour leur patience, leur disponibilité constante et surtout pour leurs judicieux conseils qui ont grandement contribué à alimenter notre réflexion.

Nos sincères remerciements s'adressent également à toute l'équipe pédagogique du Département d'Électronique de l'Université de M'sila, et plus particulièrement à **Dr. Tabbakh Mostefa**, pour la qualité de la formation dispensée.

Enfin, nous tenons à remercier chaleureusement toutes les personnes qui nous ont apporté leur aide lors de la rédaction de ce mémoire, ainsi que l'ensemble de nos amis et proches pour leur soutien indéfectible tout au long de notre parcours.

Dédicace

À nos chers parents, pour leurs sacrifices, leur amour inconditionnel et leurs
prières tout au long de notre parcours.

À nos frères et sœurs, pour leur soutien moral et leurs encouragements
constants.

À nos familles respectives, pour leur présence et leur bienveillance infaillible.

Que ce travail soit le fruit de vos efforts partagés et l'accomplissement de vos
vœux les plus chers.

Merci d'être toujours là pour nous.

MELIANI Aymen Belqassim

BAKHITI Abd raouf

TABLE DES MATIERES

Introduction générale	1
-----------------------	---

Chapitre I

Modélisation de la MADA

I.1 Introduction.....	4
I.2 Structure de la chaîne étudiée.....	4
I.3 Modélisation de la MADA.....	5
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	5
I.3.2 Modèle mathématique de la MADA.....	5
I.3.2.1 Equations électriques.....	5
I.3.2.2 Equations magnétiques.....	6
I.3.2.3 Equation mécanique.....	6
I.3.3 Transformation de PARK dans la Référence (d, q).....	7
I.3.3.1 Equations électriques.....	9
I.3.3.2 Equations magnétiques.....	10
I.3.3.3 Equation électromagnétique.....	10
I.3.4 Mise en équations d'états.....	10
I.4 Modélisation du système d'alimentation.....	11
I.4.1 Modélisation du convertisseur alternatif – continu	11
I.4.2.1 Le redresseur	11
I.4.2.2 Le filtre passe bas	12
I.4.4 Modélisation du convertisseur continu – alternatif	13
I.4.5 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I).....	14
I.4.6 Simulation de la simulation.....	15
I.5 Conclusion.....	18

Chapitre II

Commande vectorielle de la MADA

II.1 Introduction.....	20
II.2 Principe de la commande vectorielle.....	20
II.3 Types de la commande vectorielle.....	21
II.3.1 Commande directe.....	21
II.3.2 Commande indirect.....	23
II.4 Application de la commande vectorielle à la MADA.....	23
II.4.1 Choix de repère de référence.....	23
II.4.2 Structure de la commande vectorielle directe de la MADA.....	24
II.4.3 Bloc de défluxage.....	24
II.4.4 Principe du découplage par compensation.....	25
II.5 Dimensionnement des régulateurs.....	25
II.5.1 Régulateur du courant I_{rd}	25
II.5.2 Régulateur du courant I_{rq}	27
II.5.3 Régulateur du flux statorique.....	27

II.5.4 Régulateur de vitesse.....	28
II.6 Résultats de simulation.....	29
II.6.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	29
II.6.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	30
II.6.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique.....	30
II.6.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique.....	31
II.6.5 Interprétation des résultats.....	32
II.7 Conclusion.....	33

Chapitre III

Application de la technique POSICAST à la commande de la MADA

III.1 Introduction	35
III.2 Principe de la technique POSICAST.....	35
III.2.1 Fonctionnement du compensateur POSICAST.....	35
III.2 2 Modélisation mathématique du compensateur POSICAST.....	37
III.2 3 Avantages et limites de la technique POSICAST.....	37
III.3 Conception du régulateur POSICAST.....	38
III.3 1 Choix des paramètres du compensateur.....	38
III.3 2 Méthodologie de conception du régulateur.....	38
III.3 3 Conditions de stabilité du système.....	39
III.3 4 Implémentation numérique du régulateur POSICAST.....	39
III.4 Structure de la commande proposée.....	40
III.4 1 Architecture globale de la commande proposée.....	40
III.4 2 Association du régulateur PI avec le compensateur POSICAST.....	41
III.5 Résultats de Simulation	41
III.5 1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	42
III.5 2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	42
III.5 3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique.....	43
III.5 4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique.....	44
III.5 5 Interprétation des résultats.....	44
III.6 Étude comparative avec la commande classique PI.....	45
III.7 Conclusion.....	45
Conclusion générale.....	48

LISTE DES FIGURES

Figure (I.1) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine.....	4
Figure (I.2) : Schéma physique de la transformée de Park.....	7
Figure (I.3) : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.....	8
Figure (I.4) : Représentation du redresseur triphasé à diode.....	11
Figure (I.5) : Représentation de la tension redressée.....	12
Figure (I.6) : Filtre RLC passe-bas.....	12
Figure (I.7) : Onduleur de tensions triphasé à deux niveaux.....	13
Figure (I.8) : Représentation d'un GTO.....	14
Figure (I.9) : Principe de la commande MLI sinus-triangle.....	15
Figure (I.10) : Réponses du système avec ($V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$).....	17
Figure (I.11) : Réponses du système avec ($V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$).....	18
Figure (II.1) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC	21
Figure (II.2) : Illustration de l'orientation du flux statorique.....	22
Figure (II.3) : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.....	24
Figure (II.4) : Profil du flux statorique de consigne (défluxage).....	25
Figure (II.5) : Schéma de régulation du courant i_{rd}	26
Figure (II.6) : Schéma de régulation du courant i_{rq}	27
Figure (II.7) : Schéma de régulation du flux statorique.....	27
Figure (II.8) : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	28
Figure (II.9) : Résultats de simulation lors de la variation de charge.....	29
Figure (II.10) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse	30
Figure (II.11) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique	31
Figure (II.12): Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique	32
Figure (III.1) : Réponse transitoire légèrement amortie.....	35
Figure (III.2) : Commande POSICAST.....	36
Figure (III.3) : Sortie du système.....	36
Figure (III.4) : Schéma de principe de la commande vectorielle avec un régulateur POSICAST du MADA.....	40
Figure (III.5) : Schéma de du régulateur PI avec le compensateur POSICAS.....	41

Figure (III.6) : Résultats de simulation lors de la variation de charge.....	42
Figure (III.7): Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse	43
Figure (III.8): Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique	44
Figure (III.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique	45
Figure (III.10) : Étude comparative des performances de vitesse entre le contrôle Posicast et la commande vectorielle (PI).....	47

Introduction générale

Actuellement, la recherche scientifique se positionne au centre des enjeux industriels majeurs, notamment avec la transition énergétique globale et la quête d'une performance maximale dans les systèmes de conversion d'énergie électrique. Dans le domaine des énergies renouvelables, en particulier l'énergie éolienne, ainsi que dans les applications industrielles à haute puissance et à vitesse variable, la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) s'est affirmée comme une solution technologique incontournable et extrêmement compétitive [1].

La MADA séduit par ses caractéristiques distinctives. À la différence des machines conventionnelles, elle autorise un transfert de puissance bidirectionnel via le rotor. Cela procure l'énorme avantage économique de dimensionner les convertisseurs statiques pour seulement une fraction (approximativement 30 %) de la puissance nominale de la machine. En outre, elle offre une remarquable flexibilité en permettant un contrôle découplé des puissances actives et réactives sur une large plage de vitesses autour du synchronisme [2, 3].

Pour tirer parti de ces avantages, la méthode de contrôle privilégiée reste la commande vectorielle par orientation du flux (FOC). Cette méthode permet une linéarisation virtuelle du comportement de la MADA, en assimilant son contrôle à celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante. Cela favorise une régulation distincte du couple électromagnétique et des flux. Traditionnellement, cette structure de commande est gérée par des contrôleurs standards tels que le Proportionnel-Intégral (PI) [4-6].

Toutefois, malgré leur conception simple et leur adoption répandue, les régulateurs PI montrent des contraintes structurelles évidentes lorsqu'il s'agit de répondre aux exigences de précision et de robustesse des systèmes contemporains. La MADA est un système hautement non linéaire, multivariable, présentant un couplage dynamique complexe et exposé à d'importantes perturbations externes (variations soudaines de la charge) et internes (variation des résistances par échauffement, saturation magnétique). Face à ces non-linéarités et aux incertitudes paramétriques, la régulation vectorielle traditionnelle par PI révèle ses limites, notamment par l'apparition de dépassements excessifs et d'oscillations transitoires indésirables qui altèrent les performances globales du système [7].

C'est précisément pour remédier à ces insuffisances que les théories de la commande moderne proposent des solutions alternatives performantes. Ce projet de recherche s'inscrit directement dans cette dynamique et s'intitule : « Amélioration des Performances de la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par la Technique Avancée POSICAST ». L'objectif principal consiste à concevoir, analyser et évaluer une structure de commande capable de s'affranchir des contraintes des correcteurs traditionnels,

dans le but d'assurer une dynamique rapide, un amortissement optimal des oscillations et une robustesse renforcée. Pour garantir un développement rigoureux, notre étude est organisée en trois chapitres majeurs :

Le Chapitre I, intitulé Modélisation de la MADA, est consacré à la formulation du modèle mathématique précis de la machine ainsi que de ses convertisseurs de puissance associés. L'analyse de ce comportement dans le repère de Park est fondamentale pour l'élaboration de toute loi de contrôle.

Le Chapitre II, portant le titre Commande vectorielle de la MADA, décrit les principes fondamentaux de la commande par orientation du flux statorique (FOS). Le contrôle de la vitesse et des puissances y est abordé à travers une explication détaillée des régulateurs PI conventionnels, qui constitueront notre référence comparative.

Le Chapitre III, intitulé Application de la technique POSICAST à la commande de la MADA, représente le cœur de notre contribution. Nous y développerons initialement les fondements théoriques de la méthode de mise en forme de commande POSICAST, une technique avancée conçue pour supprimer les oscillations transitoires. Par la suite, nous introduirons l'architecture de contrôle proposée, associant ces compensateurs aux structures de régulation afin d'optimiser considérablement les performances dynamiques globales de la machine.

Ce mémoire sera couronné par une conclusion générale qui résumera les principaux résultats obtenus par simulations numériques, tout en ouvrant des perspectives tangibles pour de futures recherches.

Chapitre I

Modélisation de la MADA

I.1 Introduction :

L'analyse du comportement d'un système est une tâche complexe qui exige principalement une compréhension approfondie de son modèle dynamique pour pouvoir, à travers de simulations, anticiper efficacement son comportement dans les divers modes d'opération prévus. Il nous faudra un modèle mathématique qui illustre de manière satisfaisante le fonctionnement réel de ce système. La modélisation des machines électriques tournantes exige une compréhension approfondie de la structure électrique (source d'alimentation) et de la structure mécanique (masse en rotation, couple résistant, friction visqueuse).

Ce chapitre vise à réaliser une analyse théorique sur la machine asynchrone à double alimentation, en examinant son principe opérationnel, les diverses stratégies de contrôle, ses points forts et faibles, ainsi que les performances qu'elle peut offrir. Sa modélisation de cette machine dans le système de Park, avec ses deux sources d'alimentation à fréquence variable, sera également présentée. L'une fournit l'énergie au stator tandis que l'autre alimente le rotor. Nous passerons ensuite à la modélisation de l'onduleur de tension et à leur contrôle par modulation de largeur d'impulsions de type sinus triangle. Pour valider les stratégies de commandes élaborées dans les chapitres suivants, une série de simulations avec le logiciel MATLAB/SIMULINK a été envisagée.

I.2 Structure de la chaîne étudiée :

La figure (I.1), illustre le schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine.

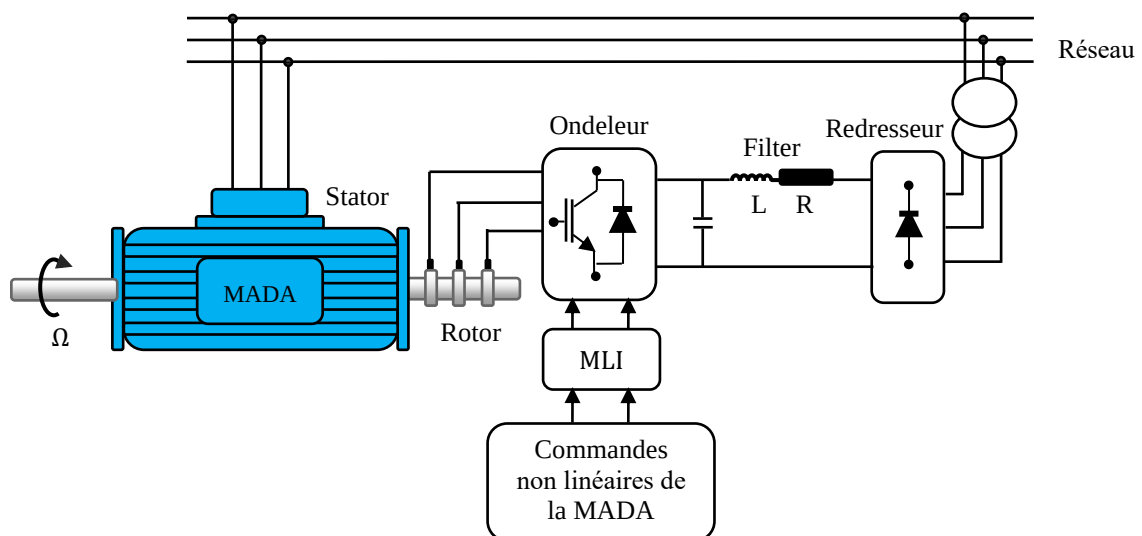


Figure I.1 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine [8].

I.3 Modélisation de la MADA :

La modélisation des machines électriques tournantes requiert une compréhension approfondie de la structure électrique (source d'alimentation) et de la structure mécanique (masse tournante, résistance au couple, frottement visqueux) [9].

La méthode des deux axes, qui s'appuie sur la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif, est généralement utilisée pour modéliser les machines asynchrones. Pour diverses raisons, on peut recourir à un ensemble d'hypothèses simplificatrices (à définir et à suivre) lors de la construction des modèles mathématiques [10].

I.3.1 Hypothèses simplificatrices :

L'inertie continue.

L'effet des encoches est négligé.

Répartition sinusoïdale des forces de champ magnétomoteur dans l'entrefer.

L'impact de l'effet de surface et du réchauffement n'est pas considéré.

Circuit magnétique non saturé avec perméabilité constante.

Les pertes ferromagnétiques sont insignifiantes.

En conséquence, tous les coefficients d'inductance propre demeurent constants, tandis que les coefficients d'inductance mutuelle sont uniquement influencés par la disposition des bobinages [11, 12].

I.3.2 Modèle mathématique de la MADA :

I.3.2.1 Equations électriques :

Les lois de Faraday et d'Ohm établissent une connexion entre les tensions sur les enroulements, les flux cumulés et les courants dans ces bobines. En suivant les conventions employées, les deux formules matricielles ci-après illustrent les tensions sur les divers bobinages [13, 14] :

Pour les enroulements statoriques :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (I.1)$$

Pour les enroulements rotoriques :

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (I.2)$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

De même pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

L'écriture matricielle condensée par :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (I.5)$$

Où :

R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

V_s, V : les tensions simples statoriques et rotoriques.

i_s, i_r : les courants de phase statoriques et rotoriques.

φ_s, φ_r : les flux respectivement statoriques et rotoriques.

I.3.2.2 Equations magnétiques :

Les équations des flux magnétiques qui régissent la MADA sont :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (I.6)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Où :

L_{ss}, L_{rr} : sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.

M_s, M_r : les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$: la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor qui est donnée par la formule (I.7) :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

M_{max} : est l'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

En remplaçant (I.6) dans (I.5), on obtient le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (I.8)$$

I.3.2.3 Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée comme suit :

$$C_{em} = C_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.9)$$

Avec :

C_{em} : le couple électromagnétique de la machine ;

C_r : le couple résistant ;

f : le coefficient de frottement visqueux de la MADA ;

Ω : la vitesse de rotation de l'axe de la MADA ;

J : l'inertie des parties tournantes.

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} p [i]^T \frac{d[L]}{dt} [i] \quad (I.10)$$

Avec :

$[i]$: Matrice de courant total,

$$[i] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc} \ i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} ;$$

$[L]$: Matrice inductance totale,

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} ;$$

p : est le nombre de pair de pôle.

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ ne contiennent que des termes constants lorsque l'angle θ vari, cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_{em} = p \cdot [i_s]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (I.11)$$

I.3.3 Transformation de PARK dans la Référence (d, q) :

Dans la conversion de Park, les bobinages statoriques a_s, b_s, c_s ainsi que les bobinages rotoriques a_r, b_r et c_r sont respectivement convertis en deux bobinages statoriques d_s et q_s et deux bobinages rotoriques d_r et q_r . On appelle d l'axe direct et q l'axe en quadrature.

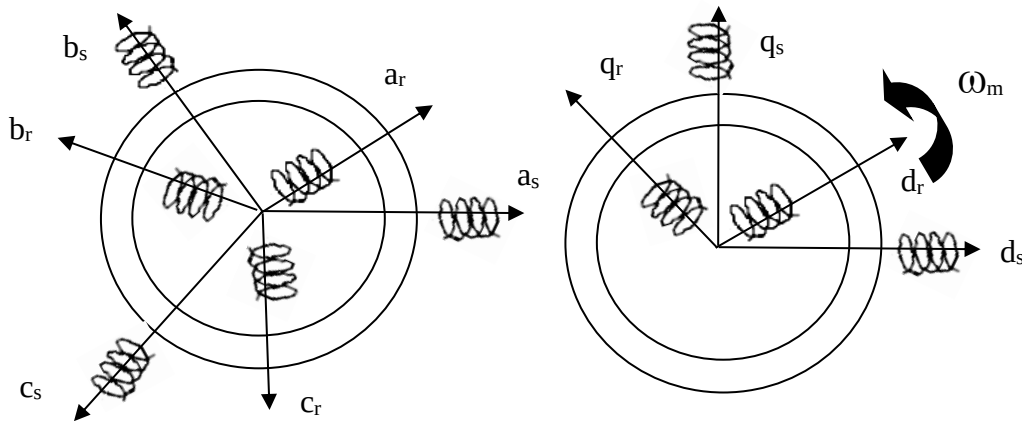


Figure I.2 : Schéma physique de la transformée de Park.

La figure (I.3) facilite la définition des différents référentiels et des relations spatiales qui les associent. Elle illustre que, et sont connectés par le lien :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{I.12})$$

D'où :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

θ_s, θ_r : sont les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park.

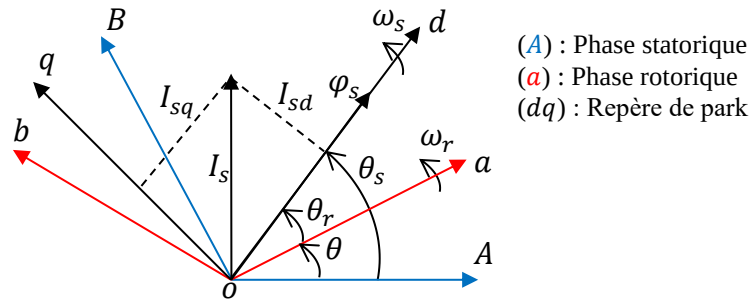


Figure I.3 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

Dans la transformée de Park, on définit la matrice de transformation suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La matrice inverse de Park :

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

Le terme $\sqrt{\frac{2}{3}}$ exprime le passage du système triphasé au système biphasé avec conservation de puissance. $[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park, tel que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$ et $[P(\theta)] \cdot [P(\theta)]^T = [1]$

La composante homopolaire (O) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d, q) [15].

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Le équation I.15 peuvent aussi être appliquées aux autres grandeurs comme le courant ou le flux. La transformation des grandeurs est définie par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

I.3.3.1 Equations électriques :

En appliquant la transformation de Park dans l'équation (I.5), on obtient :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{sdqo}] = [R_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] + \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdqo}] \\ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{rdqo}] = [R_r] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] + \frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdqo}] \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{cases} [V_{sdqo}] = [R_s] \cdot [i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdqo}] \\ [V_{rdqo}] = [R_r] \cdot [i_{rdqo}] + [P(\theta_r)] \frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdqo}] \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Avec :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1}] = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [P(\theta_r)] \frac{d}{dt} [[P(\theta_r)]^{-1}] = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Par conséquent, on peut écrire :

$$\begin{cases} a) V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ b) V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ c) V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ d) V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

$V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$: sont respectivement les tensions directes et en quadrature statoriques et rotoriques;

$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}$ et φ_{rq} : sont respectivement les flux directs et en quadrature statoriques et rotoriques ;

ω_s, ω_r : sont les pulsations statorique et rotorique ;

θ_s, θ_r : sont les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park.

I.3.3.2 Equations magnétiques :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{sdqo}] = [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] + [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] \\ [P(\theta_r)]^{-1}[\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] + [M_{rs}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] \end{cases} \quad (I.21)$$

Donc, on peut écrire :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.22)$$

L_s, L_r : les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine ;

M : l'inductance mutuelle.

I.3.3.3 Equation du couple électromagnétique :

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} C_e &= p(\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \\ C_e &= p \cdot M(i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \\ C_e &= \frac{p \cdot M}{L_r}(\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rq} \cdot i_{sd}) \\ C_e &= \frac{p \cdot M}{L_s}(\varphi_{sq} \cdot i_{rd} - \varphi_{sd} \cdot i_{rq}) \end{aligned} \quad (I.23)$$

I.3.4 Mise en équations d'états :

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est décrit par l'équation d'état suivante [15] :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.24)$$

Avec :

$$[X] = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T ; [U] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T ;$$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta\omega & -\delta & \omega_s - \omega \\ \beta\omega & \alpha & -(\omega_s - \omega) & -\delta \end{bmatrix} ; [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} ;$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s};$$

$$\alpha = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}; \beta = \frac{M}{\sigma L_r L_s};$$

$$T_r = L_r / R_r; T_s = L_s / R_s.$$

I.4 Modélisation du système d'alimentation :

Pour les entraînements à vitesses variables des moteurs asynchrones, on utilise d'ordinaire des onduleurs de tension. Lorsqu'il est alimenté par le réseau, l'ensemble d'un entraînement électrique comprend :

Un redresseur d'entrée

Un filtre passe bas comportant un condensateur de forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension U à l'entrée de l'onduleur,

Un onduleur de tension,

Le moteur asynchrone.

I.4.1 Modélisation du convertisseur alternatif – continu :

I.4.1.1 Le redresseur :

Le redresseur est un dispositif de conversion statique qui a la capacité de transformer l'énergie provenant d'une source alternative en une source continue. On dispose de différentes configurations, et la sélection se fait en fonction des performances souhaitées [16].

Dans notre étude, nous nous concentrons uniquement sur le redresseur triphasé à double alternance non contrôlée dont les éléments constitutifs sont des diodes. Le redresseur est alimenté par le réseau électrique triphasé, où la tension est équilibrée.

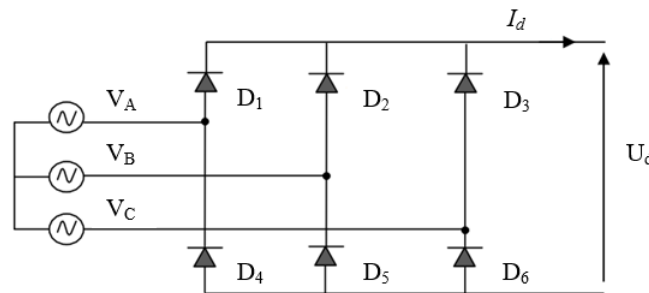


Figure I.4 : Représentation du redresseur triphasé à diodes [8].

Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d .

Les diodes : D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d .

On considère que la source d'alimentation triphasée est équilibrée, avec une amplitude de tension et une fréquence constante. On fait également abstraction des baisses de tension causées par le phénomène d'empiétement et les pertes dans les diodes [16]. Le système triphasé suivant alimente alors le redresseur :

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega t) \\ V_B = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_C = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.25)$$

La tension à la sortie du redresseur est donnée par :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \text{Min}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (I.26)$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U}_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (I.27)$$

Son facteur d'ondulation est donné par :

$$k\% = \frac{U_{d\max} - U_{d\min}}{2\overline{U}_d} \quad (I.28)$$

La tension redressée est représentée dans la figure I.5 :

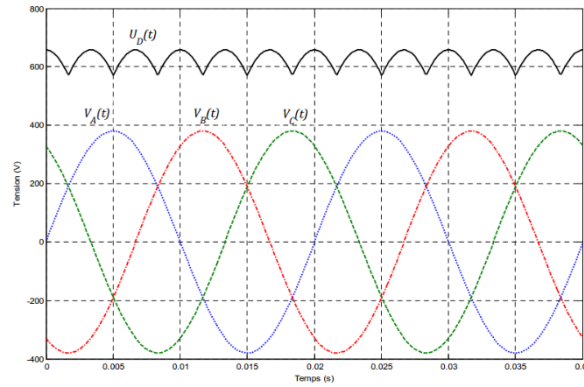


Figure I.5 : Représentation de la tension redressée.

Le redresseur génère une tension avec des ondulations significatives, ce qui requiert l'utilisation d'un filtre pour réduire ces ondulations.

I.4.1.2 Le filtre passe bas :

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [16]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

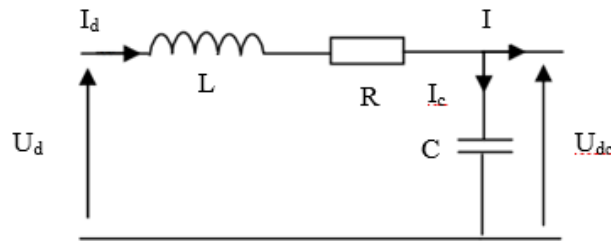


Figure I.6 : Filtre RLC passe-bas [8].

Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension quasiment stable et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. L'inductance assure une stabilité notable du courant [17].

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \quad (I.29)$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \quad (I.30)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{U_{dc}}{U_d(t)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{redressée}} = \frac{1}{L.C.s^2 + R.C.s + 1} \quad (I.31)$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [18] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2\pi.f_c \quad (I.32)$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

I.4.2 Modélisation du convertisseur continu – alternatif :

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques essentiels en électronique de puissance, notamment pour le contrôle de la vitesse des machines à courant alternatif. Ils permettent de transformer une tension continue en tension alternative grâce à la commutation contrôlée d'interrupteurs. L'évolution de ces dispositifs est liée aux progrès des semi-conducteurs et à l'utilisation de la modulation de largeur d'impulsions (MLI). L'onduleur triphasé à deux niveaux, composé de six interrupteurs, génère des tensions alternatives bistables décalées entre phases, dont la fréquence et la forme dépendent de la commande appliquée.

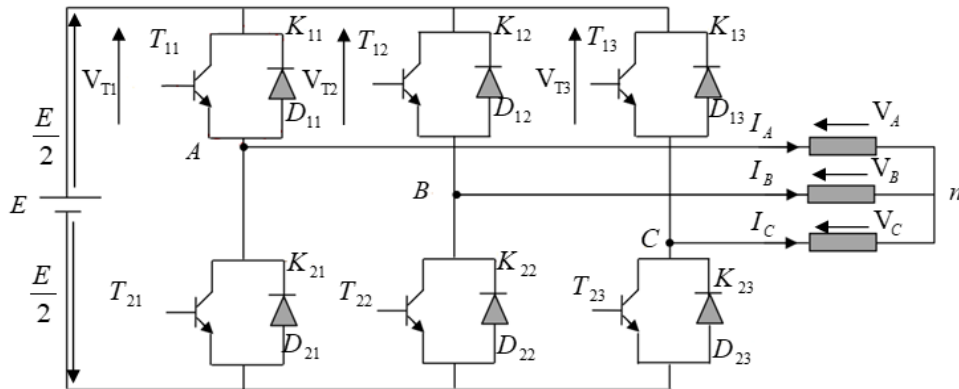


Figure I.7 : Onduleur de tensions triphasé à deux niveaux [8].

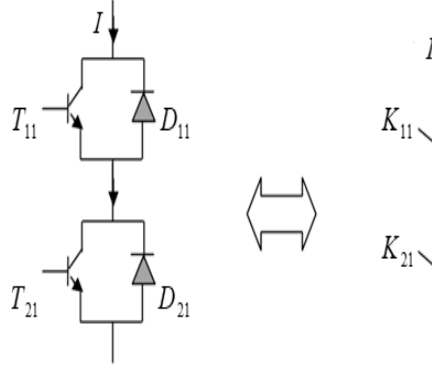


Figure I.8 : Représentation d'un GTO [8].

Sachant que dans un régime équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + V_{on} \\ V_{bn} = V_{bo} + V_{on} \\ V_{cn} = V_{co} + V_{on} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

En faisant la somme des équations du système (I.25), on obtient :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3.V_{on} = 0 \quad (\text{I.34})$$

Où :

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = -3.V_{on} \quad (\text{I.35})$$

Donc :

$$V_{on} = \frac{-1}{3} V_{ao} + V_{bo} + V_{co} \quad (\text{I.36})$$

En substituant l'équation (I.25) dans le système (I.28), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{cn} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{bn} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

Tel que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } k_{11} \text{ fermé} & \text{si non } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si } k_{12} \text{ fermé} & \text{si non } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si } k_{13} \text{ fermé} & \text{si non } S_3 = -1 \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

On remplace (I.30) dans (I.29), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

I.4.3 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I) :

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse.

Les impulsions des commandes (S_1, S_2, S_3) de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse). Le résultat de la comparaison entre de ces deux signaux (références et l'onde triangulaire) détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture ou fermeture) [12,18].

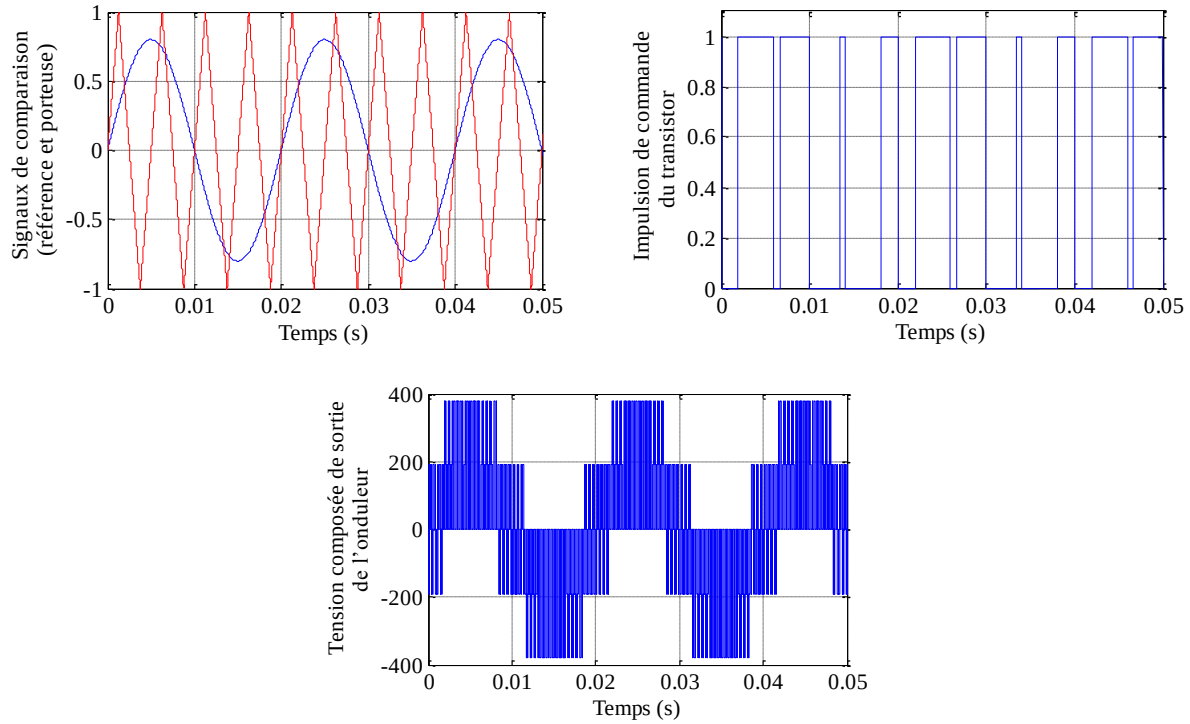


Figure (I.9) : Principe de la commande MLI sinus-triangle.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

L'indice de modulation « m » qui définit le rapport de la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la référence f_{ref} :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (I.41)$$

Le taux de modulation « r » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et celle de la porteuse U_p :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (I.42)$$

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête, On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par [33] :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0; \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}; T_p \right] \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{rA}(t) = V_r \sin 2 \pi f_r t \\ V_{rB}(t) = V_r \left(\sin 2 \pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{rC}(t) = V_r \left(\sin 2 \pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

Il est à noter que la MLI contribue à une diminution significative des harmoniques dans les courants en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet également de décaler les harmoniques de la tension vers des fréquences supérieures, ce qui simplifie le filtrage ; tout comme elle offre la possibilité de moduler la fréquence fondamentale de la tension souhaitée [20].

I.4.6 Résultats de la simulation :

En première simulation, on a considéré le fonctionnement de la MADA à vide ($C_r = 0$ N.m). À l'instant ($t = 2s$), on applique une charge ($C_r = 15$ N.m), le rotor est alimenté par une tension de ($V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$) à l'instant ($t=1s$). On remarque que les oscillations au niveau toutes les grandeurs sont remarquables, Ceci est dû au nombre de fermetures les interrupteurs de l'onduleur.

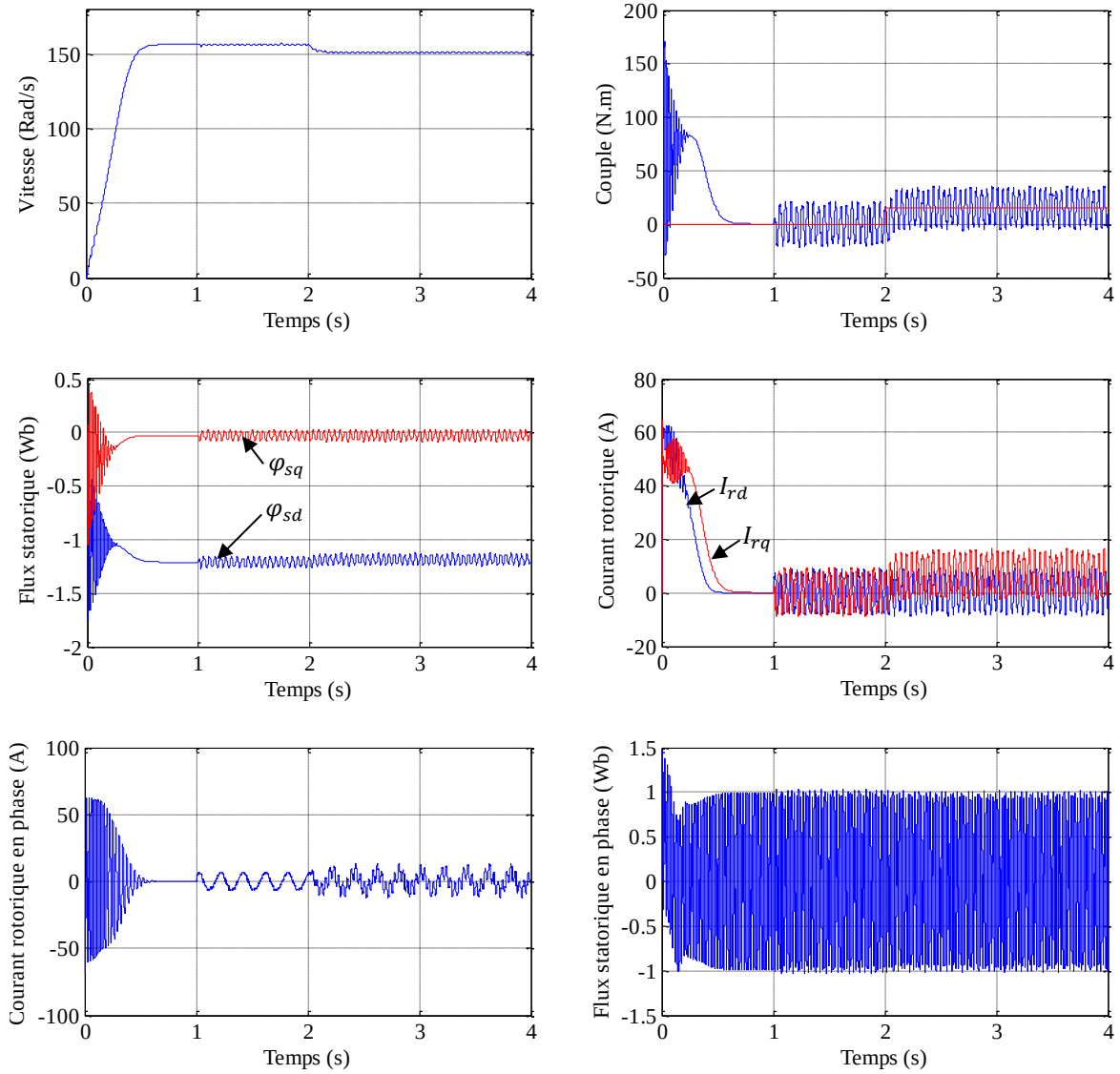


Figure (I.10) : Réponses du système avec ($V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$).

La figure (I.11), illustre les résultats de simulation de l'association Convertisseurs-MADA pour un démarrage à vide ($C_r = 0$), on applique une charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 2s$). Pour des raisons de stabilité, le rotor est alimenté par une tension et une fréquence réduite ($V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$) à l'instant $t = 1s$.

À travers les résultats de simulation obtenus, il est clairement apparu que la machine asynchrone à double alimentation se distingue par un caractère très instable en boucle ouverte. En effet, des perturbations trop exagérées sont apparues sur les différentes grandeurs de la machine depuis l'alimentation du rotor. Ces dernières sont dues à l'absence d'un contrôle strict de la position relative entre les deux forces magnétomotrices développées par les deux armatures de la machine. Les résultats montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine ce qui montre la non linéarité du système. Afin de régler ce problème, le recours aux commandes bouclées devient indispensable.

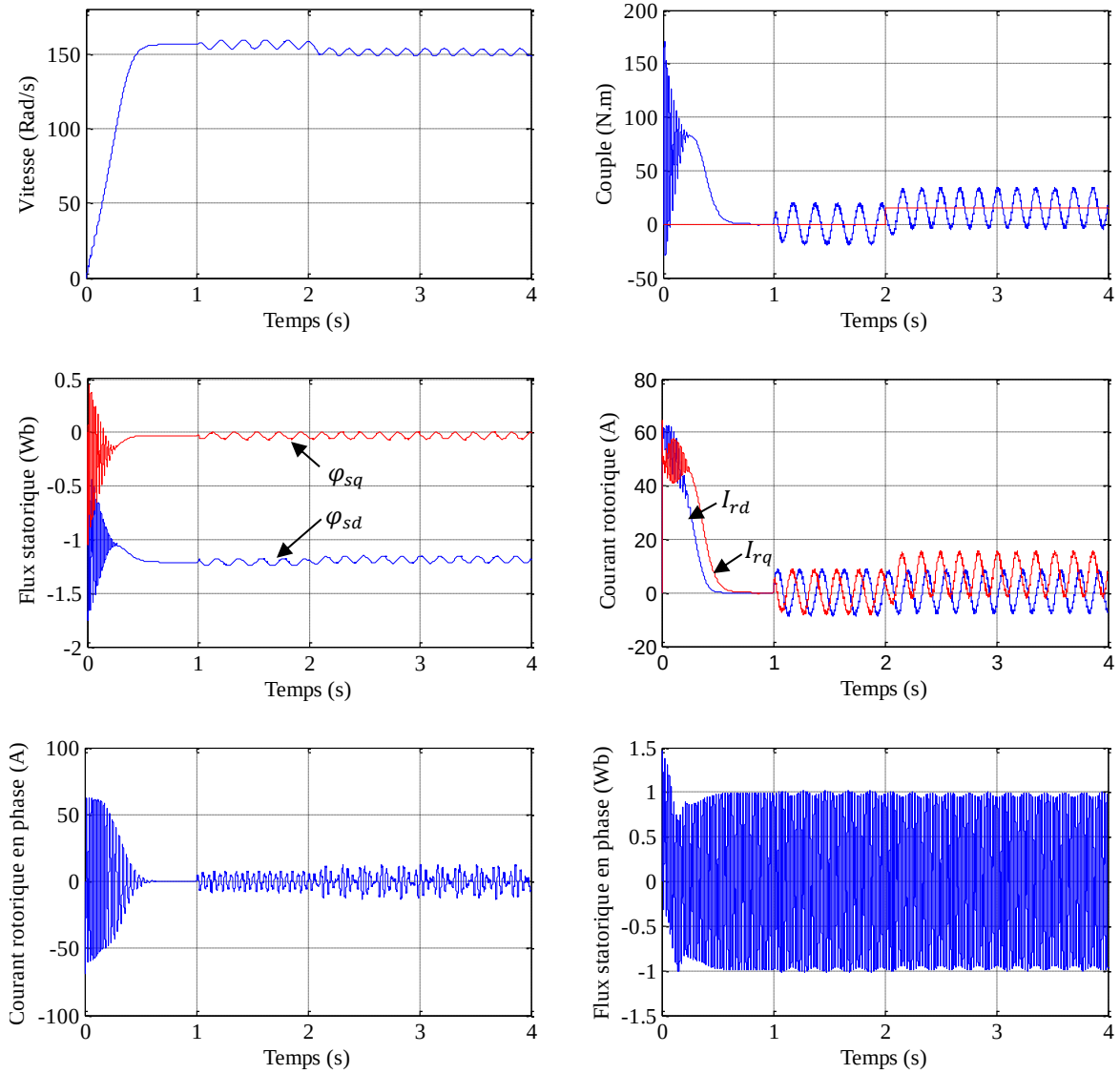


Figure (I.11) : Réponses du système avec ($V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$).

I.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons introduit le modèle MADA dans le cadre de référence de Park associé au champ tournant. Ce modèle a été élaboré en fonction de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons suivre. Pendant cette modélisation, notre objectif a été de concevoir un modèle en fonction du contrôle de la machine.

Comme le montrent les résultats de simulation, la modélisation de la machine asynchrone double alimentée présente des problèmes significatifs de stabilité en boucle ouverte en raison de ses caractéristiques particulières. Dans cette situation, l'utilisation des commandes en boucle fermée, notamment les commandes vectorielles, devient essentielle. Par conséquent, le prochain chapitre se focalisera sur le contrôle vectoriel (découplé) de la MADA, offrant ainsi un comportement dynamique comparable à celui d'une machine à courant continu.

Chapitre II
Commande vectorielle
de la MADA

II.1 Introduction :

Depuis de nombreuses années, des travaux de recherche dans le milieu universitaire et industriel ont été menés afin de résoudre la question du contrôle de la machine asynchrone et d'établir une analogie avec la machine à courant continu. Effectivement, le défi de contrôler une machine asynchrone vient du fait qu'il y a un lien entre les variables d'entrée, de sortie et les variables internes de la machine tels que le flux, le couple et la vitesse, les méthodes de contrôle traditionnelles se révèlent insuffisantes, particulièrement dans les applications industrielles exigeant un couple élevé à basse vitesse (traction, positionnement), afin de surmonter ces défis et d'atteindre une situation comparable à celle de la machine à courant continu, Blaschke et Hasse ont suggéré une méthode de contrôle appelée contrôle vectoriel (field oriented control) ou Commande selon l'orientation du flux. Aujourd'hui, en utilisant cette méthode de commande et l'évolution des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont substitués par des machines à courant alternatif. Cela offre une performance supérieure en matière de réglage de vitesse en termes de rapidité et de précision [21].

Ce chapitre présente une étude sur la commande vectorielle de la MADA ainsi que les techniques de contrôle vectoriel. Nous examinerons ensuite l'architecture du contrôle vectoriel direct de la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, ainsi que les calculs nécessaires pour définir les paramètres des régulateurs utilisés. Enfin, nous concluons par une simulation de la MADA pilotée en tenant compte de diverses contraintes.

II.2 Principe de la commande vectorielle :

L'objectif de la commande vectorielle est de contrôler la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante, où il existe un découplage naturel entre la grandeur régissant le flux (le courant d'excitation) et celle associée au couple (le courant d'induit). Ce désassemblage offre une réaction rapide du couple, une vaste gamme de contrôle de la vitesse et une efficacité élevée sur un large éventail de charges en état stationnaire [10].

Dans les applications requérant des performances dynamiques élevées, il est essentiel d'avoir un contrôle direct sur le couple instantané. Cela est aisé avec une machine à courant continu, car la force magnétomotrice de l'induit forme un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ce, indépendamment de la vitesse de rotation. Par conséquent, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant de l'induit. Si l'on excite la machine de manière indépendante tout en conservant le flux, l'inducteur reste constant, Le couple et le courant d'induit sont proportionnels l'un à l'autre, ce qui permet d'obtenir d'excellentes performances dynamiques, car le couple peut être ajusté aussi vite que le courant d'induit. En revanche, dans

une machine asynchrone, l'inclinaison entre le champ magnétique tournant du stator et celle du rotor change en fonction de la charge (ce qui diffère de 90°), ce qui engendre des interactions compliquées et des réactions dynamiques oscillantes. Afin de parvenir à une situation similaire à celle de la machine à courant continu, on met en œuvre la méthode de contrôle vectoriel. Blaschke et Hasse suggèrent de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux éléments distincts : l'un génère le flux, tandis que l'autre engendre le couple. Cela permet d'obtenir un angle de 90° entre les deux courants de la machine, On obtient une caractéristique qui ressemble à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [10].

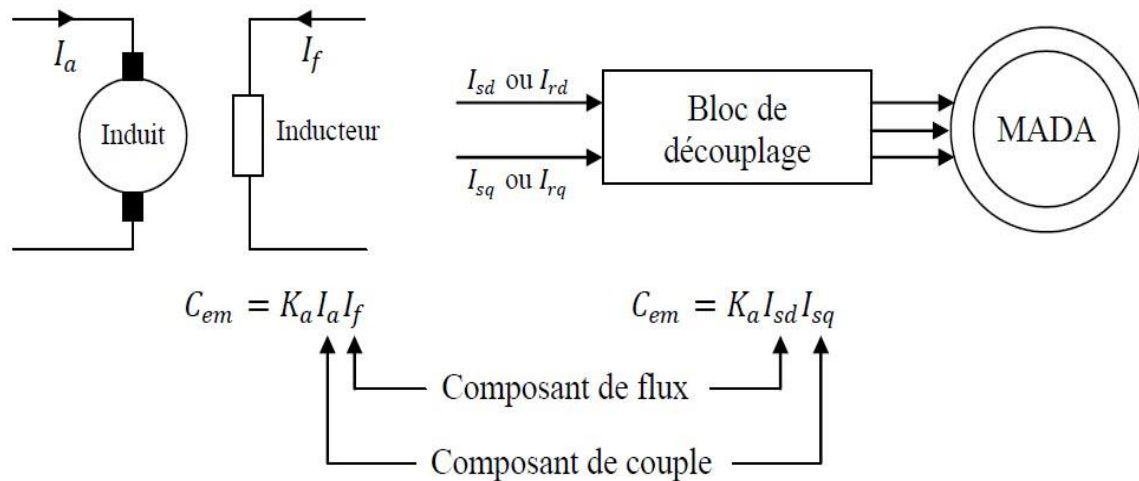


Figure II.1 : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC [8].

II.3 Types de la commande vectorielle :

II.3.1 Commande directe :

Blaschke a suggéré l'approche de commande directe en 1970. Dans ce contexte, il est nécessaire de comprendre le module de flux et sa phase pour garantir une séparation entre le couple et le flux, indépendamment du régime transitoire réalisé. Effectivement, le flux est contrôlé par un retour d'information, ce qui signifie qu'il doit être quantifié ou évalué à partir des signaux de tension statorique et de courant. Pour obtenir des informations sur l'amplitude et la phase du flux, il est possible d'utiliser des capteurs (sondes à effet Hall, spires de mesure) installés sous les dents du stator (entrefer de la machine). Le bénéfice de cette méthode est qu'elle est moins tributaire des fluctuations paramétriques. Toutefois, le désavantage de cette approche est que les capteurs sont mécaniquement sensibles et ne peuvent pas opérer dans des conditions extrêmes comme les vibrations ou les surchauffes. Par ailleurs, les signaux détectés sont affectés par des harmoniques et leur fréquence fluctue en fonction de la vitesse, ce qui requiert des filtres automatiquement adaptables [10].

II.3.2 Commande indirect :

K. Hasse a introduit la méthode indirecte, qui repose sur le principe de ne pas évaluer (ou estimer) l'amplitude du flux, mais simplement sa position. Elle implique une estimation de la position du vecteur du flux, ainsi qu'un réglage de son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants qui garantissent la direction du flux et le découplage sont déterminés à partir d'un modèle de la machine en état transitoire. Cette approche a été privilégiée grâce à l'évolution des microprocesseurs, elle est extrêmement réactive aux changements paramétriques de l'appareil. Il convient de noter que la méthode indirecte est plus facile à mettre en œuvre et plus couramment employée que la méthode directe, toutefois, le choix entre ces deux approches dépend d'une application à l'autre [10].

II.4 Application de la commande vectorielle à la MADA :

À l'opposé de la machine asynchrone à cage, où nous ne pouvons mesurer que les courants au stator, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée présente l'intérêt de permettre une mesure des courants des deux côtés, ce qui autorise leur contrôle et procure ainsi une plus grande flexibilité dans la gestion de cette dernière [22]. L'ajustement du flux se fait en réglant une composante du courant tandis que le couple est ajusté par une autre composante.

II.4.1 Choix de repère de référence :

Il est nécessaire de sélectionner un système d'axes (d-q) et une règle de gestion qui garantissent la séparation du couple et du flux [23].

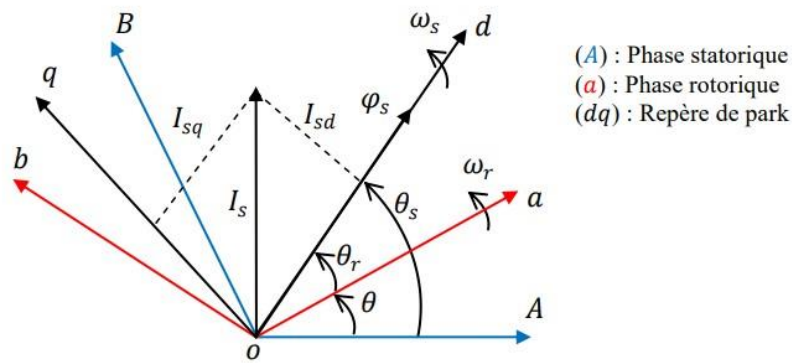


Figure II.2 : Illustration de l'orientation du flux statorique.

Prendre le courant statorique dans l'axe d nul $i_{sd} = 0$, Le courant et la tension dans cet axe sont alors en phase $V_s = V_{sq}$ et $i_s = i_{sq}$ [24].

Par l'orientation du flux statorique on a :

$$\varphi_{sq} = 0 \leftrightarrow \varphi_{sd} = \varphi_s \quad (II.1)$$

Modélisent notre système en régime permanent de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (II.2)$$

L'équation de flux statorique donne par remplace l'équation (II.1) dans l'équation (I.22), on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} i_{sd} = 0 \Rightarrow i_{rd} = \frac{\varphi_s}{M} \\ i_{sq} = -\frac{M}{L_s} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (II.3)$$

L'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{p \cdot M}{L_s} (\varphi_{sq} \cdot i_{rd} - \varphi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (II.4)$$

En remplaçant l'équation (II.1) dans (II.4) on trouve :

$$C_e = \frac{p \cdot M}{L_s} (-\varphi_{sd} \cdot i_{rq}) = -\frac{p \cdot M}{L_s} \varphi_{sd} \cdot i_{rq} \quad (II.5)$$

Alors :

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{p \cdot M} \cdot \frac{C_e}{\varphi_s} \quad (II.6)$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M i_{rd}) \quad (II.7)$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M i_{rq}) \quad (II.8)$$

De l'équation :

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \Leftrightarrow \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = \omega_s = \frac{\left(\frac{R_s M}{L_s} i_{rq} + V_{sq}\right)}{\varphi_s} \quad (II.9)$$

On remplace l'équation (II.9) et l'équation (II.8) dans l'équation (I.20.a) et l'équation (I.20.b) on trouve :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \Leftrightarrow \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \quad (II.10)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \Leftrightarrow \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} \quad (II.11)$$

Pour exprimer la fonction du flux rotorique en fonction de flux statorique φ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} , on remplaçant l'équation (II.7) et l'équation (II.8) dans l'équation (I.22), on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\varphi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \quad (II.12)$$

$$\varphi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sq} \quad (II.13)$$

En introduisant les équations (II.10), (II.12) et (I.32) dans l'équation (I.30.c) et l'équation (I.30.d) on trouve :

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq} \quad (II.14)$$

$$V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \cdot \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd} \quad (II.15)$$

II.4.2 Structure de la commande vectorielle directe de la MADA :

La figure (II.3) donne le schéma de principe de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double alimentation.

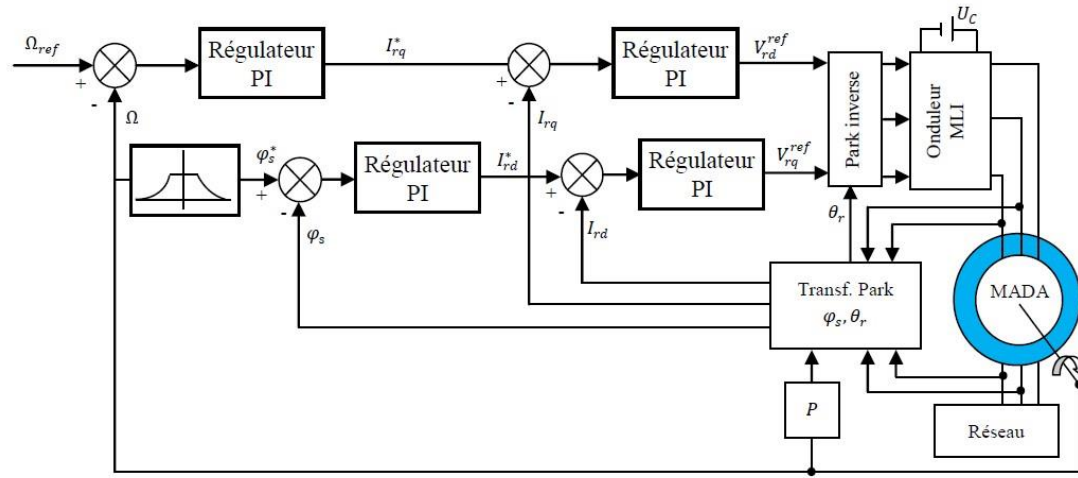


Figure II.3 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

II.4.3 Bloc de défluxage :

La machine fonctionne normalement jusqu'à des valeurs nominales (vitesse, puissance, couple). Si l'on souhaite faire fonctionner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, elle se retrouve alors en surcharge en excédant sa puissance nominale. C'est la raison pour laquelle il est nécessaire de réduire le débit de la machine tout en augmentant sa vitesse au-delà de sa valeur standard, afin d'assurer un fonctionnement à puissance constante (nominale). Cette opération est nommée défluxage.

Dans ces circonstances, il est possible d'exploiter l'appareil à des vitesses dépassant sa vitesse nominale, tout en maintenant simultanément la puissance mécanique constante et équivalente à sa valeur nominale. De cette façon, on peut prévenir la surcharge et l'échauffement excessif de l'appareil. Dans ce but, nous appliquons un flux de référence spécifié par [20] :

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_{nom} & |\omega| \leq \omega_{nom} \\ \varphi_s = \varphi_{nom} \frac{\omega_{nom}}{|\omega|} & \text{pour } |\omega| \geq \omega_{nom} \end{cases} \quad (II.16)$$

Avec :

ω_{nom} : vitesse nominale.

φ_{nom} : flux statorique nominale

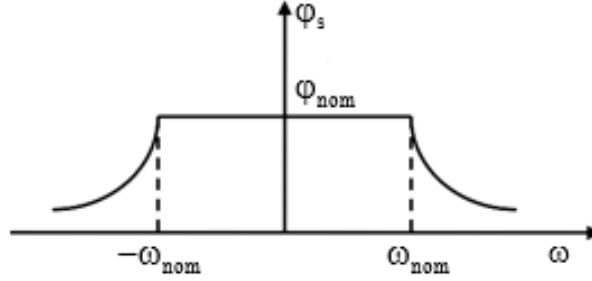


Figure II.4 : Profil du flux statorique de consigne (défluxage).

II.4.4 Principe du découplage par compensation :

Selon les équations (II.14) et (II.15), il est évident que les équations de tension comportent deux éléments de couplage entre l'axe d et l'axe q [21].

Nous devons introduire un système de découplage en exposant les termes de compensation :

$$E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \quad (II.17)$$

$$E_q = \frac{M}{L_s} \omega \cdot \varphi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \quad (II.18)$$

Puis, on définit deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont :

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (II.19)$$

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (II.20)$$

II.5 Dimensionnement des régulateurs :

Pour le système de réglage des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles [21].

II.5.1 Régulateur du courant I_{rd} :

Il reçoit le courant de référence i^* et effectue une mesure. Il intervient sur la tension de référence V_{rd}^* . Assurer une valeur constante pour ce courant, c'est garantir un flux statorique stable. La Figure II.5 [25] illustre le schéma de régulation du courant i_{rd}^* sous forme de diagramme en blocs.

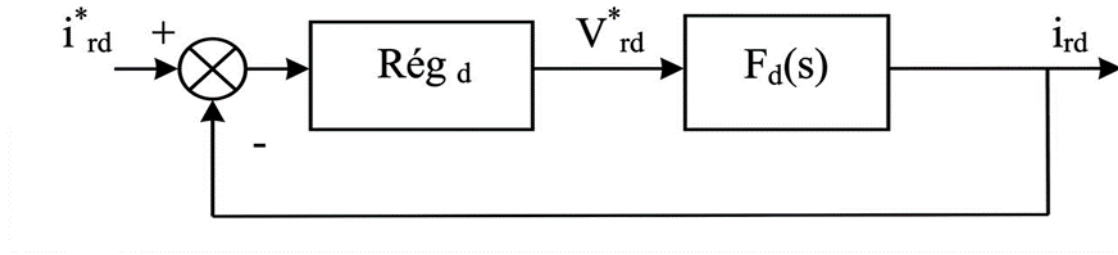


Figure II.5 : Schéma de régulation du courant i_{rd} .

La fonction de transfert de régulateur est donnée par l'équation suivante :

$$\text{Rég}_d = \text{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.21})$$

La fonction de transfert F_d du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (II.18) et par l'annulation du terme de compensation E_d

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} \quad (\text{II.22})$$

$$F_d(s) = \frac{I_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r s} \quad (\text{II.23})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (F.T.B.O) de la Figure II.5 :

$$\text{FTBO}(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \quad (\text{II.24})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{II.25})$$

Alors :

$$\text{FTBO}(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r s} \quad (\text{II.26})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.27})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\text{FTBF}(s) = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.28})$$

Donc :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{II.29})$$

De l'expression (II.24) et (II.29) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = k_{id} T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

II.5.2 Régulateur du courant I_{rq} :

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rq}^* est représenté par la Figure II.6

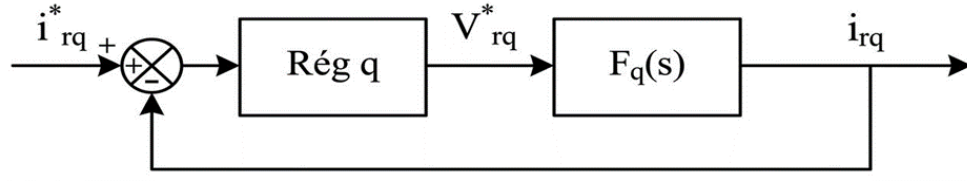


Figure II.6 : Schéma de régulation du courant i_{rq} .

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (II.15) et par l'annulation de Eq [21].

$$V_{rq1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s \right) i_{rq} \quad (\text{II.31})$$

Ou:

$$K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \quad (\text{II.32})$$

Donc :

$$F_q(s) = \frac{i_{rq}}{V_{rq}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s} \quad (\text{II.33})$$

Pour déterminer les deux coefficients K_{pq} et K_{iq} , il sera procédé de la même façon que pour le courant i_{rd} . Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases}$$

II.5.3 Régulateur du flux statorique :

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure II.7 :

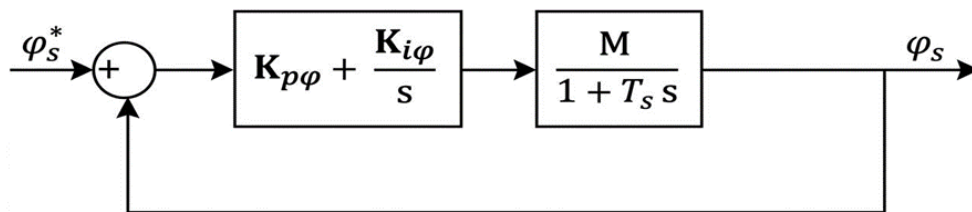


Figure II.7 : Schéma de régulation du flux statorique.

De l'équation (II.10), nous avons $V_{sd}=0$

$$\frac{\varphi_{sd}}{i_{rd}} = \frac{M}{1 + T_s s} \quad (\text{II.34})$$

La compensation des pôles donne :

$$T_s = \frac{K_{p\varphi}}{K_{i\varphi}} \quad (\text{II.35})$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{MK_{i\varphi}}} \quad (II.36)$$

En comparant cette expression avec l'expression (II.26) caractéristique du premier ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K_{i\varphi} = \frac{1}{M\tau} \\ K_{p\varphi} = K_{i\varphi} T_s = \frac{T_s}{M\tau} \end{cases} \quad (II.37)$$

II.5.4 Régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse a pour fonction de définir le couple de référence, dans le but de préserver la vitesse associée. L'équation mécanique ci-dessous représente la dynamique de la vitesse :

$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + f\omega \Rightarrow \omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (II.38)$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec le régulateur PI est donné par la Figure II.8.

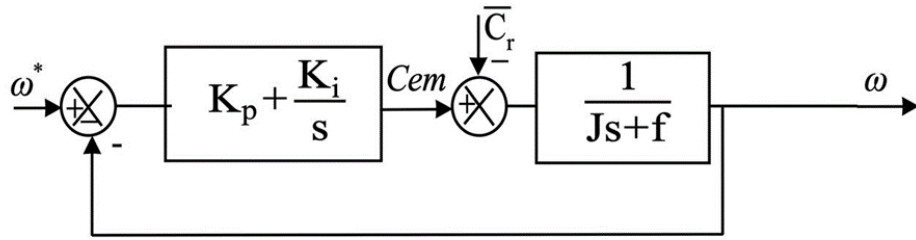


Figure II.8 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

La détermination des paramètres du régulateur PI classique est basé sur l'équation mécanique du moteur, en effet cette équation à la forme suivante dans de la place

$$C_{em}(s) - C_r(s) = (Js + f_r)\omega(s) \quad (II.39)$$

Le bouclage de cette équation sur PI classique afin de commande la vitesse donne l'équation en poursuite suivante ($C_r(P)=0$).

$$\omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i}s + 1}{\frac{J}{K_i}s^2 + \left(\frac{K_p + f}{K_i}\right)s + 1} \omega^*(s) \quad (II.40)$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression à la forme canonique

$$\frac{1}{\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right)s + 1} \quad (II.41)$$

Nous avons à résoudre le système d'équation suivante :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \rightarrow K_i = J\omega_n^2 \\ \frac{K_p + f}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \rightarrow 2J\omega_n\xi - f \end{cases} \quad (II.42)$$

II.6 Résultats de simulation :

L'objectif de cette étape est de commander la machine asynchrone à double alimentation (MFDA) par commande vectorielle directe avec orientation du flux statorique. Nous avons simulé le système sous différentes conditions afin de démontrer les performances de cette méthode de commande, notamment en faisant varier la vitesse, la charge, ainsi que les résistances rotorique et statorique. Dans cette configuration, le stator est directement connecté au réseau électrique, tandis que le rotor est alimenté par un convertisseur de tension.

II.6.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge :

Pour vérifier l'efficacité de la commande vectorielle, une charge de $C_r = 15 \text{ N.m}$ est appliquée lors de cet essai entre les instants $t = 1,5 \text{ s}$ et $t = 2,5 \text{ s}$. Les résultats de simulation correspondants sont présentés sur la figure II.9. Ces résultats indiquent que la variation de charge affecte toutes les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants, démontrant ainsi la parfaite maîtrise du système.

On observe les avantages de la commande vectorielle associée à une structure de régulation de type PI, la vitesse de rotation suivant de près sa consigne. Concernant la variation du couple, on constate qu'après une phase transitoire, celui-ci atteint une valeur qui compense le couple résistant appliqué.

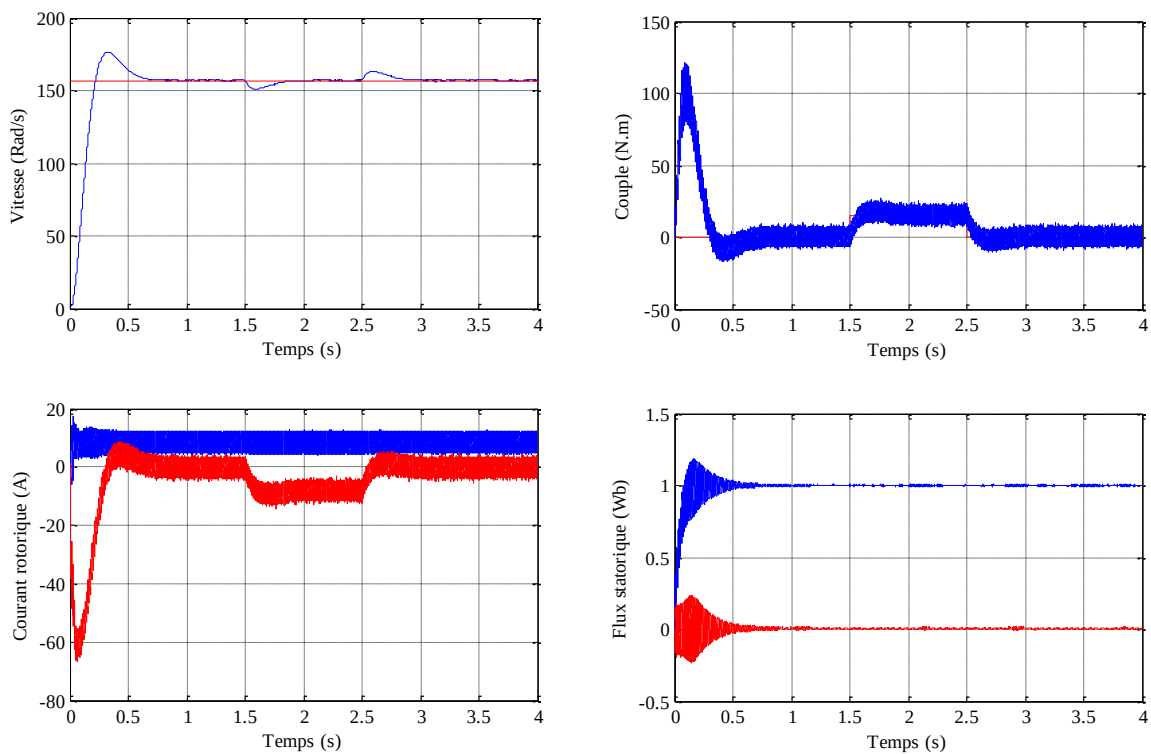


Figure II.9 : Résultats de simulation lors de la variation de charge.

II.6.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse :

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale $C_r = 0 \text{ N}\cdot\text{m}$ et fonctionne à sa vitesse nominale de 157 rad/s . À l'instant $t = 1,5 \text{ s}$, le sens de rotation est inversé à -157 rad/s , et à $t = 3 \text{ s}$, la machine fonctionne à une vitesse réduite de 50 rad/s . Une charge supplémentaire de $C_r = 15 \text{ N}\cdot\text{m}$ est appliquée entre $t = 1,5 \text{ s}$ et $t = 2,5 \text{ s}$. Les résultats de simulation correspondants sont présentés sur la figure II.10, qui illustre la vitesse, le couple, le flux et les courants directs et en phase générés par le principe de la commande d'orientation du flux statorique.

On constate que la vitesse suit fidèlement sa nouvelle valeur de référence, avec un pic lors de la transition d'un état à l'autre. De même, le couple suit sa valeur de référence, ce qui démontre un découplage parfait. Le flux ne subit qu'une légère variation au moment du changement de vitesse.

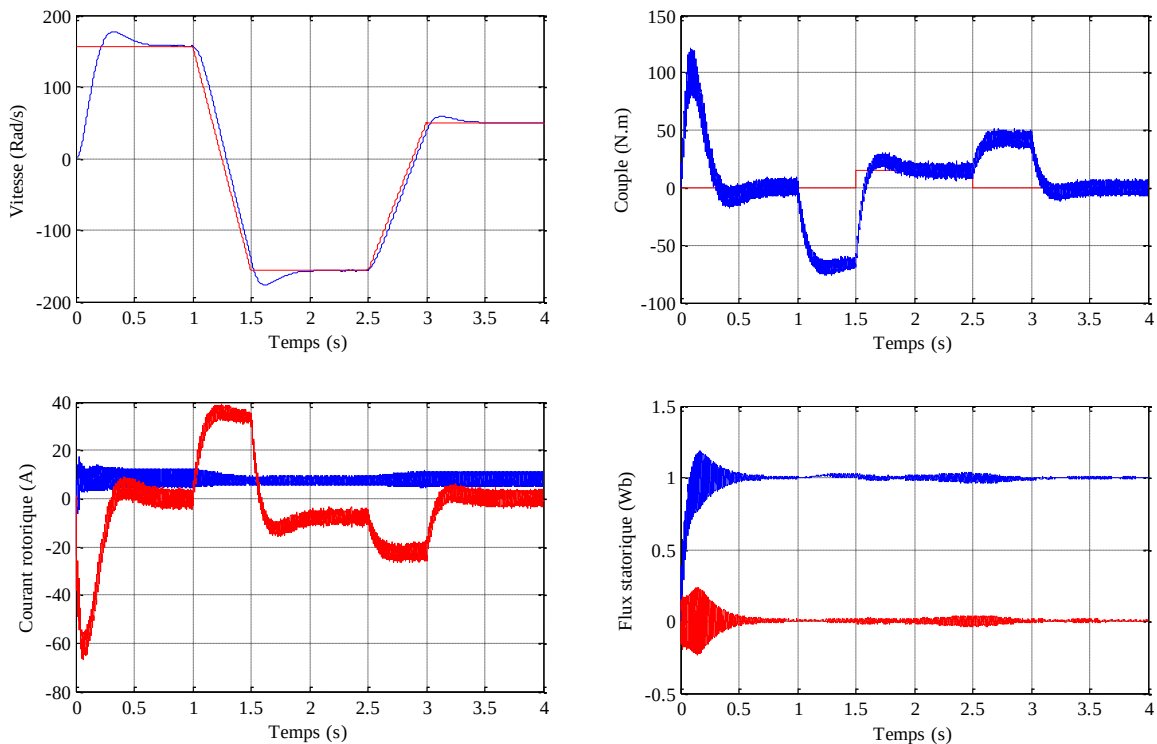


Figure II.10 : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

II.6.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique :

La figure II.11 présente les résultats de la simulation lors d'une variation de $+100 \%$ de la résistance rotorique par rapport à sa valeur nominale, due à l'échauffement de la machine. La variation de R_r est appliquée entre $t = 1,5 \text{ s}$ et $t = 2,5 \text{ s}$. Un couple de charge $C_r = 15 \text{ N}\cdot\text{m}$ est également appliqué durant ce même intervalle de temps.

Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique R_r n'affecte pas la vitesse de la machine, qui reste nulle. La variation notable est due à la variation du couple de charge

Cr. Le couple conserve sa valeur de référence. Le flux magnétique présente une légère variation d'amplitude, tandis que le découplage est maintenu. Les courants de phase ont une forme sinusoïdale, dont l'amplitude augmente avec la résistance.

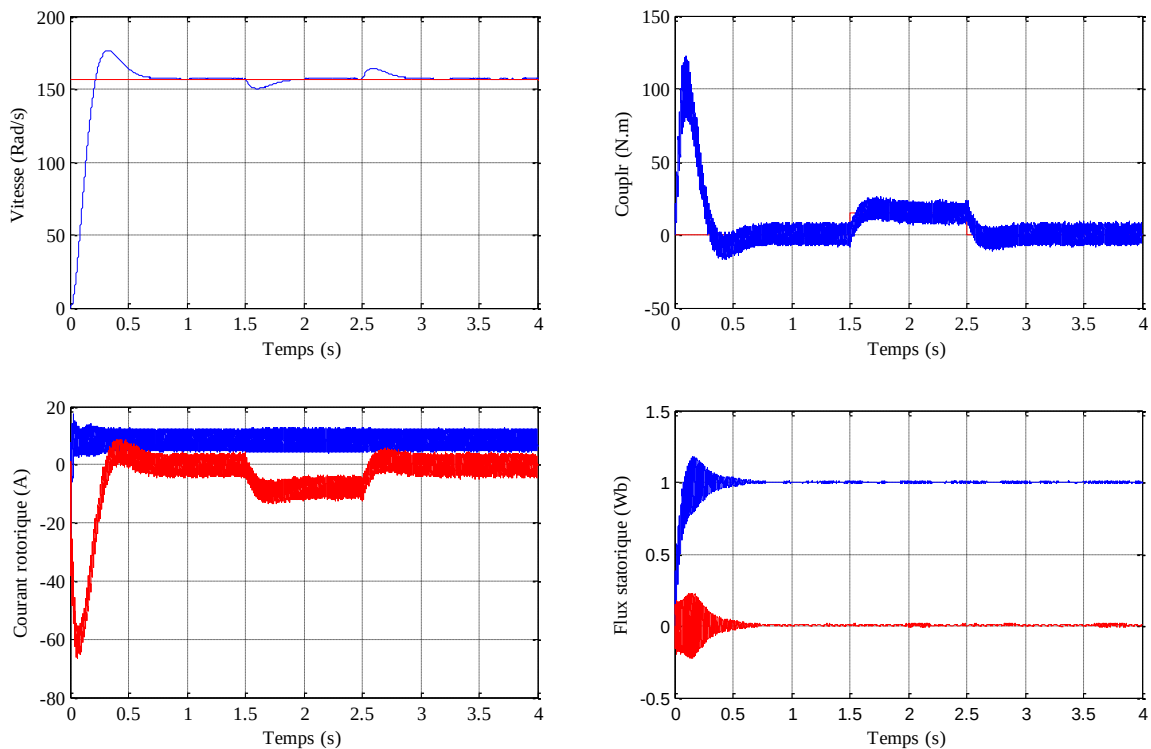


Figure II.11 : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

II.6.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique :

Dans ce cas, nous avons appliqué une variation de +100 % à R_s par rapport à sa valeur nominale entre $t = 1,5$ s et $t = 2,5$ s. Les résultats ne montrent aucune modification des courbes de vitesse et de flux. Ceci prouve la robustesse de la commande face à la variation de R_s .

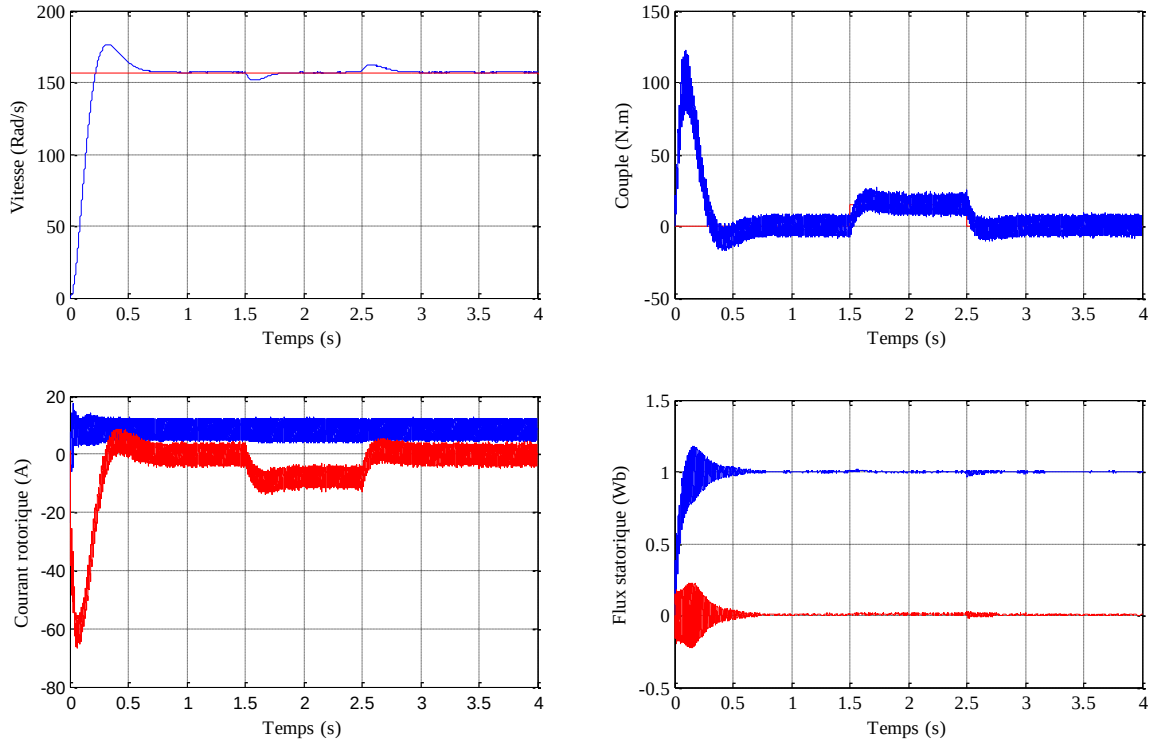


Figure II.12 : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

II.6.5 Interprétation des résultats :

D'après les résultats de simulation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), l'efficacité de la commande vectorielle, associée à un régulateur de vitesse PI, est clairement démontrée. La vitesse du rotor présente une bonne réponse et suit fidèlement la consigne sous différents profils de fonctionnement, avec une erreur de suivi particulièrement faible en régime transitoire, qui disparaît en régime permanent.

Une orientation précise du flux statorique a été observée, ce qui améliore le rendement et optimise les performances de la machine. Le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence, garantissant un fonctionnement stable et précis de la machine sous différentes charges.

Le système a démontré une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet rapide. Le régulateur s'adapte instantanément à l'application ou à la suppression du couple de charge en ajustant efficacement et rapidement le couple électromagnétique de référence.

Concernant les paramètres mécaniques, les variations du moment d'inertie ont un impact limité sur l'orientation du flux, mais affectent la vitesse du rotor, notamment en régime transitoire et en présence de perturbations. En revanche, les variations de l'inductance rotorique influencent significativement la vitesse du rotor, tout en ayant peu d'effet sur l'orientation du flux, qui présente quelques variations principalement en régime transitoire. Pour d'autres

paramètres tels que la résistance rotorique R_r et la résistance statorique R_s , les effets de leurs variations n'ont pas été pris en compte par le système de commande actuel.

Afin d'améliorer les performances et la stabilité de la commande, une technique de commande avancée basée sur l'approche Posicast sera présentée. La section suivante exposera les principes fondamentaux de cette méthode de mise en forme de la commande et son application à la régulation d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA), améliorant ainsi la précision, la robustesse et la réduction des oscillations face aux incertitudes et aux perturbations.

II.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le concept de la commande vectorielle pour la Machine Asynchrone Doublement Alimentée. Ensuite, nous avons discuté d'une méthode innovante qui permet de découpler ses courants dans un cadre tournant (d-q). Ce concept repose sur un découplage entrée-sortie par retour d'état, entraînant des fonctions de transfert et des courants par rapport à leurs références, très simples. Le découplage suggéré est suivi d'un contrôle par rétroaction de ces courants et de l'orientation du flux statorique, équipé d'un régulateur PI standard. Des simulations ont été réalisées et les résultats présentés.

Pour optimiser les performances du PI classique, une autre méthode de contrôle sera présentée et mise en œuvre, à savoir la technique Posicast. Elle tient une position prépondérante parmi les méthodes de mise en forme de la commande pour l'atténuation des oscillations.

L'objectif du chapitre suivant est de mettre en évidence les principes fondamentaux de la commande Posicast et son utilisation dans l'ajustement de la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec flux statorique orienté.

Chapitre III

Application de la

technique POSICAST

à la commande de la

MADA

III.1 Introduction :

L'optimisation des caractéristiques de la réponse transitoire, visant à éviter les instabilités ou les oscillations excessives, représente un enjeu crucial en ingénierie des systèmes de commande. Conçue à la fin des années 1950, la technique POSICAST est une stratégie de commande pré-action (feedforward) spécifiquement élaborée pour atténuer les oscillations dans les systèmes dont les autres performances transitoires sont jugées satisfaisantes [7]. Lorsqu'elle est correctement réglée, cette méthode de mise en forme du signal de commande (input shaping) permet d'obtenir une réponse transitoire de nature strictement apériodique (deadbeat), supprimant ainsi les dépassements indésirables [26].

Ce chapitre est dédié à l'examen détaillé de la technique « POSICAST à demi-cycle ». Nous y explorerons la structure mathématique et les principes fondamentaux de cette méthode traditionnelle de compensation, avant d'aborder son application à la régulation de vitesse de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Enfin, les résultats de simulation ainsi que des tests de robustesse seront présentés et analysés.

III.2 Principe de la technique POSICAST :

La méthode POSICAST (abbreviation de Positive Cast) représente une approche de traitement de la commande en boucle ouverte (Input Shaping / Feedforward) Son but primordial est d'éliminer les vibrations transitoires et le dépassement dans les systèmes dynamiques dotés d'un amortissement faible, ce qui permet d'obtenir rapidement un état stable permanent [7, 27].

III.2.1 Fonctionnement du compensateur POSICAST :

Le fonctionnement est basé sur le principe physique d'annulation de vibrations par opposition de phase. Plutôt que de mettre en œuvre l'intégralité d'un palier de commande d'un coup ce qui provoquerait une résonance intense dans le système le compensateur POSICAST divise le signal en deux impulsions consécutives :

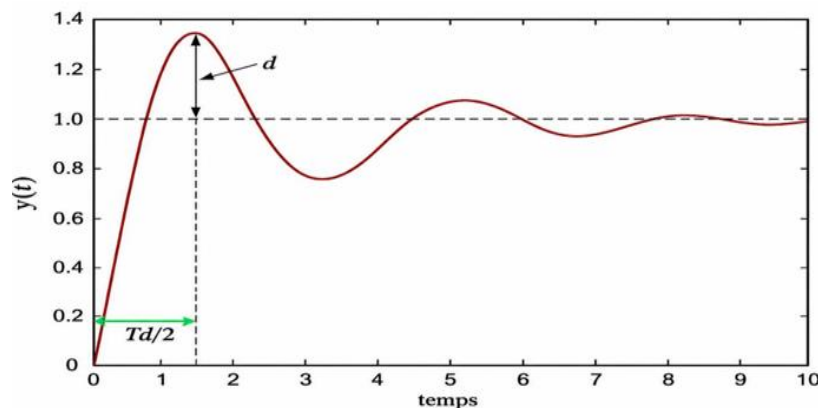


Figure (III.1) : Réponse transitoire légèrement amortie.

- 1. Première impulsion (À l'instant $t = 0$) :** Le compensateur met en œuvre sans délai une partie de l'ordre global. L'amplitude de cette impulsion est soigneusement déterminée afin que le premier pic de l'oscillation naturelle du système atteigne exactement le niveau cible final souhaité, sans jamais le dépasser.

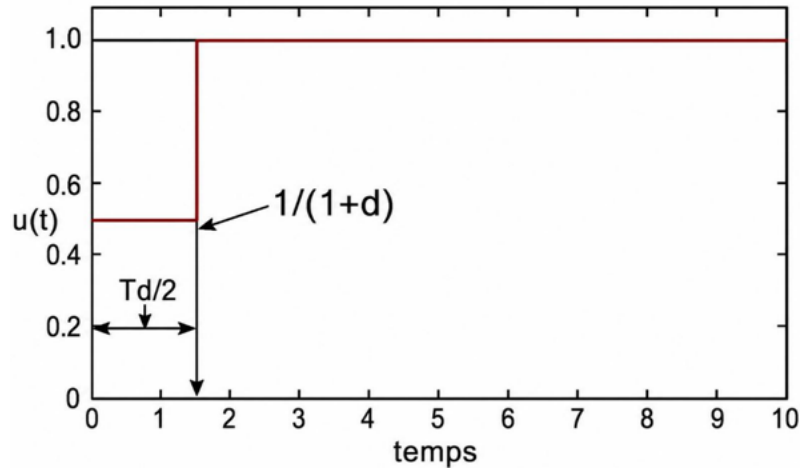


Figure (III.2) : Commande POSICAST.

- 2. Seconde impulsion (Après un délai τ) :** Le compensateur insère le surplus de l'instruction manquante.

Le principe de cette technique repose sur une synchronisation temporelle rigoureuse : la seconde impulsion est délivrée après un délai τ qui coïncide exactement avec une demi-période d'oscillation du système. À cet instant précis, la réponse générée par la première impulsion atteint son maximum et amorce sa phase de descente. L'onde oscillatoire produite par le second palier se trouve alors en parfaite opposition de phase (déphasage de 180°) avec l'oscillation initiale. Ces deux composantes vibratoires se neutralisent mutuellement par interférence destructive, ce qui fige instantanément la sortie du système sur sa valeur cible [7, 26].

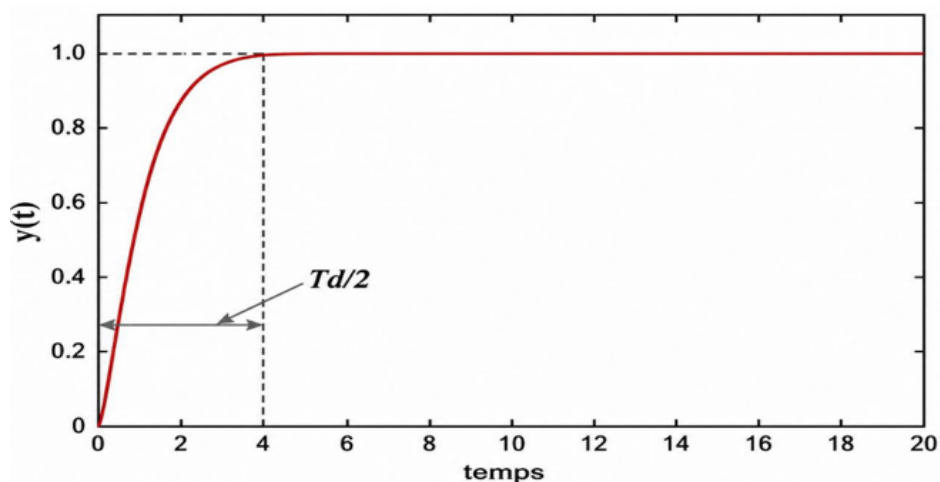


Figure (III.3) : Sortie du système.

III.2.2 Modélisation mathématique du compensateur POSICAST :

La conception du compensateur POSICAST, souvent qualifié de « demi-cycle » (half-cycle), repose sur deux paramètres clés de la réponse indicielle sous-amortie du système :

- T_d : la période pseudo-oscillo-décroissante.
- d : le dépassement normalisé, compris strictement entre 0 et 1.

Ce compensateur utilise une architecture à double voie : une voie directe et une voie retardée par un délai pur. Dans le domaine fréquentiel, la transformée de Laplace de la fonction de transfert globale du compensateur POSICAST, notée $G_c(s)$, s'exprime par :

$$G_c(s) = 1 + P(s) \quad (\text{III.1})$$

Où $P(s)$ représente le filtre de mise en forme appliqué à la consigne initiale. Selon la littérature scientifique [26], cette fonction de modification est définie par la relation suivante :

$$P(s) = \frac{d}{1+d} \left(-1 + e^{-\frac{T_d}{2}s} \right) \quad (\text{III.2})$$

III.2.3 Avantages et limites de la technique POSICAST :

La technique de mise en forme de commande POSICAST présente des caractéristiques spécifiques qui dictent son utilisation dans les systèmes de régulation de la MADA. Ses principaux atouts et contraintes se résument comme suit :

1. Avantages :

- **Rapidité maximale** : En termes de temps, le POSICAST permet au système d'atteindre la stabilité en une durée record équivalente à seulement une demi-période d'oscillation. C'est une performance qu'un régulateur PID traditionnel ne saurait réaliser sans provoquer un dépassement significatif.
- **Simplicité algorithmique** : Il s'agit d'une commande de type feedforward qui intervient directement sur le signal en entrée. Son déploiement n'exige pas l'utilisation de capteurs sophistiqués ou onéreux pour évaluer les conditions internes du système.

2. Limites :

- **Sensibilité paramétrique (Manque de robustesse)** : C'est la principale contrainte du POSICAST. Dans le cadre d'un contrôle en boucle ouverte, son efficacité repose entièrement sur une connaissance approfondie du système. Si les conditions réelles du processus changent (par exemple, un changement de la charge d'une grue ou l'émergence de frottements), la condition d'opposition de phase est violée et des oscillations résiduelles destructives réapparaissent.
- **Évolution technologique** : Pour surmonter ce problème de sensibilité, la méthode POSICAST a été le socle théorique pour l'élaboration des techniques contemporaines

d'Input Shaping multi-impulsions (telles que les méthodes ZV ou ZVD), intégrant des impulsions intermédiaires afin de gérer les incertitudes liées à la modélisation [28].

III.3 Conception du régulateur POSICAST :

Le réglage par POSICAST est une technique de mise en forme de la commande (Input Shaping) intégrée dans une configuration en boucle ouverte (Feedforward). Sa mission principale est de supprimer les dépassements et les oscillations transitoires des systèmes dynamiques insuffisamment amortis.

Dans cette étude, une formulation spécifique du régulateur POSICAST est implantée en amont de la boucle de vitesse. Cette configuration génère un zéro dynamique qui compense directement les pôles dominants du système de régulation de la MADA [7, 28].

III.3.1 Choix des paramètres du compensateur :

Le comportement transitoire de la MADA en boucle fermée est assimilé à un système standard du second ordre, défini par la fonction de transfert suivante :

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III.3})$$

Le dimensionnement du régulateur POSICAST repose sur l'identification de deux paramètres dynamiques essentiels du système [3] :

- ω_n : la pulsation propre non amortie.
- ζ : le coefficient d'amortissement.

III.3.2 Méthodologie de conception du régulateur :

La méthode adoptée s'appuie sur une structure compacte utilisant un unique facteur d'atténuation et un retard temporel égal à la demi-période d'oscillation. Le calcul des paramètres s'effectue selon les étapes suivantes [28, 30] :

- **Étape 1** : Calcul de la pseudo-période T_d

La pseudo-période des oscillations du système est définie par :

$$T_d = \frac{2\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (\text{III.4})$$

- **Étape 2** : Détermination du facteur d'atténuation d

Le gain unique d représente le taux de dépassement du système en boucle ouverte. Il est calculé en fonction de ζ par la relation :

$$d = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (\text{III.5})$$

- **Étape 3** : Formulation de la fonction de transfert

En introduisant le gain pondéré $\frac{d}{1+d}$ et l'opérateur de retard pur basé sur la demi-période $\frac{T_d}{2}$, la fonction de transfert du régulateur POSICAST s'exprime sous la forme suivante [30, 31] :

$$P(s) = \frac{d}{1+d} \left(-1 + e^{-\frac{T_d}{2}s} \right) \quad (\text{III.6})$$

III.3.2 Conditions de stabilité et de robustesse :

L'analyse de cette configuration de commande en boucle ouverte met en évidence les propriétés suivantes [7, 30] :

- **Stabilité intrinsèque du filtre :** La fonction de transfert $P(s)$ ne possède aucun pôle dans le plan complexe de Laplace ; elle se compose exclusivement d'un retard pur et d'un gain statique. Pour tout système sous-amorti, le coefficient d est strictement borné ($0 < d < 1$), ce qui garantit que le terme $\frac{d}{1+d}$ reste fini. Le régulateur est donc intrinsèquement stable.
- **Stabilité du système global :** Le bloc POSICAST étant placé en série en amont de la boucle fermée de vitesse, il ne modifie pas les pôles de cette dernière. La stabilité globale dépend donc uniquement de la structure de régulation initiale (MADA contrôlée par PI) [3].
- **Analyse de la robustesse :** Les variations des paramètres physiques de la MADA (telles que la résistance rotorique R_r ou les inductances) peuvent créer un écart entre les paramètres réels de la machine et ceux du filtre. Bien que ce phénomène ne compromette pas la stabilité du système, il dégrade la précision de la compensation pôle-zéro, entraînant de légères oscillations résiduelles en régime transitoire [31].

III.3.3 Implémentation numérique du régulateur POSICAST :

Pour une application en temps réel ou une simulation numérique, la fonction de transfert continue doit être discrétisée (Transformée en Z) avec une période d'échantillonnage T_d . Le retard continu $\frac{T_d}{2}$ est converti en un nombre entier m de périodes d'échantillonnage [2] :

$$m = \text{round} \left(\frac{T_d}{2 \cdot T_s} \right) \quad (\text{III.7})$$

Dans le domaine discret, l'expression du régulateur POSICAST devient :

$$P(z) = \frac{d}{1+d} (-1 + z^{-m}) \quad (\text{III.8})$$

Par la transformée en Z inverse, on obtient l'équation aux différences nécessaire à l'implémentation algorithmique. En notant $\omega_{ref}(k)$ la vitesse de référence d'entrée et $\omega_{pos}(k)$

le signal de consigne mis en forme appliqué au régulateur de vitesse de la MADA, l'équation s'écrit [2, 30] :

$$\omega_{pos}(k) = \frac{d}{1+d} [-\omega_{ref}(k) + \omega_{ref}(k-m)] \quad (\text{III.9})$$

III.4 Structure de la commande proposée :

III.4.1 Architecture globale de la commande proposée :

L'architecture globale de la stratégie de commande développée dans ce travail est représentée sur la Figure 4. Cette structure associe la robustesse de la commande vectorielle classique à l'efficacité du filtrage de consigne par Input Shaping.

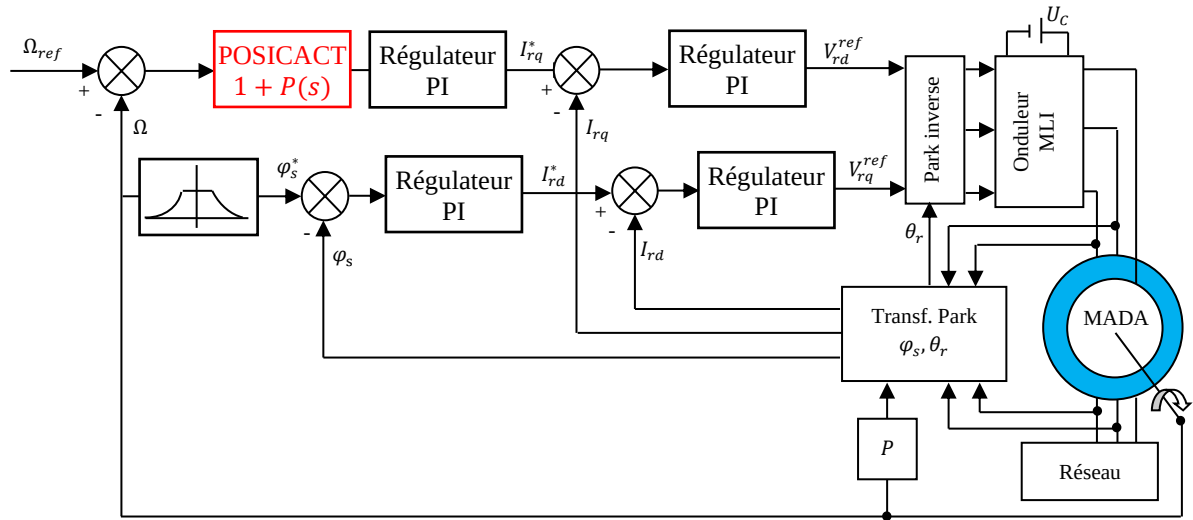


Figure (III.4) : Schéma de principe de la commande vectorielle avec un régulateur POSICAST du MADA.

Le système complet s'articule autour de trois composants principaux connectés en cascade :

- Le filtre POSICAST : Positionné en amont de la commande, il reçoit la vitesse de référence initiale $\omega_{ref}(k)$ et génère une consigne lissée et pré-compensée $\omega_{pos}(k)$.
- La boucle externe de régulation de vitesse : Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI) calcule le couple électromagnétique de référence à partir de l'écart entre la vitesse mesurée et la consigne mise en forme par le POSICAST.
- La boucle interne de commande vectorielle : Elle assure le découplage des flux et des courants de la MADA afin de garantir un suivi précis du couple et des puissances.

Grâce à cette configuration, le bloc POSICAST agit comme un pré-filtre dynamique en boucle ouverte. Il neutralise les modes oscillatoires du système sans modifier la dynamique propre de la boucle fermée de vitesse ni altérer les performances de rejet de perturbations du régulateur PI.

III.4.2 Association du régulateur PI avec le compensateur POSICAST :

L'association en cascade du filtre POSICAST et du régulateur Proportionnel-Intégral (PI) permet de découpler les performances du système en poursuite (suivi de consigne) et en régulation (rejet de perturbations). Bien que le régulateur PI classique soit performant pour annuler l'erreur en régime permanent et rejeter les perturbations de charge, l'augmentation de ses gains pour accélérer la réponse de la MADA engendre inévitablement un dépassement important et des oscillations transitoires prolongées. [7, 26, 27]

L'intégration du bloc POSICAST en amont de la boucle de vitesse résout ce compromis de la manière suivante :

- **Gestion du régime transitoire (Poursuite) :** Face à un échelon de vitesse $\omega_{ref}(k)$, le filtre POSICAST fractionne la commande en deux impulsions calibrées et synchronisées. La boucle fermée, régulée par le PI, réagit à cette consigne intermédiaire modifiée $\omega_{pos}(k)$. Les oscillations naturelles de la MADA sont ainsi neutralisées à la source par interférence destructive. Le système atteint sa valeur cible en un minimum de temps, sans aucun dépassement.
- **Maintien des performances en régulation (Rejet) :** Le compensateur POSICAST étant placé en dehors de la boucle fermée, la fonction de sensibilité du système face aux perturbations de couple reste inchangée. En cas de perturbation de charge (ex. l'application d'un couple résistant sur l'arbre de la MADA), seul le régulateur PI intervient pour rejeter cette anomalie avec sa dynamique propre.

Cette structure combinée confère au système de régulation de la MADA un comportement optimal à deux degrés de liberté (2-DOF), combinant la rapidité de la commande par *Input Shaping* et la robustesse en boucle fermée du régulateur PI.

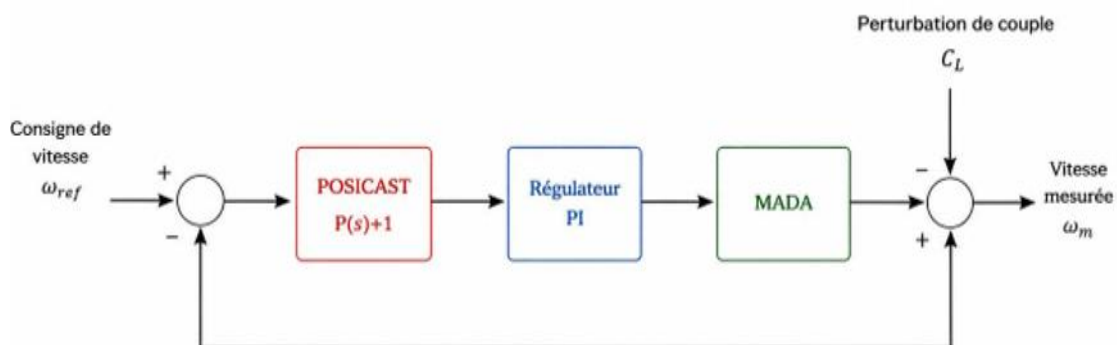


Figure (III.5) : Schéma de du régulateur PI avec le compensateur POSICAST [7].

III.5 Résultats de Simulation :

Afin de valider l'efficacité de la stratégie de contrôle développée et d'évaluer les performances dynamiques de la technique POSICAST, des simulations numériques ont été

réalisées sous l'environnement MATLAB/Simulink. Le comportement de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) a été testé face à quatre scénarios de fonctionnement sévères. Les performances de l'architecture POSICAST proposée sont systématiquement comparées à celles de la commande vectorielle classique par régulateurs Proportionnels-Intégraux (PI) afin de mettre en évidence sa supériorité en termes de dynamique et de robustesse.

III.5.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge :

La Figure (III.6) présente une évaluation des performances de la commande vectorielle en présence d'un couple de charge introduit de $t = 1,5$ s à $t = 2,5$ s. Sous l'effet de cette perturbation, la vitesse nominale (157 rad/s) connaît une chute transitoire temporaire avant d'être rapidement corrigée par le régulateur ; un léger dépassement se manifeste également lors de l'allègement à $t = 2,5$ s, suivi d'un retour rapide à l'état d'équilibre. Le couple électromagnétique répond immédiatement pour contrecarrer le couple résistant, ce qui entraîne une augmentation à l'échelle du courant rotatif pour délivrer l'énergie requise. Finalement, le flux statorique demeure strictement constant à son niveau nominal (1 Wb), ce qui témoigne de l'efficacité et du parfait découplage de la structure de commande face aux perturbations externes.

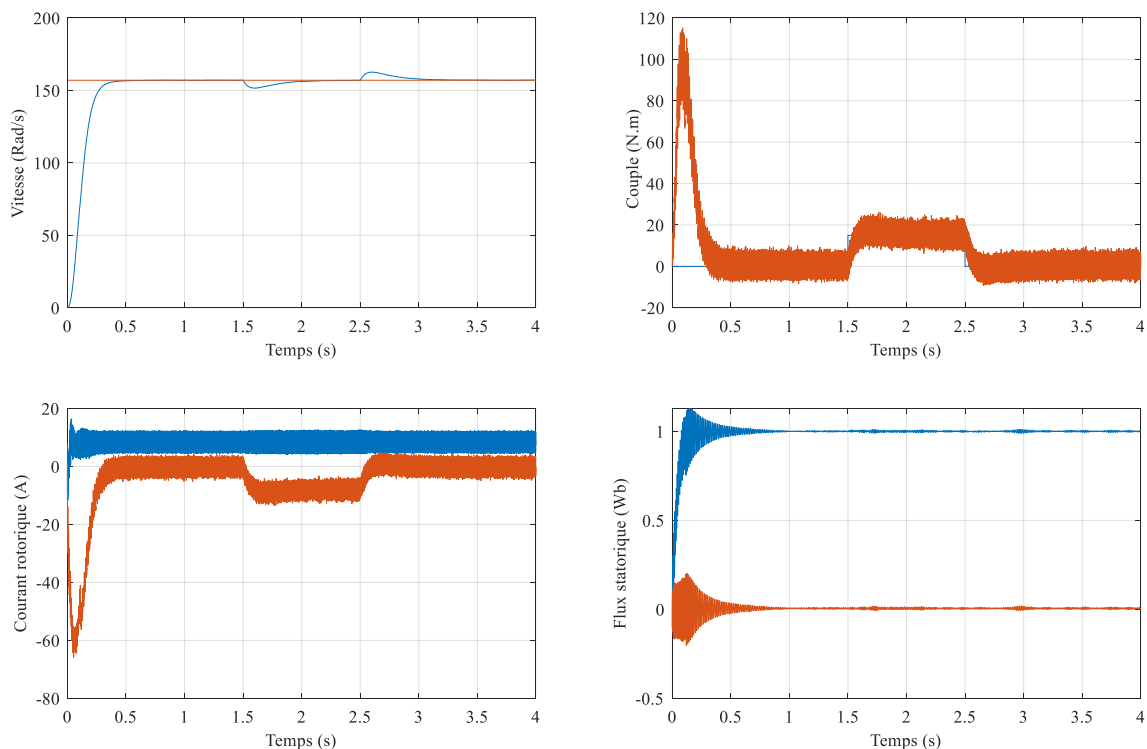


Figure (III.6) : Résultats de simulation lors de la variation de charge.

III.5.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse :

Les conclusions de la Figure (III.7) attestent de l'efficacité et de la robustesse du contrôle par orientation du flux statorique face aux variations de consigne et aux perturbations. La

vitesse réelle suit avec précision plusieurs références (157 rad/s, 157 rad/s à $t=1$ s et 50 rad/s à $t=2,5$ s) tout en affichant une dynamique remarquable.

La combinaison de forces électromagnétiques et de courants s'adapte de façon instantanée : ils montrent des pics transitoires significatifs pour surpasser l'inertie lors des changements de direction, et sont en constante augmentation entre $t=1,5$ s et $t=2,5$ s pour équilibrer exactement la charge de 15 N·m.

Pour finir, le contrôle strict du flux direct à 1 Wb et l'élimination de la composante en quadrature démontrent un découplage idéal entre le flux et le couple, confirmant ainsi l'excellente performance générale du système de régulation.

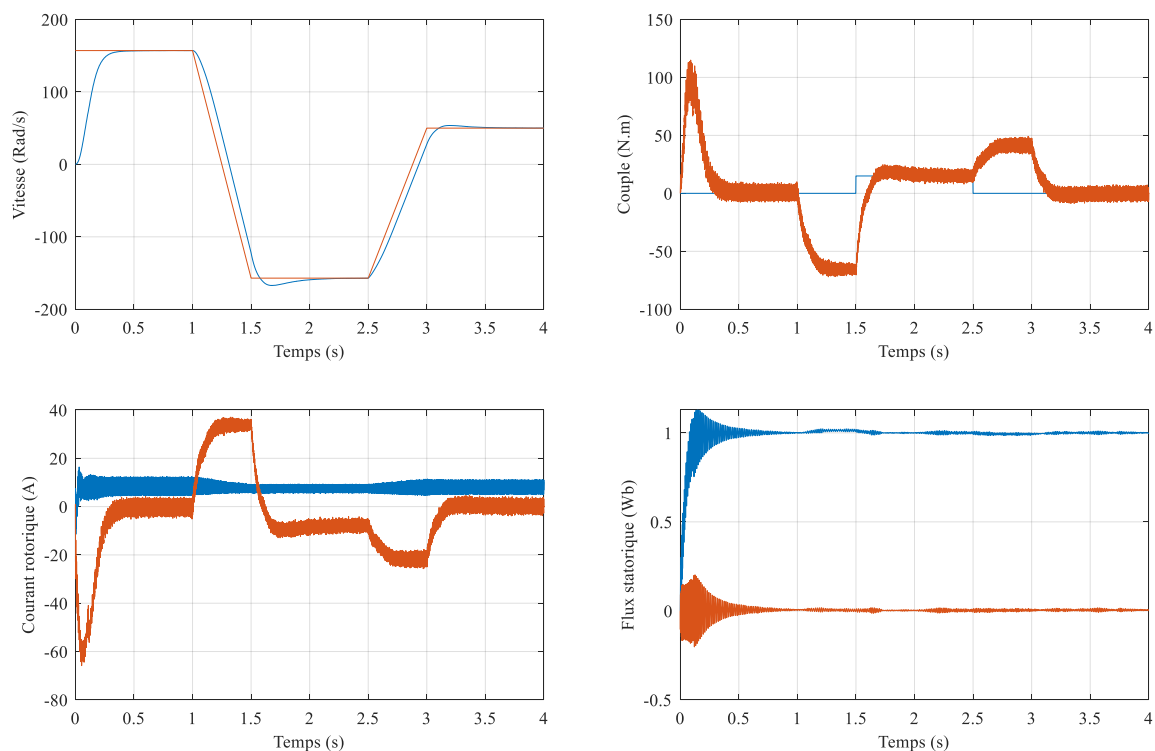


Figure (III.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

III.5.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique :

Comme l'illustre la Figure (III.8), malgré une hausse de +100\% de la résistance du rotor R_r accompagnée de l'ajout d'un couple de 15 N·m entre $t = 1,5$ s et $t = 2,5$ s.

La régulation conserve sa performance. Le régime de vitesse règle rapidement ses perturbations temporaires pour maintenir son niveau nominal (157 rad/s)), pendant que le couple électromagnétique et l'intensité des courants s'adaptent immédiatement pour contrer le fardeau. Nous constatons enfin que la stabilité intégrale du flux direct à 1 Wb et l'absence de composante en quadrature atteste que l'isolement par orientation du flux statorique demeure non perturbé.

Cette réponse globale illustre la solidité remarquable de la stratégie de contrôle concernant les fluctuations des paramètres internes de la machine.

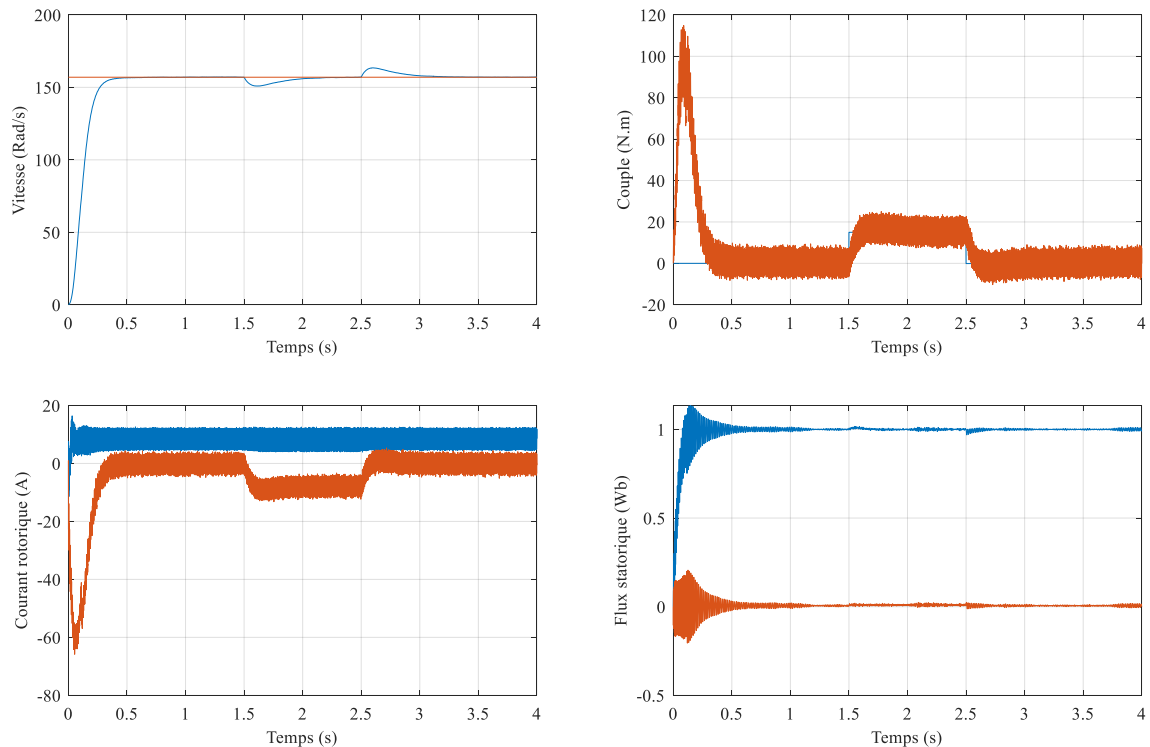


Figure (III.8) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

III.5.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique :

La figure (III.9) démontre la réaction de la machine face à une augmentation de +100% de R_s et une charge de 15 N·m de $t = 1,5$ s à $t = 2,5$ s :

Vitesse : Maintient une stabilité près de sa valeur nominale (157 rad/s), avec une brève baisse transitoire qui est vite rectifiée.

Couple et Courants : Le couple suit de manière précise sa référence et grimpe immédiatement à 15 N·m pour pallier la charge, provoquant une montée proportionnelle du courant.

Flux : Le flux direct conserve constamment sa valeur (1 Wb), tandis que la composante en quadrature demeure nulle, attestant de la parfaite conservation du découplage.

Ces observations illustrent la grande solidité du contrôle par orientation de flux statorique face aux changements de paramètres de la machine.

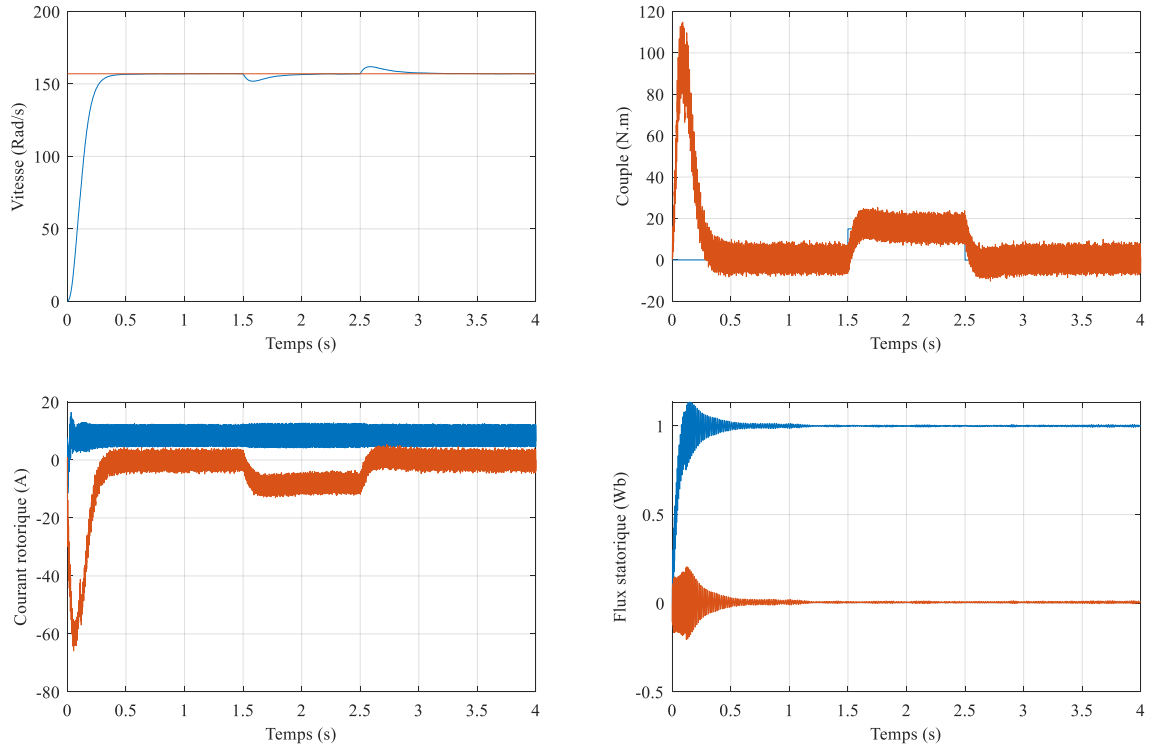


Figure (III.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

III.5.5 Interprétation des résultats :

Les performances statiques et dynamiques de la régulation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), contrôlée par la stratégie de commande vectorielle par orientation du flux statorique ($\text{Flux_statorique} = \varphi_s$), sont mises en exergue grâce aux résultats de simulation illustrés dans les Figures (III.6) à (III.9).

L'analyse des profils de vitesse (Figure III.6 et Figure III.7) indique que la vitesse du rotor possède une dynamique de réponse remarquable. Elle adhère strictement et de manière précise à ses directives de référence, que ce soit lors de l'accélération rapide à 157 rad/s, lors du changement brutal de direction à -157 rad/s ($t = 1$ s), ou lors du ralentissement à une vitesse faible (50 rad/s à $t = 2,5$ s). En régime permanent, l'erreur de suivi est pratiquement inexistante et les éventuels pics durant les transitions demeurent généralement acceptables, illustrant une efficace synthèse du régulateur de vitesse (PI).

La résistance aux perturbations externes a été évaluée en imposant un couple de charge de 15 N·m entre $t = 1,5$ s et $t = 2,5$ s. Lorsque la charge est appliquée, on observe une brève diminution transitoire de la vitesse, rapidement rectifiée par l'intervention du régulateur qui la rétablit à sa valeur souhaitée. L'amplitude du couple électromagnétique (C_e) et des courants rotoriques répond instantanément à toute application de moment résistant en s'augmentant pour compenser exactement, assurant ainsi l'équilibre de la machine.

Les tests de résistance à la chaleur, présentés dans les Figures (III.8) et (III.9), reproduisent une hausse significative de +100% de la résistance du rotor (R_r) suivie de l'augmentation de la résistance du stator (R_s) due à l'échauffement. Par rapport aux systèmes de commande traditionnels, les profils de vitesse et de couple ne connaissent aucune détérioration significative face à ces fluctuations de résistance. Les légères fluctuations transitoires causées par l'introduction de la perturbation se dissipent rapidement. La valeur nominale de 1 Wb du flux direct (φ_{sd}) est strictement préservée tandis que la composante quadratique (φ_{sq}) demeure presque inexistante dans tous les scénarios d'essai. Ceci prouve sans aucun doute que la direction du flux statorique et l'indépendance entre le couple et le flux sont totalement maintenues, malgré les variations des paramètres internes de la machine.

Même si le régulateur PI classique actuel, basé sur la commande vectorielle, montre des résultats globalement excellents et une grande résistance aux fluctuations de R_r et de R_s ainsi qu'aux perturbations de charge, l'apparition de légères oscillations transitoires suite à de fortes variations de consigne justifie la mise en place d'une méthode de commande sophistiquée. La partie suivante se consacrera à l'approche Posicast, une technique d'élaboration du contrôle destinée à améliorer la solidité, accélérer le délai de réaction et se débarrasser totalement des oscillations face aux incertitudes paramétriques sévères.

III.6 Étude comparative avec la commande classique PI :

Cette section propose une analyse comparative détaillée pour évaluer la contribution et l'efficacité de la méthode de structuration de la commande POSICAST associée au régulateur PI, par rapport à une configuration de commande conventionnelle utilisant uniquement des régulateurs PI.

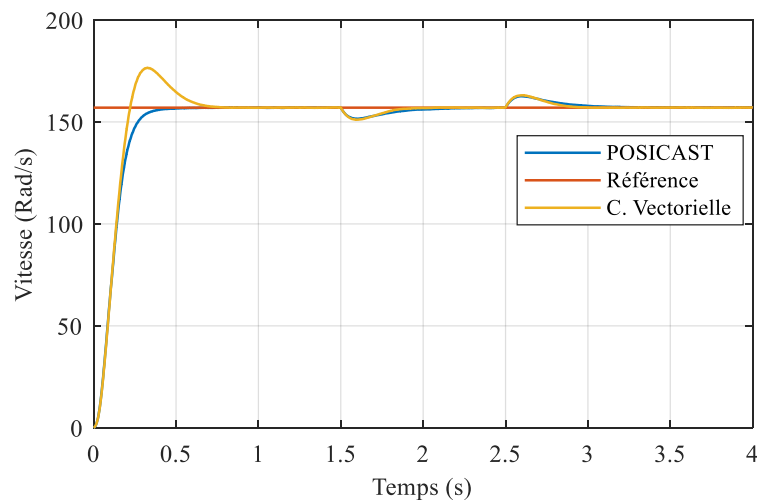


Figure (III.10) : Étude comparative des performances de vitesse entre le contrôle Posicast et la commande vectorielle (PI).

L'analyse qualitative montre que le contrôle PI traditionnel présente des limites face à des consignes abruptes, où l'augmentation des gains pour accélérer la réponse provoque inévitablement des oscillations transitoires, un dépassement (overshoot) et des pics de courant élevés qui sollicitent fortement l'onduleur MLI et la structure mécanique de la MADA. À l'inverse, la commande PI-POSCAST, en divisant le signal en deux impulsions coordonnées ($\tau = T_d/2$), exploite le principe de l'interférence destructive pour annuler ces vibrations. Cela donne lieu à une réponse en fréquence parfaitement non périodique, fluide et sans oscillations, ainsi qu'une transition du couple électromagnétique considérablement atténuée, diminuant de pointe une façon importante la tension mécanique sur l'arbre de l'appareil.

III.7 Conclusion :

Ce chapitre a permis d'évaluer les performances issues de l'intégration du compensateur POSICAST au sein de la structure de commande vectorielle par régulateurs Proportionnels-Intégraux (PI) dédiée à la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) fonctionnant en mode moteur. L'objectif principal de cette approche était de s'affranchir du compromis classique entre la rapidité de la réponse dynamique et l'apparition de dépassements ou d'oscillations transitoires indésirables. Les résultats obtenus par simulation numérique ont rigoureusement démontré l'efficacité de cette technique avancée pour supprimer les dynamiques oscillatoires, permettant ainsi au moteur d'atteindre sa vitesse de consigne de manière quasi critique lors des démarrages, des inversions de sens de rotation ou des perturbations de charge.

L'analyse comparative a mis en évidence la supériorité de l'architecture proposée face aux méthodes conventionnelles. Contrairement aux réglages standards des contrôleurs PI qui exigent souvent de ralentir la boucle de régulation pour éviter les instabilités mécaniques, l'association du POSICAST permet d'obtenir une vitesse de réponse maximale, réduite à une demi-période d'oscillation, tout en garantissant l'absence de dépassement de consigne. De plus, les tests menés lors de l'application d'un couple de charge ainsi que face aux variations thermiques des résistances statorique et rotorique ont confirmé la robustesse globale de la commande, le découplage des flux et du couple restant parfaitement maintenu malgré les incertitudes internes et externes. Enfin, en amortissant de manière fluide les fluctuations du couple électromagnétique et les pointes de courant transitoires, cette technique contribue directement à réduire la fatigue mécanique de l'arbre et à optimiser la consommation énergétique du moteur. En somme, l'intégration de la technique POSICAST représente une solution performante et simple à implémenter, ouvrant la voie à une exploitation plus fiable et

optimisée de la MADA dans les entraînements industriels hautes performances à vitesse variable.

Conclusion générale

Cette étude visait à perfectionner les performances de la commande vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), un équipement technologique crucial pour les systèmes de conversion d'énergie éolienne de grande puissance. L'ambition première était de dépasser les contraintes de la commande traditionnelle en incorporant une technique de contrôle avancée, apte à assurer la robustesse et la stabilité du système en présence de perturbations du réseau et d'incertitudes paramétriques. Ce projet a été développé en trois phases cruciales, correspondant aux chapitres de ce manuscrit :

Nous avons élaboré, dans le premier chapitre, le modèle mathématique intégral de la MADA dans le repère de Park. Cette phase a mis en évidence la nature fortement non linéaire, multivariable et couplée de la machine. Ce modèle a fourni la base théorique essentielle pour appréhender les couplages dynamiques internes (en particulier entre les flux et les courants) et pour concevoir les stratégies de contrôle.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'implantation de la commande vectorielle conventionnelle par orientation du flux statorique (FOS) utilisant des régulateurs Proportionnels-Intégraux (PI). Les résultats ont indiqué que, bien que cette méthode assure un découplage efficace des puissances active et réactive en régime permanent, elle reste intrinsèquement sensible aux variations des paramètres de la machine (résistances, inductances) et engendre de forts dépassements transitoires lors des perturbations du réseau électrique.

Enfin, le troisième chapitre a présenté la contribution majeure de cette étude : l'implémentation de la méthode de mise en forme de commande POSICAST. Destinée spécifiquement à maîtriser les dynamiques oscillatoires, son intégration dans la boucle de régulation de la MADA a considérablement réduit les dépassements transitoires et les résonances lors des variations de puissance ou des défauts du réseau.

Les résultats globaux issus des simulations numériques confirment l'efficacité de la stratégie proposée. L'application de la méthode POSICAST offre un excellent compromis : elle garantit une dynamique rapide, un suivi de consigne optimal et une robustesse accrue face aux incertitudes paramétriques, tout en améliorant la qualité de l'énergie injectée dans le réseau (réduction des ondulations de couple et des harmoniques).

Bien que les objectifs initiaux aient été atteints, cette recherche ouvre des perspectives prometteuses pour de futurs travaux :

- Validation expérimentale (HIL / DSP) : Implémenter en temps réel les lois de commande et l'algorithme POSICAST développés sur un banc d'essai expérimental, ou via des simulations de type *Hardware-In-the-Loop* (HIL) en utilisant des cartes DSP ou FPGA.

- Optimisation par métaheuristiques : Associer la commande POSICAST à des algorithmes d'optimisation, tels que l'optimisation par essaims particulaires (PSO) ou les algorithmes génétiques, afin d'ajuster automatiquement et en temps réel les paramètres des régulateurs dans des scénarios critiques.
- Commande en mode dégradé (Fault-Tolerant Control) : Analyser le comportement de cette structure de contrôle face à des défauts réseau majeurs (creux de tension asymétriques, pertes de phase) en vue de développer des stratégies de continuité de service (*Fault Ride-Through*).

Références bibliographiques

- [1] F. Blaabjerg and K. Ma, "Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, no. 1, pp. 13-22, 2017.
- [2] G. Abad, J. Lopez, M. A. Rodriguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, "Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Applications", Wiley-IEEE Press, 2011.
- [3] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", 3rd ed., Springer-Verlag, 2001.
- [4] B. K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, 2002.
- [5] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff and S. Pekarek, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", 3rd ed., Wiley-IEEE Press, 2013.
- [6] I. Boldea, "Variable Speed Generators", 2nd ed., CRC Press, 2015.
- [7] O. J. M. Smith, "Posicast Control of Damped Oscillatory Systems", Proceedings of the IRE, vol. 45, no. 9, pp. 1249-1255, 1957.
- [8] S.A.E. Arjdoun, "Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de Magister En Electrotechnique, Université Djillali Liabes, Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2010.
- [9] P-E. Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [10] Y. Elbia, "Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté", Mémoire de Magister En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [11] F. Poitiers, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau", Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [12] N. Abu-tabak, "Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : modélisation, commande, observation et simulation". Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon, France, 2008.
- [13] F. Merrahi, "Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (Application à l'énergie éolienne)", Mémoire de magister, Ecole Nationale polytechnique, Algérie, 2007.
- [14] R. Abdessamad et M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques", Presse de l'université de Batna, Algérie, 1997.

- [15] D. Youcef, "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université djillali liabes, SIDI-BEL-ABBES, Algérie, 2015.
- [16] G. Segulier, "Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative-Continue", vol.1, 3ème éditions, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 2006.
- [17] M. Abid, "Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI", Thèse de doctorat d'état en Electrotechnique, Université Djillali Liabes, Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [18] A. Masmoudi, A. Toumi and M. Kamoun, "Power on analysis and efficiency optimization of a doubly fed synchronous machine", Proceedings of Electric Machines and Power Systems, Vol. 21, pp. 473-491, 1993.
- [19] A. Talha, M.O. Mahmoudi, D. Beriber and E.M. Berkouk. "Study and control of two- level PWM rectifiers-clamping bridge-two three-level NPC VSI cascade, Application to double stator induction machine", IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, pp. 3894-3899, 2004.
- [20] Z. Boudjemaa, "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou", Mémoire de Magister, Université d'Oran, Algérie. 2010.
- [21] A. Zemmit, "Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2014.
- [22] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [23] H. Tamrabet, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone", Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [24] DJ. Khodja, "Commande des convertisseurs électromécaniques", Polycopie De Cours, Master1, ISE, Université de M'sila, Algérie, 2012.
- [25] K. Loukal, "Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux". Thèse de Doctorat, Université de M'sila, Algérie, 2017.
- [26] A. Sugiki and K. Furuta, "Design and Application of Posicast Control Systems", IEEE Transactions on Control Systems, 2006.
- [27] O. J. M. Smith, "Feedback Control Systems, McGraw-Hill, New York", 1958.
- [28] N. C. Singer and W. P. Seering, "Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration", IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1990.

- [29] K. Ogata, "Modern control engineering", 5th ed. Prentice Hall, 2010.
- [30] J. Y. Hung, "Posicast control of resonant systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 1, pp. 112-119, 2003.
- [31] F. Stergiopoulos, and A. Tzes, "A Modified Posicast Control Scheme for Vibration Mitigation in Lightly Damped Systems," Int. J. Control, 2010.

Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Spécialité : Automatique et systèmes

Thème :

Amélioration des Performances de la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone a Double Alimentation par la Technique Avancée POSICAST

Par : BAKHTI Abderraouf

MELIANI Aymen Belqassim

Résumé :

La MADA est indispensable pour les systèmes de conversion d'énergie éolienne en raison de ses convertisseurs compacts et de son contrôle séparé des puissances. Toutefois, les régulateurs PI traditionnels utilisés dans le contrôle vectoriel par direction de flux révèlent des contraintes (overshoots, oscillations) face aux non-linéarités et aux modifications paramétriques de la machine. Pour corriger cela, cette étude inclut en amont du cycle de vitesse la méthode d'élaboration de commande POSICAST. Cette approche pré-compensatrice, divisant le signal en deux impulsions synchronisées, exploite l'interférence destructive pour éliminer les vibrations transitoires. Les simulations effectuées avec MATLAB/Simulink valident l'efficacité de cette méthode, assurant une dynamique rapide, une surveillance précise sans dépassement, ainsi qu'une robustesse améliorée contre les perturbations.

Mots clés :

MADA, Commande vectorielle, Orientation du flux statorique, Technique POSICAST, Régulateur PI, Atténuation des oscillations, Robustesse, MATLAB/Simulink

Abstract :

Conventional PI controllers inside the stator flux orientation approach frequently experience overshoots, oscillations, and parameter sensitivity, whereas the DFIM is highly valued for its decoupled regulation of active and reactive power. This study applies the sophisticated POSICAST command-reshaping technology ahead of the speed control loop in order to get beyond these restrictions. By carefully dividing the control instruction into synchronized stages, this technique uses destructive interference to eliminate overshoots and fleeting vibrations. The suggested POSICAST-integrated vector control exhibits excellent dynamic responsiveness, smooth tracking without overshoot, and strong stability against external parametric disturbances, as confirmed by MATLAB/Simulink simulations.

Keywords :

DFIM, Vector control, Stator flux orientation, POSICAST technique, PI controller, Oscillation damping, Robustness, MATLAB/Simulink

ملخص :

تتميز هذه الآلة بقدرتها على فصل التحكم في القدرة النشطة والقدرة التفاعلية، إلا أن الأنظمة التقليدية (PI) تواجه مشكلات تتعلق بالتجاوزات والاهتزازات عند تغيير المعاملات. لمعالجة هذه القضايا، تم دمج تقنية POSICAST كمنهجية إشارة قبل حلقة التحكم في السرعة. تقوم هذه التقنية بتقسيم نبضة التحكم إلى قسمين متزامنين مما يعمل على إلغاء تأثير أحدهما على الآخر عبر التداخل الهدام. أظهرت نتائج المحاكاة التي تم تنفيذها بواسطة برنامج MATLAB/Simulink فعالية هذه الطريقة في القضاء على التجاوزات والاهتزازات الانتقالية، وتحقيق استجابة ديناميكية تتميز بالسرعة والدقة، مما يعكس متانة وكفاءة النظام في مواجهة الاضطرابات الخارجية.

الكلمات المفتاحية:

الآلة الحثية ثنائية التغذية، التحكم التوجيهي، توجيه التدفق الساكن، تقنية POSICAST، منظم PI، إخماد الاهتزازات، المتانة، برنامج MATLAB/Simulink

