

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



**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT DE L'ELECTRONIQUE**  
**MEMOIRE DE MASTER**  
**DOMAINE : Sciences et Technologies**  
**FILIERE : Electronique**  
**OPTION : Instrumentation**

**Thème :**

**Commande vectorielle par Backstepping  
de la machine asynchrone pentaphasée**

**Présenté par :**

- KHEZZARI DOUNYA
- NEBBATI DOUNIA

**Encadré par :**

DR. FODIL MALIKA  
MR. SAIDI NOURREDINE

**Année universitaire : 2024/2025**

## Résumé

La commande vectorielle par Backstepping appliquée à la machine asynchrone pentaphasée représente une stratégie avancée permettant d'exploiter pleinement le potentiel des systèmes multi-phasés. Grâce à la commande vectorielle, les grandeurs électriques sont transformées dans un repère synchronisé, ce qui permet un découplage clair entre le couple et le flux, similaire à celui observé dans les machines à courant continu. Cette transformation simplifie la commande dynamique et améliore la précision du contrôle. De son côté, la méthode Backstepping, adaptée aux systèmes non linéaires, permet de concevoir des lois de commande basées sur la stabilité de Lyapunov, en construisant progressivement des contrôleurs à chaque étape du système. L'association des deux techniques permet d'obtenir une commande robuste, stable et performante face aux perturbations et incertitudes du système. Elle est particulièrement adaptée aux machines pentaphasées, qui présentent des caractéristiques dynamiques complexes et une forte tolérance aux défauts, notamment dans les applications industrielles et de traction électrique.

**Mots clés :** Modélisation des Machines Polyphasées, Convertisseur statique, Commande vectorielle, Commande Backstepping.

## Abstract

Backstepping vector control applied to the five-phase asynchronous machine represents an advanced strategy for exploiting the full potential of multiphase systems. With vector control, electrical quantities are transformed into a synchronized reference frame, enabling a clear decoupling between torque and flux, similar to that observed in DC machines. This transformation simplifies dynamic control and improves control accuracy. For its part, the Backstepping method, adapted to non-linear systems, enables control laws to be designed based on Lyapunov stability, by progressively building controllers at each stage of the system. The combination of the two techniques results in robust, stable control that performs well in the face of system disturbances and uncertainties. It is particularly well suited to pentaphase machines, which have complex dynamic characteristics and high fault tolerance, especially in industrial and electric traction applications.

**Key words :** Modelling Polyphase Machines, Static Converters, Vector Control, Backstepping Control.

---

# Remerciements

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance à notre encadrants, Mr.Malika .Fodil et Saidi Nourredine, qui ont été de véritables mentors et un soutien inestimable. Grâce à leurs encouragements et à leurs conseils avisés, j'ai pu surmonter de nombreuses difficultés. Je leur témoigne également mon profond respect et ma profonde gratitude pour le temps, les efforts et le dévouement dont ils ont fait preuve. J'exprime ma vive gratitude et mes remerciements à l'ensemble des membres : Messieurs Mohamed Djerioui , Hatem Mezaache pour avoir accepté de faire partie de ce jury en acceptant d'examiner et d'évaluer ce travail.*

*Je remercie également tous les professeurs qui m'ont soutenu tout au long de mes études et qui m'ont laissé une impression positive par leurs connaissances et leur expérience.*

---

## *Dédicace*

الحمد لله

اللهم اجعل هذا العمل خالصاً لوجهك الكريم، واجعله علماً نافعاً يُنتفع به، ووفّقني دائماً لما تحب وترضى.  
إلى ذلك القلب الذي تحمل الكثير، والعقل الذي لم يتوقف عن التفكير، والنفس التي قاومت التعب والخذلان،

إلين يا من سموت الليل والليلي وواجهت الصعاب بصبرٍ وعزيمة،

إلين يا من لم تستسلمي رغم كل شيء... هذا العمل ثمرة تعبك، فافخري بما وطئ إليه.

إلى كل لحظة ضعفت تغلبت عليها، وكل دمعة خبأتها، وكل أمل تمسكت به...

هذا الإهداء لك، بصدق، بكل فخر.

ثم،

إلى من لا ينفصل اسمه عن اسمي إلى من علمني أن الدنيا كفاح وسلاحها العلم و المعرفة إلى من عرس في روبي مكارم الأخلاق  
، داعمي الأول وسندي، إلى من سعى من أجل راحتي ونجاحي، إلى اعظم رجل في الكون، إلى فخري واعتزازي

.....أبي الغالي.....

إلى نبع الحنان والدعاء، وسندي في كل لحظة إلى الكتوف الثابت الذي اذا مالته كل الدنيا لا تميلو... شكراً من القلب، فما  
كنيت لأصل إلى هنا دونك.

.....أمي الغالية.....

وأخيراً،

... بكلمة ولو دعمني من كل طيباً، أثراً فيها وترك حياتي في مرّ من كل

الامتنان كل مني لكم

# *Tables des Matières*

## *TABLE DES MATIERES*

Introduction générale.....	1
Introduction générale.....	2
Chapitre I : Modelisation De La Machine Asynchrone Pentaphasée.....	4
I.1 Introduction.....	5
I.2 Configurations des machines multi-phases.....	5
I.2.1 Machines polyphasées de « Type 1 ».....	5
I.2.2 Machines polyphasées de « Type 2 ».....	8
I.3 Principe de fonctionnement de la machine polyphasée .....	9
I.4 Avantages des machines polyphasées.....	10
I.4.1 Segmentation de puissance.....	10
I.4.2 La fiabilité.....	10
I.4.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques .....	11
I.5 Inconvénients des machines polyphasées.....	11
I.6 Applications des MASP .....	11
I.7 Le choix de la machine pentaphasée .....	12
I.8 Description de la machine asynchrone pentaphasée.....	12
I.9 Modélisation de la MASP dans la base naturelle .....	12
I.9.1 Équations de la MASP.....	13
I.10 Modélisation de la MASP dans la base de découplage .....	15
I.10.1 Matrice de changement de base.....	16
I.10.2 Choix de repère d,q.....	17
I.10.3 Transformation de PARK.....	18
I.11 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone pentaphasée .....	20
I.12 Simulation de la machine asynchrone pentaphasée sou Matlab/Simulink .....	22
I.13 Résultats de simulation de la MASP .....	22
I.14 Interprétations.....	25
I.15 Conclusion .....	25
Chapitre II : Association Onduleur- Machine Asynchrone Pentaphasee.....	26
II.1 Introduction .....	27
II.2 Modélisation de l'onduleur de tension.....	27

<b>II.3 Réseau triphasé.....</b>	<b>28</b>
<b>II.4 Redresseur triphasée.....</b>	<b>28</b>
<b>II.5 Filtre R.L.C.....</b>	<b>29</b>
<b>II.6 Alimentation fournie par l'onduleur.....</b>	<b>29</b>
<b>II.6.1 Structure de l'onduleur.....</b>	<b>29</b>
<b>II.6.2 hypothèses.....</b>	<b>30</b>
<b>II.6.3 Fonction de conversion.....</b>	<b>30</b>
<b>II.6.4 Tensions simples aux bornes de l'onduleur.....</b>	<b>31</b>
<b>II.7 Principe des stratégies de commande.....</b>	<b>32</b>
<b>II.8 Différentes stratégies de commande.....</b>	<b>32</b>
<b>II.8.1 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).....</b>	<b>32</b>
<b>II.8.2 Commande en pleine onde.....</b>	<b>34</b>
<b>II.8.3 Commande en courant par hystérésis.....</b>	<b>35</b>
<b>II.9 Simulation de la MASP alimentée par un onduleur.....</b>	<b>37</b>
<b>II.10 Résultats de simulation avec l'onduleur.....</b>	<b>37</b>
<b>II.11 Interprétations.....</b>	<b>39</b>
<b>II.12 Conclusion.....</b>	<b>39</b>
<b>Chapitre III : Commande Vectorielle Machine Asynchrone_Pentaphasee.....</b>	<b>40</b>
<b>III.1 Introduction.....</b>	<b>41</b>
<b>III.2 Commande vectorielle par orientation du flux.....</b>	<b>41</b>
<b>III.3 Choix d'orientation de flux.....</b>	<b>41</b>
<b>III.4 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....</b>	<b>42</b>
<b>III.5.1 Commande vectorielle directe.....</b>	<b>45</b>
<b>III.5.2 Commande vectorielle indirecte.....</b>	<b>46</b>
<b>III.6 Commande vectorielle d'un MASP alimentée en tension.....</b>	<b>46</b>
<b>III.6.1 Description.....</b>	<b>46</b>
<b>III.6.2 Système d'équations liées au flux rotoriques.....</b>	<b>47</b>
<b>III.6.3 Découplage entré-sortie.....</b>	<b>48</b>
<b>III.6.4 Bloc de défluxage.....</b>	<b>50</b>
<b>III.6.5 Régulateurs.....</b>	<b>50</b>
<b>III.6.6 Caractéristiques des régulateurs.....</b>	<b>51</b>
<b>III.6.7 Calcul des régulateurs.....</b>	<b>52</b>
<b>III.6.8 Régulateur de vitesse de la MASP par commande vectorielle.....</b>	<b>54</b>

<b>III.7 Résultats de simulation.....</b>	<b>54</b>
<b>III.8 Conclusion .....</b>	<b>57</b>
<b>Chapitre IV : La Commande Backstepping Appliquee A la Machine Asynchrone</b>	
<b>Pentaphasee (MASP).....</b>	<b>59</b>
<b>IV.1 Introduction .....</b>	<b>60</b>
<b>IV.2 Principe de la commande Backstepping .....</b>	<b>60</b>
<b>IV.3 Stabilité de Lyapunov .....</b>	<b>60</b>
<b>IV.3.2 Types de stabilité au sens de Lyapunov .....</b>	<b>61</b>
<b>IV.5 Commande backstepping sur la commande vectorielle .....</b>	<b>64</b>
<b>IV.5.1 Calcul des courants de références .....</b>	<b>64</b>
<b>IV.5.2 Calcul des tensions de références .....</b>	<b>65</b>
<b>IV.6 Simulation et Résultats de la commande Backstepping du MASP.....</b>	<b>67</b>
<b>IV.7 Interprétations .....</b>	<b>71</b>
<b>IV.8. Conclusion .....</b>	<b>72</b>
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>73</b>
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>74</b>

# *Listes des notations et des symboles*

MASP : Machine asynchrone pentaphasée.

MLI : la modulation de largeur d'impulsion.

$V_A, V_B, V_C$ : Source de tension triphasée en [V].

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{sd}$ , et  $V_{se}$ : Tensions des phases statoriques en [V].

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}, V_{rd}$ , et  $V_{re}$ : des tensions de phases rotoriques en [V].

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{sd}$  et  $I_{se}$ : Courants des phases statoriques en [A].

$I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}, I_{rd}$  et  $I_{re}$ : Courants des phases rotoriques en [A].

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{sd}$  et  $\varphi_{se}$ : Flux des phases statoriques en [Wb].

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}, \varphi_{rd}$  et  $\varphi_{re}$ : Flux des phases rotoriques en [Wb].

$R_s$  : La résistance statorique en [ $\Omega$ ].

$R_r$ : La résistance rotorique en [ $\Omega$ ].

$\Omega_s$ : est la vitesse synchrone en radians par seconde (rad/s),

$f_s$ : est la fréquence de la source (en Hz),

$p$  : est le nombre de paires de pôles.

$\vec{I}_s$  : Le vecteur courant statorique

$\vec{I}_r$  : Le vecteur courant rotorique,

$\vec{\varphi}_s$ : Le vecteur flux statorique

$\vec{\varphi}_r$ : Le vecteur flux rotorique ;

$L_{ss} = L_{rr}$ : Représentent respectivement les matrices d'inductance (propres, mutuelles) statoriques et rotoriques [H].

$M_{sr} = M_{rs}$  : Les inductances de couplage entre le stator et le rotor.

$L_{sA} = L_{sB} = L_{sC} = L_{sD} = L_{sE} = L_s$ : L'inductance propre d'une phase statorique [H].

$L_{ms}$  : L'inductance mutuelle au stator [H].

$L_{mr}$ : L'inductance mutuelle au rotor [H].

$M$ : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$J$  : Le moment d'inertie de la machine [Kg.m<sup>2</sup>].

$C_e$ : Le couple électromagnétique [N.m].

$C_r$ : Le couple résistant (couple de la charge) [N.m].

$\Omega$ : La vitesse angulaire de rotation

$f$  : Coefficient de frottements

$\omega_g$ : C'est la vitesse angulaire du glissement.

$L_{sp}$  et  $L_{rp}$  : sont respectivement les inductances principales statoriques et rotorique [H].

$L_{sf}$  et  $L_{rf}$ : sont respectivement les inductances de fuites statoriques et rotoriques [H].

a, b, c, d, e: Indice des phases statoriques et rotoriques

$U_a, U_b, U_c, U_d, U_e$  : Les tensions triphasée.

$V_m$ : Tension  $V_{max}$ .

D1, D2, D3, D'1, D'2, D'3 : diode de redresseur.

$I_d$  : Courant qui passe varie de filtre [A].

$U_d$ : tension sortie redressée.

$U_L(t)$  : Tension de la bobine.

$U_C(t)$ : Tension de condensateur.

$V_{NZ}$ : Tension de neutre de la machine par rapport au point fictif Z.

$V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}, V_{dN}, V_{eN}$  :Les tensions des phases de la machine.

m : L'indice de modulation.

r : Le taux de modulation

$I_a, I_b, I_c, I_d, I_e$ : les courants réels des phases statoriques.

$I_{a_{ref}}, I_{b_{ref}}, I_{c_{ref}}, I_{d_{ref}}, I_{e_{ref}}$  Les courants de référence.

$V_{ds}, V_{dr}$ :Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [V].

$V_{qs}, V_{qr}$  : Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [V].

$\varphi_{ds}, \varphi_{dr}$  : Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [Wb].

$\varphi_{qs}, \varphi_{qr}$  : Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [Wb].

$I_{ds}, I_{dr}$  : Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [A].

$I_{qs}, I_{qr}$  : Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [A].

g: Glissement.

$\omega_s$ : La vitesse de rotation du champ statorique en [tr/min].

$\omega_r$  : La vitesse de rotation du champ rotorique en [tr/min].

$e_{sd}$  : FEM de rotation créée par  $I_{sd}$

$e_{sq}$  : FEM de rotation créée par  $I_{sq}$

$\varepsilon$ : l'erreur

f :Est définie positive.

$\varepsilon_\omega$ : les erreurs sur la vitesse de la machine

$\varepsilon_\varphi$ : les erreurs sur le flux rotorique de la machine

# Listes des figures

## CHAPITRE I

Fig I 1 Représentation des enroulements de la MAS triphasée dans l'espace électrique.....	6
Fig I 2 Représentation des enroulements de la MAS hexaphasée dans l'espace électrique .....	6
Fig I 3 Représentation des enroulements de la MAS tétraphasée dans l'espace électrique .....	7
Fig I 4 Représentation des enroulements de la MAS à quinze phases dans l'espace électrique .....	7
Fig I 5 Représentation des enroulements de la MAS pentaphasée dans l'espace électrique .....	8
Fig I 6 Représentation des enroulements de la MAS héptaphasée dans l'espace.....	9
Fig I 7 Représentation des couples électromagnétiques pour les machines.....	11
Fig I 8 Représentation schématique d'une machine asynchrone pentaphasée.....	12
Fig I 9 Repères d'une machine asynchrone .....	18
Fig I 10 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.Erreur ! Signet non défini.	
Fig I 11 Modèle de la machine asynchrone pentaphasée sous Matlab Simulink.....	22
Fig I 12 Comportement dynamique de MASP à vide .....	23
Fig I 13 Démarrage suivi d'une application couple de charge ( $C_r=10Nm$ ) à l'instant $t=3$ seconde.....	24

## CHAPITRE II

Fig II 1 Schéma de principe de l'association convertisseur-machine .....	27
Fig II 2 Représentation du redresseur triphasé non commandé .....	28
Fig II 3 Représentation du filtre R.L.C passe-bas.....	29
Fig II 4 Schéma de principe de l'onduleur de tension pentaphasée.....	30
Fig II 5 Principe de la commande MLI .....	33
Fig II 6 principe de commande en pleine onde .....	34
Fig II 7 Schéma fonctionnel de la commande par Hystérésis.....	35
Fig II 8 Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis .....	36

Fig II 9 Schéma de simulation de la MASP alimenté par onduleur de tension.....	37
Fig I 10 Résultats de simulation de la MASP avec application du couple de charge [3seconde : 10Nm] .....	38

### CHAPITRE III

Fig III 1 orientation du rotor. ....	42
Fig III 2 Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MASP.....	45
Fig III 3 Structure de la commande par orientation du flux rotorique .....	48
Fig III 4 Reconstitution des tensions $V_{ds}$ et $V_{qs}$ .....	50
Fig III 5 Bloc de défluxage.....	50
Fig III 6 Représentation de la commande par PI.....	Erreur ! Signet non défini.
Fig III 7 Schéma bloc de la régulation du courant statorique $I_{ds}$	Erreur ! Signet non défini.
Fig III 8 Schéma bloc de la régulation du courant statorique $I_{qs}$ .....	53
Fig III 9 Schéma bloc de régulation de vitesse.....	53
Fig III 10 Régulation de vitesse par la commande vectorielle.....	54
Fig III 11 Régulation de la de vitesse par régulateurs PI suivi de l'application de charge .....	Erreur ! Signet non défini.
Fig III 12 Démarrage de la MASP avec l'inversion de vitesse .....	56

### CHAPITRE IV

Fig IV 1 Système en cascade à réguler .....	62
Fig IV 2 Organigramme de la commande backstepping sur la MASP .....	63
Fig IV 3 Systèmes en cascade à réguler .....	64
Fig IV 4 Structure de la commande par backstepping de la MASP	Erreur ! Signet non défini.
Fig IV 5 Comportement de la MASP avec application d'un couple de charge à $t=3\text{sec}$ .....	68
Fig IV 6 Comportement de la MASP avec inversion du sens de rotation à $t=3\text{sec}$ .....	69
Fig IV 7 Comportement de la MASP avec variation paramétrique à $t=3\text{sec}$ .....	70

---

# *Introduction générale*

---

## **Introduction générale**

Les machines asynchrones polyphasées, notamment les machines à cinq phases, suscitent un intérêt croissant dans les domaines de l'entraînement électrique avancé, en particulier dans les applications nécessitant une forte densité de puissance, une meilleure tolérance aux défauts, et une meilleure qualité de couple, comme les véhicules électriques, l'aéronautique ou les systèmes marins. Comparées à leurs homologues triphasées, les machines polyphasées offrent une robustesse accrue, une réduction des harmoniques de courant, ainsi qu'une possibilité de fonctionnement en mode dégradé en cas de défaillance partielle de l'onduleur ou de phases.[1]  
[2]

Pour exploiter pleinement ces avantages, il est nécessaire de mettre en œuvre des stratégies de commande performantes., la commande vectorielle (ou Field-Oriented Control, FOC), développée dans les années 1970, a révolutionné la commande des machines asynchrones en permettant un découplage artificiel entre le couple et le flux. Cette méthode repose sur une modélisation de la machine dans un repère tournant (dq) synchronisé avec le flux statorique ou rotorique, transformant ainsi la machine asynchrone en un équivalent de machine à courant continu. Grâce à cela, il devient possible de contrôler séparément le flux (via une composante d-axis) et le couple (via une composante q-axis), ce qui simplifie considérablement la stratégie de commande et améliore la dynamique du système [3][4].

Cependant, les performances de la commande vectorielle peuvent être dégradées en présence de modèles non linéaires, d'incertitudes paramétriques ou de perturbations externes. Dans ce contexte, des approches de commande non linéaire ont été explorées pour améliorer la robustesse et la stabilité du système. Parmi celles-ci, la commande par backstepping s'est imposée comme une méthode efficace pour les systèmes non linéaires fortement couplés. Elle repose sur une conception récursive de fonctions de Lyapunov, garantissant la stabilité asymptotique du système en boucle fermée, même en présence de non-linéarités.

L'association de la commande vectorielle avec des techniques avancées comme le backstepping permet donc de combiner la simplicité de régulation du couple et du flux avec une robustesse renforcée face aux incertitudes et aux perturbations. Cette combinaison est particulièrement prometteuse pour les machines asynchrones polyphasées, dont la complexité modulaire nécessite des stratégies de commande adaptatives et robustes [5].

Le présent travail est organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous nous intéressons à la machine asynchrone à cinq phases (MASP). Nous commencerons par établir un modèle réaliste de cette machine en adoptant une approche progressive : nous passerons d'abord par un modèle équivalent biphasé, obtenu à l'aide de la

## *Introduction Générale*

transformation de Park généralisée. Ensuite, nous examinerons le fonctionnement de la machine alimentée par une source pentaphasée, avant de présenter et analyser les résultats des simulations associées.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du système d'alimentation de la machine asynchrone pentaphasée. Nous détaillerons les différents composants de cette chaîne d'énergie, incluant le réseau électrique, le redresseur, le filtre RLC, ainsi que l'onduleur de tension commandés par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le troisième chapitre est dédié à la commande vectorielle, après avoir montré le principe du découplage de la machine asynchrone polyphasée, les méthodes directe et indirecte d'orientation du flux rotorique a été présenté. Pour l'alimentation en tension de la machine asynchrone à 5 phases, la commande vectorielle directe a été étudié.

Dans le dernier chapitre nous présentons le sujet d'une étude détaillée de la technique de commande par backstepping. Puis on va appliquer cette stratégie sur la machine asynchrone à cinq phases On exposera des résultats de simulation par rapport aux perturbations externes et lors d'une inversion du sens de rotation.

---

*Chapitre I : Modélisation De  
La Machine Asynchrone  
Pentaphasée*

---

## I.1 Introduction

Une machine polyphasée est composée de  $n$  bobinages déphasés spatialement  $\frac{2\pi}{n}$  alimentés par des tensions déphasées temporellement de  $\frac{2\pi}{n}$ . Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases [6] [7].

Ce chapitre vise à établir une modélisation mathématique complète de la MASP, en régime transitoire et permanent, permettant d'analyser avec précision ses grandeurs caractéristiques : vitesse de rotation, couple, courants, et flux électromagnétiques. Cette modélisation constitue une base indispensable pour le développement de stratégies de commande avancées, assurant une performance optimale de la machine dans son environnement d'exploitation.

## I.2 Configurations des machines multi-phases

La configuration des enroulements dans une machine polyphasée dépend principalement du nombre de phases  $n$ , comme l'ont expliqué Levi (2008) [8] et Vizireanu (2007) [9]. Pour une machine à  $n$  phases, les enroulements statoriques peuvent être répartis de manière symétrique ou asymétrique, influençant ainsi la performance électromagnétique de la machine.

### I.2.1 Machines polyphasées de « Type 1 »

Les machines polyphasées du premier type ont un nombre de phases multiple de trois. Les enroulements peuvent être configurés en plusieurs groupes triphasés, appelés étoiles multiples. Chaque groupe est généralement déphasé d'un angle  $\beta = \frac{\pi}{n}$  par rapport aux autres groupes, créant ainsi une structure asymétrique. Cette configuration est souvent utilisée pour améliorer la répartition de la puissance et réduire les courants harmoniques.

Selon Levi (2008) [8], et Vizireanu (2007) [9]. Cette structure permet également une meilleure répartition des flux et peut être exploitée.

En isolant les neutres de chaque groupe, ou en réalisant une distribution symétrique des enroulements sous un angle  $\alpha = \frac{2\pi}{n}$

#### I.2.1.1 Machine triphasée

Le moteur asynchrone triphasé est le plus utilisé dans l'industrie, malgré sa simplicité. Cela le rend très fiable et nécessite peu d'entretien. Il se compose d'un stator, qui abrite l'enroulement, et d'un rotor, qui peut être enroulé autour des circuits magnétiques du rotor. Les pôles du stator sont constitués d'une série de fines plaques métalliques pour réduire la rotation par courants de Foucault. Le modèle de la MAS triphasé est illustré par le schéma de la figure (I.1) avec les armatures statoriques et rotoriques munies chacune d'un enroulement triphasé, soit trois

enroulements au stator:  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$ , et trois enroulements rotoriques  $R_a$ ,  $R_b$  et  $R_c$ , et  $\theta$  Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

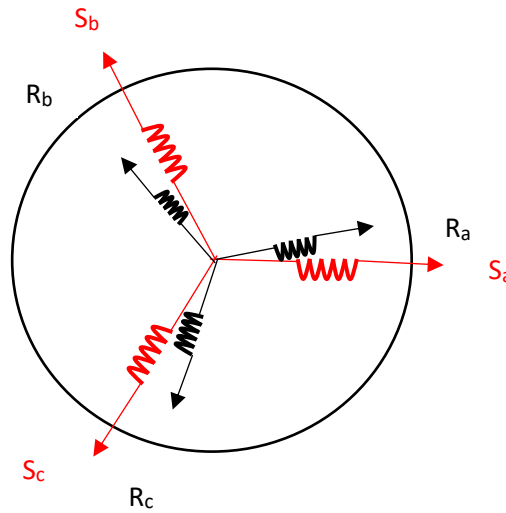


Fig I 2 Représentation des enroulements de la MAS triphasée dans l'espace électrique

### I.2.1.2 Machines hexaphasées

Appelées aussi machines à double étoile (MASDE), elles sont constituées de deux enroulements triphasés identiques placés sur le même stator, mais décalés d'un angle électrique de 30 degrés. Ces deux systèmes partagent le même nombre de pôles et sont alimentés avec la même fréquence. La structure du rotor et le circuit magnétique des machines asynchrones polyphasées restent identiques à ceux des machines triphasées. Cette configuration permet un meilleur couple et des harmoniques réduites grâce à la symétrie de l'alimentation

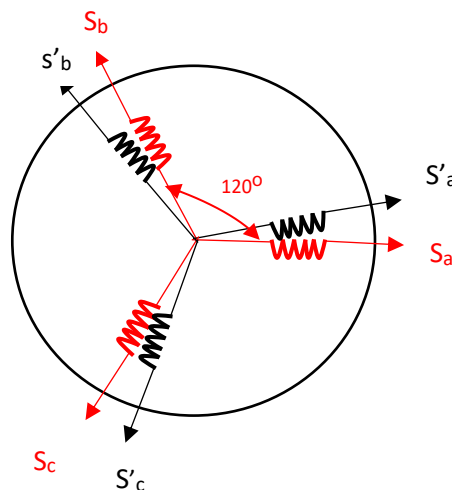


Fig I 1 Représentation des enroulements de la MAS hexaphasée dans l'espace électrique

### I.2.1.3 Machines tétraphasées

Bien que ce type de machine soit peu courant dans l'industrie, la machine à quatre phases constitue une structure particulière composée de trois ensembles d'enroulements triphasés placés dans le stator, chacun décalé d'un angle électrique de 20 degrés.

Cette configuration vise à exploiter la distribution angulaire originale pour améliorer certains aspects du comportement électromagnétique. La figure I.3 illustre cette disposition spatiale dans l'espace électrique

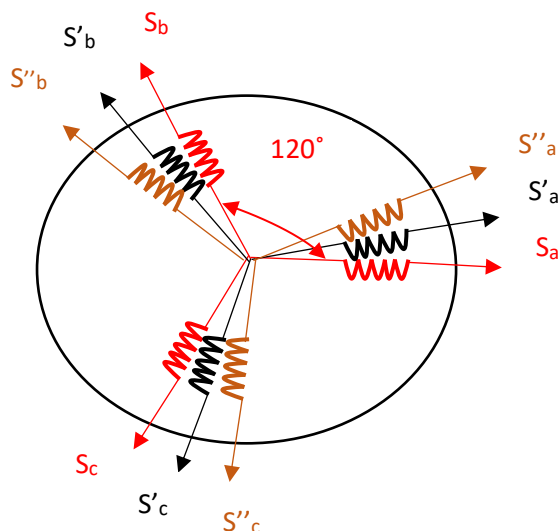


Fig I 2 Représentation des enroulements de la MAS tétraphasée dans l'espace électrique

### I.2.1.4 Machines à quinze phases

Ces machines sont exceptionnelles du fait qu'elles peuvent prendre deux configurations:

- Trois étoiles composées chacune de cinq phases, décalées entre elles de  $12^\circ$  électrique **A**
- Cinq étoiles composées chacune de trois phases, décalées entre elles de  $12^\circ$  électrique **B**

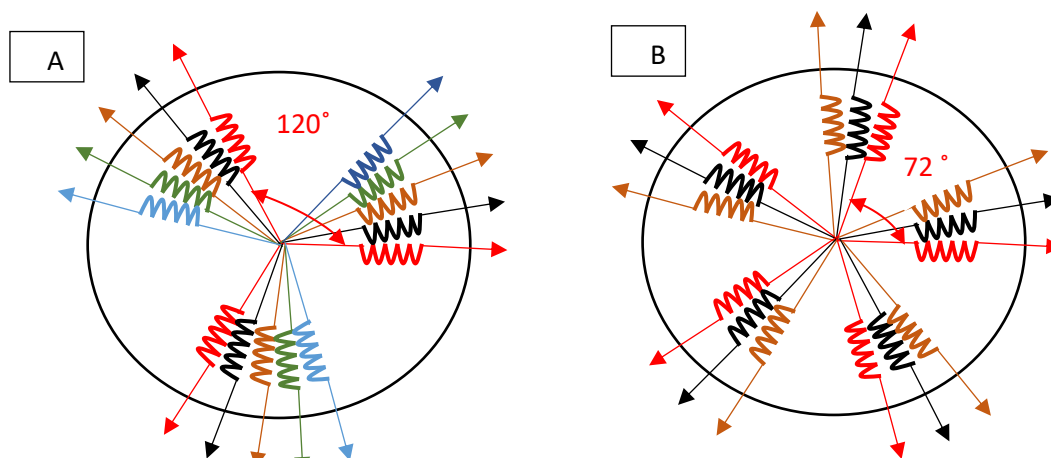


Fig I 3 Représentation des enroulements de la MAS à quinze phases dans l'espace électrique

## I.2.2 Machines polyphasées de « Type 2 »

Les machines polyphasées de type 2 sont définies lorsque le nombre de phases  $n$  n'est pas un multiple de trois. Dans ce cas, la répartition des enroulements du stator doit rester symétrique, afin d'assurer une répartition uniforme du flux magnétique. Il est alors défini selon un angle

$$\alpha = \frac{2\pi}{n}$$

Cette configuration permet de créer un champ tournant équilibré même avec un nombre impair de phases, comme c'est le cas des machines pentaphasées ou heptaphasées.

### I.2.2.1 Machines pentaphasées

Une machine à cinq phases est constituée de cinq phases de stator identiques réparties symétriquement autour du stator et équilibrées avec un angle électrique de  $72^\circ$  degrés entre chaque phase. Cette configuration permet de créer un champ magnétique rotatif équilibré, tout en réduisant les harmoniques et en augmentant la puissance du système.

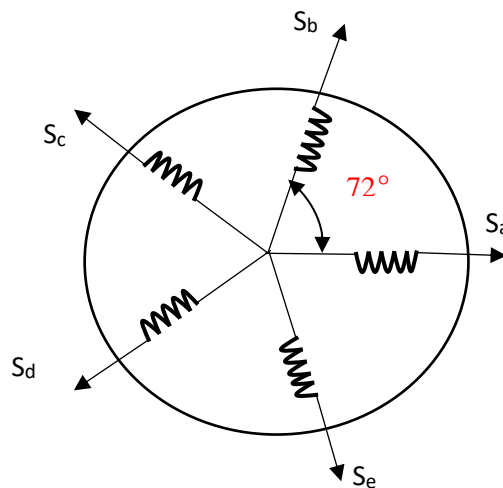


Fig I 4 Représentation des enroulements de la MAS pentaphasée dans l'espace électrique

### I.2.2.2 Machines heptaphasée

La machine heptaphasée est constituée de sept phases statoriques réparties symétriquement avec un décalage électrique de  $51,4^\circ$  entre chaque phase. Cette configuration permet de créer un champ tournant équilibré, même avec un nombre impair de phases

L'une des caractéristiques les plus importantes de cette machine est sa capacité à fonctionner en mode dégradé. En cas de défaillance d'une ou plusieurs phases (jusqu'à quatre phases Théoriquement), la machine peut continuer à fonctionner sans perte totale de performances, ce qui la rend idéale pour les applications critiques qui nécessitent une tolérance aux pannes élevée

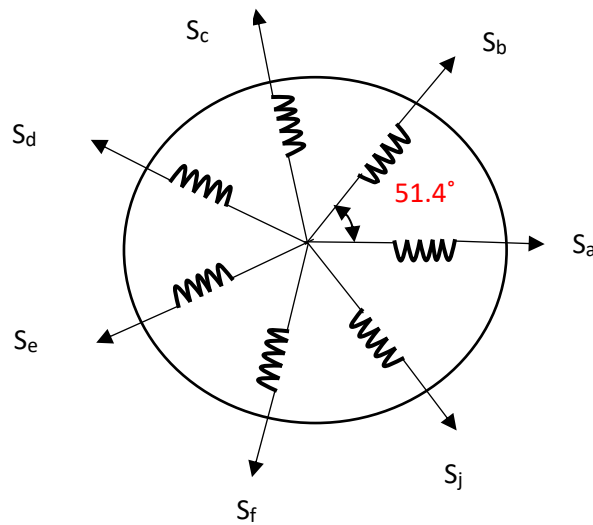


Fig I 5 Représentation des enroulements de la MAS héptaphasée dans l'espace

### I.3 Principe de fonctionnement de la machine polyphasée

Le principe de fonctionnement d'une machine polyphasée peut être illustré à l'aide de l'exemple d'une machine à double étoile. Chaque stator triphasé génère un champ magnétique rotatif. Le premier enroulement (étoile 1) est entraîné par des courants triphasés standard tandis que le deuxième enroulement (étoile 2) est entraîné par les mêmes courants mais déphasés d'un angle électrique  $\alpha$

Les champs rotatifs produits par le stator induisent des courants dans les conducteurs du rotor, ce qui génère des forces électromotrices (f.é.m.). Ces courants produisent à leur tour un couple qui fait tourner le rotor à une vitesse inférieure à la vitesse synchrone  $\omega_r < \omega_s$  ce qui constitue une caractéristique fondamentale du fonctionnement asynchrone. Cette vitesse est définie comme suit :

$$\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} \left[ \frac{rad}{s} \right]$$

Où :

- $\Omega_s$  est la vitesse synchrone en radians par seconde (rad/s),
- $f_s$  est la fréquence de la source (en Hz),
- $p$  est le nombre de paires de pôles.

L'effet combiné de l'induction du stator sur les courants du rotor crée un couple électromagnétique, qui permet de réduire l'écart de vitesse entre le rotor et le champ tournant.

Le champ statorique est appelé vitesse relative :  $\omega = \omega_s - \omega_r$

On dit alors que le champ « glisse » par rapport au rotor. Ce phénomène est caractérisé par un paramètre appelé glissement, qui s'exprime comme suit :

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

## **I.4 Avantages des machines polyphasées**

Les machines à plusieurs étages offrent plusieurs avantages qui les rendent très recherchées dans les systèmes de contrôle avancés et les applications nécessitant une grande fiabilité. Ces avantages concernent principalement la répartition de la puissance, la continuité de fonctionnement en cas de panne (c'est-à-dire la fiabilité) et la réduction des ondulations de couple et des pertes du rotor.

### **I.4.1 Segmentation de puissance**

Dans une machine multiphasée, la puissance totale est automatiquement répartie entre plusieurs phases. Cela signifie que chaque phase transporte moins de courant, maintenant ainsi la même tension d'alimentation. La puissance totale requise par chaque phase est alors réduite. Grâce à cette puissance, la machine peut être alimentée par un onduleur composé de semi-conducteurs de plus petit calibre capables de fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées.

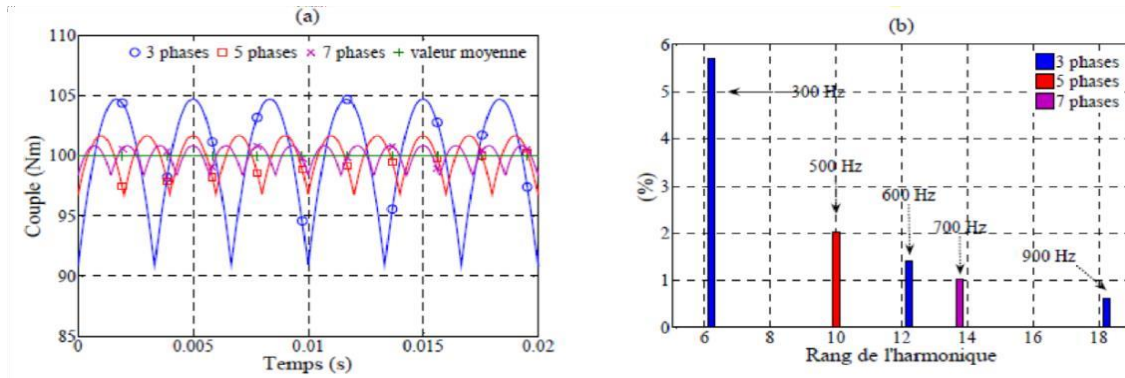
Ce procédé permet de réduire considérablement les ondulations de courant et le couple électromagnétique, améliorant ainsi la qualité globale du système d'entraînement. C'est ce qui est de plus en plus mis en avant ces jours-ci [10].

### **I.4.2 La fiabilité**

L'une des caractéristiques les plus importantes des machines multiphasées est leur capacité à continuer à fonctionner même en cas de panne partielle (c'est-à-dire la perte d'une ou plusieurs phases, ou en raison d'un défaut des éléments semi-conducteurs qui composent l'onduleur qui alimente la machine). Par exemple, une machine à cinq ou sept phases peut continuer à fonctionner si une ou deux phases sont perdues. Un système détérioré entraîne une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations de couple de grande amplitude. Une solution pour contrôler la machine consiste à connecter le neutre de la machine au point médian de la source de tension continue. Dans les machines multiphasées, cette limitation peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent sous tension, et nous pouvons avoir jusqu'à  $(n_{ph}-3)$  phases ouvertes, sans le problème de connexion du neutre au point médian de la source de tension continue. De plus, le nombre accru d'étapes offre plus de liberté pour les stratégies de contrôle vectoriel, permettant un fonctionnement optimal même en présence de perturbations.

### I.4.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique on considère trois machines, une triphasée et les deux autres sont polyphasées alimentées par des tensions non sinusoïdales [ 11].



**Fig I 6 Représentation des couples électromagnétiques pour les machines 3, 5 et 7 phases [11]**

D'après la figure I.7, nous concluons que plus le nombre de phases est élevé:

- L'amplitude de l'ondulation diminue.
- Les fréquences des ondes augmentent.

### I.5 Inconvénients des machines polyphasées

Malgré leurs avantages, les machines à plusieurs étages présentent certains inconvénients tels que [12]

- Le principal inconvénient est la présence de courants harmoniques lorsque l'alimentation est assurée par un onduleur de tension.
- Le nombre de semi-conducteurs (transistors, diodes, etc.) augmente avec le nombre d'étages, ce qui augmente le coût global du système.
- La complexité du modèle dynamique ainsi que la forte corrélation et le couplage entre le couple et le flux, rendent le contrôle plus difficile.

### I.6 Applications des MASP

Les machines asynchrones multiphasées sont largement utilisées dans les applications de haute puissance, telles que les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les broyeurs à ciment, etc[10]. Une autre application importante concerne la production d'énergie éolienne, où la machine à double étoile permet une conversion de puissance efficace sur deux systèmes triphasés connectés par un transformateur pour adapter la tension à un réseau à six phases.

## I.7 Le choix de la machine pentaphasée

Le moteur asynchrone à cinq phases est très populaire dans les applications industrielles en raison de sa durabilité électromagnétique, de son faible coût et de ses bonnes performances. C'est pourquoi c'est si précieux.

## I.8 Description de la machine asynchrone pentaphasée

L'étude a été réalisée sur une machine à cage d'écurueil asynchrone à cinq phases (type II), composée de deux parties. La partie fixe (stator) est constituée des encoches du circuit magnétique de cinq enroulements identiques, dont les axes sont séparés les uns des autres d'un angle électrique de  $72^\circ$  pour éviter les courts-circuits des sources de tension, et nous adoptons la commande complémentaire suivante[13].

- D'un angle électrique égal à  $\frac{2\pi}{5}$ . le rotor est de de 5 phases
- Augmenter le nombre de phases de la machine permet de répartir la puissance électrique entre plusieurs bras de l'onduleur, ce qui réduit la charge sur chaque bras. Par conséquent, les interrupteurs utilisés peuvent être de calibre inférieur.

La figure ci-dessous montre la machine asynchrone à cinq phases et à deux pôles proposés :

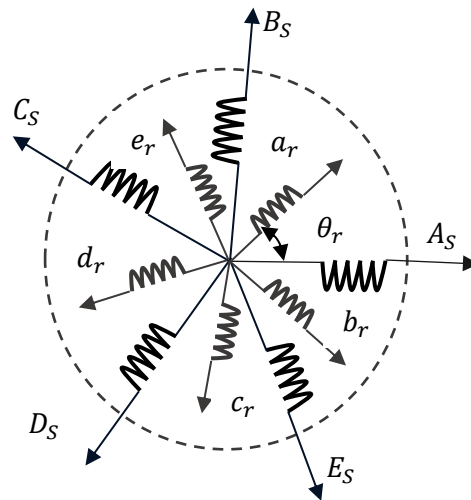


Fig I 7 Représentation schématique d'une machine asynchrone pentaphasée

## I.9 Modélisation de la MASP dans la base naturelle

Pour faciliter l'étude du comportement d'une machine asynchrone à cinq phases dans un système dynamique, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [14] :

- La force magnétique motrice générée par chaque phase est de distribution sinusoïdale.
- L'entrefer est censé être uniforme.
- La machine est de construction entièrement identique.

- Les effets de saturation du circuit magnétique, d'hystérésis et de courants de Foucault sont négligés

### I.9.1 Équations de la MASP

En appliquant la loi de Faraday aux enroulements du stator et du rotor de la machine, et en supposant un court-circuit dans les enroulements du rotor, le vecteur de tension du rotor appliqué est nul. Par conséquent, les équations de tension peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} \vec{v}_s = [R_s]\vec{i}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} \\ \vec{v}_r = 0 = [R_r]\vec{i}_r + \frac{d\vec{\varphi}_r}{dt} \end{cases} \quad \text{I.1}$$

$\vec{i}_s$  : Le vecteur courant statorique,

$\vec{i}_r$  : Le vecteur courant rotorique,

$\vec{\varphi}_s$  : Le vecteur flux statorique

$\vec{\varphi}_r$  : Le vecteur flux rotorique ;

Ils sont écrits de la même manière que  $\vec{v}_s$ ,  $\vec{v}_r$  en fonction des vecteurs de la base canonique  $B$ .

$$\bullet \text{ Pour le stator : } \begin{cases} V_{sA} = R_s \cdot i_{sA} + \frac{d\varphi_{sA}}{dt} \\ V_{sB} = R_s \cdot i_{sB} + \frac{d\varphi_{sB}}{dt} \\ V_{sC} = R_s \cdot i_{sC} + \frac{d\varphi_{sC}}{dt} \\ V_{sD} = R_s \cdot i_{sD} + \frac{d\varphi_{sD}}{dt} \\ V_{sE} = R_s \cdot i_{sE} + \frac{d\varphi_{sE}}{dt} \end{cases} \quad \text{I.2}$$

$$\bullet \text{ Pour le rotor : } \begin{cases} V_{ra} = 0 = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \\ V_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ V_{re} = 0 = R_r \cdot i_{re} + \frac{d\varphi_{re}}{dt} \end{cases} \quad \text{I.3}$$

On pose :

$R_{sA} = R_{sB} = R_{sC} = R_{sD} = R_{sE} = R_s$ , avec  $R_s$  résistance d'une phase statorique

$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_{rd} = R_{re} = R_r$ , avec  $R_r$  résistance d'une phase rotorique

Avec

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \text{I.4}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \\ V_{sD} \\ V_{sE} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{sD} \\ i_{sE} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sA} \\ \varphi_{sB} \\ \varphi_{sC} \\ \varphi_{sD} \\ \varphi_{sE} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I.5}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \\ V_{rd} \\ V_{re} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \\ i_{rd} \\ i_{re} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{re} \end{bmatrix}$$

En outre, les expressions des flux statoriques et rotoriques, sous forme matricielle condensée s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sABCD} \\ \varphi_{rabcde} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ABCD} \\ i_{abcde} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I.6}$$

Tel que :

$$[L_{ss}] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{I.7}$$

$$[L_{rr}] = L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{mr} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{I.8}$$

$$[M_{sr}] =$$

$$M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad \mathbf{I.9}$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad \mathbf{I.10}$$

Avec :

$L_{ss} = L_{rr}$  : Représentent respectivement les matrices d'inductance (propres, mutuelles) statoriques et rotoriques.

$M_{sr} = M_{rs}$  : Les inductances de couplage entre le stator et le rotor.

$L_{sA} = L_{sB} = L_{sC} = L_{sD} = L_{sE} = L_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$L_{ms}$  : L'inductance mutuelle au stator.

$L_{mr}$  : L'inductance mutuelle au rotor.

$M$  : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

L'équation de mécanique :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad \text{I.11}$$

Avec :

$j$  : Le moment d'inertie de la machine

$C_e$  : Le couple électromagnétique

$C_r$  : Le couple résistant (couple de la charge)

$\Omega$  : La vitesse angulaire de rotation

$f$  : Coefficient de frottements

Les relations (I.1), (I.4) et (I.5) constituent un modèle électromécanique complet d'une machine asynchrone pentaphasée, conformément aux hypothèses simplificatrices d'étude.

La modélisation dans les fondations naturelles ne permet généralement pas d'obtenir une formulation simple du modèle. Il est donc nécessaire de modéliser les machines polyphasées sur une base permettant un découplage magnétique.

## I.10 Modélisation de la MASP dans la base de découplage

Représenter les machines sur leur base naturelle rend leur étude complexe, notamment pour analyser les caractéristiques de performance (vitesse, couple, etc.). Pour simplifier cette modélisation, c'est-à-dire convertir la matrice en diagonale, il est nécessaire de modifier les règles inductives, en tenant compte de leur caractère périodique. La division de la matrice d'inductance élimine non seulement le couplage magnétique mais facilite également le contrôle de la machine [7].

### I.10.1 Matrice de changement de base

Rappel de la matrice de passage des bases naturelles aux bases découplées est la matrice de Concordia, écrite comme suit :

$$T = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.12}$$

Cette matrice a les propriétés suivantes :

- La matrice inverse est la même que sa transposée.
- Les matrices inductances diagonales peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$[L]_{\text{daig}} = T \cdot [L] \cdot T^t \quad \text{I.13}$$

Pour faciliter l'exploitation du modèle, il est alors décrit dans la base fixe de Concordia grâce à la matrice de passage T donnée dans l'équation (I.12) [15]. Après le passage dans la base de Concordia et après le calcul, les équations de tension et de flux statoriques et rotoriques qui deviennent comme suit :

- Au stator :

Pour les équations des tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{as} = r_s i_{as} + \frac{d}{dt} \left[ \left( l_{fs} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{as} + \frac{n}{2} m_{sr} (\cos(\theta) i_{ar} - \sin(\theta) i_{br}) \right] \\ V_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \left[ \left( l_{fs} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{bs} + \frac{n}{2} m_{sr} (\sin(\theta) i_{ar} + \cos(\theta) i_{br}) \right] \\ V_{xs} = r_s i_{xs} + \frac{d}{dt} (l_{fs} i_{xs}) \\ V_{ys} = r_s i_{ys} + \frac{d}{dt} (l_{fs} i_{ys}) \end{cases} \quad \text{I.14}$$

Les équations des flux statoriques sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{as} = \left( l_{fs} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{as} + \frac{5}{2} m_{sr} (\cos(\theta) i_{ar} - \sin(\theta) i_{br}) \\ \varphi_{bs} = \left( l_{fs} + \frac{5}{2} l_m \right) i_{bs} + \frac{5}{2} m_{sr} (\sin(\theta) i_{ar} + \cos(\theta) i_{br}) \\ \varphi_{xs} = l_{fs} i_{xs} \\ \varphi_{ys} = l_{fs} i_{ys} \end{cases} \quad \text{I.15}$$

- Au rotor :

Les équations des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} V_{ar} = r_s i_{ar} + \frac{d}{dt} \left[ \left( l_{fr} + \frac{n}{2} l_m \right) i_{ar} + \frac{n}{2} m_{rs} (\cos(\theta) i_{as} - \sin(\theta) i_{bs}) \right] \\ V_{br} = r_s i_{br} + \frac{d}{dt} \left[ \left( l_{fr} + \frac{n}{2} l_m \right) i_{br} + \frac{n}{2} m_{rs} (\sin(\theta) i_{as} + \cos(\theta) i_{bs}) \right] \\ V_{xr} = r_s i_{xr} + \frac{d}{dt} (l_{fr} i_{xr}) \\ V_{yr} = r_s i_{yr} + \frac{d}{dt} (l_{fr} i_{yr}) \end{cases} \quad \text{I.16}$$

Les équations des flux rotoriques :

$$\begin{cases} \varphi_{ar} = \left( L_{fr} + \frac{n}{2} l_m \right) i_{ar} + \frac{n}{2} m_{rs} (\cos(\theta) i_{as} - \sin(\theta) i_{bs}) \\ \varphi_{br} = \left( L_{fr} + \frac{n}{2} l_m \right) i_{br} + \frac{n}{2} m_{rs} (\sin(\theta) i_{as} + \cos(\theta) i_{bs}) \\ \varphi_{xr} = l_{fr} i_{xr} \\ \varphi_{yr} = l_{fr} i_{yr} \end{cases} \quad \text{I.17}$$

### I.10.2 Choix de repère d,q

Ce qui rend la transformation de PARK attrayante est que l'orientation du cadre d, q peut être arbitraire. Il existe trois options les plus importantes:

L'axe de référence d et q est fixé au stator ou à la référence fixe ( $\theta_s=0$ ). Les grandeurs électriques évoluent dans un système électrique permanent lorsque le stator émet des impulsions. Cette méthode sera souvent utilisée dans l'étude des observateurs [6].

L'axe de référence d et q est associé au rotor ( $\theta_r=0$ ). Dans ce repère, les grandeurs exprimées dans le système de courants statoriques évoluent à la fréquence des impulsions de courant rotorique  $\omega_s$ , correspondant à la fréquence de glissement, qui est relativement basse [6].

L'axe de référence d, q est relié au champ tournant ; il tourne à la vitesse synchrone  $\omega_s$ , correspondant à celle du champ électromagnétique généré par les enroulements du stator [16].

$$\text{Avec : } \theta_{obs} = \int_0^t \omega_{obs} \cdot dt = \omega_s \cdot t \quad \text{I.18}$$

$$\text{Sachant que : } \theta_r = \int_0^t \omega_r \cdot dt = \omega_r \cdot t = \omega_g \cdot t \quad \text{I.19}$$

$$\text{D'où : } \omega_g = \omega_s - \omega$$

Avec,

$\omega_g$  : C'est la vitesse angulaire du glissement.

Il se traduit par les conditions :  $(U, V) \Rightarrow (d, q)$

Pour des raisons de simplifications ; on va choisir comme repère rotatif celui qui est lié au champ tournant en considérant ( $\varphi = \theta_s$ ) pour l'étude de la partie statorique et ( $\varphi = \theta_r$ ) quand il s'agit de la partie rotorique.

L'avantage d'un système de référence est qu'il fournit des quantités constantes en régime permanent. Cette option permet de prendre en compte l'impulsion de glissement entre le rotor

et le stator, ce qui la rend idéale pour le contrôle vectoriel par régulation du flux rotorique. Les applications typiques de cette méthode incluent le contrôle de la vitesse du rotor. En général, le choix du type de système de référence dépend des objectifs spécifiques de l'application concernée [17].

### I.10.3 Transformation de PARK

Il est important de noter qu'une machine asynchrone possède deux types de points de référence :

- Référence partie fixe (fixe).
- Deux repères de rotor, l'un fixé au champ du rotor et l'autre à la partie tournante du rotor.

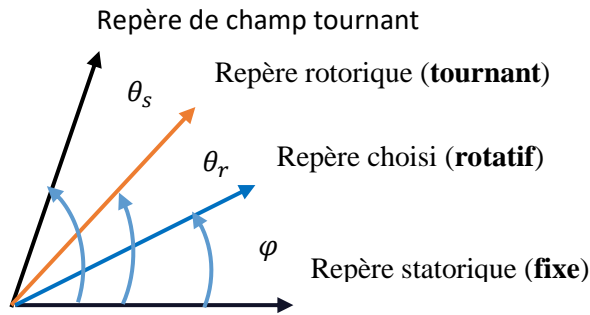


Fig I 8 Repères d'une machine asynchrone

Dans ce cas, un référentiel fixe est choisi pour représenter les réseaux d'inductances dans le même référentiel, décalé d'un angle  $\varphi$  par rapport au référentiel fixe représenté sur la Figure I.3. Ainsi, les matrices résultantes deviennent diagonales comme indiqué dans [18].

$$[L_{ss}]_{\text{diag}} = \begin{bmatrix} L_{sf} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2}L_{sp} + L_{sf} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2}L_{sp} + L_{sf} \end{bmatrix} \quad \text{I.20}$$

$$[L_{rr}]_{\text{diag}} = \begin{bmatrix} L_{rf} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2}L_{rp} + L_{rf} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{rf} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{rf} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2}L_{rp} + L_{sf} \end{bmatrix} \quad \text{I.21}$$

$$[M_{sr}]_{\text{diag}} = [M_{rs}]_{\text{diag}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2}M\cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2}M\cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{I.22}$$

Où :

$L_{sp}$  et  $L_{rp}$  : sont respectivement les inductances principales statoriques et rotorique ;

$L_{sf}$  et  $L_{rf}$  : sont respectivement les inductances de fuites statoriques et rotoriques. ;

$M$  : représente l'inductance mutuelle maximale entre un enroulement du stator et un autre du rotor.

La transformation de Park consiste à projeter les enroulements orthogonaux équivalents d'un référentiel concordia (stationnaire) sur un référentiel tournant. Cette opération sur les grandeurs physiques est réalisée à l'aide de la matrice  $[P]$ , résultant de l'intégration de la matrice de concordia et de la matrice du référentiel tournant [15].

Tel que :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{I.23}$$

En multipliant la matrice  $[R]$  par la matrice de Concordia on obtient la matrice de passage  $[P]$  qui est un repère rotatif décalé par l'angle  $\varphi$ . Cet est connu sous le nom de matrice de PARK [18], [15].

$$[P] = [R][T] =$$

$$\sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.24}$$

On note qu'à partir de la troisième ligne de la matrice PARK, les composantes ne varient pas avec  $\varphi$ . A cet effet, nous ne prendrons que les deux premières lignes de Matrice PARK.

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad \text{I.25}$$

Donc :

Les grandeurs statoriques et rotoriques sont transformées comme suit :

$$[x_{\alpha\beta s}] = [R][x_{dqs}] \text{ Et } [x_{\alpha\beta r}] = [R][x_{dqr}] \quad \text{I.26}$$

Les équations des tensions deviennent :

- Au stator :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} \\ v_{xs} = r_s i_{xs} + \frac{d}{dt} \varphi_{xs} \\ v_{ys} = r_s i_{ys} + \frac{d}{dt} \varphi_{ys} \end{cases} \quad \text{I.27}$$

Au rotor :

$$\begin{cases} v_{dr} = r_s i_{dr} - \omega \varphi_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \\ v_{qr} = r_s i_{qr} + \omega \varphi_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} \\ v_{xr} = r_s i_{xr} + \frac{d}{dt} \varphi_{xr} \\ v_{yr} = r_s i_{yr} + \frac{d}{dt} \varphi_{yr} \end{cases} \quad \text{I.28}$$

Avec les équations du flux qui deviennent comme suit :

- Au stator :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = (L_{fs} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = (L_{fs} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \varphi_{xs} = L_{fs} i_{xs} \\ \varphi_{ys} = L_{fs} i_{ys} \end{cases} \quad \text{I.29}$$

- Au rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = (L_{fs} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} = (L_{fs} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \varphi_{xr} = L_{fr} i_{xs} \\ \varphi_{yr} = L_{fr} i_{ys} \end{cases} \quad \text{I.30}$$

- **Equations mécaniques :**

Après calcul nous obtenons l'équation du couple électromagnétique comme suit:

$$C_{em} = \frac{5}{2} P (i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) \quad \text{I.31}$$

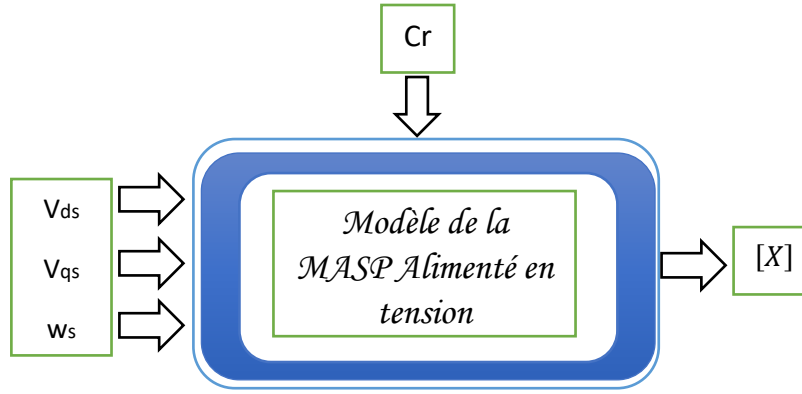
Où : P : Le nombre de pôles.

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad \text{I.32}$$

## I.11 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone pentaphasée

Dans le cas d'une machine asynchrone à cinq phases alimentées en tension, en considérant le courant statorique  $\mathbf{i}_s$  et le flux rotorique  $\varphi_r$  comme variables d'état et l'impulsion  $\omega_s$  et les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ , comme grandeurs de contrôle, et le couple comme perturbation, on obtient le schéma fonctionnel représenté sur la figure (I.10)


**Fig I 10 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension**

Les équations électriques et mécaniques peuvent être formulées sous forme d'état. En regroupant les équations relatives aux courants et à la vitesse, on obtient ainsi le système d'état suivant

$$[\dot{\mathbf{X}}] = [\mathbf{A}][\mathbf{X}] + [\mathbf{B}][\mathbf{U}] \quad \text{I.33}$$

Avec :

$$[\mathbf{X}] = [\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{sd}, i_{sq}]^T : \text{Vecteur d'état}$$

$$[\mathbf{U}] = [V_{sd}, V_{sq}]^T : \text{Vecteur de commande}$$

$C_r$  : Perturbation

Les matrices A et B sont données par :

$$[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} 0 & \dot{\theta}_s & -R_s & 0 \\ -\dot{\theta}_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma L_s T_r} & 0 & \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & (\dot{\theta}_s - \dot{\theta}) \\ \frac{\dot{\theta}}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & -(\dot{\theta}_s - \dot{\theta}) & \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \quad [\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$\dot{\theta} = \omega_s :$$

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromécanique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{5}{2} P (i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) \\ j \frac{d\Omega}{dt} + \Omega f = C_e - C_r \end{cases} \quad \text{I.34}$$

## I.12 Simulation de la machine asynchrone pentaphasée sous Matlab/Simulink

Les équations obtenues après la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée, peuvent être employées pour établir un modèle de simulation sous Matlab selon les paramètres qu'on a choisi.

La simulation de ce modèle nous a permis d'obtenir les caractéristiques, du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation, et du courant statoriques ainsi que les flux rotoriques.

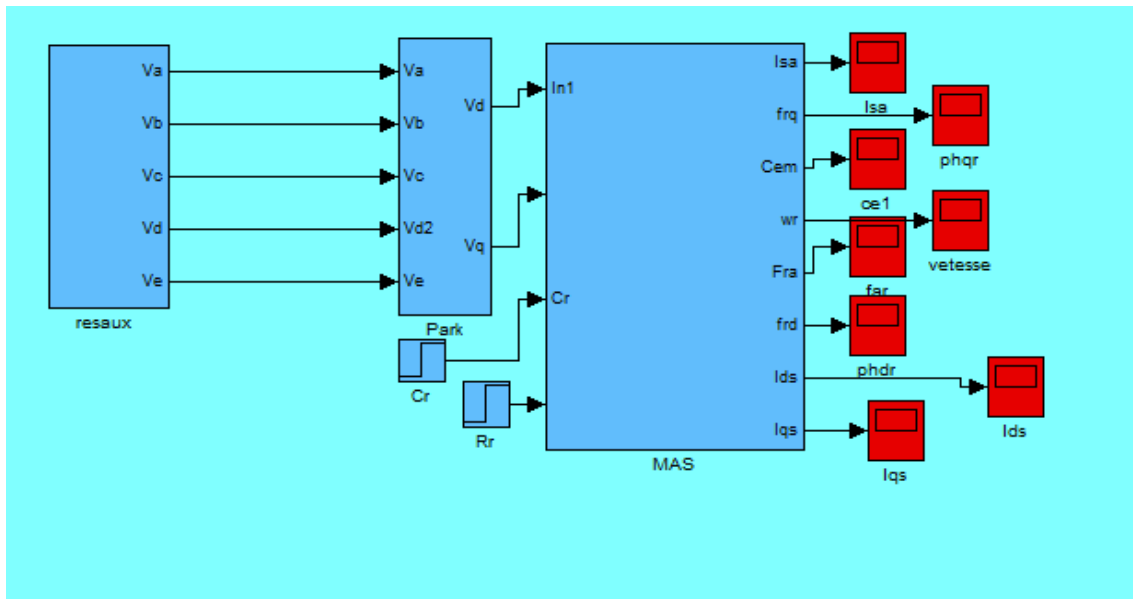


Fig I 9 Modèle de la machine asynchrone pentaphasée sous Matlab Simulink

## I.13 Résultats de simulation de la MASP

Pour étudier la commande d'une telle machine électrique, il est nécessaire de connaître le comportement de la machine en régime transitoire. L'objectif est de trouver un modèle mathématique simple et général pour toutes les machines asynchrones polyphasées.

Pour ce faire, la machine sera modélisée dans les bases propres, de Concordia et Park qui transforme un repère à cinq phases en un repère à deux phases.

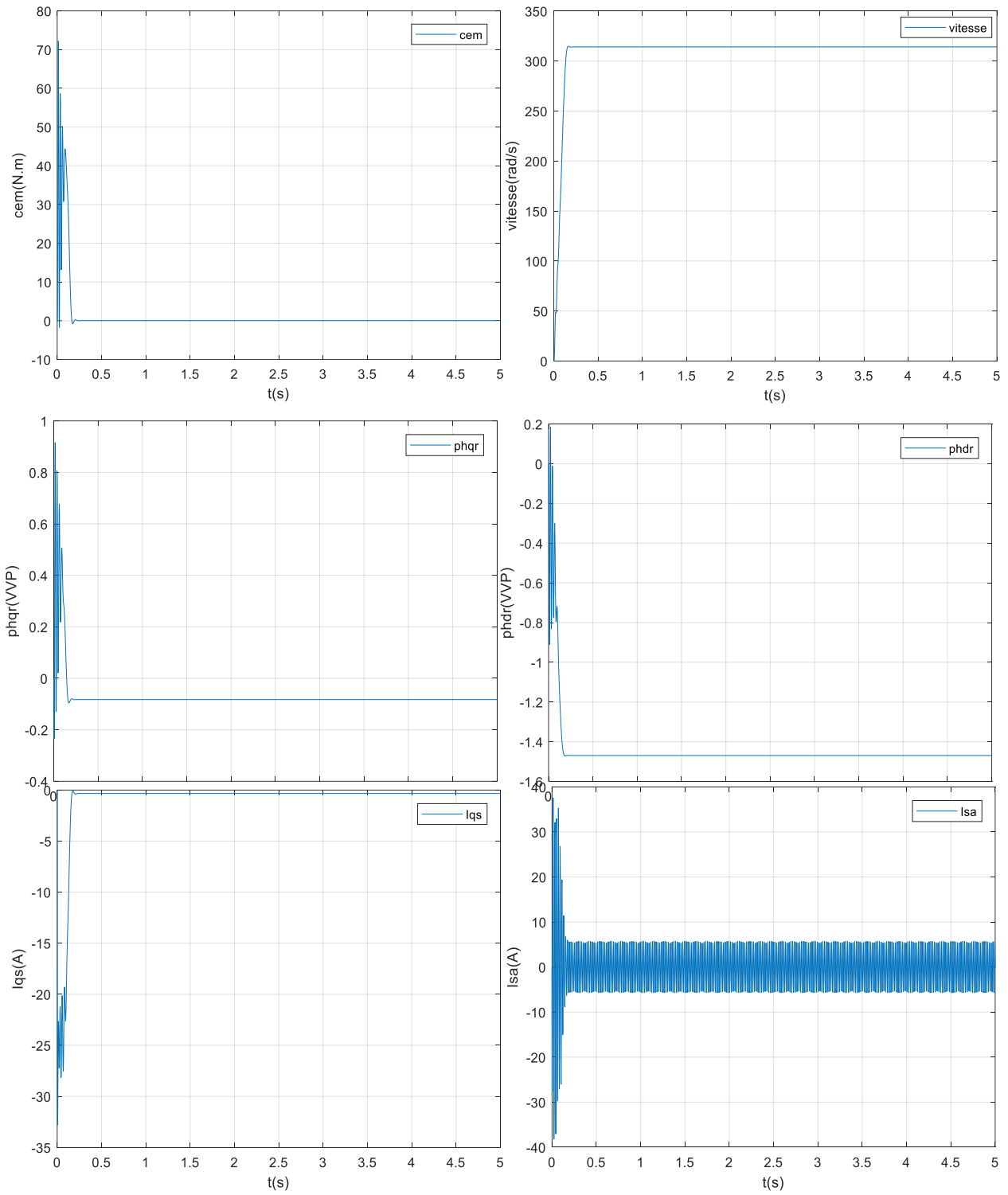


Fig I 10 Comportement dynamique de MASP à vide

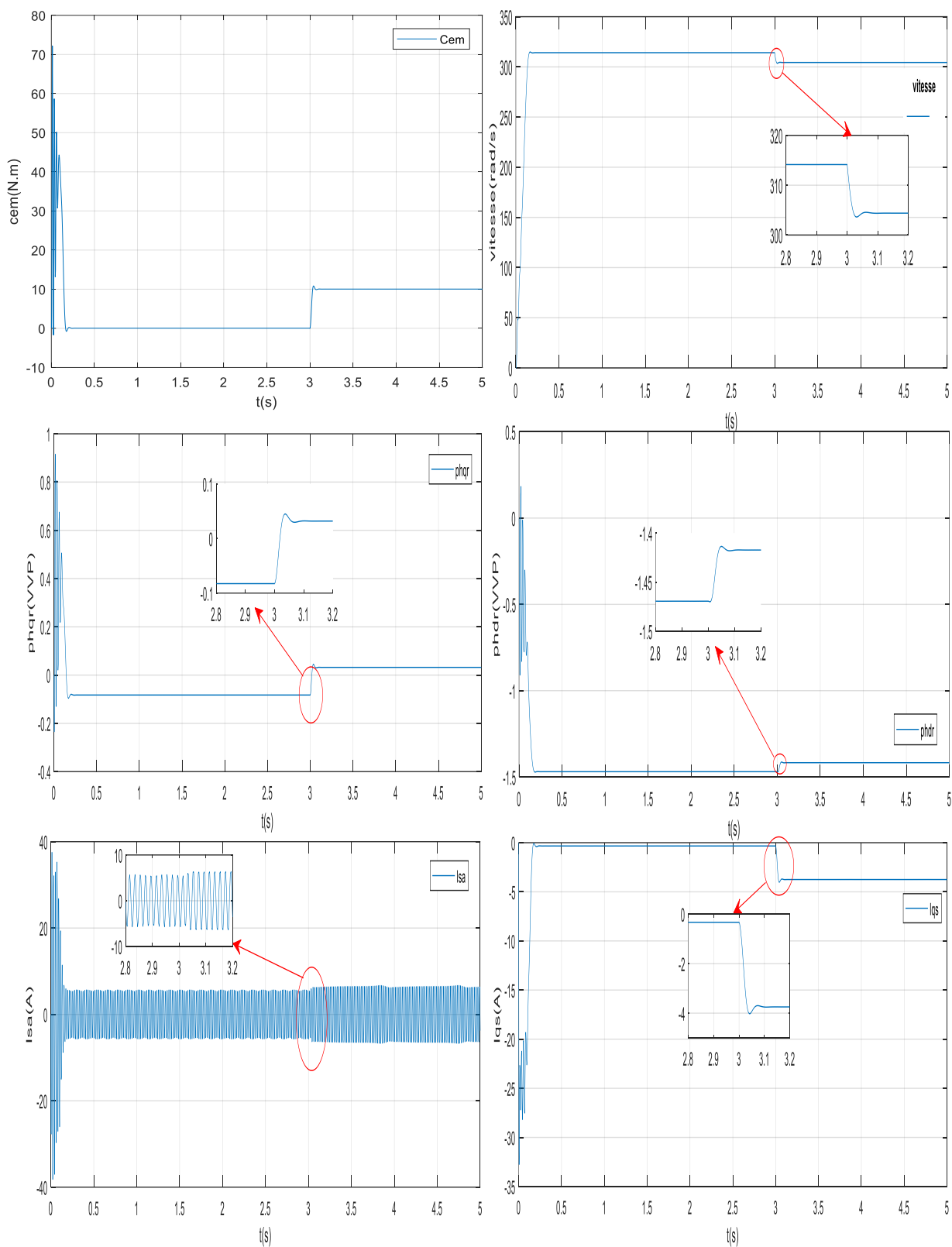


Fig I 13 Démarrage suivi d'une application couple de charge ( $C_r=10\text{Nm}$ ) à l'instant  $t=3$ seconde

## I.14 Interprétations

Le moteur pentaphasé étudié a été alimenté directement par un réseau pentaphasé équilibré. Les paramètres de ce moteur sont donnés dans l'annexe I.

Les résultats de simulation (Figure I.11) montrent qu'au démarrage à vide, une augmentation progressive de la vitesse en fonction de temps durant le régime transitoire puis se stabilise à la valeur de 320 rad/s à partir de  $t=0.3s$ . durant le régime permanent, nous avons appliqué à l'instant  $t = 3s$  une charge nominale de 10 N.m. Nous avons remarqué qu'une diminution permanente de la vitesse apparaît, le couple oscille autour d'une valeur de 70N.m. Cette période représente le régime transitoire. À partir de l'instant  $t=0.2s$  le couple chute brusquement jusqu'à atteindre une valeur très faible. Après l'application d'un couple résistant le couple augmente, pour compenser le couple de charge appliqué.

L'allure des courants statoriques  $I_{s\alpha}$  présentent des oscillations pendant le démarrage avec une valeur efficace de 40A et cette grande valeur s'explique par la forte demande de la machine au courant, puis le courant se stabilise autour de 5A.

Le flux rotorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle.

## I.15 Conclusion

Au début de ce chapitre, nous avons présenté et décrit la machine asynchrone. Par la suite, deux modèles mathématiques généraux applicable aux machines asynchrones à cinq phases ont été développés : l'un basé sur la représentation dans la base naturelle, et l'autre utilisant la transformée de Park adaptée. Il a été constaté que la modélisation dans la base naturelle présente une certaine complexité. C'est pourquoi nous avons opté pour la transformée de Park et formulé le système d'équations d'état correspondant, en vue de la commande de la machine asynchrone.

---

*Chapitre II :*  
*Association Onduleur- Machine Asynchrone*  
*Pentaphasée*

---

## II.1 Introduction

La machine asynchrone pentaphasée est une machine électrique à cinq phases réparties uniformément dans l'espace, ce qui lui confère une meilleure robustesse et fiabilité par rapport aux machines triphasées classiques. Ce type de configuration est particulièrement bien adapté aux systèmes embarqués, tels que les navires ou les avions électriques, où la gestion des contraintes liées au nombre de phases est cruciale.

L'onduleur, qui est un convertisseur statique alimenté par une source en courant continu, fournit à la machine une tension alternative dont la fréquence et l'amplitude sont contrôlables. Il a pour fonction de générer les tensions pentaphasées nécessaires au bon fonctionnement de la machine asynchrone.

Cependant, les tensions de sortie de l'onduleur ne sont pas parfaitement sinusoïdales : elles contiennent des harmoniques susceptibles d'altérer les performances de la machine. La réduction de ces harmoniques constitue donc un enjeu majeur dans la conception et le pilotage de ces systèmes [19][20]

## II.2 Modélisation de l'onduleur de tension

La machine synchrone (MASP) est un système à vitesse variable, dans lequel la fréquence des tensions d'alimentation est générée par un convertisseur statique, asservi à la position angulaire du rotor.

La présence de deux stators implique l'utilisation de deux onduleurs de tension à transistors, dont les signaux de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont décalés d'un certain angle électrique.

Ces deux onduleurs sont alimentés à partir d'un même redresseur à diodes, dont la tension de sortie est lissée par un filtre passe-bas de type LC. Le schéma synoptique illustrant la MASP et son système d'alimentation est présenté dans la figure suivante :[20]

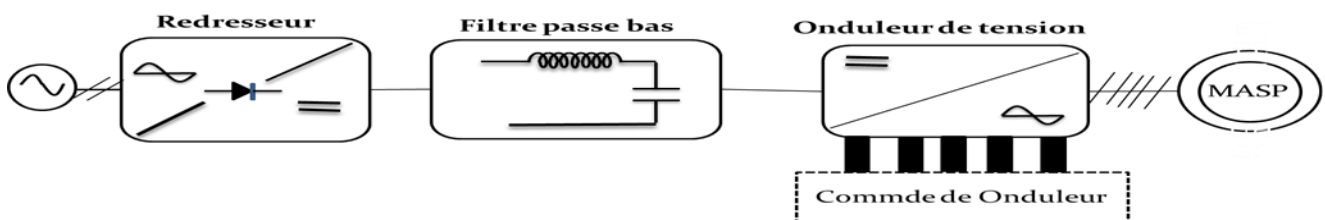


Fig II 1 Schéma de principe de l'association convertisseur-machine

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent de la fois de la machine, son alimentation et la commande de l'assemblage. Ces fonctionnalités sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlé par la plus grande étendue Un nombre variable, un régime dynamique ainsi qu'un régime permanent.

- Un grand nombre de variations de taille.
- Temps électriques et mécaniques constantes.

### II.3 Réseau triphasé

Un réseau triphasé est un système électrique composé de trois tensions alternatives sinusoïdales de même fréquence, décalées entre elles de  $120^\circ$  (ou  $2\pi/3$  radians) dans le temps. Ce déphasage permet une distribution plus efficace et équilibrée de l'énergie électrique est défini par le système suivant:

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega \cdot t) \\ V_b = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{II.1}$$

Avec les grandeurs suivantes  $= 220 \text{ m V}$ ,  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$

### II.4 Redresseur triphasé

Un redresseur est un dispositif électronique qui convertit une tension alternative triphasée en une tension continue. Il exploite les trois phases d'une source triphasée pour produire un courant continu plus stable et avec une ondulation réduite par rapport à un redresseur monophasé, alimenté par le réseau détaillé dans la partie suivante :

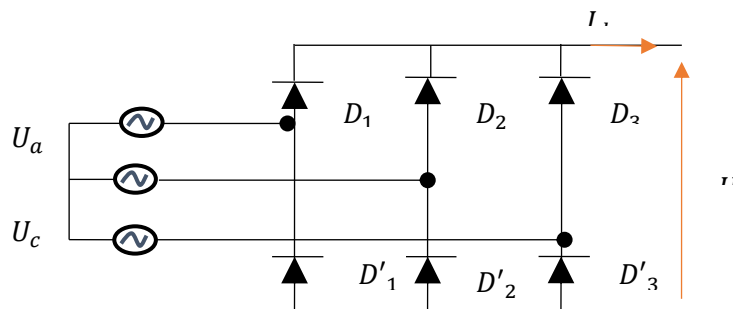


Fig II 2 Représentation du redresseur triphasé non commandé

Il convient de préciser que les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  permettent le passage du courant  $I_d$ , tandis que les diodes  $D'_1$ ,  $D'_2$  et  $D'_3$  en assurent le retour. La tension de sortie du redresseur est alors exprimée par la formule suivante [21] :

$$U_d = \text{Max} [U_a, U_b, U_c] - \text{Min} [U_a, U_b, U_c] \quad \text{II.2}$$

Avec la valeur moyenne de cette tension est

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad \text{II.3}$$

## II.5 Filtre R.L.C

Un filtre RLC est un circuit électrique linéaire composé de trois éléments passifs fondamentaux : une résistance (R), une inductance (L, bobine) et une capacité (C, condensateur)

Selon la manière dont ces composants sont connectés (série ou parallèle), le circuit présente différentes propriétés de filtrage des signaux électriques selon leur fréquence. Le schéma représentatif est donné par la figure (II.3)

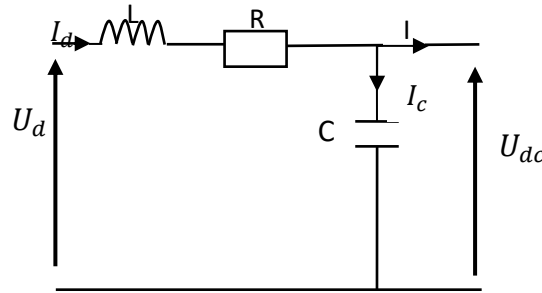


Fig II 3 Représentation du filtre R.L.C passe-bas

L'application de la loi des mailles dans ce circuit nous donne l'équation suivante :

$$U_d(t) = U_R(t) + U_L(t) + U_{dc}(t) \quad \text{II.4}$$

Cela implique que :

$$U_d(t) = RI_d(t) + L \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \quad \text{II.5}$$

$$\text{On sait que : } I_d(t) = C \frac{dU_{dc}}{dt} \quad \text{II.6}$$

En remplaçant  $I_d$  par son expression dans l'équation (II.5) ; on obtient :

$$U_d(t) = LC \frac{d^2U_{dc}(t)}{dt^2} + RC \frac{dU_{dc}(t)}{dt} + U_{dc}(t) \quad \text{II.7}$$

En appliquant la transformation de Laplace dans l'équation (II.7) on trouve :

$$U_d(S) = LCS^2 U_{dc}(S) + RCSU_{dc}(S) + U_{dc}(S) \quad \text{II.8}$$

A partir de cette équation on obtient la fonction de transfert suivante :

$$\frac{U_{dc}(S)}{U_d(S)} = \frac{1}{LCS^2 + RCS + 1} \quad \text{II.9}$$

On voit bien que c'est un filtre du second ordre dont la pulsation de coupure est la suivante :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

## II.6 Alimentation fournie par l'onduleur

### II.6.1 Structure de l'onduleur

Basées sur des transistors ou des thyristors. Il permet de générer, à partir d'une source de tension continue, des signaux de tension dont l'amplitude et la fréquence peuvent être ajustées pour alimenter une machine.

Dans cette section, nous utilisons un onduleur polyphasé, composé de cinq bras identiques. Chacun de ces bras intègre deux interrupteurs commandables, montés en série. Ces interrupteurs ont pour rôle, d'une part, d'assurer la continuité du courant alternatif au niveau de la charge, et d'autre part, d'éviter tout risque de court-circuit dans le circuit d'alimentation.

Dans chaque bras, chaque interrupteur est constitué d'un transistor associé à une diode montée en antiparallèle (tête-bêche). La figure (II-4) illustre le schéma de principe de cet onduleur polyphasé [21].

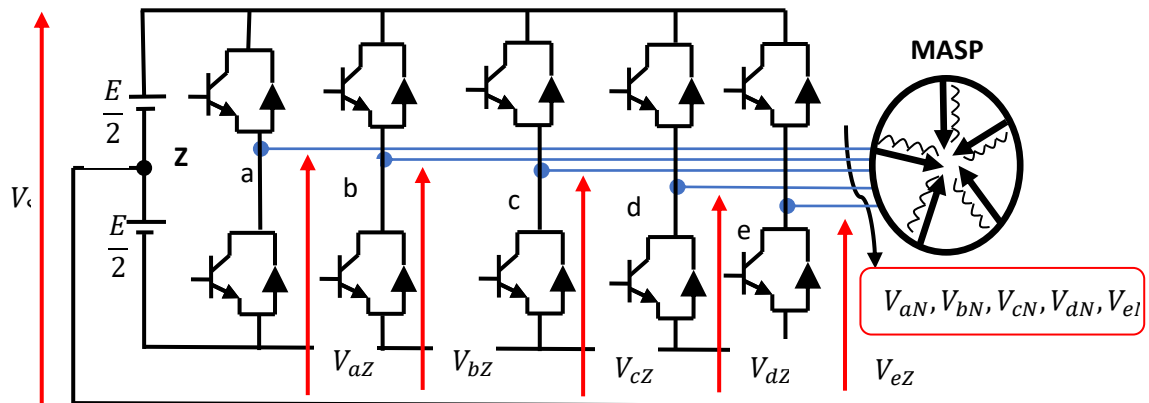


Fig II 4 Schéma de principe de l'onduleur de tension pentaphasée

## II.6.2 hypothèses

En raison de la symétrie des bras de l'onduleur, l'analyse de son fonctionnement peut être simplifiée en adoptant les hypothèses suivantes [11][18][22]:

- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligée.
- La commutation des interrupteurs est supposée instantanée, sans temps de transition.
- La charge est considérée comme pentaphasée, équilibrée, et connectée en étoile avec un point neutre isolé.
- Chaque ensemble transistor-diode est assimilé à un interrupteur bidirectionnel commandé.

## II.6.3 Fonction de conversion

L'état ouvert ou fermé de l'interrupteur de l'onduleur est défini par la fonction suivante :

$$f_k = 1 \text{ si } U_k \text{ est fermé } U'_k \text{ est ouvert}$$

$$f_k = 0 \text{ si } U_k \text{ est ouvert } U'_k \text{ est fermé}$$

k est le numéro du bras de l'onduleur (k=5 bras (1.2.3.4.5))

## II.6.4 Tensions simples aux bornes de l'onduleur

Sachant que  $U_{dc}$  la tension d'entrée de l'onduleur.

Cela implique que :

$$\begin{cases} V_{aZ} = V_{aN} + V_{NZ} = f_1 \cdot U_{dc} \\ V_{bZ} = V_{bN} + V_{NZ} = f_2 \cdot U_{dc} \\ V_{cZ} = V_{cN} + V_{NZ} = f_3 \cdot U_{dc} \\ V_{dZ} = V_{dN} + V_{NZ} = f_4 \cdot U_{dc} \\ V_{eZ} = V_{eN} + V_{NZ} = f_5 \cdot U_{dc} \end{cases} \quad \text{II.11}$$

$V_{aN} \cdot V_{bN} \cdot V_{cN} \cdot V_{dN} \cdot V_{eN}$  : sont les tensions des phases de la machine.

$V_{NZ}$ : Tension de neutre de la machine par rapport au point fictif Z.

A partir de l'équation (II.11) on tire les tensions de phase

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{aZ} - V_{NZ} \\ V_{bN} = V_{bZ} - V_{NZ} \\ V_{cN} = V_{cZ} - V_{NZ} \\ V_{dN} = V_{dZ} - V_{NZ} \\ V_{eN} = V_{eZ} - V_{NZ} \end{cases} \quad \text{II.12}$$

Il faut noter que  $V_{aN} \cdot V_{bN} \cdot V_{cN} \cdot V_{dN} \cdot V_{eN}$  : forment un système équilibré a cinq phases, dont la relation algébrique est donnée comme suit :

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} + V_{dN} + V_{eN} = 0 \quad \text{II.13}$$

On aura donc :

$$V_{NZ} = \frac{V_{aZ} + V_{bZ} + V_{cZ} + V_{dZ} + V_{eZ}}{5} \quad \text{II.14}$$

En remplaçant (II.14) dans (II.12) on obtient :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{4V_{aZ} - V_{bZ} - V_{cZ} - V_{dZ} - V_{eZ}}{5} \\ V_{bN} = \frac{-V_{aZ} + V_{bZ} - V_{cZ} - V_{dZ} - V_{eZ}}{5} \\ V_{cN} = \frac{-V_{aZ} - V_{bZ} + V_{cZ} - V_{dZ} - V_{eZ}}{5} \\ V_{dN} = \frac{-V_{aZ} - V_{bZ} - V_{cZ} + V_{dZ} - V_{eZ}}{5} \\ V_{eN} = \frac{-V_{aZ} - V_{bZ} - V_{cZ} - V_{dZ} + V_{eZ}}{5} \end{cases} \quad \text{II.15}$$

En introduisant la tension  $U_{dc}$  ainsi que la fonction d'état de l'interrupteur dans l'équation (II.6), on obtient ainsi l'expression de la tension de phase de l'onduleur en fonction du signal de commande est la suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \\ V_{dN} \\ V_{eN} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} \quad \text{II.16}$$

## II.7 Principe des stratégies de commande

Le principe des stratégies de commande d'un onduleur repose sur le contrôle des temps de conduction (ouverture et fermeture) des interrupteurs électroniques. Lorsque les signaux de commande sont des tensions, la technique de modulation sinus-triangulaire est généralement utilisée [22].

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés selon différentes méthodes. À basse fréquence, on applique une commande en pleine onde : le signal de commande est à la même fréquence que celle de la tension de sortie souhaitée, et la source continue doit alors être ajustable, typiquement à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur.

À haute fréquence, la commande se fait par modulation de largeur d'impulsion (PWM), une technique qui permet de contrôler simultanément l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie, tout en maintenant une source continue constante (par exemple, via un pont à diodes) [23]

Dans le cas où les signaux de commande sont des courants, on fait appel à un comparateur à hystérésis, connu sous le nom de stratégie delta.

## II.8 Différentes stratégies de commande

Nous citons les stratégies suivantes :

- Commande MLI
- Commande à pleine onde
- Commande par bande à hystérésis

Voici une reformulation en français, plus fluide et cohérente, tout en conservant la rigueur technique

### II.8.1 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) a fait l'objet de nombreuses recherches au cours des deux dernières décennies. Les onduleurs utilisant cette technique de commande présentent l'avantage de réduire significativement les harmoniques responsables de l'échauffement des machines électriques et des pulsations de couple, ce qui leur a permis de progressivement remplacer les onduleurs à forme d'onde rectangulaire [24].

Les onduleurs de tension pilotés par MLI sont privilégiés pour leurs performances élevées et leur rapidité de réponse. Ils permettent notamment d'obtenir des courants de charge et de réseau proches de la sinusoïde [25].

Le principe de cette stratégie repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le signal de référence (ou modulant) : il représente l'image de la sinusoïde que l'on souhaite obtenir en sortie de l'onduleur. Ce signal peut être modulé en amplitude et en fréquence.
- Le signal porteur (ou triangulaire): il détermine la fréquence de commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. Il s'agit d'un signal à haute fréquence par rapport au signal de référence.

Deux paramètres principaux caractérisent cette méthode :

- L'indice de modulation  $m$ , défini comme le rapport entre la fréquence de la porteuse  $f_p$  et celle du signal de référence  $f$ :

$$m = \frac{f_p}{f}$$

- Le taux de modulation  $r$ , défini comme le rapport entre l'amplitude du signal de référence  $V_m$  et celle du signal porteur  $U_{pm}$ :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}}$$

L'algorithme de commande appliqué à une branche  $k$  de l'onduleur s'exprime comme suit[26] :

$$\begin{cases} V_{mk} \geq V_p \rightarrow V_k = V_{Dc} \\ V_{mk} < V_p \rightarrow V_k = 0 \end{cases}$$

Le schéma de principe de cette commande est donné sur la figure (II.5) Et la figure (II.3) représente un signal à MLI générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle avec un signal de référence sinusoïdal.

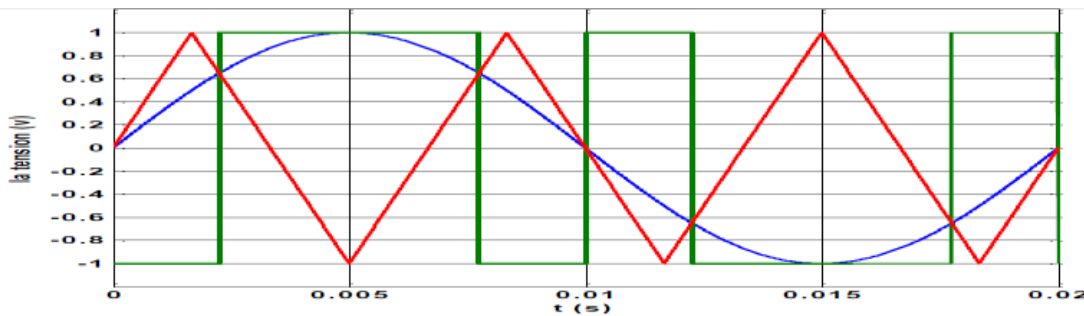


Fig II 5 Principe de la commande MLI

Les objectifs principaux de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont les suivants [27] [28] :

- Déplacement des harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur atténuation à l'aide de filtres adaptés.
- Réglage précis de la tension de sortie, en agissant sur le taux de modulation.

- Génération de courants proches de la sinusoïde dans la charge, grâce au contrôle des rapports cycliques et à une fréquence de commutation suffisamment élevée par rapport à la fréquence de sortie.
- Réduction des oscillations de la vitesse, du couple et des courants, ce qui contribue à :
  - Diminuer la distorsion harmonique injectée dans le réseau électrique,
  - Réduire les pertes énergétiques,
  - Améliorer le rendement global du système.

### II.8.2 Commande en pleine onde

La commande en pleine onde constitue la stratégie de commande la plus simple à mettre en œuvre. Toutefois, elle présente l'inconvénient de générer une tension de sortie fortement enrichie en harmoniques de bas rang (donc de basse fréquence), ce qui rend le filtrage plus complexe.

Dans ce mode de commande, les interrupteurs fonctionnent à la fréquence des grandeurs électriques de sortie. On distingue généralement deux types de commande en pleine onde :

- Commande simultanée
- Commande décalée

Le choix et la nature des interrupteurs dépendent du type de charge :

- Si la charge est inductive, les interrupteurs peuvent être commandés uniquement au blocage.
- Si la charge est capacitive, l'amorçage est nécessaire.
- En présence d'une charge non déterminée (cas général), les interrupteurs doivent être entièrement commandables.

Dans tous les cas, les interrupteurs doivent être unidirectionnels en tension (ne supportant la tension que dans un seul sens) et bidirectionnels en courant (capables de laisser passer le courant dans les deux sens).

Dans ce type de commande, les signaux de commande sont générés à partir d'un signal sinusoïdal transformé en un signal carré pour chaque phase, selon l'algorithme suivant :

$$\text{Si } \sin(\omega.t) > 0 \Rightarrow S(t) = 1 \quad ; \quad \text{Si } \sin(\omega.t) < 0 \Rightarrow S(t) = 0$$

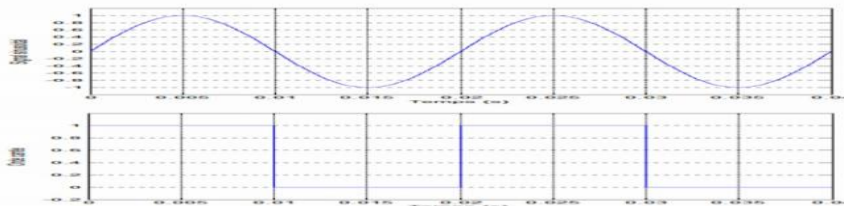


Fig II 6 principe de commande en pleine onde [29]

### II.8.3 Commande en courant par hystérésis

La commande en courant par hystérésis (Hystérésis Current Control - HCC) consiste à maintenir le courant réel dans une bande de tolérance autour du courant de référence. Dès que le courant mesuré sort de cette bande, une commutation est déclenchée afin de le ramener à l'intérieur de la plage autorisée.

Concrètement, la différence entre le courant de référence et le courant mesuré est envoyée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis, dont la sortie génère les signaux de commande pour les interrupteurs du bras concerné de l'onduleur [18]

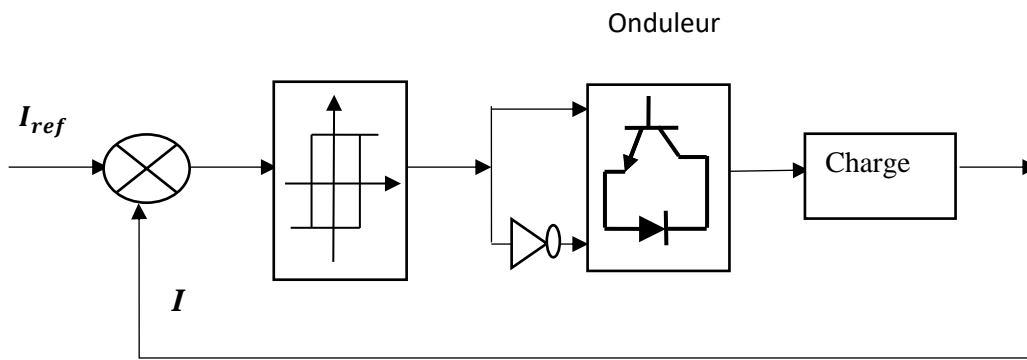


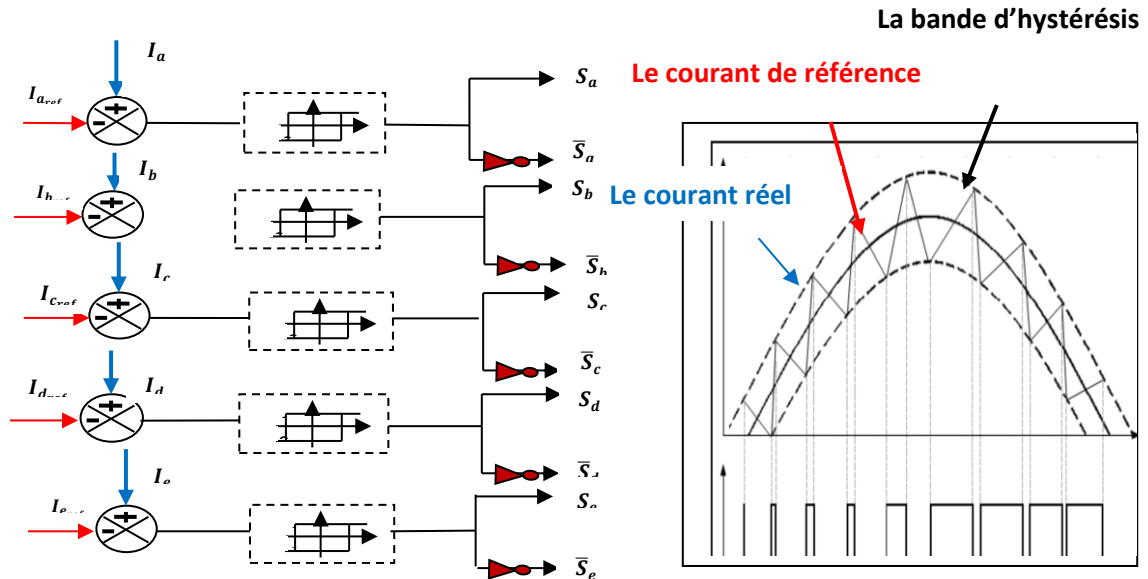
Fig II 7 Schéma fonctionnel de la commande par Hystérésis

Le principe de cette méthode est similaire à celui du contrôle classique par hystérésis, où l'erreur entre le courant réel et le courant de référence est comparée à une bande d'hystérésis pour générer les impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur. Toutefois, dans cette version améliorée, la largeur de la bande d'hystérésis est ajustée dynamiquement à l'aide d'un composant appelé bloc de calcul de la bande d'hystérésis [6][30][31].

La mise en œuvre de cette stratégie, qui repose sur une régulation de type « tout ou rien », suit deux étapes principales :

- Comparer le courant mesuré au courant de référence, ce qui permet de générer un signal d'erreur utilisé en entrée du comparateur à hystérésis.
- Définir une bande dans laquelle le courant est autorisé à évoluer. Dès que le courant atteint l'une des limites de cette bande, une commutation est déclenchée afin d'inverser l'état des interrupteurs. Cela permet de ramener le courant à l'intérieur de la plage définie, en évitant tout dépassement [31].

a figure (Figure II.6) présente le schéma de principe de cette technique



**Fig II 8 Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis**

De ce faite, les conditions de commutation des cinq interrupteurs statiques  $S_i$  ( $i=a, b, c, d, e$ ) de l'onduleur sont définies en termes des états logiques correspondants à la façon suivante :

$$\begin{cases} Si |I_{ref_i} - I_i| < \Delta_I \rightarrow S = 1 \\ Si |I_{ref_i} - I_i| > \Delta_I \rightarrow \bar{S} = 0 \end{cases} \quad \text{II.17}$$

Tels que :  $I_{ref_i}$  ( $i = a, b, c, d,$ ): sont les courants de références issus des circuits de commande des cinq bras.

$I_i$  ( $i = a, b, c, d, e$ ): sont les courants réels des phases statoriques ( $I_a, I_b, I_c, I_d, I_e$ ) ,

$\Delta I$  : est la bande d'hystérésis Les courants de référence sont donnés par :

$$\begin{cases} I_{a_{ref}}(t) = I_{max} \cos(wt) \\ I_{b_{ref}}(t) = I_{max} \cos\left(wt + \frac{2\pi}{5}\right) \\ I_{c_{ref}}(t) = I_{max} \cos\left(wt + \frac{4\pi}{5}\right) \\ I_{d_{ref}}(t) = I_{max} \cos\left(wt + \frac{6\pi}{5}\right) \\ I_{e_{ref}}(t) = I_{max} \cos\left(wt + \frac{8\pi}{5}\right) \end{cases} \quad \text{II.18}$$

### II.8.3.1 Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis

La commande par hystérésis présente plusieurs avantages notables [32] :

- Elle est simple à mettre en œuvre.
- Indépendante du type de charge, elle ne nécessite pas d'adaptation spécifique selon la nature de la charge (inductive, résistive, etc.).
- Elle ne requiert pas la connaissance précise des paramètres de la machine, ce qui facilite son utilisation dans diverses applications.

Cependant, cette méthode comporte également certains inconvénients :

- La fréquence de commutation varie de manière aléatoire, ce qui peut entraîner des pertes par commutation élevées et une sollicitation accrue des interrupteurs.
- Étant donné qu'elle ne prend en compte que l'amplitude du courant, elle peut conduire à une perte de précision dans le suivi du courant réel en régime transitoire, en raison d'un déphasage par rapport à la référence.

## II.9 Simulation de la MASP alimentée par un onduleur

Pour alimenter une machine asynchrone à cinq phases (MASP) fonctionnant à vitesse variable, on utilise un onduleur de tension à cinq phases, précédé d'un redresseur à diodes et d'un filtre passe-bas.

La figure suivante illustre le schéma bloc de l'ensemble du système : la MASP alimentée par un onduleur de tension, commandé selon la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), le tout simulé à l'aide du logiciel MATLAB.

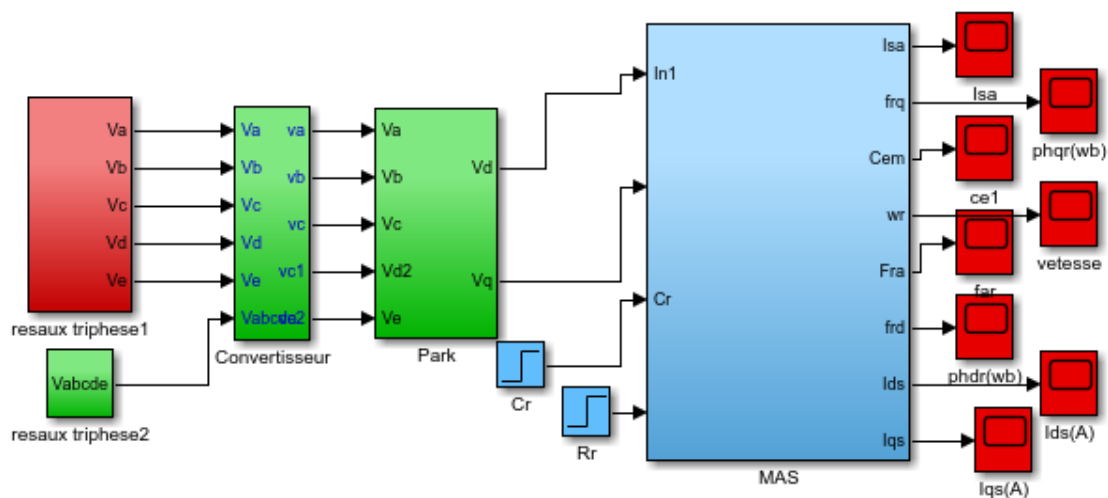
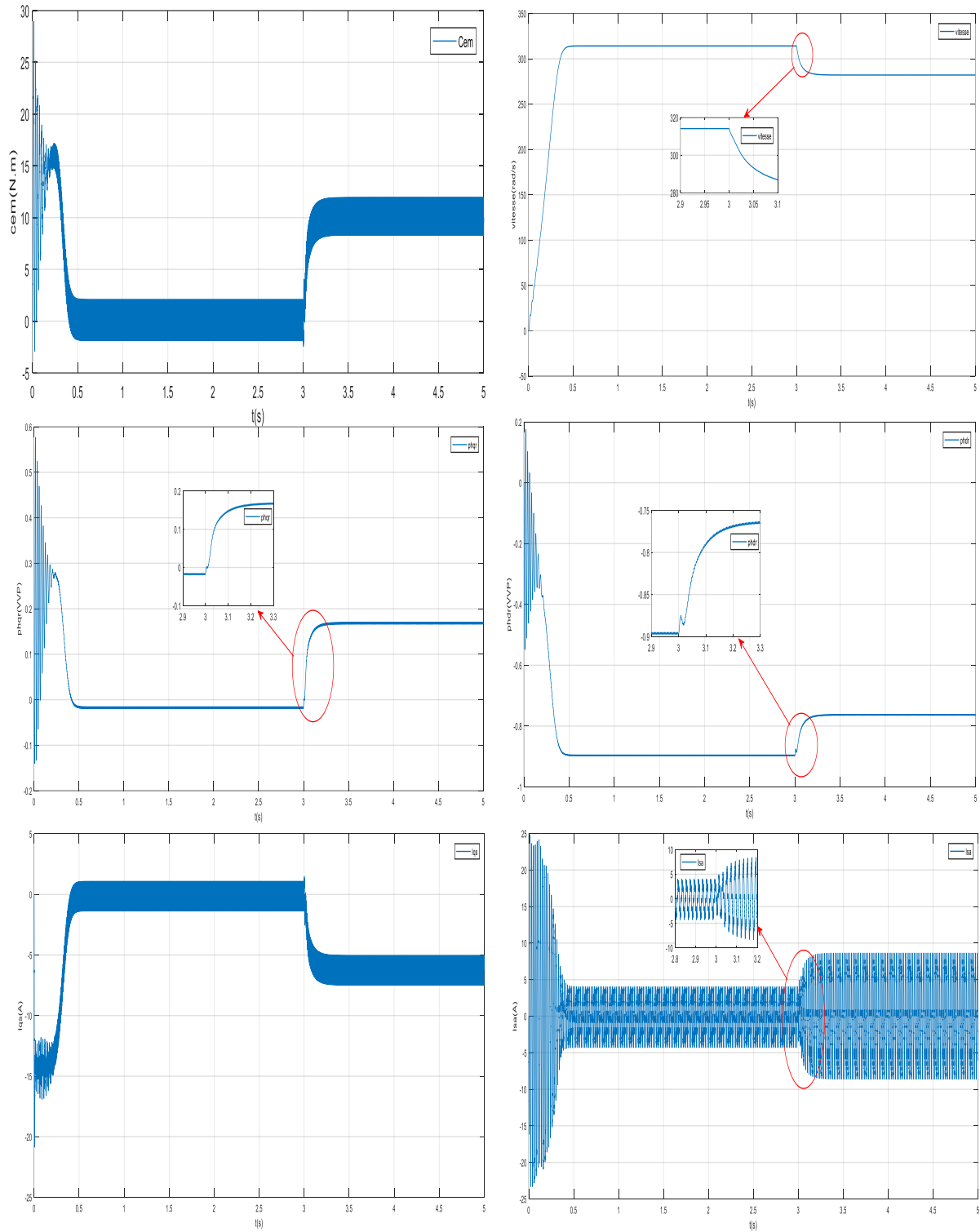


Fig II 9 Schéma de simulation de la MASP alimenté par onduleur de tension

## II.10 Résultats de simulation avec l'onduleur

Afin de permettre le fonctionnement à vitesse variable d'une machine asynchrone pentaphasée, il est indispensable de disposer d'une source à fréquence variable et contrôlable. Pour répondre à cette exigence, on utilise un convertisseur statique appelé onduleur.

Dans ce système, l'onduleur est alimenté par une source de tension continue, et il permet de contrôler à la fois l'amplitude et la fréquence de la tension en sortie, assurant ainsi un pilotage efficace de la machine



**Fig II 10 Résultats de simulation de la MASP avec application du couple de charge [3seconde : 10Nm]**

## II.11 Interprétations

Lorsqu'un échelon de couple résistant  $C_r$  de 10 N·m est appliqué à l'arbre de la machine après un temps de 3 secondes, on observe les comportements suivants :

Le couple électromagnétique réagit instantanément pour compenser la sollicitation imposée par le couple résistant. Cette action entraîne une légère chute de la vitesse, traduite par une augmentation du glissement de la machine.

Par ailleurs, on observe également des variations dans les grandeurs  $I_{qs}$ ,  $I_{sa}$ ,  $phqr$  et  $phdr$ . Ces fluctuations sont principalement dues aux harmoniques générés par l'onduleur, qui perturbent le comportement dynamique de la machine.

## II.12 Conclusion

Ce chapitre a porté sur l'association d'un onduleur de tension avec une machine asynchrone pentaphasée pour un fonctionnement à vitesse variable. Différentes stratégies de commande, telles que la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et le contrôle par hystérésis, ont été analysées.

Les résultats de simulation ont démontré l'efficacité du système face aux variations de charge, confirmant la capacité de l'onduleur à fournir une alimentation adaptée et à garantir un bon comportement dynamique de la machine.

---

*Chapitre III : Commande Vectorielle de la  
Machine Asynchrone Pentaphasée*

---

### III.1 Introduction

La grande difficulté du contrôle d'une machine asynchrone est liée à la relation étroite entre le couple électromagnétique et le flux magnétique. Tout changement dans l'une de ces quantités affecte directement l'autre quantité. Pour pallier cette difficulté, la commande vectorielle (ou Field-Oriented Control, FOC), développée dans les années 1970, a révolutionné la commande des machines asynchrones en permettant un découplage artificiel entre le couple et le flux. Cette méthode repose sur une modélisation de la machine dans un repère tournant (dq) synchronisé avec le flux statorique ou rotorique, transformant ainsi la machine asynchrone en un équivalent de machine à courant continu. Grâce à cela, il devient possible de contrôler séparément le flux (via une composante d-axis) et le couple (via une composante q-axis), ce qui simplifie considérablement la stratégie de commande.

### III.2 Commande vectorielle par orientation du flux

L'analyse de l'expression du couple électromagnétique dans une machine asynchrone montre qu'il dépend du produit croisé entre le flux rotorique et le courant statorique. Ce couple est généralement exprimé sous une forme qui met en évidence l'interaction entre des grandeurs vectorielles (flux et courant) situées dans des plans orthogonaux. Cette relation implique un couplage non linéaire entre les variables de la machine, rendant son contrôle direct complexe [33] [34].

### III.3 Choix d'orientation de flux

Les axes de référence du système de commande peuvent être choisis en fonction de l'une des composantes du flux magnétique de la machine, à savoir : le flux rotorique, le flux statorique ou le flux de l'entrefer. Ce choix détermine la structure de la commande vectorielle et influence les performances dynamiques du système.

- Orientation selon le flux rotorique :  $\varphi_{dr} = \varphi_r$  et  $\varphi_{qr} = 0$
- Orientation selon le flux statorique :  $\varphi_{ds} = \varphi_s$  et  $\varphi_{qs} = 0$
- Orientation selon le flux de l'entrefer :  $\varphi_{dm} = \varphi_m$  et  $\varphi_{qm} = 0$

Pour simplifier, il est essentiel de faire un choix de référence judicieux. Pour cela, nous plaçons dans un référentiel d-q associé au champ tournant avec la direction de l'orientation.

Le rotor (axe d aligné avec la direction d'orientation du rotor) est représenté sur la Figure III.1.

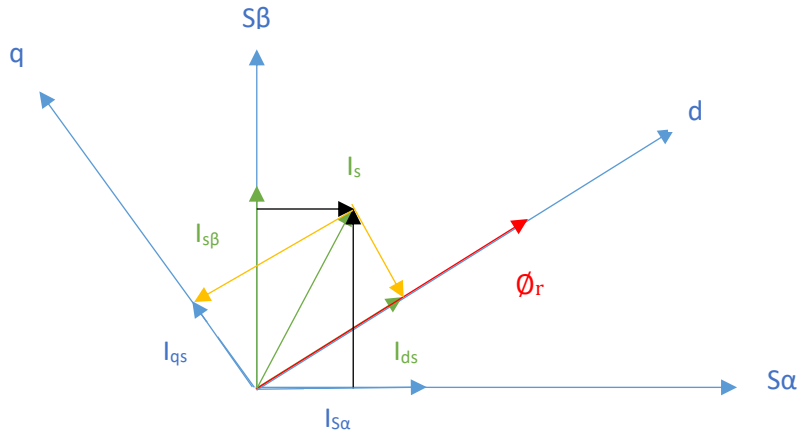


Fig III 2 orientation du rotor

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit de la valeur du flux et de la composante de courant statorique correspondante dans la même direction (carré de la direction du flux), ce qui signifie que la relation entre eux est directe et claire dans le système de contrôle.

La direction par flux du rotor permet un couple de démarrage élevé mais nécessite une connaissance précise des paramètres du rotor tels que les constantes électriques et magnétiques[34].

Sur la base de ce qui précède, dans ce travail, la direction du flux du rotor sera adoptée comme méthode principale de contrôle de la machine

### III.4 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe « d » d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ( $\omega_s$ ), donc on peut remarquer les propriétés suivantes :

- La composante transversale du flux rotorique est nulle ( $\varphi_{qS} = 0$ )
- L'axe « d » est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique ( $\varphi_{rd} = \varphi_r$ )
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ( $\varphi_r \Rightarrow cst \Rightarrow i_{dr} = 0$ )

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} + j\omega_s \varphi_s \\ 0 = R_r I_r + j\omega_r \varphi_r \end{cases} \quad \text{III.1}$$

$$\begin{cases} \varphi_s = L_s I_s + M I_r \\ \varphi_r = L_r I_r + M I_s \end{cases} \quad \text{III.2}$$

À partir de l'équation (III.2) nous trouvons :

$$I_r = \frac{\varphi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_s \quad \text{III.3}$$

En substituant (III.3) par (III.1) nous trouvons :

$$\varphi_s = L_s I_s + \frac{M}{L_r} \varphi_r - \frac{M^2}{L_r L_s} = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) I_s + \frac{M}{L_r} \varphi_r \quad \text{III.4}$$

Nous avons une chance de :

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

Donc :

$$\varphi_s = \sigma L_s I_s + \frac{M}{L_r} \varphi_r \quad \text{III.5}$$

On remplace (III.5) dans l'équation de la tension statorique et dans l'équation de la tension rotorique (III.1):

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \left( \sigma L_s I_s + \frac{M}{L_r} \varphi_r \right) + j\omega_s \left( \sigma L_s I_s + \frac{M}{L_r} \varphi_r \right) \\ 0 = R_r \left( \frac{\varphi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_s \right) + \frac{d\varphi_r}{dt} + j\omega_r \varphi_r \end{cases} \quad \text{III.6}$$

$$0 = -\frac{R_r M}{L_r} I_s + \left( j\omega_r + \frac{R_r}{L_r} \right) \varphi_r + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad \text{III.7}$$

$$0 = -\frac{R_r M}{L_r} I_s + \left( j\omega_r + \frac{R_r}{L_r} + S \right) \varphi_r \quad \text{III.8}$$

$$\text{Où } S = \frac{d}{dt}$$

$\varphi_r = \varphi_{dr}$  (l'orientation du flux rotorique)

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = -\frac{M R_r}{L_r} I_{ds} \left( \frac{R_r}{L_r} + S \right) \varphi_r \quad (\text{partie réelle}) \\ 0 = -\frac{M R_r}{L_r} I_{qs} + \omega_r \varphi_r \quad (\text{partie imaginaire}) \end{cases} \quad \text{III.9}$$

$$\begin{cases} I_{ds} = -\frac{\left( \frac{R_r}{L_r} + S \right) \varphi_r}{\frac{M R_r}{L_r}} = \frac{\left( \frac{1}{T_r} + S \right) \varphi_r}{\frac{M}{T_r}} = \left( \frac{T_r S + 1}{M} \right) \varphi_r \\ I_{qs} = -\frac{T_r \omega_r}{M} \varphi_r \end{cases} \quad \text{III.10}$$

La relation  $I_{ds}$  signifie que dans le modèle d'une machine à cinq phases dans le référentiel (d,q) avec flux de rotor entraîné, l'amplitude de ce flux est contrôlée linéairement par la composante directe du courant statorique  $I_{ds}$  au moyen d'une dynamique du premier ordre avec une constante de temps  $T_r$ . Telle que la relation suivante [35].

$$V_r = 0 = R_r I_r + \frac{d\varphi_r}{dt} + j\omega_r \varphi_r \quad \text{III.11}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - j\varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - j\varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{III.12}$$

$$(III.10) \Rightarrow 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \quad \text{III.13}$$

$$\varphi_{dr} = \text{Cte} \Rightarrow \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = 0 \quad \text{III.14}$$

D'après ces propriétés on peut écrire

$$\begin{cases} \varphi_{qr} = 0 \\ \varphi_{dr} = \varphi_r = \text{Cst} \\ I_{dr} = 0 \end{cases} \quad \text{III.15}$$

$$\begin{cases} \varphi_r = MI_{sd} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{qr} + MI_{qs} \end{cases} \quad \text{III.16}$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$I_{qr} = \frac{-M}{L_r} I_{qs} \quad \text{III.17}$$

On remplace l'équation (III.15) dans la formule de couple électromagnétique on aura

$$C_e = \frac{PM}{L_r} I_{qs} \varphi_{dr} \quad \text{III.18}$$

Ou encore, le couple devient :

$$C_e = K_2 I_{sd} I_{sq} \quad \text{III.19}$$

Avec :

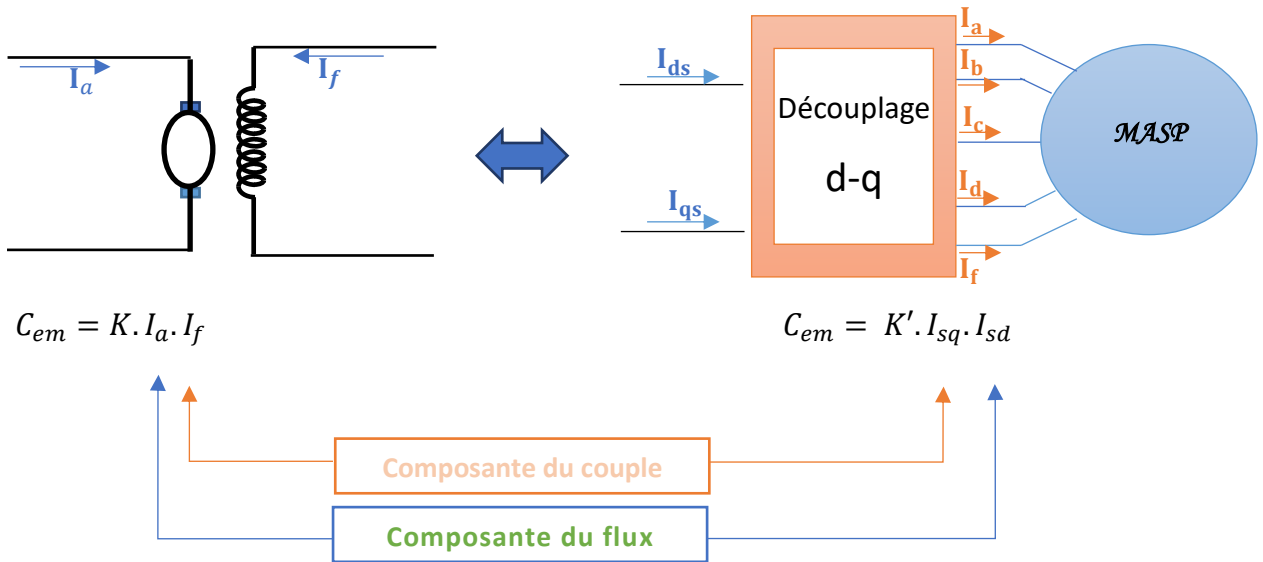
$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad \text{III.20}$$

Ces équations reposent sur le même concept que celui utilisé pour calculer le couple d'une machine à courant continu. Comme le montre la figure (III.2), il existe une similitude frappante entre l'expression du couple dans un système de commande de machine à courant continu discret classique et celle d'une machine asynchrone.

Dans les machines à courant continu, le système balais-collecteur coordonne le courant et la vitesse de rotation pour assurer la génération directe du couple. Dans le cas d'une machine asynchrone, ce système est remplacé par un système dit de pilotage automatique, qui équilibre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor. Ce système permet un contrôle du couple très similaire à celui des moteurs à courant continu, mais grâce à des techniques électroniques avancées, sans balais ni collecteur. telle que la relation suivante [30].

$$\omega_s = \omega_r + \omega = P\Omega_r + \omega$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$



**Fig III 10 Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MASP**

Première est appelée méthode directe développée par F. Blaschke, on régularise le flux ce qui nécessite la connaissance du flux et la seconde est connue sous le nom de méthode indirecte développée par K. Hasse on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations [34] [36].

### III.5.1 Commande vectorielle directe

Dans les systèmes de commande vectorielle directe, le couple électromagnétique et le flux magnétique sont contrôlés de manière indépendante. Cette séparation permet de découpler les deux composantes de la tension statorique,  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ , où le couple est principalement influencé par la composante  $I_{qs}$ , tandis que le flux magnétique est régulé par la composante  $I_{ds}$ . Le flux étant orienté selon l'axe d dans le référentiel tournant, cette configuration facilite un contrôle plus précis et performant du moteur[34].

La mesure du flux est une étape cruciale dans la mise en œuvre d'une commande vectorielle. Deux approches principales sont utilisées :

- Mesure directe à l'aide de capteurs de flux : elle offre une grande précision, mais les capteurs sont souvent coûteux, fragiles sur le plan mécanique, et peu adaptés aux environnements sévères (vibrations, températures élevées, etc.) [34]
- Estimation mathématique du flux : cette méthode repose sur un modèle du moteur. Bien qu'elle évite l'utilisation de capteurs physiques, elle est très sensible aux variations des paramètres, notamment la résistance statorique, ce qui peut affecter la précision de l'estimation.

Une méthode de localisation du flux consiste à utiliser des capteurs HALL sur les dents du stator, mais ceux-ci nécessitent des moteurs spéciaux.

Malgré ses avantages, ce système présente plusieurs inconvénients :

- La mesure du flux est peu fiable.
- Le signal mesuré est souvent affecté par du bruit, nécessitant un filtrage complexe.
- La précision de la mesure est faible et varie en fonction de la température (échauffement de la machine) ainsi que des phénomènes de saturation magnétique.
- Le coût de production est élevé, en raison de l'utilisation de capteurs de flux et de dispositifs de filtrage supplémentaires.

### III.5.2 Commande vectorielle indirecte

Le contrôle vectoriel indirect est basé sur le contrôle des moteurs asynchrones sans avoir besoin d'un capteur de flux mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou d'un estimateur de position (vitesse) du rotor. Ces derniers peuvent être développés à travers deux groupes principaux.

- Dans le premier groupe, le vecteur de flux du rotor est obtenu à partir des courants et des tensions du stator mesurés.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux du rotor est estimé en mesurant les courants du stator et la vitesse du rotor, sur la base des équations du circuit du rotor d'un moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux du rotor.
- Un inconvénient majeur de cette méthode est sa grande sensibilité aux changements des paramètres de la machine dus à la saturation magnétique et aux changements de température, en particulier la constante de temps du rotor  $T_r$ . De plus, il utilise un circuit de contrôle assez complexe [38].

### III.6 Commande vectorielle d'un MASP alimentée en tension

Les sources de tension forcent indirectement les courants nécessaires pour produire le couple. Deux régulateurs supplémentaires sont nécessaires pour commander les composantes de courant d et q.

#### III.6.1 Description

Dans ce type de système d'alimentation électrique, la difficulté de contrôle augmente en raison de la nécessité de prendre en compte la dynamique du stator en plus de la dynamique du rotor. Les grandeurs de contrôle sont les tensions du stator ( $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ ) et la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ). En fonction des courants statoriques ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ), du flux rotorique ( $\varphi_r$ ) et de la vitesse mécanique ( $\Omega_r$ ) comme variables d'état, le modèle mathématique d'une machine asynchrone

pentaphasée peut être construit, lorsqu'elle est alimentée en tension selon le principe d'orientation du flux rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \sigma T_s \omega_s I_{qs} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \frac{d\varphi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} + \omega_s \left[ \sigma T_s I_{ds} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \varphi_r \right] \\ T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{ds} \\ \omega_s = \frac{M}{T_s} \frac{I_{qs}}{\varphi_r} \\ C_e = \frac{PM}{L_s} \varphi_r I_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \end{array} \right. \quad \text{III.21}$$

### III.6.2 Système d'équations liées au flux rotoriques

Les équations (III.21), munies de la contrainte ( $\varphi_{rd}=0$ ) se simplifient :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_s} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \quad \text{III.22}$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_s} \varphi_r \quad \text{III.23}$$

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_s} I_{sd} - \frac{1}{T_s} \varphi_r \quad \text{III.24}$$

$$C_e = \frac{M}{T_r} I_{sq} \varphi_r \quad \text{III.25}$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\varphi_r} \quad \text{III.26}$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad \text{III.27}$$

Les équations (III.24) et (III.25) montrent comment dériver le courant responsable de la génération du flux magnétique  $I_{sd}$ , et le courant responsable de la génération du couple  $I_{sq}$ . Cette analyse permet de contrôler une machine asynchrone en séparant le contrôle du flux de celui du couple, comme dans les machines à courant continu.

La structure du chapitre est définie par les équations prédéfinies : (III.24), (III.25) et (III.26).

Le schéma fonctionnel qui illustre cette structure est représenté par la figure (III.3)

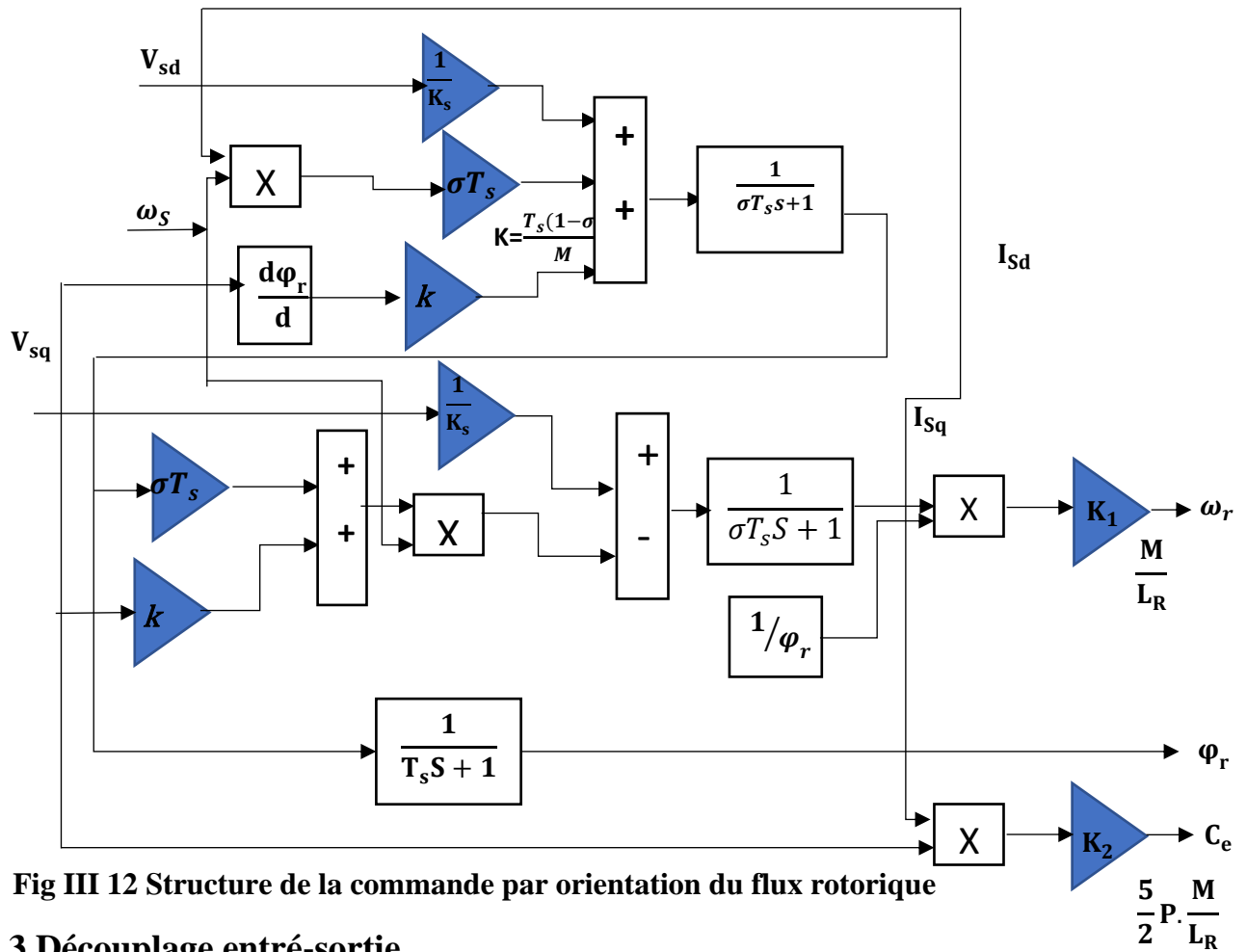


Fig III 12 Structure de la commande par orientation du flux rotorique

### III.6.3 Découplage entré-sortie

L'objectif de découplage entrée-sortie est de minimiser autant que possible l'effet de chaque signal d'entrée sur plusieurs sorties, de sorte que chaque sortie n'ait que sa propre entrée. Nous pouvons alors modéliser le processus comme un ensemble de systèmes à variable unique évoluant en parallèle. Il n'y a alors pas de commandes interactives.

Il existe plusieurs techniques de découplage utilisant des régulateurs, y compris les techniques de découplage basées sur la compensation comme mentionné dans la référence [39].

#### III.6.3.1 Principe de découplage par compensation

L'objectif principal des techniques de désinteraction est de réduire autant que possible l'impact sur une seule sortie. Par conséquent, le processus peut être modélisé comme un ensemble de systèmes univariés (SISO) dans lesquels les commandes fonctionnent en parallèle, rendant le système non interactif et facile à contrôler.

Parmi les différentes techniques adoptées pour réaliser cette séparation:

- Séparation à l'aide de l'organisateur
- Séparation par rétroaction gouvernementale

- Licencierement avec indemnité, qui constitue notre point central dans ce contexte.

Le principe de séparation nécessite la définition de deux nouvelles variables de contrôle

$$V_{sd1} \text{ et } V_{sq1}$$

- $V_{sd1}$  fonctionne uniquement sur le courant  $I_{sd}$
- $V_{sq1}$  ne fonctionne que sur le courant  $I_{sq}$

Cela permet d'obtenir une séparation dynamique nette entre le contrôle du flux et celui du couple. [40].

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad \text{III.28}$$

Donc  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$  sont donnés par :

$$\begin{cases} e_{sd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{L_m}{L_r T_r} \varphi_r \\ e_{sq} = \sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r T_r} \omega_s \varphi_r + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \dot{\varphi}_r \end{cases} \quad \text{III.29}$$

Tel que :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique}$$

$e_{sd}$  : FEM de rotation créée par  $I_{sd}$

$e_{sq}$  : FEM de rotation créée par  $I_{sq}$

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \left( R_s + \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \\ V_{sq1} = \left( R_s + \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \end{cases} \quad \text{III.30}$$

$$\text{Où } R_t = \left( R_s + \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) \quad \text{III.31}$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_t I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \\ V_{sq1} = R_t I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \end{cases} \quad \text{III.32}$$

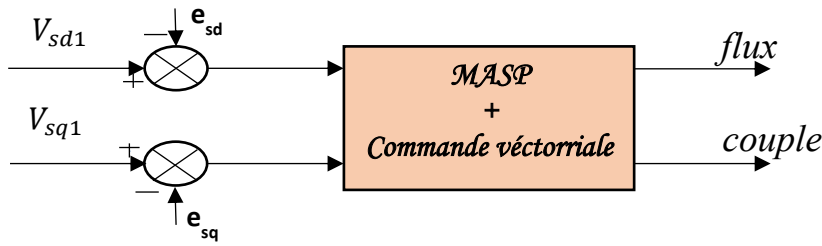


Fig III 14 Reconstitution des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$

### III.6.4 Bloc de défluxage

Le bloc d'élimination du flux permet d'exploiter de manière optimale le potentiel magnétique de la machine, lui permettant de fonctionner à couple constant à basse vitesse (c'est-à-dire lorsque la vitesse est inférieure à la vitesse nominale), et d'autre part, en plus d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, il lui permet de fonctionner à puissance constante lorsque la vitesse dépasse la vitesse nominale. est défini par la fonction non linéaire suivante [41]

- sous-vitesse :  
 $\varphi_r = \varphi_{mom}$  Pour  $\Omega_r \leq \Omega_{mom}$
- sur -vitesse :  
 $\varphi_r = \frac{\varphi_{mom}}{|\Omega_r|} \varphi_{mom}$  Pour  $\Omega_r \geq \Omega_{mom}$

Avec :

$\Omega_{mom}$  : Vitesse de rotation nominale

$\varphi_{mom}$  : Flux rotorique nominale

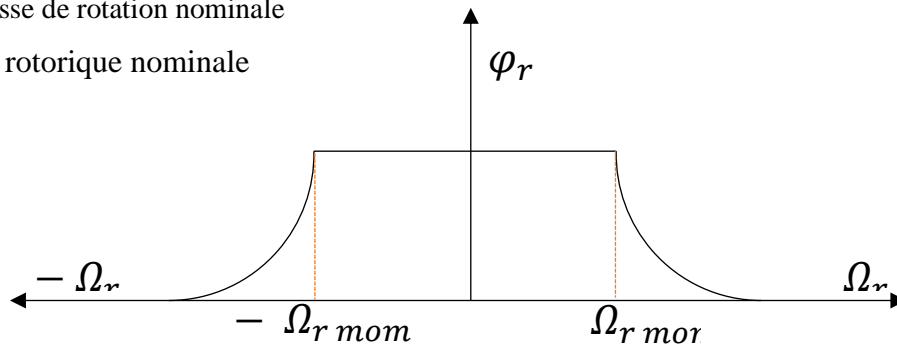


Fig III 26 Bloc de défluxage

### III.6.5 Régulateurs

Les régulateurs ont, la responsabilité d'une part de garantir la stabilité de la boucle fermée et, d'autre part, d'améliorer la précision de la réponse tout en réduisant le temps de stabilité. Les régulateurs PI et PID classique figurent parmi les plus utilisés dans les applications industrielles, en raison de leur capacité à s'adapter à diverses conditions de fonctionnement et à obtenir de bonnes performances dynamiques dans divers contextes [8].

### III.6.5.1 Conception des régulateurs

Soit  $Y^*(t)$  le signal à pour suivre, et  $y(t)$  le signal de sortie du système à contrôler.

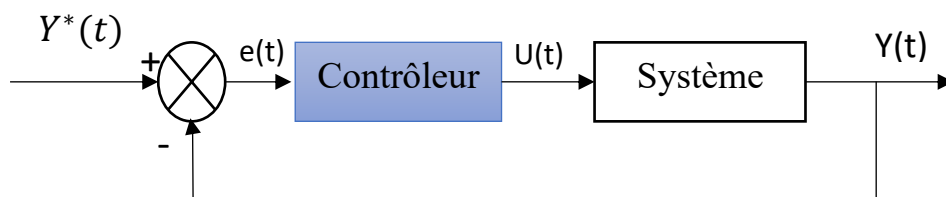


Fig III 36 Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad \text{III.33}$$

#### III.6.5.1.1 Action proportionnelle

Le coefficient de gain proportionnel  $K_p$  affecte directement la vitesse de réponse du système. Lorsque la valeur de  $K_p$  est élevée, la correction est rapide, mais cela augmente la possibilité de dépassements et de fluctuations dans le signal de sortie. Si la valeur de  $K_p$  est faible, la réponse devient plus lente, mais avec un risque réduit d'oscillations et une stabilité accrue du système. Par conséquent, le choix de la valeur  $K_p$  optimale est une étape clé pour atteindre un bon équilibre entre rapidité et précision dans un système de contrôle.

#### III.6.5.1.2 Action intégrale

L'action intégrale s'adapte lentement à l'évolution de l'erreur et assure une correction progressive du décalage. Tant que l'erreur reste positive ou négative, l'effet intégral  $u(t)$  continue d'augmenter ou de diminuer, jusqu'à ce que l'erreur soit complètement annulée. Bien que sa réponse soit plus lente que celle de la composante proportionnelle, elle joue un rôle essentiel dans la stabilité finale et dans l'élimination des écarts permanents en régime établi.

### III.6.6 Caractéristiques des régulateurs

Les régulateurs jouent un rôle essentiel pour garantir la qualité des performances du système de contrôle en atteignant un ensemble de caractéristiques de base, dont les plus importantes sont:

➤ **Stabilité**

Le régulateur doit garantir la stabilité du système en boucle fermée, c'est-à-dire que la sortie doit rester bornée pour toute entrée bornée, sans oscillations divergentes.

➤ **Rapidité (Temps de réponse)**

Le régulateur doit permettre au système de répondre rapidement aux variations du point de consigne ou aux perturbations, avec un temps de montée et un temps de stabilisation aussi courts que possible.

➤ **Précision (Erreur statique)**

Il doit minimiser, voire éliminer, l'erreur de régime permanent entre la sortie et la consigne, surtout dans les systèmes de suivi.

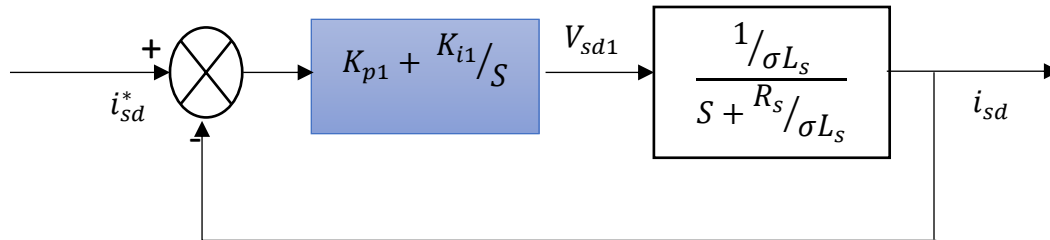
➤ **Robustesse**

Le régulateur doit maintenir ses performances malgré les incertitudes du modèle ou les variations des paramètres du système.

### III.6.7 Calcul des régulateurs

#### III.6.7.1 Régulation de courant statorique $I_{sd}$

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique  $I_{ds}$  est Représenté par la figure (III.7).



**Fig III 44 Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $I_{ds}$**

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$FI_{sd} = \frac{I_{sd}^*}{I_{sd}} = K_{p1} \frac{K_{i1}}{S} \cdot \frac{1/\sigma L_s}{S + R_s/\sigma L_s} \quad \text{III.34}$$

Compensons-le pôle  $S + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}$  par  $S + \frac{R_s}{\sigma L_s}$  ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad \text{III.35}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant

$$FI_{sd} = \frac{K_{p1}}{S\sigma L_s} \quad \text{III.36}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par

$$GI_{sd} = \frac{FI_{ds}}{1 + FI_{sd}} = \frac{1}{\frac{S\sigma L_s}{K_{p1}} + 1} \quad \tau_1 = \frac{\sigma L_s}{K_{p1}}$$

Nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constante de temps  $\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{K_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep1(5\%)}$ , nous obtenons la condition suivante

$$\begin{cases} 3\tau_1 = t_{rep1(5\%)} \\ 3 \frac{\sigma L_s}{K_{p1}} = t_{rep1(5\%)} \end{cases} \quad \text{III.37}$$

Don

$$\begin{cases} K_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep1(5\%)}} \\ K_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep1(5\%)}} \end{cases} \quad \text{III.38}$$

### III.6.7.2 Régulation de courant statorique $I_{sq}$

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est :

Représenté par la figure :

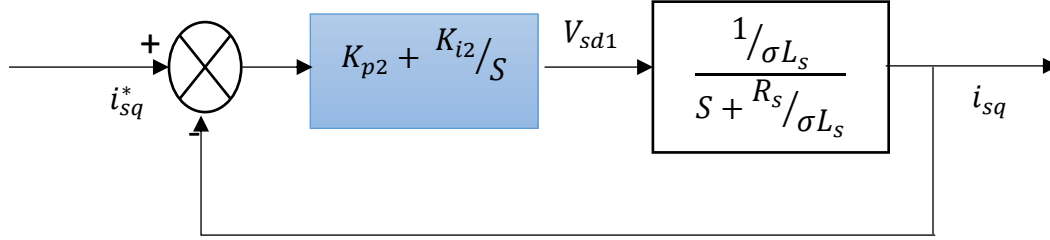


Fig III 54 Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $I_{qs}$

On remarque que le courant  $I_{sq}$  à la même dynamique que le courant  $I_{sd}$ , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep2(1\%)}} \\ K_{i2} = \frac{3R_s}{t_{rep2(5\%)}} \end{cases} \quad \text{III.39}$$

### III.6.7.3 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure :

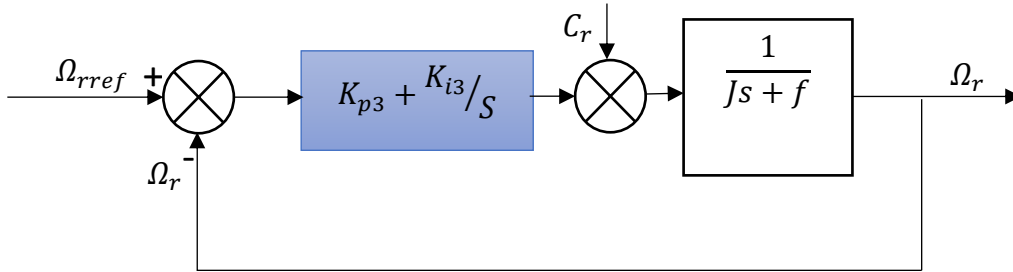


Fig III 55 Schéma bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouvert avec un couple résistant nul est donnée par

$$F\Omega_r \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3} S + K_{i3}}{(J_s + f)S} \quad \text{III.40}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3} S + K_{i3}}{JS^2 + (K_{p3} + f)S + K_{i3}} \quad \text{III.41}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\omega_n^2 S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1} \quad \text{III.42}$$

$$\begin{cases} K_{i3} = J\omega_n^2 \\ K_{p3} = 2J\omega_n - f \end{cases}$$

III.43

### III.6.8 Régulateur de vitesse de la MASP par commande vectorielle

La figure suivante illustre la structure globale du réglage de vitesse d'une machine asynchrone pentaphasée par l'utilisation des régulateurs PI (commande vectorielle)

Les différents régulateurs utilisés :

- Régulation de vitesse.
- Régulation de courant statorique  $I_{sd}$

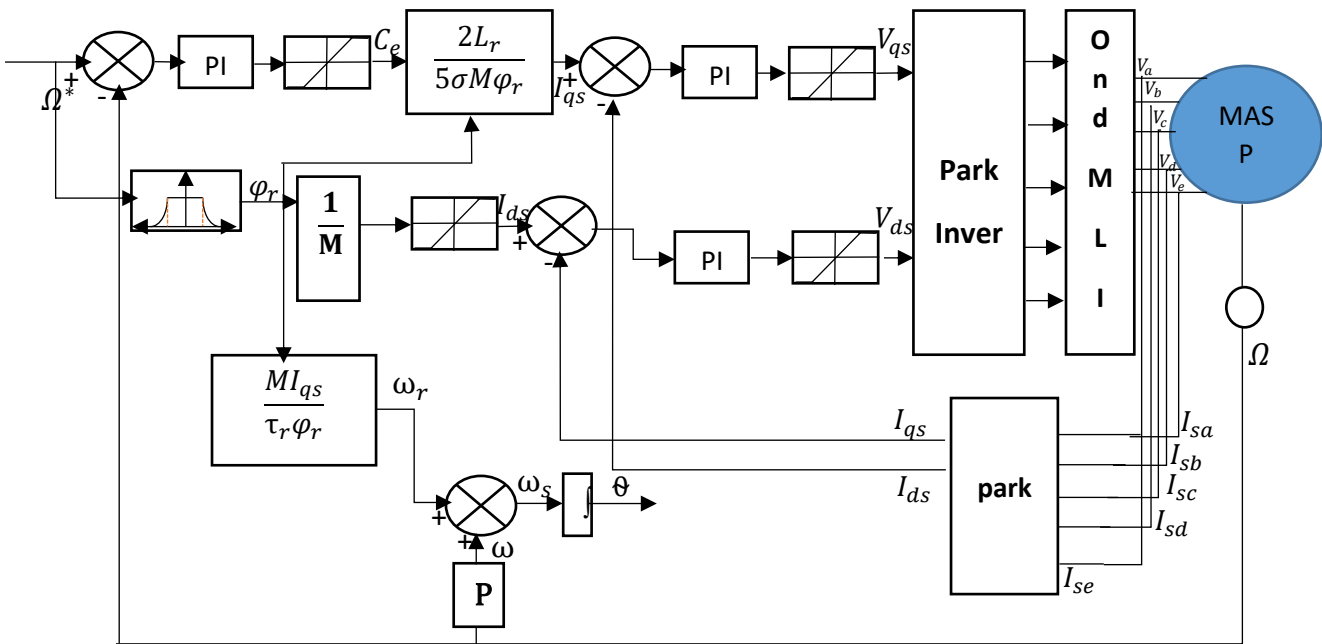


Fig III 72 Régulation de vitesse par la commande vectorielle

### III.7 Résultats de simulation

La figure (III.10) présente l'évolution des caractéristiques de la MASP avec régulation de vitesse par des régulateurs PI, suivi de l'application des charges  $C_r=10N$ . à l'instant  $t=3s$  et lors d'une inversion du sens de rotation en imposant la vitesse de référence égale  $200 \text{ rad/s}$ .

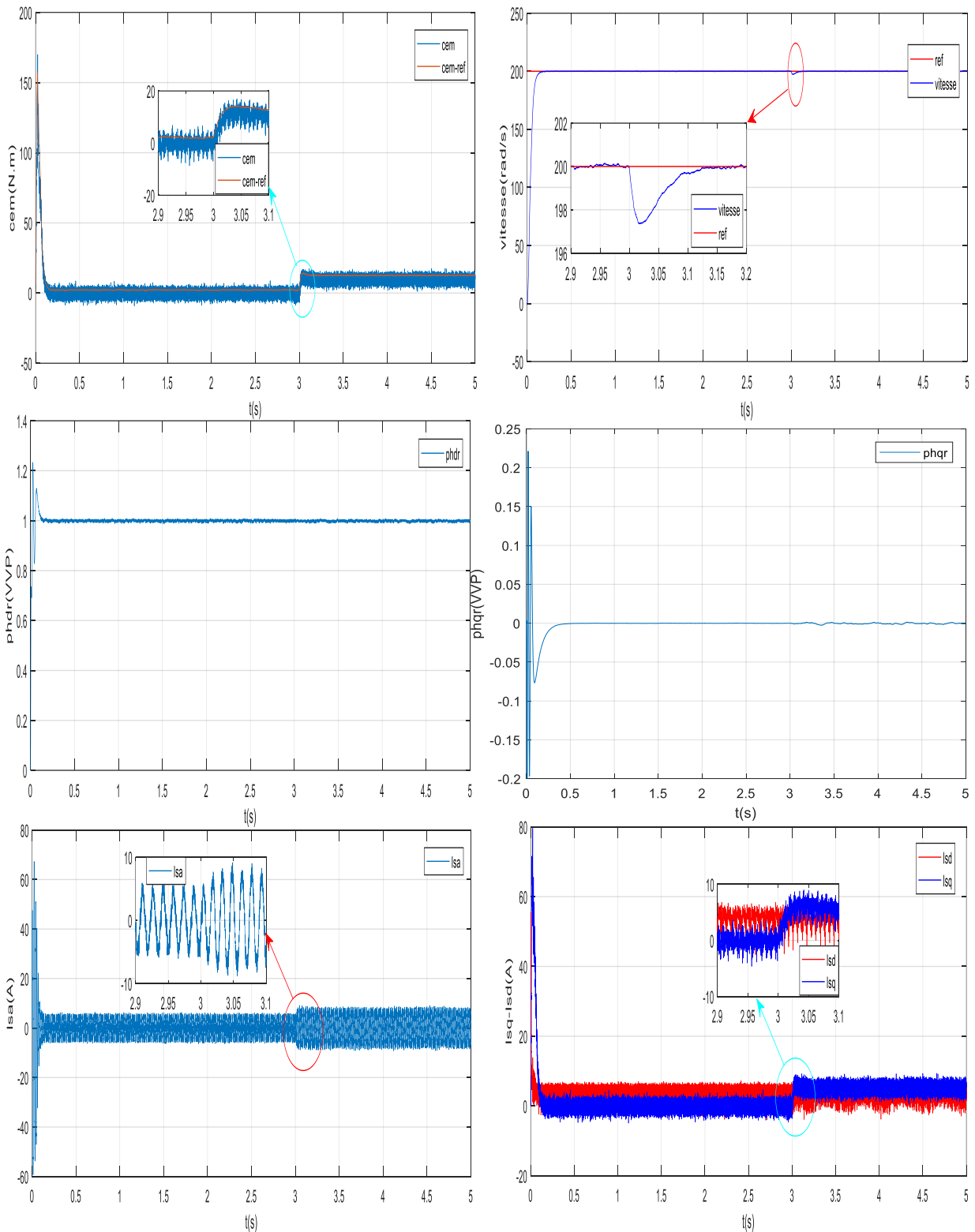


Fig III 73 Régulation de la de vitesse par régulateurs PI suivi de l'application de charge

$C_r = 10\text{Nm}$  à  $t = 3\text{s}$ .

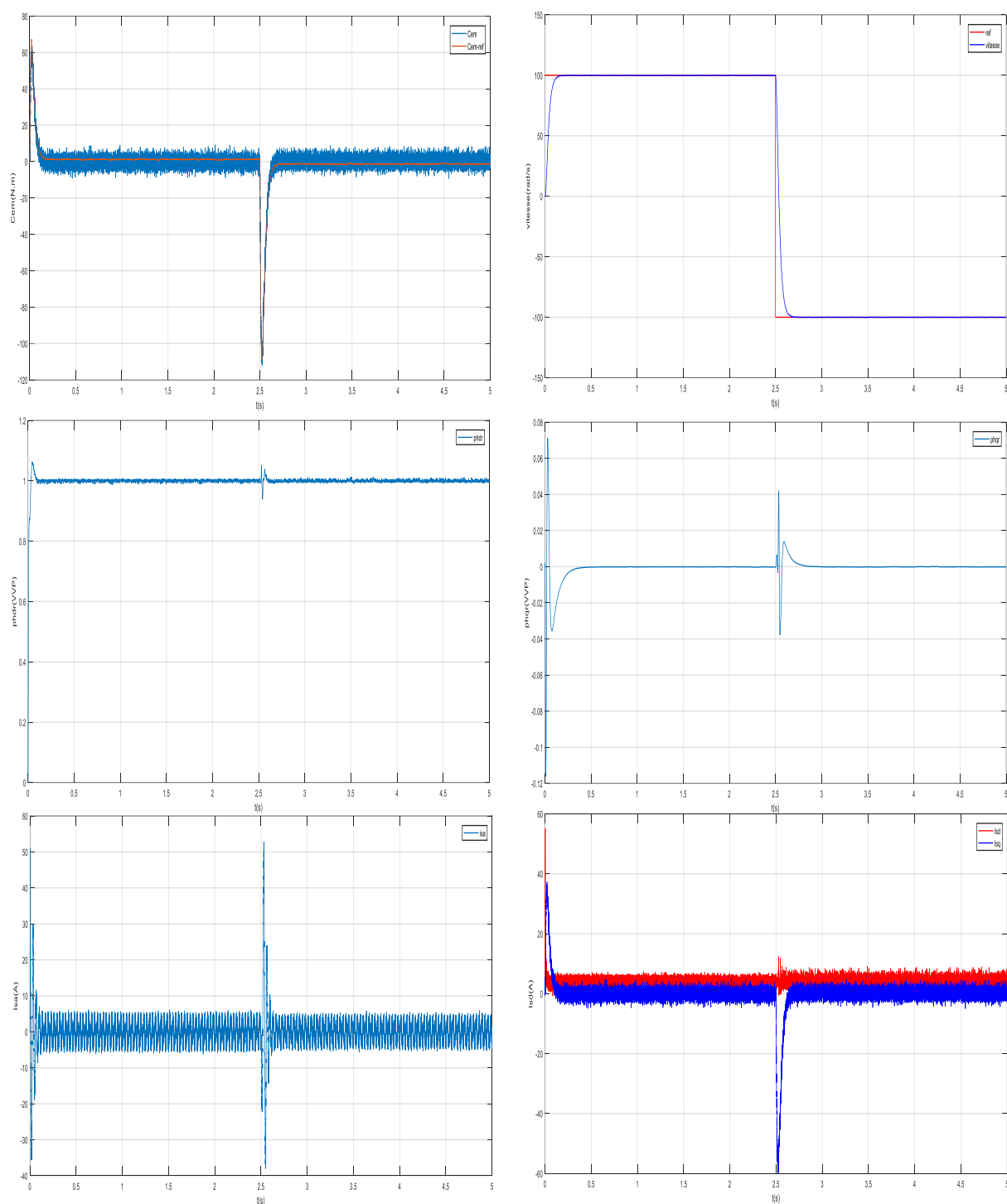


Fig III 85 Démarrage de la MASP avec l'inversion de vitesse

### III.7 Interprétations de résultats

Dans les premiers instants de fonctionnement, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 170N.m à  $t = 0,05$  seconde, valeur nécessaire pour accélérer le rotor à partir du repos. Après ce pic, le couple commence à osciller autour de zéro.

Le courant de phase  $I_{sa}$  atteint sa valeur maximale de 40 A pendant la période d'accélération, en raison de la nécessité d'une puissance suffisante pour générer le couple.

Lorsqu'un couple de charge de  $C_r = 10$  Nm est appliqué à  $t = 3$  secondes, on observe clairement :

- Une augmentation temporaire du courant de phase  $I_{sa}$  à 67A, le système tentant de compenser la charge soudaine.
- La vitesse du moteur est stable à la valeur de référence (200 rad/s) avec un rejet rapide des perturbations en 0,02 seconde, ce qui reflète l'efficacité du système d'entraînement vectoriel à maintenir la stabilité de la vitesse.
- Le couple électromagnétique fluctue autour de la valeur de référence de charge (10 Nm), compensant efficacement les variations brusques.
- Le courant carré  $I_{qs}$  présente un comportement similaire à celui du couple électromagnétique, cohérent avec la relation linéaire entre  $I_{qs}$  et le couple en contrôle vectoriel.

De plus, les composantes du flux magnétique du rotor  $\phi_{hr}$  et  $\phi_{hr}$  présentent des oscillations instantanées au démarrage, mais elles se dissipent après 0,2 seconde, indiquant un champ magnétique stable après la fin de la période de transition.

La figure (III.11) illustre le démarrage de la MASP lors de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (200 rad/s à -200 rad/s).

Les résultats trouvés nous montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec le même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple peut être dans le cas normale de valeur  $C_{em} = 67$ N.m en démarrage mais au moment de l'inversion de vitesse le couple atteint une valeur minimale  $C_{em} = -115$ N.m puis revient à zéro.

### III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous décrivons la commande vectorielle d'un régulateur de tension abaisseur (MAS) à cinq phases et calculons différents régulateurs de tension . Nous abordons également les différentes techniques de commande d'onduleurs, leurs avantages et inconvénients. Nous constatons que la commande vectorielle assure un suivi de référence satisfaisant dans le régulateur abaisseur de tension (MASP) que nous avons développé. Cependant, les régulateurs

abaisseurs de tension (PI) conventionnels ne permettent pas toujours de contrôler les systèmes transitoires et, en général, les fluctuations des systèmes asynchrones. Les tests de robustesse montrent que la commande vectorielle est sensible aux variations des paramètres machine. Par conséquent, nous recommandons l'utilisation de commandes modernes, plus adaptées à ces exigences et moins sensibles et robustes, comme la commande par rétrogradation.

---

*Chapitre IV : La Commande Backstepping  
Appliquée A la Machine Asynchrone  
Pentaphasée (MASP)*

---

## **IV.1 Introduction**

La commande Backstepping appliquée à une machine asynchrone pentaphasée (MASP) constitue une stratégie de contrôle non linéaire avancée, conçue pour améliorer la stabilité ainsi que les performances en vitesse et en couple. Cette méthode s'appuie sur une décomposition récursive du système complexe en sous-systèmes plus simples, ce qui facilite l'élaboration d'un contrôleur stable à l'aide des fonctions de Lyapunov. Dans le cadre de son application aux MASP, la commande Backstepping utilise la transformation de Park pour convertir le modèle couplé en un modèle découplé, plus aisément contrôlable. Elle permet d'accroître la précision du suivi de référence, de limiter les ondulations de couple, et de renforcer la robustesse face aux variations des paramètres et aux perturbations externes. Comparée aux méthodes de commande classiques, elle offre généralement une meilleure tolérance aux défauts ainsi qu'une dynamique de réponse supérieure [42].

## **IV.2 Principe de la commande Backstepping**

Le principe de la commande Backstepping appliquée aux machines asynchrones pentaphasées (MASP) repose sur une méthode de contrôle non linéaire systématique qui permet de stabiliser le système complexe en le décomposant en sous-systèmes plus simples. Cette technique utilise la construction progressive de lois de commande intermédiaires via des fonctions de Lyapunov, garantissant ainsi la stabilité globale du système [43].

Dans le cas des MAS pentaphasées, la commande Backstepping est souvent combinée avec la commande vectorielle (ou orientation de flux) pour optimiser la régulation de la vitesse et du couple. La transformation de Park est utilisée pour réduire le modèle couplé de la machine à un modèle découplé plus simple à contrôler, facilitant ainsi l'application de la commande Backstepping [44].

La démarche consiste à:

- Modéliser la machine pentaphasée et son alimentation (par exemple, un onduleur multi-niveau ou un convertisseur matriciel).
- Appliquer la transformation de Park pour obtenir un modèle dans un référentiel tournant, découplant les variables électriques.
- Dédire la loi de commande finale qui assure la stabilité globale et la performance souhaitée.

## **IV.3 Stabilité de Lyapunov**

La stabilité au sens de Lyapunov d'un point d'équilibre  $x_e$  d'un système dynamique (décrit par une équation différentielle  $\dot{x} = f(x, t)$ ) signifie que tout mouvement du système initialisé dans un voisinage suffisamment petit de  $x_e$  reste à l'intérieur d'un voisinage donné de ce point pour

tout temps futur. Formellement,  $x_e$  est stable au sens de Lyapunov si, pour tout  $\varepsilon > 0$ , il existe un  $\delta(\varepsilon) > 0$  tel que lorsque la condition initiale satisfait  $\|x_0 - x_e\| < \delta$ , alors la trajectoire  $x(t)$  vérifie  $\|x(t) - x_e\| < \varepsilon$  pour tout  $t > t_0$  [45] [46] [47].

### **IV.3.1 Théorème de Lyapunov**

Le théorème d'Alexandre Lyapunov établit que la stabilité du point d'équilibre peut être démontrée s'il existe une fonction de Lyapunov  $V(x)$  qui satisfait certaines conditions :

- $V(x)$  Définie positive, c'est-à-dire  $V(x) > 0$  pour tout  $x \neq x_e$  et  $V(x_e) = 0$ .
- La dérivée temporelle de  $V(x)$  le long des trajectoires du système, notée  $\dot{V}(x)$  est semi-définie négative ( $\dot{V}(x) \leq 0$ ).

Cette fonction  $V$  joue un rôle analogue à une énergie potentielle dans un système physique, où la décroissance de  $V$  correspond à une dissipation d'énergie favorisant la stabilité.

### **IV.3.2 Types de stabilité au sens de Lyapunov**

#### **IV.3.2.1 Stabilité simple (ou stabilité au sens strict)**

Le système reste dans un voisinage du point d'équilibre, mais la trajectoire ne converge pas nécessairement vers ce point.

Condition :  $V(x) > 0$  et  $\dot{V}(x) \leq 0$

#### **IV.3.2.2 Stabilité asymptotique**

Le système est stable et les trajectoires convergent vers  $x_e$  lorsque  $t \rightarrow \infty$ .

Condition:  $V(x) > 0$  et  $\dot{V}(x) < 0$  strictement.

#### **IV.3.2.3 Stabilité asymptotique exponentielle**

Le système converge vers l'état d'équilibre  $x_e$  avec une vitesse rapide, caractérisée par une décroissance exponentielle de l'erreur au cours du temps. Si quel que soit l'état initial, le système évolue de manière à converger vers un point d'équilibre  $x_e$ , on parle alors de stabilité asymptotique globale. [46][47]

Lyapunov a montré qu'il est possible d'établir la stabilité d'un système en identifiant une fonction appropriée, appelée fonction de Lyapunov.

$f(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  Tel que :

- $f(x)$  Est définie positive.
- $\dot{f}(x)$  Est semi-définie négative. Où vous pouvez trouver un résultat positif dans le cas d'une stabilité asymptotique.

La méthode Backstepping s'appuie sur l'utilisation d'une fonction de Lyapunov pour concevoir la commande virgule garantissant la stabilité de chaque sous-système. À titre d'illustration, prenons le système représenté à la Fig. IV.1, dont la dynamique est décrite par les équations d'état suivantes[44]:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1x + B_1y \\ \dot{y} = A_2y + B_2u \end{cases} \quad \text{IV.1}$$

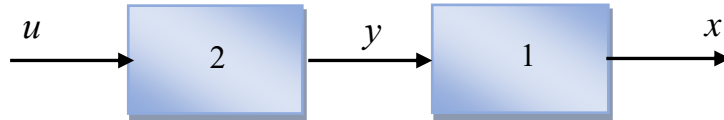


Fig IV 1 Système en cascade à réguler

- La fonction de Lyapunov doit minimiser l'erreur en sortie, qui est donnée par :

$$\varepsilon_1 = x_{\text{ref}} - x \quad \text{IV.2}$$

Pour ce faire, on définit la fonction de Lyapunov de la manière suivante:

$$\begin{aligned} f_1(\varepsilon_1) &= \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 \\ \dot{f}_1(\varepsilon_1) &= \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 \\ \varepsilon_1 &= \dot{x}_{\text{ref}} - \dot{x} \end{aligned} \quad \text{IV.3}$$

On observe que la fonction  $f_1$  est bien définie et strictement positive. À partir de cette fonction, une commande virtuelle, notée  $y_{\text{des}}$ , peut être déterminée de manière à satisfaire la seconde condition de Lyapunov, à savoir que la dérivée de  $f_1$  soit strictement négative. On peut, par exemple, choisir :

$$\begin{aligned} \dot{f}_1(\varepsilon_1) &= \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 \leq -k_1 \varepsilon_1^2 \\ y_{\text{des}} &= B_1^{-1} [\dot{x}_{\text{ref}} - A_1x + k_1 \varepsilon_1] \end{aligned} \quad \text{IV.4}$$

Pour le second sous-système, l'objectif est que sa sortie suive la valeur de  $y_{\text{des}}$  obtenue lors de la première étape. Pour cela, on introduit une nouvelle erreur, définie comme suit :

$$\varepsilon_2 = y_{\text{des}} - y \quad \text{IV.5}$$

Pour la fonction de Lyapunov, il peut également être utilisé plus tard dans le terme de la fonction  $f_1$  :

$$f_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = f_1(x) + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 = \frac{1}{2} (\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2)$$

$$f_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 + \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2 \quad \text{IV.6}$$

$$\varepsilon_2 = \dot{y}_{\text{ref}} - \dot{y}$$

Dans cette étape, on peut calculer l'entrée finale du système u comme suit :

$$\dot{f}_2 = \dot{f}_1 + \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2 \leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 \quad \text{IV.7}$$

$$u = B_1^{-1}[\dot{y}_{\text{ref}} - A_2 y - k_2 \varepsilon_2] \quad \text{IV.8}$$

#### IV.4 Application de la commande par Backstepping à la machine asynchrone pentaphasée (MASP)

La commande Backstepping constitue une approche puissante pour le contrôle des systèmes non linéaires complexes, tels que les machines asynchrones pentaphasées (MASP). Grâce à leur structure multi-phasée, ces machines offrent de meilleures performances en termes de couple, de fiabilité et de tolérance aux défauts. L'application de la méthode Backstepping à la MASP permet d'exploiter pleinement ces avantages en assurant une commande précise, robuste et stable, même en présence de non-linéarités et de perturbations. Voici une présentation de l'algorithme de commande Backstepping appliqué à une MAS pentaphasée en commande vectorielle.

- Modèle de la MAS pentaphasée dans le repère dq.
- Étapes de l'algorithme Backstepping

Étape 1: Choix des erreurs de suivi

Étape 2: Définition des fonctions de Lyapunov

Étape 3: Conception des commandes virtuelles

Étape 4: Synthèse des tensions

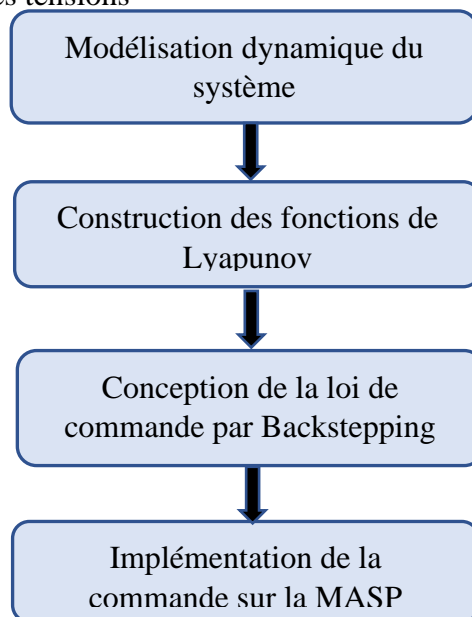


Fig IV 2 Organigramme de la commande backstepping sur la MASP

## IV.5 Commande backstepping sur la commande vectorielle

La commande Backstepping appliquée à la commande vectorielle d'une machine asynchrone pentaphasée (MASP) alimentée par un onduleur reposant sur une décomposition du système en deux sous-systèmes distincts.

- Premier sous-système : Il s'agit de la régulation de la vitesse et du flux de la machine, qui fournit les références de courant nécessaires à la commande vectorielle. Cette étape permet d'obtenir un découplage efficace entre le flux rotorique et le couple, facilitant ainsi un contrôle précis et stable de la machine [42][43].
- Deuxième sous-système : La régulation des tensions de l'onduleur, qui est une source de tension commandée. Ici, la méthode Backstepping est utilisée pour concevoir une boucle de régulation adaptée, garantissant la stabilité et la robustesse du système global. Cette boucle assure le suivi des tensions de référence issues de la commande vectorielle, en tenant compte des contraintes et perturbations liées à l'onduleur [42].

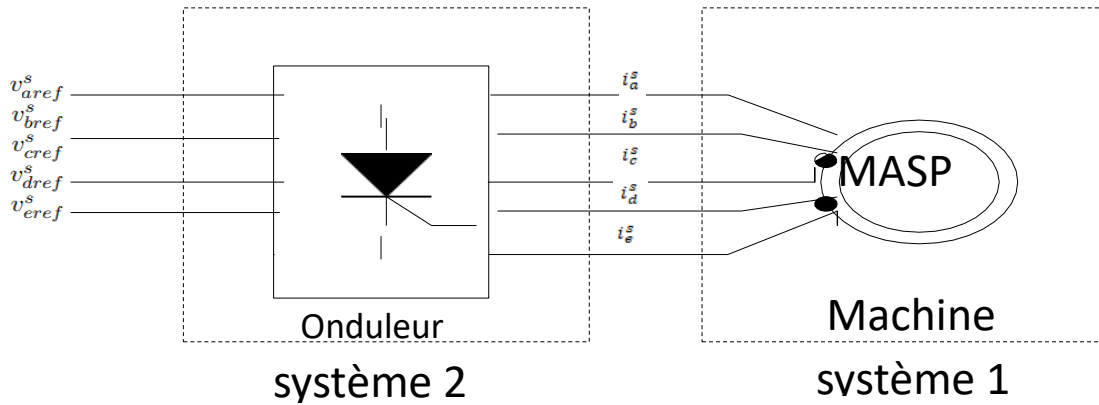


Fig IV 3 Systèmes en cascade à réguler

### IV.5.1 Calcul des courants de références

Tout d'abord, on doit définir les erreurs sur la vitesse de la machine et sur le flux rotorique comme suit [43] :

$$\begin{aligned}\varepsilon_\omega &= \Omega_{ref} - \Omega \\ \varepsilon_\varphi &= \varphi_{ref} - \varphi_r\end{aligned}\quad \text{IV.9}$$

D'autre part, on sait que :

$$\dot{\varepsilon}_\omega = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - p \frac{L_m}{jL_r} \varphi_{dr} i_{qs} + \frac{k_f}{j} \Omega + \frac{C_r}{j}\quad \text{IV.10}$$

$$\dot{\varepsilon}_\varphi = \dot{\varphi}_{ref} - \dot{\varphi}_r = \dot{\varphi}_{ref} + \frac{\varphi_{dr}}{T_r} - \frac{M}{T_r} i_{qs}\quad \text{IV.11}$$

On choisit la fonction de Lyapunov comme suit :

$$f_1(\varepsilon_\omega, \varepsilon_\varphi) = \frac{1}{2} (\varepsilon_\omega^2 + \varepsilon_\varphi^2) \quad \text{IV.12}$$

Cette fonction est bien définie positive, on dérive cette fonction, on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{f}_1(\varepsilon_\omega, \varepsilon_\varphi) &= \varepsilon_\omega \dot{\varepsilon}_\omega + \varepsilon_\varphi \dot{\varepsilon}_\varphi \\ &= \varepsilon_\omega \left( \dot{\Omega}_{\text{ref}} - P \frac{L_m}{j L_r} \varphi_{\text{dr}} i_{\text{qs}} + \frac{k_f}{j} \Omega + \frac{C_r}{j} \right) + \varepsilon_\varphi \left( \dot{\varphi}_{\text{ref}} + \frac{\varphi_{\text{dr}}}{T_r} - \frac{L_m}{T_r} i_{\text{qs}} \right) \end{aligned} \quad \text{IV.13}$$

On choisit une autre fonction de majoration, qui est définie négative, on a :

$$\dot{f}_1 = \varepsilon_\omega \dot{\varepsilon}_\omega + \varepsilon_\varphi \dot{\varepsilon}_\varphi \leq -k_\omega \varepsilon_\omega^2 - k_\varphi \varepsilon_\varphi^2 \quad \text{IV.14}$$

À partir de ces équations, on peut tirer les expressions des composantes du courant qui permet de stabiliser la machine :

$$\begin{aligned} i_{\text{qsref}} &= \frac{1}{\varphi_r} \frac{J L_r}{P L_m} \left( k_\omega \varepsilon_\omega + \dot{\Omega}_{\text{ref}} + \frac{k_f}{j} \Omega + \frac{C_r}{j} \right) \\ i_{\text{dsref}} &= \frac{T_r}{L_m} (k_\varphi \varepsilon_\varphi + \dot{\varphi}_{\text{ref}} + \frac{\varphi_{\text{dr}}}{T_r}) \end{aligned} \quad \text{IV.15}$$

Où  $k_\omega$  et  $k_\varphi$  sont des constantes positives. Si on remplace ces expressions dans  $\dot{f}_1$  on aura bien :

$$\begin{aligned} \dot{f}_1 &= -k_\omega \varepsilon_\omega^2 - k_\varphi \varepsilon_\varphi^2 \leq 0 \\ \dot{f}_1 = 0 &\Leftrightarrow \varepsilon_\omega = 0, \varepsilon_\varphi = 0 \end{aligned} \quad \text{IV.16}$$

Selon le théorème de Lyapunov  $i_{\text{qsref}}$  et  $i_{\text{dsref}}$  sont asymptotiquement stable.

#### IV.5.2 Calcul des tensions de références

En considérant les deux courants de référence précédemment obtenus comme des commandes virtuelles de la machine, on définit alors deux nouvelles expressions d'erreur, de manière analogue à ce qui a été réalisé pour le système représenté dans la Fig. IV.3. [8]

$$\begin{aligned} \varepsilon_q &= i_{\text{qsref}} - i_{\text{qs}} = \frac{1}{\varphi_r} \frac{J L_r}{P L_m} \left( k_\omega \varepsilon_\omega + \dot{\Omega}_{\text{ref}} + \frac{k_f}{j} \Omega + \frac{C_r}{j} \right) - i_{\text{qs}} \\ \varepsilon_d &= i_{\text{dsref}} - i_{\text{ds}} = \frac{T_r}{L_m} (k_\varphi \varepsilon_\varphi + \dot{\varphi}_{\text{ref}} + \frac{\varphi_{\text{dr}}}{T_r}) - i_{\text{ds}} \end{aligned} \quad \text{IV.17}$$

D'autre part, on a:

$$\begin{aligned} \varepsilon_d &= \dot{i}_{\text{dsref}} - \dot{i}_{\text{ds}} = \dot{i}_{\text{dsref}} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{\text{ds}} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) i_{\text{ds}} - \omega_s i_{\text{qs}} - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_r \\ \varepsilon_q &= \dot{i}_{\text{qsref}} - \dot{i}_{\text{qs}} = \dot{i}_{\text{qsref}} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{\text{qs}} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) i_{\text{qs}} - \omega_s i_{\text{ds}} - \omega_r \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_r \end{aligned} \quad \text{IV.18}$$

On définit la fonction de Lyapunov finale, qui nous permettra d'établir la loi de commande du système comme suit :

$$f_2(\varepsilon_\omega, \varepsilon_\varphi, \varepsilon_d, \varepsilon_q) = \frac{1}{2} (\varepsilon_\omega^2 + \varepsilon_\varphi^2 + \varepsilon_d^2 + \varepsilon_q^2) \quad \text{IV.19}$$

La dérivée de cette équation est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{f}_2(\varepsilon_\omega, \varepsilon_\varphi, \varepsilon_d, \varepsilon_q) &= \varepsilon_\omega \dot{\varepsilon}_\omega + \varepsilon_\varphi \dot{\varepsilon}_\varphi + \varepsilon_d \dot{\varepsilon}_d + \varepsilon_q \dot{\varepsilon}_q \\ &= -k_\omega \varepsilon_\omega^2 - k_\varphi \varepsilon_\varphi^2 + \varepsilon_d \left( \dot{i}_{dsref} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) i_{ds} - \omega_s i_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_r \right) \\ &+ \varepsilon_q \left( \dot{i}_{qsref} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \omega_r \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_r \right) \end{aligned} \quad \text{IV.20}$$

On fait la majoration de cette dérivée comme suit

$$\begin{aligned} \dot{f}_2 &= \varepsilon_\omega \dot{\varepsilon}_\omega + \varepsilon_\varphi \dot{\varepsilon}_\varphi + \varepsilon_d \dot{\varepsilon}_d + \varepsilon_q \dot{\varepsilon}_q \\ &\leq -k_\omega \varepsilon_\omega^2 - k_\varphi \varepsilon_\varphi^2 - k_d \varepsilon_d^2 - k_q \varepsilon_q^2 \end{aligned} \quad \text{IV.21}$$

Finalement, on peut avoir les tensions de référence dans le repère tournant :

$$V_{dsref} = \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) i_{ds} + \sigma L_s (i_{dsref} + k_{dref} \varepsilon_d) - \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_r \quad \text{IV.22}$$

$$V_{qsref} = \left( R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) i_{qs} + \sigma L_s (i_{qsref} + k_{qref} \varepsilon_q) - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \omega_r \frac{L_m}{L_r} \varphi_r$$

Pour commander l'onduleur à l'aide de ces tensions, il est nécessaire de les exprimer dans le repère fixe. À cet effet, la position du flux rotorique est estimée à l'aide de capteurs ou d'observateurs, ce qui permet d'effectuer la transformation inverse  $(d,q) \rightarrow (\alpha,\beta)$ . Ensuite, les composantes obtenues dans le repère fixe statorique sont converties en base naturelle à l'aide d'une transformation constante.  $(\alpha,\beta)_{\mathbb{R}} \rightarrow \mathbb{R}(a,b,c,d,e)$ .

La structure générale de la commande par Backstepping appliquée à une machine asynchrone pentaphasée avec orientation du flux rotorique est illustrée dans la figure (IV.4). Les blocs responsables du calcul des commandes fictives  $i_{dsref}$  et  $i_{qsref}$  génèrent les courants de référence à partir des erreurs respectives sur la vitesse et le flux rotorique. Les tensions de commande  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont ensuite calculées en fonction de l'erreur entre les courants de référence et les courants réels, conformément à l'équation (IV.18) [11].

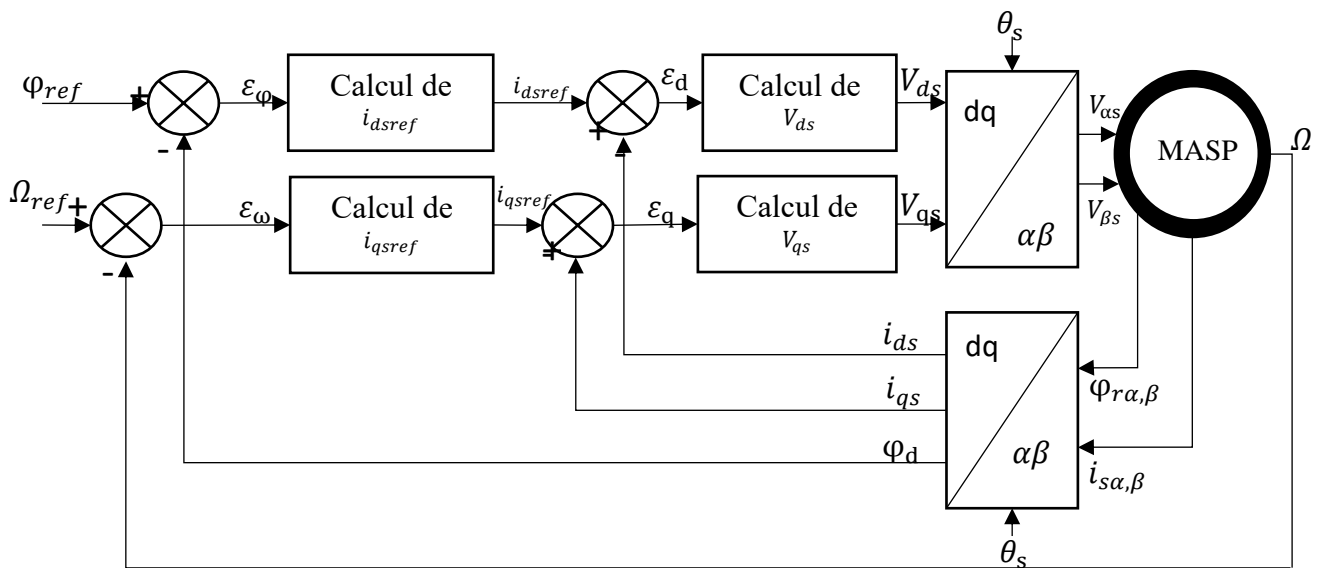


Fig IV 4 Structure de la commande par backstepping de la MASP

#### IV. 6 Simulation et Résultats de la commande Backstepping du MASP

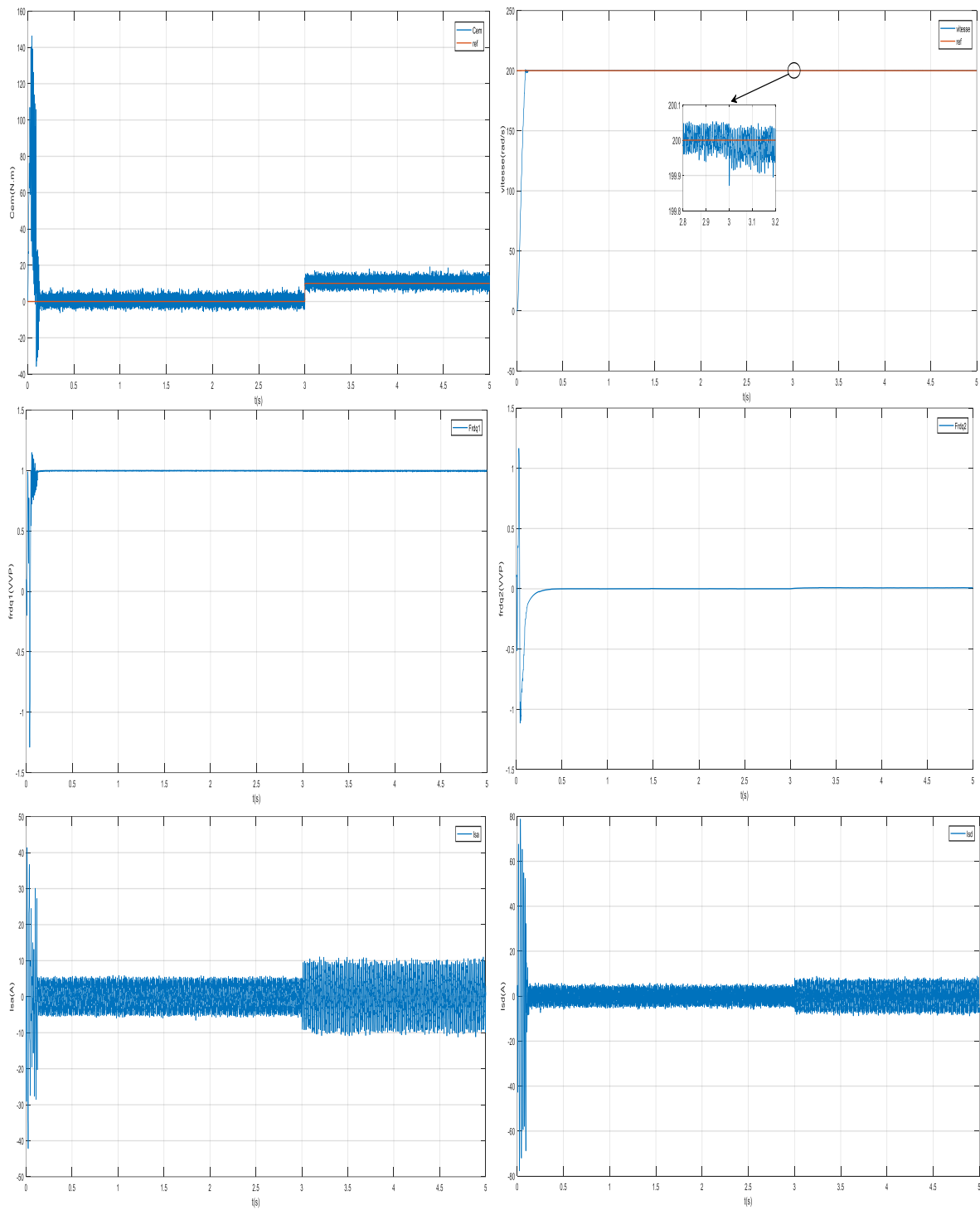


Fig IV 5 Comportement de la MASP avec application d'un couple de charge à  $t=3$ sec

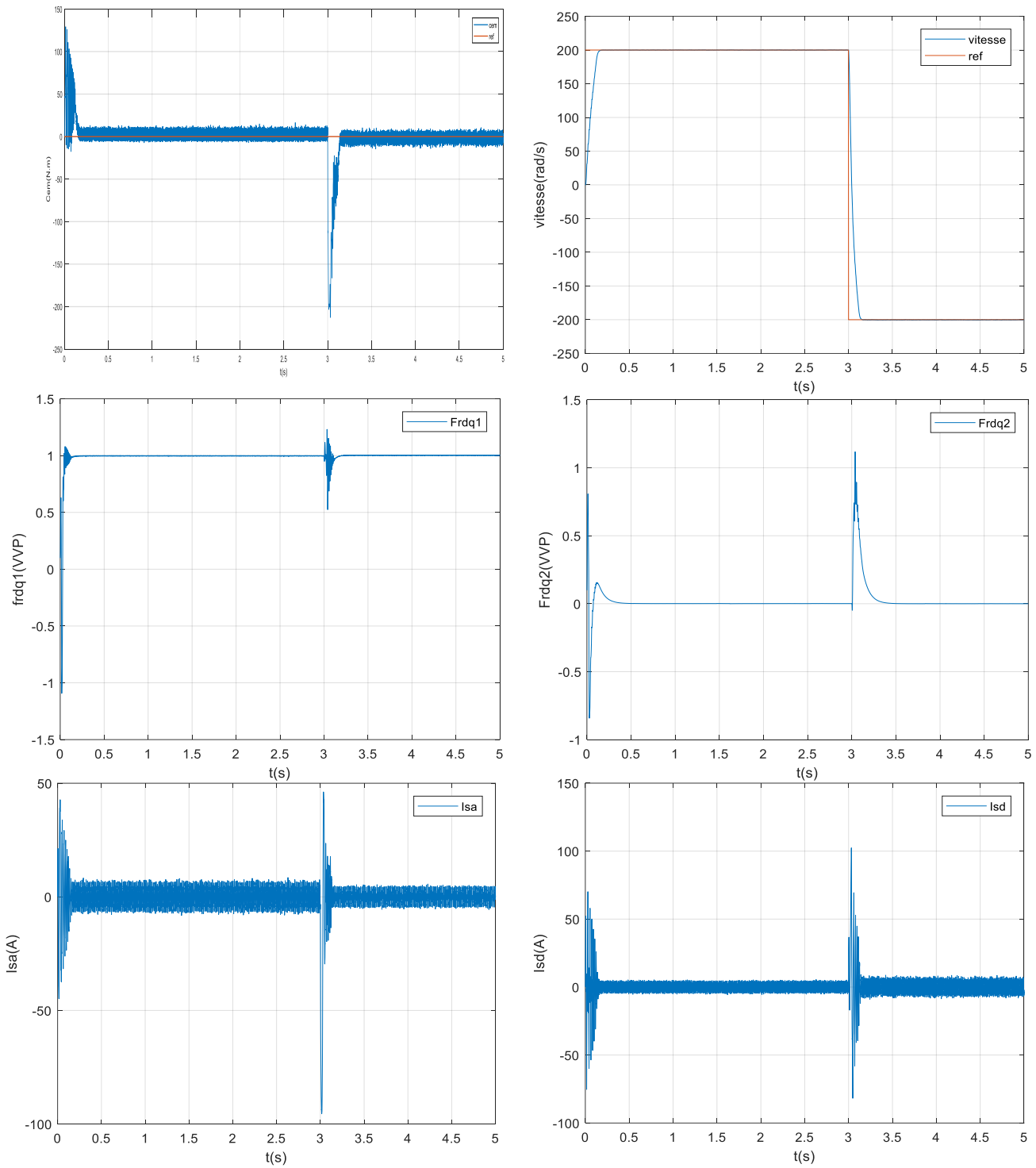


Fig IV 6 Comportement de la MASP avec inversion du sens de rotation à  $t=3\text{sec}$

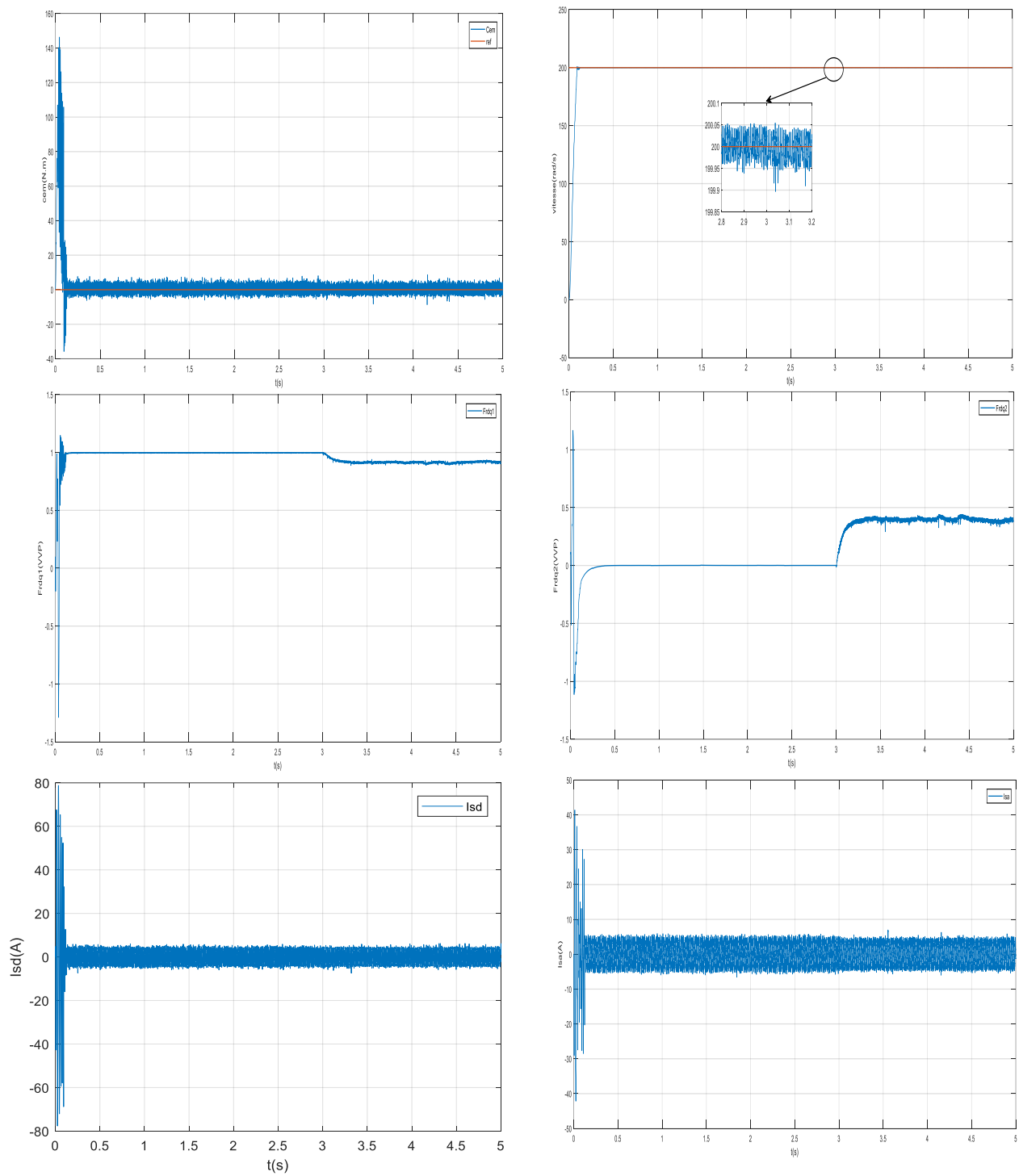


Fig IV 7 Comportement de la MASP avec variation paramétrique à  $t=3$ sec

## IV.7 Interprétations :

Dans les premiers instants de fonctionnement, le couple d'unités électromagnétiques à une valeur maximale de 148N.m à  $t = 0,05$  seconde, ce qui est nécessaire pour accélérer le rotor dans le référentiel. Après ce pic Le couple commencera à défilier à zéro.

Le courant de phase  $I_{sa}$  atteint un pic de 41A durant la phase d'accélération, en raison de la puissance requise pour produire le couple nécessaire.

Lorsqu'un couple de charge de  $C_r = 10$  Nm est appliqué à  $t = 3$  secondes, on observe clairement (figure IV.5).

- Une augmentation du temps de phase du courant  $I_{sd}$  67 A, le système tente la charge soudaine.
- La vitesse du moteur est stable à la valeur de référence (200 rad/s) avec un rejet rapide des perturbations en 0,02 seconde, ce qui reflète l'efficacité du système de commande par Backstepping à maintenir la stabilité de la vitesse de manière plus efficace et précise.
- Le couple électromagnétique fluctue autour de la valeur de référence de la charge (10 Nm), compensant efficacement les variations brusques.
- Le courant  $I_{sd}$  présente un comportement similaire à celui du couple électromagnétique, cohérent avec la relation linéaire entre  $I_{sd}$  et le couple dans le contrôle abaisseur.
- De plus, les composantes du flux magnétique rotorique,  $\varphi_{dr}$  et  $\varphi_{qr}$ , présentent des oscillations au démarrage, mais celles-ci s'atténuent au bout de 0,2seconde, indiquant ainsi la stabilisation du champ magnétique une fois la phase transitoire est terminée.

La figure (IV.6) montre la distorsion du MASP due à l'inversion du sens de rotation (200 rad/s à -200 rad/s):

- Les résultats obtenus montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne, avec le même temps de réponse et une erreur nulle.
- Lors du démarrage, le couple atteint normalement une valeur de 120N·m. Cependant, lors de l'inversion de la vitesse, il chute jusqu'à une valeur minimale de -210N·m avant de revenir progressivement à zéro.

Pour démontrer la capacité d'adaptation du schéma de commande proposé vis-à-vis des variations paramétriques, nous introduisons des variations paramétriques sur la résistance rotorique, à l'instant  $t=3$ s. La résistance est augmentée de 80%, Les réponses obtenues sont

représentées sur la figure (IV.7). Nous remarquons clairement que cette variation paramétrique n'a pas affecté les performances de réglage de vitesse, ce qui prouve l'efficacité de l'algorithme de commande proposé.

#### **IV.8. Conclusion :**

Ce chapitre a porté sur la commande Backstepping appliquée à la MASP offre une solution robuste et efficace pour le contrôle de cette machine complexe. Grâce à l'utilisation des fonctions de Lyapunov, elle assure la stabilité globale du système tout en améliorant la précision du suivi de la vitesse et en particulier la réduction des oscillations du couple et des courants.

Cette méthode permet un découplage efficace entre le flux et le couple, rendant le contrôle plus précis et mieux adapté aux particularités des machines asynchrones pentaphasées. Les résultats de simulation mettent en évidence une amélioration significative par rapport aux régulateurs classiques, en particulier en termes de temps de réponse réduit et de meilleure atténuation des perturbations.

---

# *Conclusion Générale*

---

## **Conclusion Générale**

La démarche suivie pour atteindre les objectifs fixés est à la fois méthodique et bien structurée, couvrant de manière exhaustive les principes fondamentaux des machines polyphasées et de leur commande. Nous avons commencé par une présentation approfondie des machines polyphasées, en soulignant leurs principales caractéristiques et en distinguant deux grandes catégories : les machines de type 1 et celles de type 2.

Par la suite, Nous avons procédé à la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée (MASP) à l'aide d'un modèle mathématique. Cette étape nous a permis d'appliquer la transformation de Park, qui simplifie la représentation du système électrique en réduisant les cinq équations d'origine à seulement deux équations. Cette simplification facilite considérablement l'analyse théorique ainsi que les simulations numériques.

Enfin, la simulation du comportement de la MASP a été réalisée à l'aide du logiciel MATLAB, permettant d'obtenir des résultats précis et d'analyser les performances de la machine sous diverses conditions de fonctionnement.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des performances de l'ensemble formé par la machine asynchrone pentaphasée (MASP) et l'onduleur. Différentes stratégies de commande pour un onduleur de tension  $y$  ont été présentées, accompagnées de sa modélisation. La commande en tension a été mise en œuvre à l'aide de la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), une méthode reconnue pour son efficacité dans le contrôle de la tension et de la fréquence délivrées à la machine.

Dans le troisième chapitre, nous avons introduit les notions fondamentales ainsi que les principes de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette méthode permet à la machine asynchrone de se comporter de manière similaire à une machine à courant continu à excitation séparée. Dans un premier temps, le réglage de la vitesse de la MASP a été abordé à l'aide de régulateurs classiques, et les résultats obtenus par simulation sont satisfaisants. Toutefois, ces régulateurs nécessitent une connaissance précise du modèle du système à commander, ce qui limite leurs performances, en particulier en présence d'erreurs de modélisation ou de variations paramétriques.

Pour remédier à ces inconvénients, on propose la commande Backstepping, cette technique se distingue par son approche innovante qui remplace les régulateurs classiques par des fonctions de Lyapunov, assurant ainsi une stabilité garantie en tout instant soit en présence de la variation du couple de charge ou lors d'une inversion de la vitesse.

D'après les résultats obtenus, par le logiciel - Matlab/Simulink, nous pouvons conclure que la commande Backstepping pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone pentaphasée, nous donne des performances très satisfaisantes par rapport à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

Dans le cadre d'une éventuelle poursuite de ce travail, nous proposons ci-après quelques perspectives qui pourraient constituer des prolongements pertinents à cette étude:

- La commande hybride pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone polyphasée
- L'optimisation des gains des régulateurs PI pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone polyphasée par les méthodes métaheuristiques.

*Bibliographie Et Annex*

- [1] J. Chiasson, *\*Modeling and High-Performance Control of Electric Machines\**, Wiley-IEEE Press, 2005.
- [2] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *\*IEEE Transactions on Industrial Electronics\**, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008.
- [3] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, and S. Durovic, "Vector control schemes for five-phase synchronous and induction machine drives," *\*IEEE Transactions on Industrial Electronics\**, vol. 55, no. 5, pp. 1919–1927, May 2008.
- [4] R. Krishnan, *\*Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control\**, Prentice Hall, 2001.
- [5] H. K. Khalil, *\*Nonlinear Systems\**, 3rd ed., Prentice Hall, 2002, ch. on Backstepping control.
- [6] M. Fodil, "Commande de la machine asynchrone polyphasée," Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2019.
- [7] A. Diche, "Modélisation d'une machine asynchrone pentaphasée," Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2015.
- [8] J. F. Doyon, "Étude et simulation des groupes convertisseurs-machines synchrones à six phases," Mémoire de Master, École de Technologie Supérieure, Université du Québec, Sept. 2011.
- [9] D. Vizireanu, S. Brisset, X. Kestelyn, P. Brochet, Y. Milet, and D. Laloy, "Investigation on multi-star structures for large power direct-drive wind generator," *\*Electric Power Components and Systems\**, vol. 35, pp. 135–152, 2007.
- [10] F. Scuiller, "Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multimachines," Thèse de Doctorat, ENSAM Lille, déc. 2006.
- [11] F. Locment, "Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé," Thèse de Doctorat, Université de Lille, déc. 2006.
- [12] M. Hicham and A. Abdellatif, "Commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect," Mémoire de Master, Université A. Mira de Bejaia, 2017.
- [13] F. Poitiers, "Étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne," Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, s.d.

- [14] M. Hicham and A. Abdellatif, "Commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect," Mémoire de Master, Université A. Mira de Bejaia, 2017.
- [15] K. Ghedamsi and D. Aouzellag, "Étude et contrôle des machines asynchrones polyphasées en modes dégradés," Thèse de Doctorat, Université de Bejaia, 2016.
- [16] L. Baghili, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, 1999.
- [17] B. Bensaker, H. Kherfane, A. Maouche, and R. Wamkeu, "Nonlinear modeling of induction motor drives for nonlinear sensorless control purposes," in *\*Proc. 6th IFAC Symp. Nonlinear Control Syst.\**, vol. 3, pp. 1475–1480, Stuttgart, Germany.
- [18] B. Boubakr, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux avec une application sur la machine heptaphasée," Mémoire de Magister, ENP Alger, oct. 2010.
- [19] A. Mechiki, "Commande de la machine asynchrone polyphasée," Mémoire de Master, Université Med Boudiaf - M'sila, 2019.
- [20] T. Zerkaoui and N. Saidi, "Comparaison des performances des régulateurs PI et flous appliqués sur la machine pentaphasée," Mémoire de Master, Université Med Boudiaf - M'sila, 2020.
- [21] B. Yahy and H. Hamoudi, "Commande floue adaptative indirecte basée sur l'identification inverse appliquée sur la machine asynchrone pentaphasée," Mémoire de Master, Université Med Boudiaf - M'sila, 2022.
- [22] C. Benzazah and M. Ait Lafkih, "Étude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés...", *\*Int. J. Innov. Appl. Stud.\**, vol. 9, pp. 841–852, Nov. 2014.
- [23] E. Semail et al., "Machines polyphasées: de la modélisation multimachine à la commande," *\*J3eA\**, no. 4, p. 012, 2005.
- [24] G. Grellet and G. Clerc, *\*Actionneurs électriques : principe, modèle et commande\**, 2e éd., Eyrolles, 2000.
- [25] G. Segulier, F. Labrique, and R. Bausiere, *\*Les convertisseurs de l'électronique de puissance\**, Tome 4, Lavoisier Tec & Doc, 1989.
- [26] A. Azib, "Motorisation électrique avec défaut par une machine asynchrone polyphasée," Thèse de Magister, Université A. Mira Bejaia, 2020.

- [27] Y. Ouazir, "Modélisation des machines asynchrones polyphasées par les fonctions de bobinage," Thèse de Magister, Université Houari Boumediene, 2014.
- [28] B. Metidji, "Commande robuste des moteurs à courant alternatif alimentés par un convertisseur matriciel," Thèse de Doctorat, Université de Bejaia, 2013.
- [29] P.-E. Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation," Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 2004.
- [30] N. Belhaouchet, "La commande Dead Beat à hystérésis appliquée à l'onduleur et au hacheur AC PWM : étude par simulation," PFE, Université de Sétif, 2005.
- [31] O. Bouakak, "Contribution à l'analyse des onduleurs multi-niveaux," PFE, Université de Batna, juin 2005.
- [32] E. G. Shahraki, "Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques," Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, 2003.
- [33] M. Ben Halis and S. Far, "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande de la machine asynchrone pentaphasée," Thèse de Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2020.
- [34] S. Alia and G. Gueddasmil, "Commande vectorielle d'une machine à induction," Thèse de Master, Université d'El Oued, mai 2018.
- [35] B. Tark, "Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST," Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2003.
- [36] A. Abd Elmalek and I. Boudina, "Commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation basée sur la logique floue," Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2021.
- [37] L. Mebarki and A. Bensetti, "Optimisation de la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile (MASDE)," Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2020.
- [38] P. Krishnamurthy and F. Khorrami, "Adaptive partial-state feedback control for induction motors," in *\*Proc. 2003 American Control Conf.\**, IEEE, 2003.
- [39] C. Khoutir, "Modélisation de la machine asynchrone," Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2006.
- [40] H. T. Hanene, "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone," Mémoire de Magister, Université de Batna, mai 2006.
- [41] G. Buche, "Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink," CNAM, 2001.

[42] GHILANI OKBA BENHAMIDA ISKANDAR ABDESSETTAR(Comande de vitesse par backstepping d'une machine asynchrone à cinq phases) Mémoire MASTER ACADEMIQUE. Mémoire MASTER ACADEMIQUE Université de Ouargla . Année universitaire 2023/2024

[43] CHEBBI Azeddine. Comande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse. Mémoire magistère, Université de Batna, 2011.

[44] BERDIOUI Abdelouahab. KHIATI Ilyes. Comande vectorielle par Backstepping de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série) ENP 2015 Ecole Nationale Polytechnique (ENP) 10, AVENUE des Frères Oudek, Hassen Badi, BP.182, 16200 EL Harrach, Alger

- Electronique1, "Fonctionnement du système triphasé," \*electronique1.blogspot.com\*, <https://electronique1.blogspot.com/> [3], consulté le 15 juin 2025.
- Wikipedia, "Courant triphasé," \*Wikipedia\*, [https://fr.wikipedia.org/wiki/Courant\\_triphas%C3%A9](https://fr.wikipedia.org/wiki/Courant_triphas%C3%A9), consulté le 15 juin 2025.
- Installations Électriques, "Le courant triphasé," \*installations-electriques.net\*, <http://www.installations-electriques.net/Electr/triphas.htm>, consulté le 15 juin 2025.
- AlloSchool, "Fonction alimenter un système triphasé – Cours PDF," \*alloschool.com\*, <https://www.alloschool.com/assets/documents/course-130/fonction-alimenter-systeme-triphas-cours.pdf>, consulté le 15 juin 2025.
- Wikipedia, "Redresseur," \*Wikipedia\*, <https://fr.wikipedia.org/wiki/Redresseur>, consulté le 15 juin 2025.
- Wikiversity, "Redresseur double alternance triphasé," \*Wikiversity\*, [https://fr.wikiversity.org/wiki/Redresseur/Redresseur\\_double\\_alternance\\_triphas%C3%A9](https://fr.wikiversity.org/wiki/Redresseur/Redresseur_double_alternance_triphas%C3%A9), consulté le 15 juin 2025.
- StudySmarter, "Redresseurs," \*studysmarter.fr\*, <https://www.studysmarter.fr/resumes/ingenierie/genie-civil/redresseurs/>, consulté le 15 juin 2025.
- Wikipedia, "Circuit RLC," \*Wikipedia\*, [https://fr.wikipedia.org/wiki/Circuit\\_RLC](https://fr.wikipedia.org/wiki/Circuit_RLC), consulté le 15 juin 2025.
- Les Sherpas, "Circuit RLC – Explications," \*sherpas.com\*, <https://sherpas.com/p/physique/circuit-rlc.html>, consulté le 15 juin 2025.
- CBISS Prof, "Conversion statique d'énergie," \*cbissprof.free.fr\*, <http://cbissprof.free.fr>, consulté le 15 juin 2025.

- [https://fr.wikipedia.org/wiki/Stabilit%C3%A9\\_de\\_Liapounov](https://fr.wikipedia.org/wiki/Stabilit%C3%A9_de_Liapounov)
- <https://elearning.univ-msila.dz :elearning.univ-msila.dz/moodle/course/...Cours:Commande Non Linéaire - E-learning>
- [https://staff.univ-batna2.dz \[PDF\] theorie de lyapunov - ops.univ-batna2.dz](https://staff.univ-batna2.dz [PDF] theorie de lyapunov - ops.univ-batna2.dz)

### ***Paramètres de la machine pentaphasée***

- Nombre de phases : 5 (moteur pentaphasée)
- Puissance nominale : 2,75 kW
- Fréquence : 50 Hz
- Tension composée statorique : 220 V
- Courant nominal : 2,1A
- Résistance statorique : 4.85 Ohm
- Résistance rotorique : 3.80 Ohm
- Inductance de fuites statorique : 0.274 mH
- Inductance de fuites rotorique : 0.274 mH
- Inductance magnétisante : 0,26 H
- Moment d'inertie : 0,031 kg.m<sup>2</sup>
- Coefficient de frottement : 0,008 km<sup>2</sup>/s
- Nombre de pair de pole : 2