

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne démocratique et populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
المركز الجامعي لعين تموشنت  
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent  
Institut de Technologie  
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme de Master en :  
Domaine : Sciences et Technologies.  
Filière : Electrotechnique.  
Spécialité : Commandes Electriques.

Thème

*Etude comparative de Contrôle d'un Moteur Asynchrone par La  
Commande Vectorielle et La Commande Directe du Couple.*

**Présenté Par :**

- 1) AHMED BOUZIANE Nessrine.
- 2) LARBI CHERRAK Ines.

**Devant les jurys composés de :**

Pr YOUNES.M	PROFESSEUR	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr ZEGGAL.Med.L	MCB	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
Dr MENDEZ.K	MCA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

*Année universitaire 2019/2020*

سبحانك لا علم لنا إلا ما علمتنا إنك أنت العليم الحكيم



# Dédicace

## *Je Dédie Ce Modest Travail . . .*

### *À Mes Chers Parents*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consentis pour mon instruction et mon bien- être.*

*Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous me portez depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours.*

*Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices, bien que je ne vous en acquitte jamais assez.*

*Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais je ne vous déçoive.*

### *À Mon Très Cher Frère Mohammed*

*Mon ange gardien et mon fidèle compagnon dans les moments les plus délicats de cette vie mystérieuse ,, qui m'a assisté dans les moments difficiles et m'a pris doucement par la main pour traverser ensemble des épreuves pénibles....*

*Je te suis très reconnaissante, et je ne te remercierai jamais assez pour ton amabilité, ta générosité, ton aide précieux. Je te souhaite un avenir plein de joie, de bonheur, de*

*réussite et de sérénité, que Dieu te protègeait et te garde.*

*Je t'exprime à travers ce travail mes sentiments de fraternité et d'amour.*

### *À Ma Très Chère Sœur Houda*

*La prunelle de mes yeux, la douce, au cœur*

*si grand, je te suis très reconnaissante, et je ne te remercierai jamais assez  
pour ton amabilité, ta générosité, ton aide précieux. Je te souhaite un avenir plein de joie, de  
bonheur, de*

*réussite et de sérénité. Que Dieu te protègeait et te garde.*

***À Ma Très Chère Sœur Hanane et son conjoint Samir***

*En témoignage de mon affection fraternelle, de ma profonde  
tendresse et reconnaissance, je vous souhaite une vie pleine de bonheur et de  
succès et que Dieu, le tout-puissant, vous protège et vous garde.*

***À Mes Chers Petits Neveux***

*Rahid -Abd El Mouiz, Mohammed-Nouhem*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer tout l'amour que j'ai pour  
vous, votre joie et votre gaieté me comblent de bonheur.*

*Puisse Dieu vous garder, éclairer votre route et vous aider à réaliser  
à votre tour vos vœux les plus chers.*

***À Ma Grand Mère Maternelle Lala Aicha***

*Qui m'a accompagné par ses prières, sa douceur, puisse Dieu lui prêter longue  
vie et beaucoup de santé et de bonheur dans les deux vies.*

***À La Mémoire De Mes Grand-père et Ma Grande Mère***

*J'aurais tant aimé que vous soyez présents.*

*Que Dieu ait vos âmes dans sa sainte miséricorde.*

***À Mon Encadrant***

*Grâce à lui, nous avons accompli ce travail dans les meilleures conditions, qui doit voir la  
fierté dans ce dernier.*

***À tous ceux que j'aime et ceux qui m'aiment.***

**AHMED BOUZIANE Nessrine**

# **Dédicace**

***Je Dédie Ce Modest Travail . . .*** 

***À Mes Parents***

*Qui étaient ma source de générosité et de patience tout au long de ma carrière scolaire.*

*Que Dieu les protèges.*

***À Mes Soeurs Sarah et Nahida***

*Qui m'ont toujours indiqué*

*la bonne voie et qui ont su m'aider.*

***À Mes Frères Amine et Mehdi***

*Pour toute leur aide.*

***À Mon Binôme Nessrine***

*Qui a pu me supporté durant toute notre préparation de ce travail.*

***À Mes Amies Achouak et Romayssa***

*Pour leurs encouragements Permanents, et leur soutien moral.*

***Aux Personnes Qui M'ont Accompagné Durant Mon Coursus Universitaire.***

## Remerciements

«عن أبي هريرة رضي الله عنه عن النبي صلى الله عليه وسلم قال: «لا يشكر الله من لا يشكر الناس»»

*Qu'il nous soit d'abord permis de remercier et exprimer notre gratitude envers le bon Dieu, qui nous a donné le courage et la volonté pour que nous puisse terminer ce travail.*

*On tient d'abord à exprimer notre sincère gratitude à Professeur **YOUNES Mohammed**, nous sommes très honoré de vous avoir comme président du jury de soutenance du présent mémoire. Nous vous remercions pour la gentillesse et la spontanéité avec lesquelles vous avez bien voulu diriger ce travail. Votre compétence professionnelle incontestable ainsi que vos qualités humaines vous valent l'admiration et le respect de tous. Veuillez, Professeur, trouvé dans ce modeste travail l'expression de notre haute considération, de notre sincère reconnaissance et de notre profond respect.*

*On souhaite remercier vivement Docteur **MENDEZ Kheira**, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce mémoire.*

*Nous vous sommes très reconnaissants de la spontanéité et de l'amabilité avec lesquelles vous avez accepté de juger notre travail. Veuillez trouver, chère Docteur, le témoignage de notre grande reconnaissance et de notre profond respect.*

*Qu'il nous soit permis d'exprimer notre profonde gratitude à Docteur **ZEGGAI Mohammed Lamine**, pour avoir proposé, suivi et dirigé ce travail, mais également pour sa disponibilité, et pour le respect dont nous fûmes témoins. Nous le remercions de nous avoir fait profiter de son expérience de chercheur, pour ses orientations constructives et ses encouragements qui nous ont été précieux, et nous ont permis de mener à bien ce travail. On le remercie tout simplement pour sa sympathie et ses précieuses qualités humaines.*

*Que le corps professoral et administratif trouve ici nos vifs remerciements, pour tout le travail effectué durant notre formation à l'université.*

*Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à toutes nos familles et qui nous ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire.*

**AHMED BOUZIANE** *Nessrine*

**LARBI CHERRAK** *Ines*

---

---

## ***Résumé***

---

---

Actuellement, le moteur asynchrone est le plus utilisé à peu près dans l'ensemble dans tous types d'applications, du fait de son faible coût, de son bon rendement et de sa robustesse dans les environnements difficiles.

Ce présent travail, consiste sur une étude comparative entre deux méthodes qui sont le plus utilisées dans la technologie des variateurs de vitesse, qui sont respectivement, le contrôle vectoriel direct à orientation du flux '***DFOC***' et la commande directe du couple '***DTC***'.

Cette comparaison basée sur les points de vue sur les principes de fonctionnement, les performances en régime transitoire et permanent, la robustesse vis-à-vis des contraintes internes et des perturbations externes.

Des simulations numériques attestent clairement les inconvénients et les avantages de chaque de ces deux méthodes proposées afin de chercher des solutions technologiques pour surmonter les défauts liés à ces genres de contrôles.

**Mots-clés :** Moteur asynchrone, Etude comparative, Le contrôle vectoriel direct à orientation du flux '***DFOC***', La commande directe du couple '***DTC***', Les avantages et les inconvénients.

---

---

## ***Abstract***

---

---

Currently, the induction motor is the most used almost all in all types of applications because of its low cost, its good performance and its robustness in difficult environments.

This present work, consists on a comparative study between two methods which are the most used in the technology of the variable speed drives, which are respectively, direct field oriented control '***DFOC***' and direct torque control '***DTC***'.

This comparison based on the points of view on the principles of operation, the performances in transient and permanent regime, the robustness vis-à-vis the internal constraints and external disturbances.

Numerical simulations clearly attest the advantages and the disadvantages of each of these two proposed methods in order to seek technological solutions to overcome the defects related to these kinds of controls.

**Keywords :** Induction motor, Comparative study, Direct field oriented control '***DFOC***', Direct torque control '***DTC***', The advantages and the disadvantages.

## Glossaire

<i>MAS</i>	<i>Machine Asynchrone</i>
<i>MCC</i>	<i>Machine à Courant continu</i>
<i>MLI</i>	<i>Modulation Par Largeur D'impulsion</i>
<i>DC</i>	<i>Direct Current</i>
<i>AC</i>	<i>Alternating Cuurent</i>
<i>GTO</i>	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
<i>OND</i>	<i>Onduleur</i>
<i>PI</i>	<i>Proportionnel intégrale</i>
<i>CVD</i>	<i>Commande vectorielle directe</i>
<i>FOC</i>	<i>Field Oriented Control</i>
<i>IRFOC</i>	<i>Indirect Field Oriented Control</i>
<i>DFOC</i>	<i>Direct Field Oriented Control</i>
<i>DTC</i>	<i>Direct Torque Control</i>

## Nomenclature

Les principales notations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci-dessous, d'autres significations se trouvent explicitées dans le texte.

<i>Symboles</i>	<i>Significations</i>	<i>Unités</i>
<i>s, r</i>	<i>Indices correspondant au stator et au rotor.</i>	
<i>a, b, c</i>	<i>Indices correspondant aux trois phases (a, b, c)</i>	
<i>d, q</i>	<i>Axes direct et quadrature</i>	
<i><math>\alpha, \beta</math></i>	<i>Axes alpha et beta</i>	
<i><math>X_d, X_q</math></i>	<i>Composantes de la grandeur X dans le repère (dq)</i>	
<i><math>X_\alpha, X_\beta</math></i>	<i>Composantes de la grandeur X dans le repère (<math>\alpha\beta</math>)</i>	
<i>V</i>	<i>Tension</i>	<i>[V]</i>



$R$	<i>Résistance</i>	$[\Omega]$
$I$	<i>Courant</i>	$[A]$
$\phi$	<i>Flux</i>	$[Wb]$
$R_s$	<i>Resistance de l'enroulement statorique</i>	$[\Omega]$
$R_r$	<i>Resistance de l'enroulement rotorique</i>	$[\Omega]$
$V_{abcs}, V_{absr}$	<i>Tensions de phases (stator, rotor)</i>	$[V]$
$I_{abcs}, I_{abcr}$	<i>Courants statoriques , rotoriques de phases</i>	$[A]$
$[l_{rr}]$	<i>Matrice d'inductance cyclique rotorique par phase</i>	$[H]$
$[l_{ss}]$	<i>Matrice d'inductance cyclique statorique par phase</i>	$[H]$
$L_s$	<i>Inductance propre d'une phase statorique</i>	$[H]$
$L_r$	<i>Inductance propre d'une phase rotorique</i>	$[H]$
$[Msr]$	<i>Matrice des inductances mutuelles stator-rotor</i>	$[H]$
$[Mrs]$	<i>Matrice des inductances mutuelles rotor- stator</i>	$[H]$
$\theta$	<i>L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.</i>	$[Rad]$
$M_s$	<i>Inductance mutuelle statorique</i>	$[H]$
$M_r$	<i>Inductance mutuelle rotorique</i>	$[H]$
$L_m$	<i>Inductance mutuelle maximale entre phases statoriques et rotoriques</i>	$[H]$
$P$	<i>Nombre de paires de pôles</i>	
$J$	<i>Moment d'inertie de la partie tournante</i>	$[kg.m^2]$
$f_v$	<i>Coefficient du frottement visqueux</i>	$[N.s/rad]$
$\Omega$	<i>Vitesse mécanique du moteur</i>	$[rad/s]$
$C_e$	<i>Couple électromagnétique</i>	$[N.m]$
$C_r$	<i>Couple résistant (Couple de charge)</i>	$[N.m]$
$T_s, T_r$	<i>Constante de temps statorique et rotorique</i>	$S$
$\sigma$	<i>Coefficient de dispersion de Blondel</i>	

$\theta_s$	<i>Position angulaire du stator</i>	<i>[Rad]</i>
$\theta_r$	<i>Position angulaire du rotor</i>	
$\omega_s$	<i>Pulsation électrique statorique</i>	<i>[Rad]</i>
$\omega_r$	<i>Pulsation électrique rotorique</i>	<i>[rad/s]</i>
$\omega$	<i>Vitesse angulaire électrique</i>	<i>[rad/s]</i>
$[Cl], [Cl]^{-1}$	<i>Matrice de passage directe, inverse de Clarke</i>	<i>[rad/s]</i>
$[Co], [Co]^{-1}$	<i>Matrice de passage directe, inverse de Concordia</i>	
$[P], [P]^{-1}$	<i>Matrice de passage directe, inverse de Park</i>	
$P_e$	<i>Puissance électromagnétique</i>	<i>[W]</i>
$P_{mec}$	<i>Puissance mécanique</i>	<i>[W]</i>
$L_f$	<i>Inductance du filtre (LC)</i>	<i>[H]</i>
$C_f$	<i>Capacité du filtre (LC)</i>	<i>[F]</i>
$V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$	<i>Tension entre phases et neutre fictif</i>	<i>[V]</i>
$U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$	<i>Tension entre phases en sortie de l'onduleur</i>	<i>[V]</i>
$E$	<i>Tension continue appliquée à l'onduleur</i>	<i>[V]</i>
$S_a, S_b, S_c$	<i>Signaux de commande des bras de l'onduleur</i>	
$s$	<i>Operateur de Laplace</i>	
$A$	<i>Matrice d'état</i>	
$B$	<i>Matrice de commande</i>	
$C$	<i>Matrice d'observation</i>	
$X$	<i>L'entrée de système</i>	
$Y$	<i>La sortie de système</i>	
$K_{id}, K_{pd}$	<i>Coefficients PI du régulateur du courant d'axe d</i>	
$K_{iq}, K_{pq}$	<i>Coefficients PI du régulateur du courant d'axe q</i>	
$K_{iw}, K_{pw}$	<i>Coefficients PI des régulateurs de vitesse PI</i>	

$K_{i\phi}, K_{p\phi}$	<i>Coefficients PI des régulateurs de vitesse PI</i>	
$\Delta\phi$	<i>Erreurs du flux</i>	
$C_{flx}$	<i>Comparateur à hystérésis du flux</i>	
$C_{cpl}$	<i>Comparateur à hystérésis du couple</i>	

## **Liste Des Tableaux**

<b>Tableau III.1</b>	<i>Table de commutation généralisée.....</i>	<b>50</b>
<b>Tableau III.2</b>	<i>Table de commutation pour la commande DTC selon TAKAHASHI</i>	<b>51</b>
<b>Tableau IV.1</b>	<i>Synthèse de la comparaison entre les deux commandes concernant les Performances.....</i>	<b>68</b>
<b>Tableau IV.2</b>	<i>Comparaison entre les schémas utilisés des deux stratégies de commande</i>	<b>69</b>
<b>Tableau IV.3</b>	<i>Comparaison entre DFOC et DTC aux niveaux des avantages.....</i>	<b>70</b>
<b>Tableau IV.4</b>	<i>Comparaison entre DFOC et DTC aux niveaux des inconvénients.....</i>	<b>71</b>

## **Liste Des Figures**

<b>Figure I.1</b>	<i>Constitution de la machine asynchrone.....</i>	<b>2</b>
<b>Figure I.2</b>	<i>Stator.....</i>	<b>2</b>
<b>Figure I.3</b>	<i>Rotor bobiné .....</i>	<b>3</b>
<b>Figure I.4</b>	<i>Machine asynchrone à cage d'écureuil.....</i>	<b>3</b>
<b>Figure I.5</b>	<i>Représentation schématique du modèle triphasé de la machine asynchrone</i>	<b>4</b>
<b>Figure I.6</b>	<i>Principe de la transformation de Park.....</i>	<b>9</b>
<b>Figure I.7</b>	<i>Schéma de principe de l'association convertisseur-machine.....</i>	<b>15</b>
<b>Figure I.8</b>	<i>Représentation du redresseur triphasé à diodes .....</i>	<b>16</b>
<b>Figure I.9</b>	<i>Représentation d'un filtre passe-bas .....</i>	<b>16</b>
<b>Figure I.10</b>	<i>Représentation de l'ensemble onduleur-MAS.....</i>	<b>17</b>
<b>Figure I.11</b>	<i>Schéma synoptique de la M.L.I .....</i>	<b>19</b>
<b>Figure I.12</b>	<i>Schéma bloc de la simulation de la MAS alimentée en tension.....</i>	<b>20</b>
<b>Figure I.13</b>	<i>Résultats de simulation de la MAS à vide, suivi d'une application d'un couple de charge (<math>C_r=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>21</b>
<b>Figure I.14</b>	<i>Schéma bloc de la simulation de l'ensemble [MAS+OND] .....</i>	<b>22</b>
<b>Figure I.15</b>	<i>Résultats de simulation du procédé [MAS+OND] à vide, suivi d'une application d'une charge (<math>C_r=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math>.....</i>	<b>23</b>

<b>Figure II.1</b>	<i>Principe de la commande vectorielle.....</i>	<b>26</b>
<b>Figure II.2</b>	<i>Classification des techniques de commande par orientation de flux.....</i>	<b>27</b>
<b>Figure II.3</b>	<i>Orientation du flux rotorique sur l'axe direct (d).....</i>	<b>28</b>
<b>Figure II.4</b>	<i>Principe d'orientation du flux rotorique.....</i>	<b>29</b>
<b>Figure II.5</b>	<i>Schéma bloc de l'estimateur du vecteur flux rotorique.....</i>	<b>31</b>
<b>Figure II.6</b>	<i>Reconstitution des tensions <math>V_{ds}</math> et <math>V_{qs}</math>.....</i>	<b>33</b>
<b>Figure II.7</b>	<i>Principe de découplage par compensation.....</i>	<b>33</b>
<b>Figure II.8</b>	<i>Schéma de principe d'une commande vectorielle directe appliquée sur une machine asynchrone.....</i>	<b>34</b>
<b>Figure II.9</b>	<i>Bloc de défluxage.....</i>	<b>35</b>
<b>Figure II.10</b>	<i>Boucle de régulation de la vitesse de rotation.....</i>	<b>36</b>
<b>Figure II.11</b>	<i>Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique.....</i>	<b>37</b>
<b>Figure II.12</b>	<i>Boucle de régulation du flux rotorique.....</i>	<b>38</b>
<b>Figure II.13</b>	<i>Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge (<math>C_r=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>40</b>
<b>Figure II.14</b>	<i>Réponse du procédé à un échelon de vitesse (50[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge (<math>C_r=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>41</b>
<b>Figure II.15</b>	<i>Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une inversion du sens de rotation avec application d'un couple de charge (<math>C_r=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>42</b>
<b>Figure II.16</b>	<i>Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge (<math>C_r=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> et variation de la résistance rotorique (<math>R_r=1.3R_{rN}</math> et <math>R_r=1.5R_{rN}</math>).....</i>	<b>43</b>
<b>Figure III.1</b>	<i>Sélection de la vectrice tension selon la zone .....</i>	<b>46</b>
<b>Figure III.2</b>	<i>Correcteur de flux à hystérésis et sélection de vectrices tensions.....</i>	<b>48</b>
<b>Figure III.3</b>	<i>Correcteur du couple à hystérésis à trois niveaux.....</i>	<b>49</b>
<b>Figure III.4</b>	<i>Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple appliqué</i>	

	<i>sur une machine asynchrone.....</i>	<b>52</b>
<b>Figure III.5</b>	<i>Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge (<math>Cr=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>53</b>
<b>Figure III.6</b>	<i>Réponse du procédé à un échelon de vitesse (50[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge (<math>Cr=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math>.....</i>	<b>54</b>
<b>Figure III.7</b>	<i>Réponse du procédé à un échelon de vitesse(157[rad/s]), suivi d'une inversion du sens de rotation avec application d'un couple de charge (<math>Cr=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>55</b>
<b>Figure III.8</b>	<i>Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge (<math>Cr=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> et variation de la résistance statorique (<math>R_s=1.3R_{sN}</math> et <math>R_s=1.5R_{sN}</math>).....</i>	<b>56</b>
<b>Figure IV.1</b>	<i>Comparaison entre DFOC et DTC, avec un échelon de vitesse (+157 [rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge (<math>Cr=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>61</b>
<b>Figure IV.2</b>	<i>Comparaison entre les réponses de DFOC et DTC, à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une inversion du sens de rotation, et application d'un couple de charge (<math>Cr=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>62</b>
<b>Figure IV.3</b>	<i>Comparaison entre les réponses de DFOC et DTC, à un échelon de vitesse (50[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge (<math>Cr=07[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>63</b>
<b>Figure IV.4</b>	<i>Comparaison entre les réponses de DFOC et DTC, à un échelon de vitesse (+157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge (<math>Cr=05[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>64</b>
<b>Figure IV.5</b>	<i>Comparaison entre les réponses de DFOC et DTC, à un échelon de vitesse (+157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge (<math>Cr=10[N.m]</math>) à <math>t=01[s]</math> .....</i>	<b>65</b>
<b>Figure IV.6</b>	<i>Réponse de DFOC à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une</i>	

*application d'un couple de charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01[s]$  et variation  
de la résistance rotorique ( $R_r=1.3R_{rN}$  et  $R_r=1.5R_{rN}$ ) ..... 67*

**Figure IV.7** *Réponse de DTC à un échelon de vitesse ( $157[rad/s]$ ), suivi d'une  
application d'un couple de charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01[s]$  et variation  
de la résistance statorique ( $R_s=1.3R_{sN}$  et  $R_s=1.5R_{sN}$ ) ..... 67*

## Table Des Matières

<i>Dédicaces</i> .....	<i>iii</i>
<i>Remerciement</i> .....	<i>iv</i>
<i>Résumé</i> .....	<i>v</i>
<i>Glossaire</i> .....	<i>vi</i>
<i>Nomenclature</i> .....	<i>ix</i>
<i>Liste Des Tableaux</i> .....	<i>x</i>
<i>Liste Des Figures</i> .....	<i>xiii</i>

---

---

### ***Introduction Générale***

---

---

#### ***Chapitre I : Modélisation et simulation de l'ensemble Convertisseur-Machine asynchrone***

---

---

<i>I.1 Introduction</i> .....	<i>1</i>
<i>I.2 Constitution de la machine asynchrone</i> .....	<i>1</i>
<i>I.2.1 Stator</i> .....	<i>2</i>
<i>I.2.2 Rotor</i> .....	<i>2</i>
<i>I.2.3 Les organes mécaniques</i> .....	<i>3</i>
<i>I.3 Modélisation de la machine asynchrone</i> .....	<i>3</i>
<i>I.3.1 Hypothèses simplificatrices</i> .....	<i>3</i>
<i>I.3.2 Modélisation dans le repère triphasé</i> .....	<i>4</i>
<i>I.3.2.1 Equations électriques</i> .....	<i>5</i>
<i>I.3.2.2 Equations magnétiques</i> .....	<i>5</i>
<i>I.3.2.3 Equation mécanique</i> .....	<i>6</i>
<i>I.4 Transformation du système triphasé</i> .....	<i>7</i>
<i>I.4.1 Transformation de Clarke</i> .....	<i>7</i>



I.4.2	<i>Transformation de Concordia</i> .....	7
I.4.3	<i>Transformation de Park</i> .....	8
I.4.3.1	<i>Application aux équations des tensions</i> .....	10
I.4.3.2	<i>Application aux équations des flux</i> .....	11
I.5	<i>Choix du référentiel</i> .....	12
I.5.1	<i>Référentiel lié au stator</i> .....	12
I.5.2	<i>Référentiel lié rotor</i> .....	12
I.5.3	<i>Référentiel lié au champ tournant</i> .....	12
I.6	<i>Expression du couple électromagnétique</i> .....	13
I.7	<i>Mise sous forme d'équations d'état</i> .....	13
I.8	<i>Modélisation de l'alimentation</i> .....	15
I.8.1	<i>Modélisation du redresseur</i> .....	15
I.8.2	<i>Modélisation du filtre</i> .....	16
I.8.3	<i>Modélisation de l'onduleur de tension</i> .....	17
I.9	<i>Stratégie de la commande par MLI</i> .....	19
I.9.1	<i>La MLI Sinus-Triangle</i> .....	19
I.10	<i>Simulations numériques de différents fonctionnements du moteur asynchrone</i> .....	20
I.11	<i>Simulation de l'association Machine asynchrone-Onduleur de tension</i> .....	22
I.11.1	<i>Résultats de simulation</i> .....	22
I.11.2	<i>Interprétations des résultats obtenus</i> .....	23
I.12	<i>Conclusion</i> .....	24

---

## **Chapitre II : Commande vectorielle du moteur asynchrone**

---

II.1	<i>Introduction</i> .....	25
II.2	<i>Théorie de la commande vectorielle de la machine asynchrone</i> .....	25

II.2.1	<i>Problèmes posés par le moteur asynchrone.....</i>	<b>25</b>
II.2.2	<i>Principe de la commande vectorielle.....</i>	<b>25</b>
II.2.2.1	<i>Principe de la commande par orientation du flux .....</i>	<b>25</b>
II.2.2.2	<i>Choix d'orientation du flux.....</i>	<b>27</b>
II.2.2.3	<i>Principe d'orientation du flux rotorique.....</i>	<b>27</b>
II.3	<i>Théorie du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique.....</i>	<b>29</b>
II.3.1	<i>Commande vectorielle indirecte .....</i>	<b>30</b>
II.3.2	<i>Commande vectorielle directe .....</i>	<b>30</b>
II.4	<i>Mise en œuvre de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone .....</i>	<b>30</b>
II.4.1	<i>Structure de la CVD .....</i>	<b>30</b>
II.4.1.1	<i>Les estimateurs de commande .....</i>	<b>30</b>
II.4.2	<i>Organisation fonctionnelle de la CVD .....</i>	<b>32</b>
II.4.2.1	<i>Le Découplage .....</i>	<b>32</b>
II.4.2.2	<i>Découplage par compensation .....</i>	<b>32</b>
II.4.2.3	<i>Schéma fonctionnel de la CVD.....</i>	<b>33</b>
II.4.3	<i>Synthèse des différents régulateurs .....</i>	<b>35</b>
II.4.3.1	<i>Régulateur de vitesse .....</i>	<b>35</b>
II.4.3.2	<i>Régulateur du courant .....</i>	<b>37</b>
II.4.3.3	<i>Régulateur du flux.....</i>	<b>38</b>
II.5	<i>Simulations de la commande vectorielle directe .....</i>	<b>38</b>
II.5.1	<i>Résultats de simulation .....</i>	<b>39</b>
II.5.2	<i>Interprétation des résultats .....</i>	<b>44</b>
II.6	<i>Conclusion .....</i>	<b>44</b>

---

**Chapitre III : Commande directe du couple du moteur asynchrone**

---

III.1	<i>Introduction</i> .....	45
III.2	<i>Principe générale de la commande directe du couple « DTC » selon TAKAHASHI</i> .....	45
III.3	<i>Structure de la commande directe du couple du moteur asynchrone</i> .....	45
III.3.1	<i>Sélection du vecteur de tension <math>V_s</math></i> .....	45
III.3.2	<i>Les estimateurs</i> .....	46
III.3.2.1	<i>Estimation du flux statorique</i> .....	46
III.3.2.2	<i>Estimation du couple électromagnétique</i> .....	47
III.4	<i>Elaboration de la loi de commande</i> .....	48
III.4.1	<i>Elaboration du correcteur du flux</i> .....	48
III.4.2	<i>Elaboration du correcteur du couple électromagnétique</i> .....	48
III.4.2.1	<i>Correcteur du couple à deux niveaux</i> .....	49
III.4.2.2	<i>Correcteur du couple à trois niveaux</i> .....	49
III.5	<i>Stratégie de commutation dans la commande directe du couple</i> .....	50
III.5.1	<i>Elaboration de table de commutation</i> .....	50
III.6	<i>Structure générale de la commande directe du couple</i> .....	51
III.7	<i>Simulations de la commande directe du couple</i> .....	52
III.7.1	<i>Résultats de simulation</i> .....	52
III.7.2	<i>Interprétation des résultats</i> .....	57
III.8	<i>Conclusion</i> .....	58

---

## **Chapitre IV : Etude comparative entre DFOC et DTC d'un Moteur Asynchrone**

---

IV.1	<i>Introduction</i> .....	59
IV.2	<i>Analyse des résultats de simulation et interprétation</i> .....	59
IV.3	<i>Synthèse de la comparaison entre la commande DTC et la DFOC concernant les</i>	

<i>performances</i> .....	68
IV.4 <i>Comparaison entre la commande vectorielle et la commande directe du couple (DTC)</i> .....	68
IV.4.1 <i>Comparaison entre les principes de base</i> .....	68
IV.4.2 <i>Comparaison entre la structure des schémas utilisés</i> .....	69
IV.5 <i>Comparaison entre DFOC et DTC aux niveaux des avantages et des Inconvénients</i> .....	70
IV.5.1 <i>Les avantage</i> .....	70
IV.5.2 <i>Les inconvénients</i> .....	71
IV.6 <i>Conclusion</i> .....	71
<i>Conclusion Générale et Perspectives</i> .....	72
<i>BIBLIOGRAPHIE</i> .....	74
<i>ANNEXE</i>	
<i>Annexe A</i> .....	80
<i>Annexe B</i> .....	81

---

# *Introduction Générale*

---

## *Introduction Générale*

La plupart des processus industriels, font largement appel à des moteurs électriques pour assurer l'entraînement dans les applications de production, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Les technologies modernes des systèmes de commande exigent de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible, par conséquent ces moteurs doivent répondre rapidement de manière efficace à des variations des consignes (vitesse, position, couple).

Le moteur asynchrone connaît un succès croissant depuis plusieurs décennies en remplaçant progressivement les machines à courant continu et synchrones dans de nombreuses applications industrielles et électroménagères et dans la technologie des moyens de transport modernes. Ce succès acquis par le moteur asynchrone s'explique par sa conception robuste réduisant les frais de maintenance, son coût relativement moindre par rapport aux autres machines électriques. Cependant, vue sa construction dynamique linéaire et les complications intrinsèques à son couple et son flux fortement couplés, donc la conséquence sera posée une difficulté majeure au niveau sa commande.

L'évolution parallèle de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés qui améliorent les performances statiques et dynamiques de ce type des machines et assurent ainsi un découplage du flux et du couple.

Dans les années **70**, la commande vectorielle à été réalisée par '**Blaschke**', dite spécifiquement la commande vectorielle à flux orienté (**Field Oriented Control : FOC**). Son principe consiste à éliminer le couplage naturel entre le couple et le flux, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement similaire à celui de la machine à courant continu.

La commande dite commande direct du couple (**DTC : Direct Torque Control**), initiée dans la deuxième moitié des années **80** par '**Takahashi**' et '**Depenbrock**', son idée principale repose sur l'application d'une séquence particulière de tension via un onduleur de tension, dont les ondes sont générées à travers des comparateurs à hystérésis par lesquelles le flux et le couple sont piégés à suivre des références, la **DTC** alors est constituée d'un schéma synoptique moins compliqué et caractérisée par des commandes directes des séquences du flux statorique et du couple pour générer des vecteurs de tensions optimales.

Notre travail dans ce présent mémoire a pour objectif, d'une étude comparative entre la commande **FOC** et la commande **DTC** appliquée aux entraînements d'un moteur asynchrone, que nous ferons une démonstration des divers critères comprenant les performances statiques et dynamiques de la caractéristique de chaque type de contrôle proposé, ainsi la sensibilité de chaque commande vis-à-vis à des consignes souhaitées par l'utilisateur ou bien par des variations enregistrées dans les paramètres du moteur.

❖ **Structure du mémoire :**

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

**Dans le premier chapitre**, nous débiterons des descriptions et présentation de la modélisation de la machine avec l'association machine-onduleur de tension piloté par MLI sinus-triangle, en utilisant la transformation de PARK, pour obtenir un modèle biphasé plus simple.

La simulation sous MATLAB nous permet de valider le modèle adopté de la machine asynchrone.

**Dans le deuxième chapitre**, on abordera l'étude de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique (**DFOC**), les résultats de simulation avec des différentes conditions seront présentés.

**Dans le troisième chapitre**, on présentera l'application du principe de la commande directe de couple (**DTC**) au moteur asynchrone, les résultats de simulation avec des différentes exigences de vérification seront aussi présentés.

**Dans le dernier chapitre**, on a étudié des comparaisons entre la commande (**DFOC**) et la commande (**DTC**), pour tirer les points similaires et différents, ainsi les avantages et les inconvénients de chaque commande présentés qui sera par la suite validé avec des résultats de simulation.

**Finalemnt**, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider les initiatives futures d'évolution et de recherche.

# Chapitre I

---

*Modélisation et simulation de l'ensemble  
Convertisseur-Machine asynchrone*

---



### ***I.1 Introduction :***

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation [1].

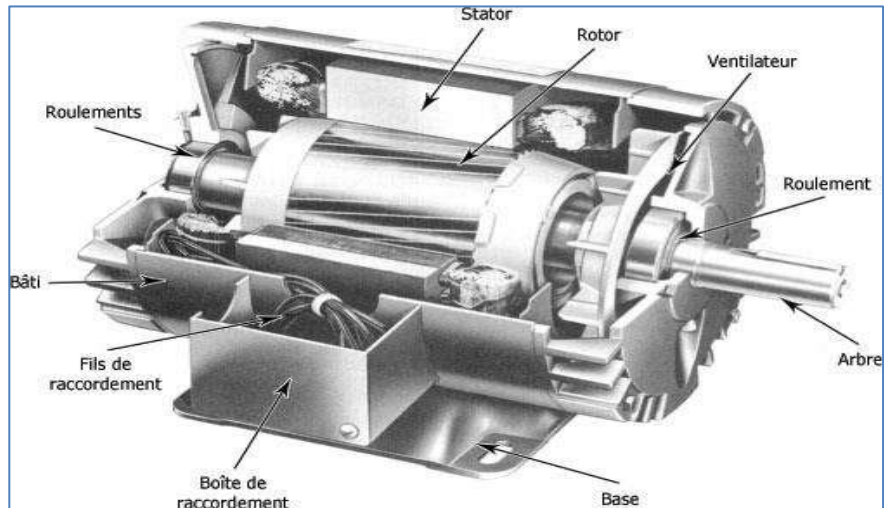
La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. En effet, aborder la commande des machines électriques nécessite l'emploi d'une méthode de modélisation adaptée à la commande, cette dernière, consiste à mettre en équation les différents paramètres d'un système. À l'issue de cette opération il est nécessaire de garder les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires, sinon notre système devient complexe et demande un moyen de calcul très important. Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien qu'en régime statique qu'en régime dynamique. Pour ce faire nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices sur lesquelles se basera notre étude [2].

Ce chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée, sous forme d'équation d'état en vue de leur commande. Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et leur commande MLI du type sinus-triangle, et nous clôturons par des tests de simulation pour valider nos modèles.

### ***I.2 Constitution de la machine asynchrone :***

La MAS, fait appel à un principe simple du champ tournant qui lui permet un fonctionnement sans contact électrique glissant. Ceci conduit à une machine très robuste, à l'entretien aisé, qui convient aujourd'hui très bien dans les applications en vitesse variable. Cette dernière est constituée des éléments principaux suivants, [3], [4], [5] :

- **le stator** : partie fixe du moteur. Le stator constitué de disque en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- **le rotor** : partie tournante du moteur. Le rotor constitué de disque en tôles magnétiques empilé sur l'arbre de la machine portant un enroulement.
- **les organes mécaniques** : permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.



*Figure I.1 : Constitution de la machine asynchrone.*

### **I.2.1 Stator :**

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste au moins le même dans son principe, il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine [6].



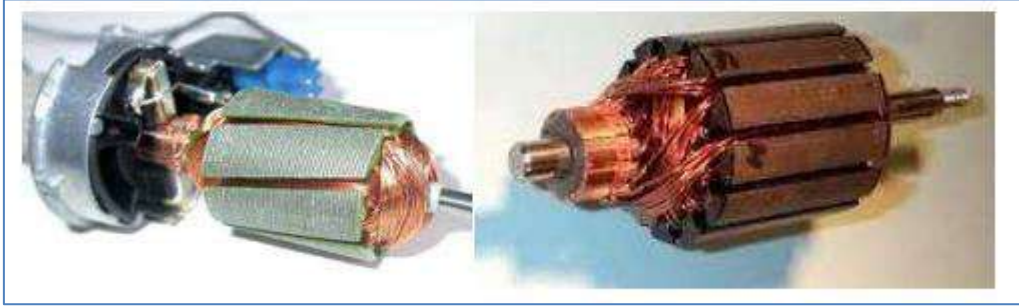
*Figure I.2 : Stator.*

### **I.2.2 Rotor :**

Les différentes machines asynchrones s'identifient par le type du rotor qui entre dans leur construction, et on distingue :

#### **➤ Machine asynchrone à rotor bobiné :**

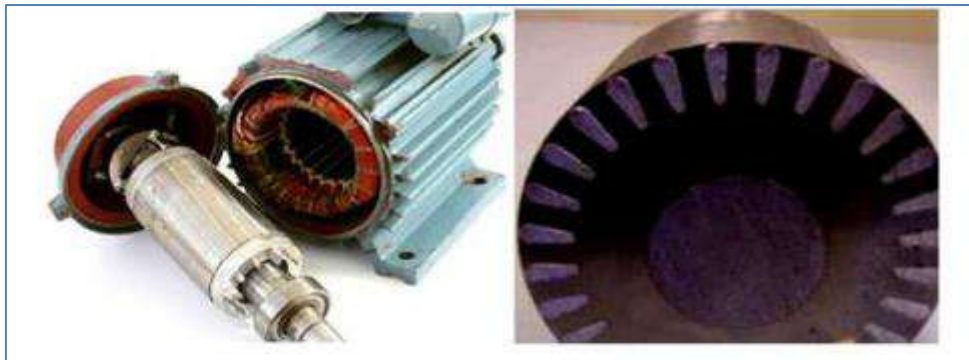
Le rotor est construit de la même manière que le stator, les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine [7].



*Figure I.3 : Rotor bobiné.*

➤ **Machine asynchrone à cage d'écureuil :**

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné, ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande, il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service, son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple) [6].



*Figure I.4 : Machine asynchrone à cage d'écureuil.*

**I.2.3 Les organes mécaniques :**

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur, l'arbre est un organe de transmission, il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement, il est généralement, constitué en acier moulé ou forgé [7] .

**I.3 Modélisation de la machine asynchrone :**

**I.3.1 Hypothèses simplificatrices :**

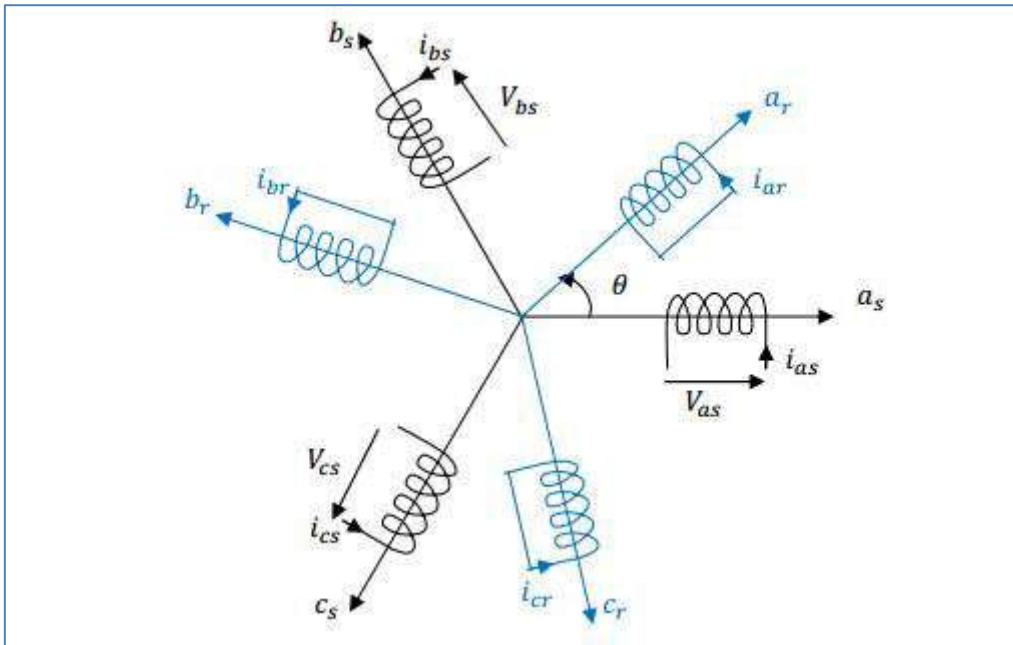
Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone qui est employé dans les étapes de conception et de la mise en œuvre des

différentes stratégies de commande il faut admettre comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes, [8], [9] :

- ✓ La parfaite symétrie de la machine.
- ✓ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- ✓ La répartition spatiale sinusoïdale des champs magnétiques le long de l'entrefer.
- ✓ L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- ✓ L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- ✓ On néglige l'effet de peau.
- ✓ L'additivité du flux.
- ✓ La constance des inductances propres.
- ✓ La constance des résistances statoriques et rotoriques.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

### ***1.3.2 Modélisation dans le repère triphasé :***

La machine asynchrone triphasée, dans l'espace peut être représentée schématiquement, comme indiqué sur la figure (I.5), est munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants triphasés, le rotor peut-être modélisé par trois enroulements identiques court-circuités dont la tension aux bornes de chaque enroulement est nulle [10].



**Figure I.5 :** Représentation schématique du modèle triphasé de la machine asynchrone.

L'angle  $\theta$  caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

### **I.3.2.1 Equations électriques :**

En tenant compte des hypothèses simplificatrices précédentes, l'étude physique conduit aux équations de tensions selon la loi de Faraday, on peut écrire :

$$[V] = [R] \cdot [I] + \frac{d}{dt} [\phi] \quad (I.1)$$

A partir de l'équation (I.1), on peut tirer les équations des tensions statoriques et rotoriques :

- **Pour le stator :**

$$[V_{abcs}] = [R_s] \cdot [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (I.2)$$

- **Pour le rotor :**

$$[V_{abcr}] = [R_r] \cdot [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] \quad (I.3)$$

Où :

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

- $V_{abcs}, V_{abcr}$  : Les tensions statoriques et rotoriques.
- $I_{abcs}, I_{abcr}$  : Les courants statoriques et rotoriques.
- $\phi_{abcs}, \phi_{abcr}$  : Les flux à travers les phases du stator et du rotor.

### **I.3.2.2 Equations magnétiques :**

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

$$[\phi_s] = [l_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (I.5)$$

$$[\phi_r] = [l_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (I.6)$$

Où :

$$[l_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & 0 & M_s \end{bmatrix}, \quad [l_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & 0 & M_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

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

- $[l_{ss}], [l_{rr}]$  : Matrice d'inductance statorique et rotorique, respectivement ;
- $[M_{sr}] = [M_{rs}]$  : Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor ;
- $L_s, L_r$  : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique, respectivement ;
- $\theta$  : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

En remplaçant les équations (I.5) et (I.6), respectivement, dans les équations (I.2) et (I.3), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_{abcs}] = [R_s] \cdot [I_{abcs}] + [l_{ss}] \frac{d}{dt} [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] \cdot [I_{abcr}] \} \quad (I.9)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r] \cdot [I_{abcr}] + [l_{rr}] \frac{d}{dt} [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] \cdot [I_{abcs}] \} \quad (I.10)$$

### **I.3.2.3 Equation mécanique :**

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$[C_e] = P \cdot [I_{abcs}]^T + \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot [I_{abcr}] \quad (I.11)$$

Pour avoir un modèle complet de la machine, il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (I.12)$$

$J$  : Moment d'inertie de la partie tournante.

$\Omega$  : Vitesse mécanique du moteur.

$f_v$  : Coefficient du frottement visqueux.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

#### **I.4 Transformation du système triphasé :**

La mise en équations de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficients variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent. Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle, avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement [11], [12].

##### **I.4.1 Transformation de Clarke :**

L'idée de Clarke repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé peut l'être aussi par un système biphasé, à condition que le champ ou les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés.

Le passage d'un système triphasé à un système biphasé définie par :

$$[Cl] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Ce qui donnera Si X est une grandeur qui peut désigner un courant, un flux ou une tension :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [Cl] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

La transformation inverse est donc:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [Cl]^{-1} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

L'inconvénient de la transformation de Clarke est qu'elle n'est pas normée, elle conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple . La transformation de Concordia permet de pallier cet inconvénient.

##### **I.4.2 Transformation de Concordia :**

La transformation de Concordia est une modification de la matrice de Clarke afin de permettre l'invariance de la puissance instantanée.

Le passage d'un système triphasé à un système biphasé définie par :

$$[Co] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Ce qui donnera si X est une grandeur qui peut désigner un courant, un flux ou une tension :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = [Co] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

La transformation inverse est donc:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [Co]^{-1} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

La transformation de Concordia est normée elle conserve donc la puissance instantanée, cette transformation est utilisable dans le contrôle direct du couple (*DTC*) [13], [14], [15].

### ***I.4.3 Transformation de Park :***

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - biphasée suivie d'une rotation, elle permet de passer du repère  $(a,b,c)$  vers le repère  $(\alpha,\beta)$  puis vers le repère  $(d,q)$ . Le repère  $(\alpha,\beta)$  est toujours fixe par rapport au repère  $(a,b,c)$ , comme indiqué sur la figure ci-après, par contre le repère  $(d,q)$  est mobile, il forme avec le repère fixe  $(\alpha,\beta)$  un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [16],[11], revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), si l'on note par  $\theta_s$  l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques, et par  $\theta_r$  l'angle de la transformation de Park des grandeurs rotoriques il existe une relation qui les lie et qui simplifie les équations, ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation [17] :

$$\theta = \theta_s + \theta_r \quad (I.19)$$



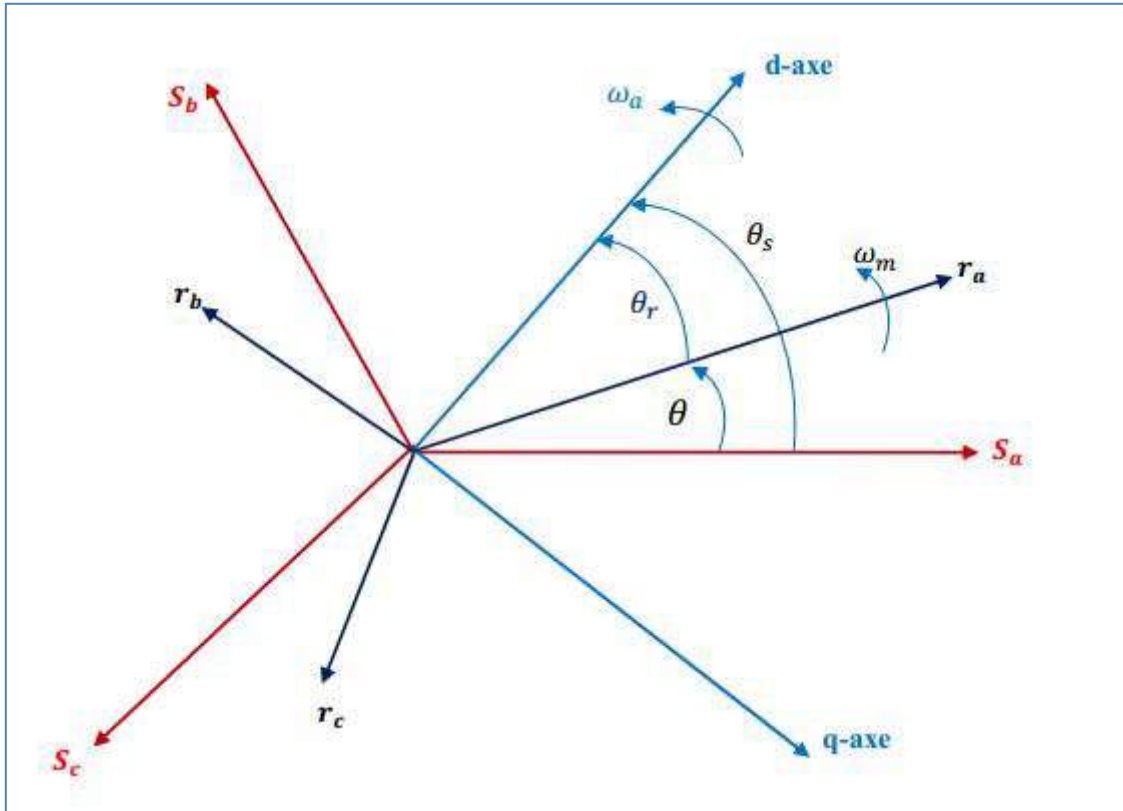


Figure I.6 : Principe de la transformation de Park.

Le passage d'un système triphasé à un système biphasé définie par :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Ce qui donnera si X est une grandeur qui peut désigner un courant, un flux ou une tension :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

La transformation inverse est donc:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Où :  $\theta_s$  représente l'angle entre l'axe  $d$  et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformation de Park est orthonormée, elle conserve la puissance instantanée. Cette transformation est utilisable dans la commande vectorielle.

### ***1.4.3.1 Application aux équations des tensions :***

Il en est de même pour les équations des tensions au stator et au rotor, pour les ramener dans le repère de Park, il suffit de leur appliquer la transformation de Park.

- ***Au stator :***

On applique la transformation de Park à l'expression (I.9), en multipliant les deux membres de l'égalité par  $[P(\theta_s)]$  et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{dqs}] = [R_s] \cdot [I_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqs}] + \left[ P(\theta_s) \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\phi_{dqs}]) \right] \quad (I.23)$$

Après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

L'expression (I.22) devient alors :

$$[V_{dqs}] = [R_s] \cdot [I_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqs}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [\phi_{dqs}] \quad (I.25)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

- ***Au rotor :***

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

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

### I.4.3.2 Application aux équations des flux :

En appliquant la transformée de Park aux équations du flux :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} \phi_{abcs} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \phi_{dqr} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} \phi_{abcr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

En développons les expressions de flux nous obtenons :

- **Au stator :**

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot ([l_{ss}] \cdot \begin{bmatrix} I_{abcs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} I_{abcr} \end{bmatrix}) \quad (\text{I.29})$$

- **Au rotor :**

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqr} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \cdot ([l_{rr}] \cdot \begin{bmatrix} I_{abcr} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \cdot \begin{bmatrix} I_{abcs} \end{bmatrix}) \quad (\text{I.30})$$

Soit :

$$[P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{dqs} \end{bmatrix} = [l_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} I_{dqs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} I_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot [l_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} I_{dqs} \end{bmatrix} + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} I_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

En introduisant l'inductance cyclique :

$$L_s = l_{ss} - M_s \quad : \text{Inductance cyclique statorique.}$$

$$L_m = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs} \quad : \text{Inductance cyclique mutuelle entre rotor-stator.}$$

L'expression (I.31) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, en introduisant l'inductance cyclique :

$$L_r = L_{rr} - M_r \quad : \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

### **I.5 Choix du référentiel :**

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Trois types de référentiels sont intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [18].

#### **I.5.1 Référentiel lié au stator :**

Ce référentiel est choisi dans le cas de variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non à des variations de la fréquence d'alimentation [10]. Il est caractérisé par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

#### **I.5.2 Référentiel lié rotor :**

Ce choix est nécessaire dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est constante [10]. Il est caractérisé par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

#### **I.5.3 Référentiel lié au champ tournant :**

On choisit ce référentiel lorsqu'on veut étudier les problèmes dont la fréquence d'alimentation est constante [10]. Il est caractérisé par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

Dans notre étude nous avons choisi le référentiel lié au champ tournant, la relation (I.35) donne un récapitulatif des équations électriques et magnétiques qui régissent sur le modèle de la machine asynchrone dans un repère de Park.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \\ \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{array} \right. \quad (I.35)$$

### **I.6 Expression du couple électromagnétique :**

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour la commande de la machine asynchrone, ce dernier peut être obtenu à l'aide de développement de l'équation de la puissance instantanée  $P_e$ .

Dans le cas général la puissance électrique instantanée  $P_e$  fournit aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axes  $d, q$  :

$$P_e = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} + V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr} \quad (I.36)$$

✚ Elle se décompose en trois séries de termes :

1. Puissance dissipée en pertes Joule :

$$R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (I.37)$$

2. Puissance transmise au rotor sous forme de variation d'énergie magnétique :

$$I_{ds} \frac{d\phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad (I.38)$$

3. Puissance mécanique :

$$P_{med} = (\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds}) \omega_s + (\phi_{dr} I_{qr} - \phi_{qr} I_{dr}) \omega_r \quad (I.39)$$

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par l'expression :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} \quad \text{et} \quad \Omega = \frac{\omega}{p}$$

Donc on tire l'expression scalaire du couple :

$$C_e = p \cdot (\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds}) \quad (I.40)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (I.41)$$

$$C_e = p L_m (I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) \quad (I.42)$$

### **I.7 Mise sous forme d'équations d'état :**

La représentation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées, pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions ( $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ ,  $V_{dr}$ ,  $V_{qr}$ ) sont considérées comme variables de commande, le couple résistant ( $C_r$ ) comme perturbation, les

courants statoriques, les flux rotoriques ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ,  $\phi_{dr}$ ,  $\phi_{qr}$ ) comme variables d'état et le référentiel choisi est celui du champ tournant [19], on a donc :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

Avec :

$$X = [I_{ds} I_{qs} \phi_{dr} \phi_{qr}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$U = [V_{ds} V_{qs} V_{dr} V_{qr}]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

Après le calcul, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1}{T_r\sigma} \cdot \frac{L_m^2}{L_r L_s}\right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \left(\frac{1}{T_r\sigma} \cdot \frac{L_m}{L_r L_s}\right) \phi_{dr} + \left(\frac{L_m\omega_s - L_m\omega_r}{L_r L_s\sigma}\right) \phi_{qr} + \frac{1}{L_s\sigma} V_{ds} - \frac{L_m}{L_r L_s\sigma} V_{dr} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1}{T_r\sigma} \cdot \frac{L_m^2}{L_r L_s}\right) I_{qs} - \left(\frac{L_m\omega_s - L_m\omega_r}{L_r L_s\sigma}\right) \phi_{dr} + \left(\frac{1}{T_r\sigma} \cdot \frac{L_m}{L_r L_s}\right) \phi_{qr} + \frac{1}{L_s\sigma} V_{qs} - \frac{L_m}{L_r L_s\sigma} V_{qr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} + V_{dr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} + V_{qr} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[ p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) - C_r - f_v \Omega \right] \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

Où :

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

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

La forme matricielle est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + [B] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K}{T_r} & \omega K \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} ; [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -K & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -K \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

Où :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} ; \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} ; K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} ; \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma T_r L_s L_r}$$

### I.8 Modélisation de l'alimentation :

Généralement la machine asynchrone est alimentée par deux convertisseurs en cascade, le convertisseur côté machine est un onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), et le convertisseur côté réseau est un redresseur triphasé, séparés par un filtre passe-bas (LC) [20].

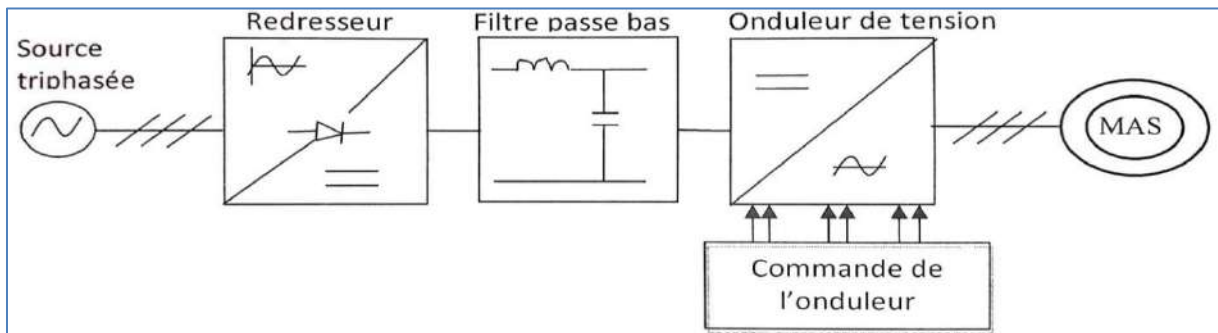


Figure I.7 : Schéma de principe de l'association convertisseur-machine.

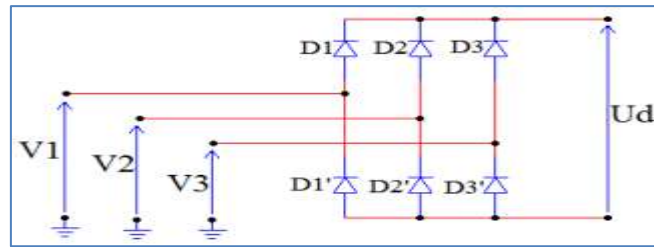
Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [21] :

- ✓ Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent.
- ✓ Une large plage de variation de vitesse.
- ✓ Des constantes de temps électriques et mécaniques faibles.
- ✓ La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

#### I.8.1 Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en source continue, il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [22].

Dans notre travail le type de redresseur comporte trois diodes (**D1, D2, D3**) à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$ , et trois diodes (**D1', D2', D3'**) à anode commune assurant le retour du courant  $I_d$ . Schématisée par la figure suivante:



**Figure I.8 :** Représentation du redresseur triphasé à diodes.

On suppose que le redresseur est alimenté par une source d'alimentation équilibrée, d'amplitude de tension et de fréquence constantes. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

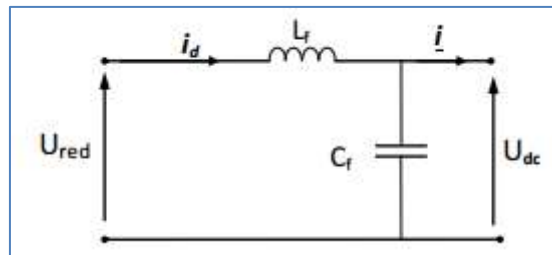
$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \\ V_2(t) = V_m \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3(t) = V_m \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.47)$$

Si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suite :

$$U_d = \text{Max}[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \text{Min}[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (I.48)$$

### **I.8.2 Modélisation du filtre :**

À l'entrée de l'onduleur, la tension est sensiblement constante et le courant légèrement ondulé, pour remédier à cet inconvénient, un filtre (LC) est inséré entre le redresseur et l'onduleur. La capacité supprime les brusques variations de la tension lors des commutations et réduit l'ondulation de cette dernière durant les intervalles entre commutations [23]. Schématisé par la figure suivante :



**Figure I.9 :** Représentation d'un filtre passe-bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :



$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{di_d}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i(t)) \end{cases} \quad (I.49)$$

Les deux équations précédentes, nous donnons la fonction de transfert  $F(s)$  du filtre sous la forme :

$$F(s) = \frac{1}{(L_f C_f s^2 + 1)} \quad (I.50)$$

Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est donnée par :

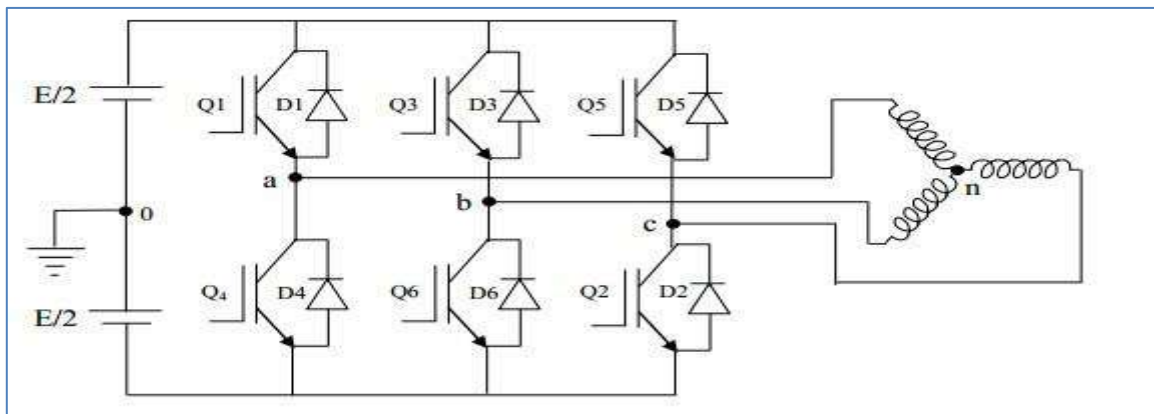
$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (I.51)$$

### ***1.8.3 Modélisation de l'onduleur de tension :***

L'onduleur à deux niveaux est généralement le plus utilisé, sa topologie est la plus simple pour la conversion d'énergie du type continu alternatif (DC/AC) triphasé [24].

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors GTO, possède six cellules de commutation et six diodes de roue libre, chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutations constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant au point milieu du bras. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs doivent être contrôlés de manière complémentaire [23], [25], [26], [27]. Dans notre cas nous étudions l'ensemble convertisseur MAS, où l'onduleur étant commandé par la technique de contrôle sinus-triangle (MLI).

Le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator du MAS est illustré par la figure suivante :



***Figure I.10: Représentation de l'ensemble onduleur-MAS.***

○ *Tensions composées :*

$$\begin{cases} u_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ u_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ u_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (I.52)$$

○ *Tensions simples :*

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3} \cdot (u_{ab} - u_{ca}) \\ v_b = \frac{1}{3} \cdot (u_{bc} - u_{ab}) \\ v_c = \frac{1}{3} \cdot (u_{ca} - u_{bc}) \end{cases} \quad (I.53)$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points **a**, **b**, **c** et le point milieu fictif **O** associé à l'alimentation, soit :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3} \cdot (+2 \cdot v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \\ v_b = \frac{1}{3} \cdot (-v_{ao} + 2 \cdot v_{bo} - v_{co}) \\ v_c = \frac{1}{3} \cdot (-v_{ao} - v_{bo} + 2 \cdot v_{co}) \end{cases} \quad (I.54)$$

On peut écrire le système (I.53) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (I.55)$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire, on peut par conséquent associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande  $S_i$ , avec ( $i = \mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}$ ) et telle que [19] :

- $S_i = +1 \Rightarrow$  interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert.
- $S_i = 0 \Rightarrow$  interrupteur du haut ouvert, interrupteur du bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{E}{2} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.56)$$

D'où la nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \frac{E}{2} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.57)$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande "S<sub>a</sub>", "S<sub>b</sub>", "S<sub>c</sub>" qui représentent les signaux de commande. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés à l'aide de la stratégie de commande envisagée [19].

### I.9 Stratégie de la commande par MLI :

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la machine, la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe, en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur, celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de la fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement, la méthode de contrôle par MLI consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la référence de tension sinusoïdale [28].

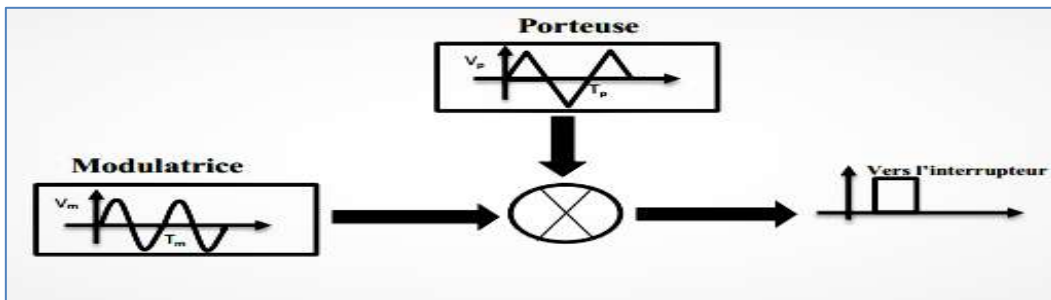


Figure I.11 : Schéma synoptique de la MLI.

#### I.9.1 La MLI Sinus-Triangle :

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire, les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [29].

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} V_m > V_p \Rightarrow S(t) = 1 \\ \text{Sinon} \cdot S(t) = 0 \end{cases} \quad (I.58)$$

Avec :

$V_m$  : la tension référence.  $V_p$  : la tension porteuse.  $S(t)$  : le signal MLI résultant.

Cette technique est caractérisée par deux paramètres:

- L'indice de modulation ' $m$ ' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse  $f_p$  sur la référence  $f_{ref}$

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (I.59)$$

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) ' $r$ ' qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence  $V_{mref}$  sur la porteuse  $V_{mp}$ .

$$r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} \quad (I.60)$$

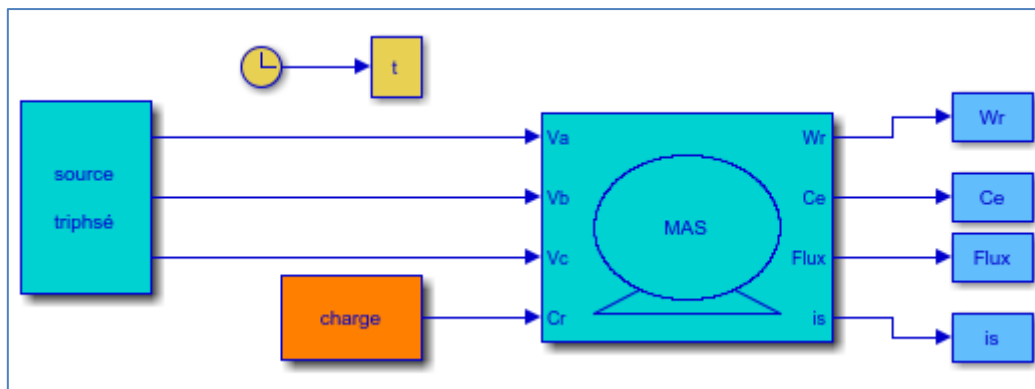
On trouvera dans l'annexe B un modèle de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux équipé d'une commande MLI sinus-triangle, à implanter dans l'environnement MATLAB-Simulink.

### ***1.10 Simulations numériques de différents fonctionnements du moteur asynchrone :***

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

Les paramètres de la MAS sont citées dans l'annexe A.

Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par un réseau standard, on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale, comme montre la figure suivante :



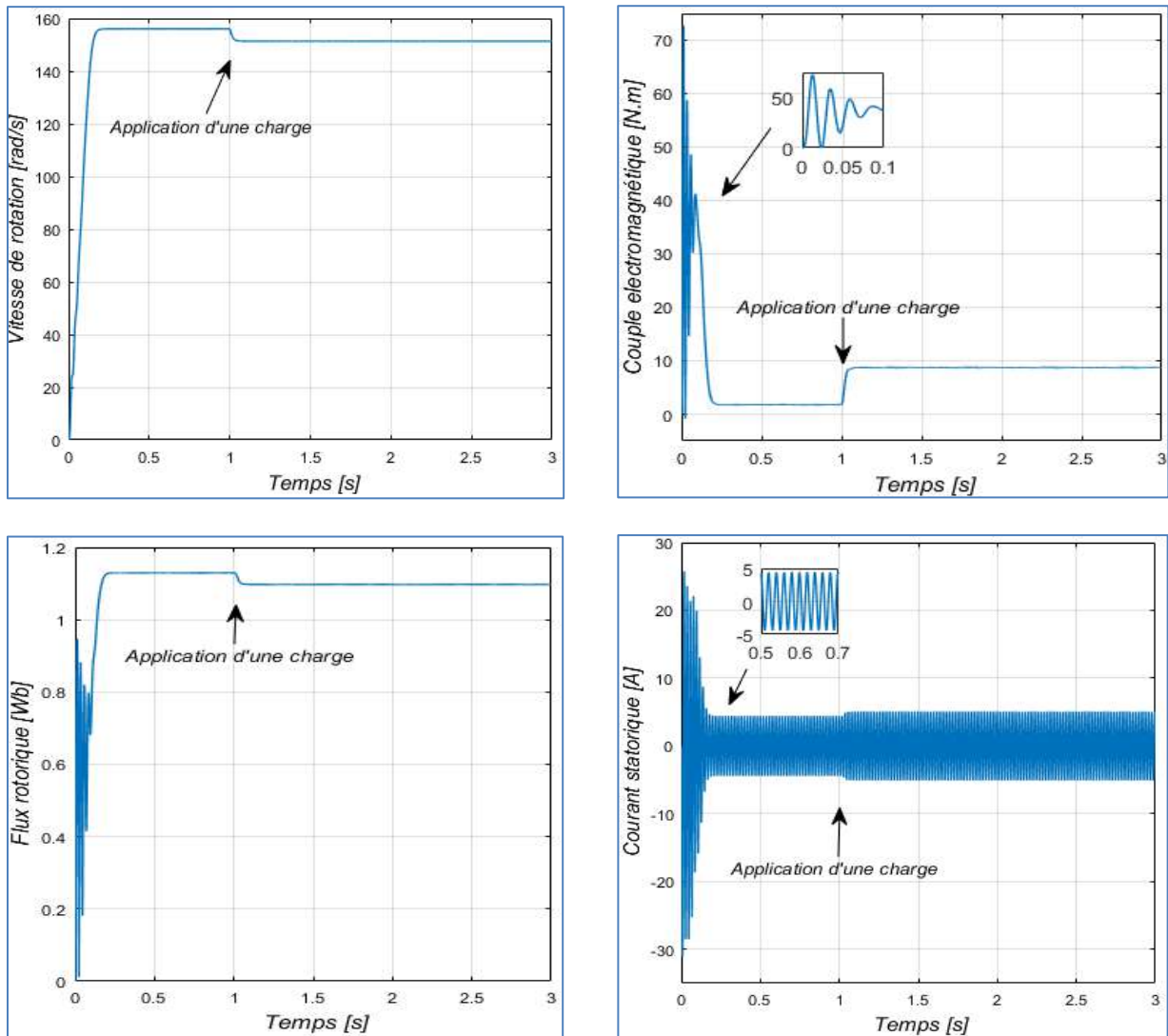
**Figure I.12 :** Schéma bloc de la simulation de la MAS alimentée en tension.

En première étape on va simuler numériquement le démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée directement par un réseau standard 220/380[V]-50[Hz].

L'examen des courbes de la figure (I.13) permet de constater qu'aux premiers instants du démarrage, le courant statorique présente des oscillations successives, et disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. On constate que le couple présente une composante pulsante très importante, après

disparition du régime transitoire, le couple tend pratiquement vers zéro. La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage puis se stabilise en régime permanent à la vitesse proche de celle du synchronisme 157 [rad /s].

En deuxième étape, on ajoute une charge (Couple résistant  $C_r = 07N.m$ ) appliquée à l'arbre du moteur à l'instant  $t = 01[s]$ . Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette perturbation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant. Une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est dû au fait qu'il n'y a pas une boucle de régulation de vitesse. Le courant statorique dévolu selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.



**Figure I.13:** Résultats de simulation de la MAS à vide, suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01$  [s].

### I.11 Simulation de l'association Machine asynchrone-Onduleur de tension :

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

Les paramètres de la MAS sont citées dans l'annexe A.

L'ensemble [MAS+OND] est soumis à une tension continue de 220[V], les trois modulatrices étant caractérisées par des amplitudes de 380 [V] et une fréquence de 50[Hz], comme montre la figure suivante :

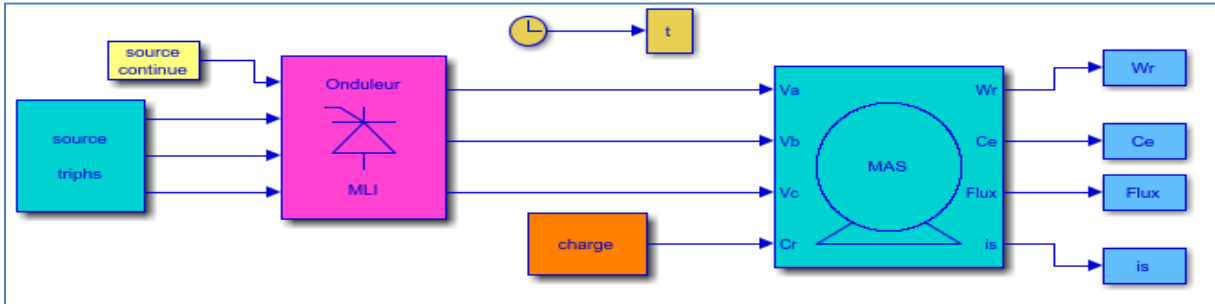


Figure I.14 : Schéma bloc de la simulation de l'ensemble [MAS+OND].

La simulation réalisée à pour objectif :

- démarrage direct du processus [MAS+onduleur] à vide, suivi de l'application d'un échelon de couple de 07[N.m] à l'instant  $t=01[s]$ .

#### I.11.1 Résultats de simulation :

La figure (I.16), illustre les résultats obtenus. Ces courbes montrent des allures très proches de l'onde sinusoïdale, et surtout en charge, illustrant ainsi le rôle joué par l'onduleur et la MLI.

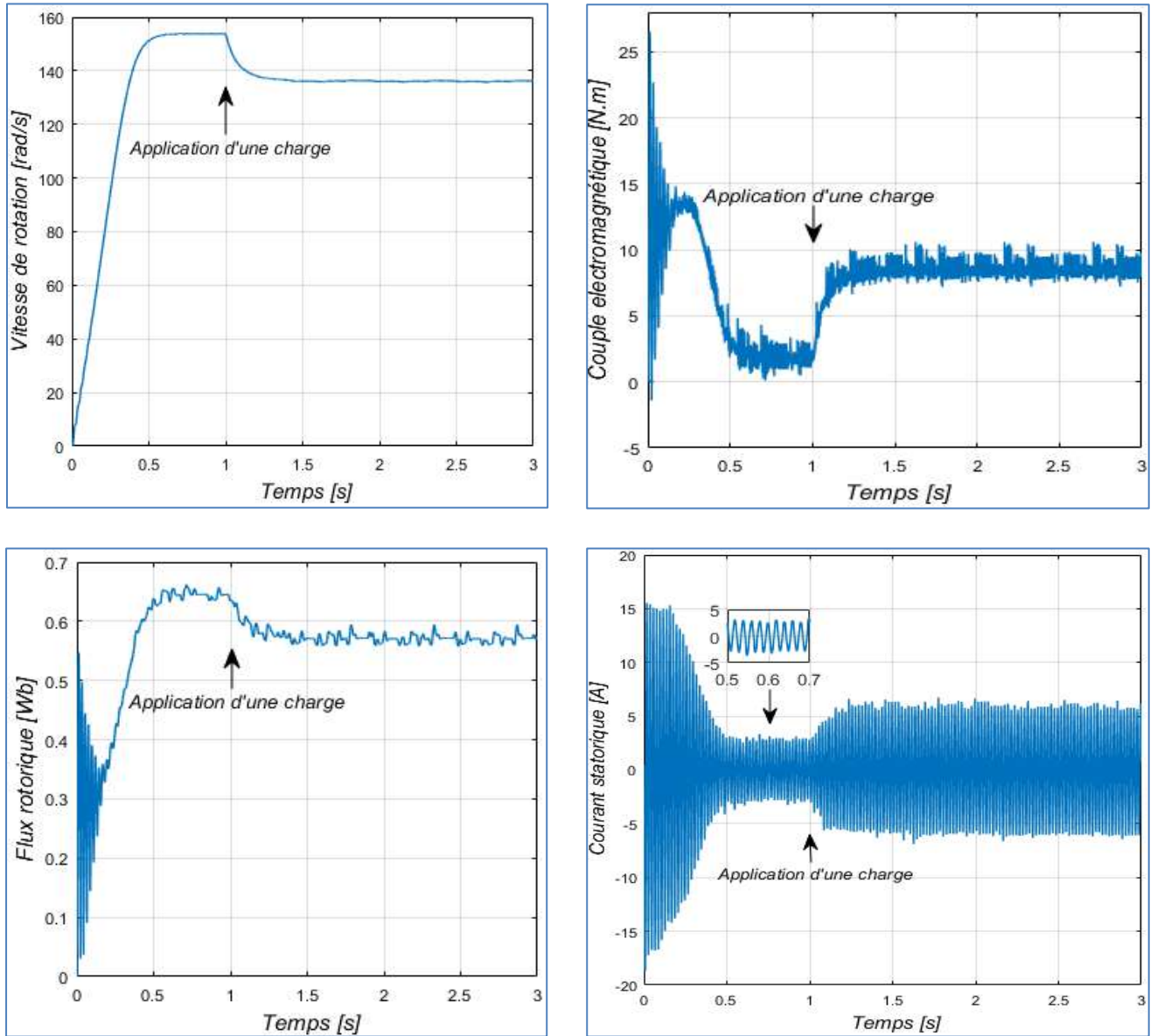


Figure I.15: Résultats de simulation du procédé [MAS+OND] à vide, suivi d'une application d'une charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01[s]$ .

### I.11.2 Interprétations des résultats obtenus :

D'après la figure (I.15),

À vide ( $C_r=0N.m$ ), on constate que :

- Pour la vitesse :

L'évolution de la vitesse se stabilise à 157 [rad/s], la montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage.

- Pour le couple électromagnétique :

L'oscillation de couple monte jusqu'à 27 [N.m], après un bref instant il s'annule puisque le moteur n'est pas chargé.

- Pour le courant statorique :

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage, après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

En Charge,  $C_r=07$ [N.m], à l'instant  $t= 01$  [s] :

Lorsque la charge est appliquée, le couple électromagnétique répond vite et la vitesse est légèrement perturbée. La commande en courant donne une réponse à fort dépassement. Pour le couple électromagnétique, présente des oscillations, ces oscillations sont dues aux harmoniques de courant injectés dans les enroulements du moteur et ayant pour cause les commutations de l'onduleur.

### ***1.12 Conclusion :***

Le travail présenté dans ce chapitre, concerne la modélisation de la machine et de son alimentation. Nous avons présenté une structure de la chaîne de puissance, cette chaîne est constituée d'une alimentation construite autour d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux et d'un moteur asynchrone.

Nous avons utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles, cette transformation permet le changement du système triphasé réel en système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation [30].

On a procédé à la modélisation de l'onduleur de tension et de sa technique de commande (en utilisant la commande MLI sinus-triangle) puis on a fait une simulation des performances du système MAS-Onduleur.

Les résultats de simulation ont montré la validité du modèle mathématique de la machine asynchrone [19]. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone.



# Chapitre II

---

*Commande vectorielle du moteur asynchrone*

---

## **II.1 Introduction :**

Les machines à courant continu ont été auparavant l'élément clé de la majorité des systèmes d'entraînements à vitesse variable, en effet cette machine présente l'avantage d'un contrôle séparé du flux et du couple. Le flux est produit uniquement par le courant d'excitation (en négligeant les effets de la réaction magnétique d'induit) et si le flux est fixe, le couple devient proportionnel au courant d'induit, contrairement à ceci, la machine triphasée à induction, représente une construction mathématiquement complexe avec son système multi-phasé d'enroulement et de tension, qui le rendu difficile de maintenir cette qualité de découplage importante [31].

Au début des années **70**, les premiers développements théoriques de la commande vectorielle connue sous le nom flux orienté, ont été réalisés par '**Blaschke**' et ses applications effectives ont vu le jour grâce à '**Léonard**' dix ans plus tard [4]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations, ce qui ne pouvait pas se faire en pure démarche analogique. Par ailleurs la commande vectorielle, a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux et celle commandant le couple [32].

Le présent chapitre consacré à étudier la méthode de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, commencer par une explication du principe de cette technique, ensuite on va appliquer cette commande sur le modèle du moteur asynchrone par ajuster les grandeurs (courant, flux et vitesse) du moteur avec l'utilisation des régulateurs du type PI.

## **II.2 Théorie de la commande vectorielle de la machine asynchrone :**

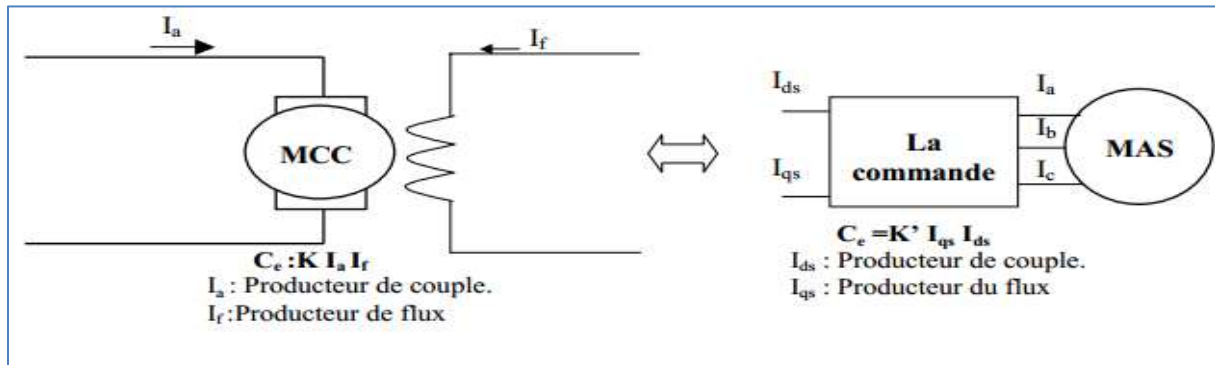
### **II.2.1 Problèmes posés par le moteur asynchrone :**

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple, le découplage naturel de la machine à courant continue n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage ( $I_r$  par exemple) qu'à travers le stator [33]. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator [34], [9]. Dans ce cas, on applique la commande vectorielle.

### **II.2.2 Principe de la commande vectorielle :**

#### **II.2.2.1 Principe de la commande par orientation du flux :**

Le principe fondamentale de cette commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu, où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux et celle commandant le courant. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux, afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée [35].



**Figure II.1 :** Principe de la commande vectorielle.

Des nombreuses variantes de commande vectorielle ont été présentées dans la littérature technique, que l'on peut classer de la façon suivante [21], [36]:

- **Mode d'alimentation :**

- Commande en tension.
- Commande en courant.

- **Détermination de la position du flux :**

- Directe nécessite mesure du flux ou observation.
- Indirecte nécessite le contrôle de la fréquence de glissement.

- **Acquisition du flux :**

- Fondée sur un modèle du rotor.
- Fondée sur un modèle du stator.
- Fondée sur l'observation de flux.

- **Orientation du repère dq sur le :**

- Flux rotorique.
- Flux statorique.
- Flux d'entrefer.

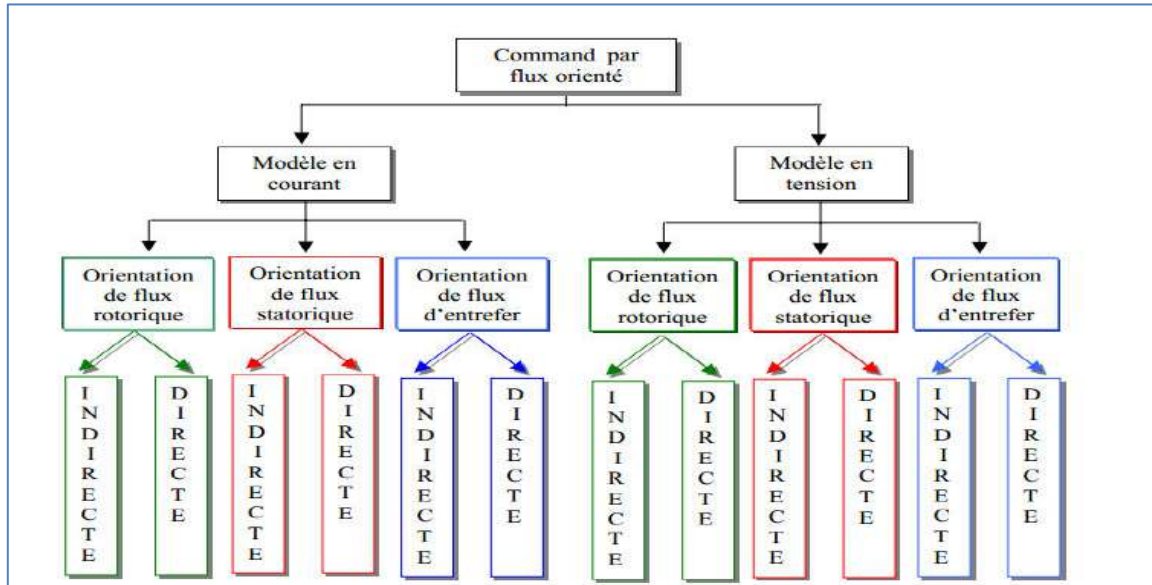


Figure II.2 : Classification des techniques de commande par orientation de flux.

### II.2.2.2 Choix d'orientation du flux :

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère ( $dq$ ) [3], [39]. Dans le modèle biphasé de la machine asynchrone, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant, telle sorte que l'axe ' $d$ ' de ce référentiel coïncide avec un des trois flux de la machine (statorique, rotorique ou entrefer) [37].

La commande par orientation du flux peut se faire par orientation de l'un de ces trois flux [18]:

- ✓ Orientation du flux rotorique, avec la condition :  $\phi_{dr} = \phi_r$  et  $\phi_{qr} = 0$
- ✓ Orientation du flux statorique, avec la condition :  $\phi_{ds} = \phi_s$  et  $\phi_{qs} = 0$
- ✓ Orientation du flux d'entrefer, avec la condition :  $\phi_{de} = \phi_e$  et  $\phi_{qe} = 0$

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entrefer n'assure pas un découplage total entre le couple et celui du flux. Nous nous limitons à étudier le principe de la commande vectorielle avec orientation de l'axe ( $d$ ) suivant l'axe du flux rotorique. Elle présente des meilleures performances par rapport aux autres techniques d'orientation [21].

### II.2.2.3 Principe d'orientation du flux rotorique :

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est actuellement considérée comme la technique la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable des machines asynchrones. Elle permet un contrôle de la vitesse et du couple, avec des performances statiques et dynamiques élevées, ainsi qu'une maîtrise excellente des régimes transitoires. Le but recherché lors de sa conception est d'obtenir une situation identique à celle rencontrée dans la machine à courant continu en séparant la commande du flux de celle du

couple, l'orthogonalité entre les vecteurs flux et courant étant la condition optimale de production du couple maximal [34].

L'orientation du flux rotorique consiste à annuler sa composante quadratique, pour ne conserver que la composante directe, le flux est alors entièrement porté sur l'axe direct. La figure (II.3) illustre le principe de l'orientation du flux rotorique, on y remarque l'orthogonalité retrouvée entre le flux rotorique et le courant de quadrature  $i_{qs}$  [19].

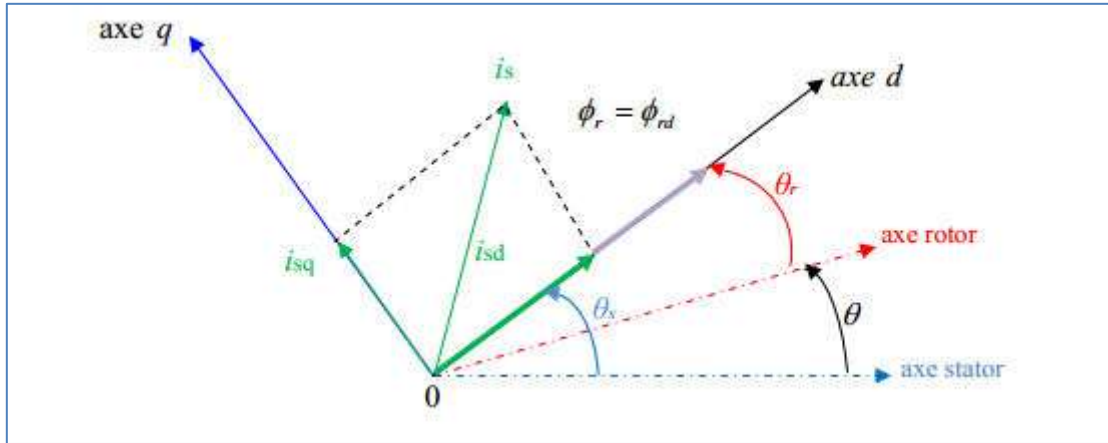


Figure II.3 : Orientation du flux rotorique sur l'axe direct (d).

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère  $dq$  comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture [17] :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (II.1)$$

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturel entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple [17].

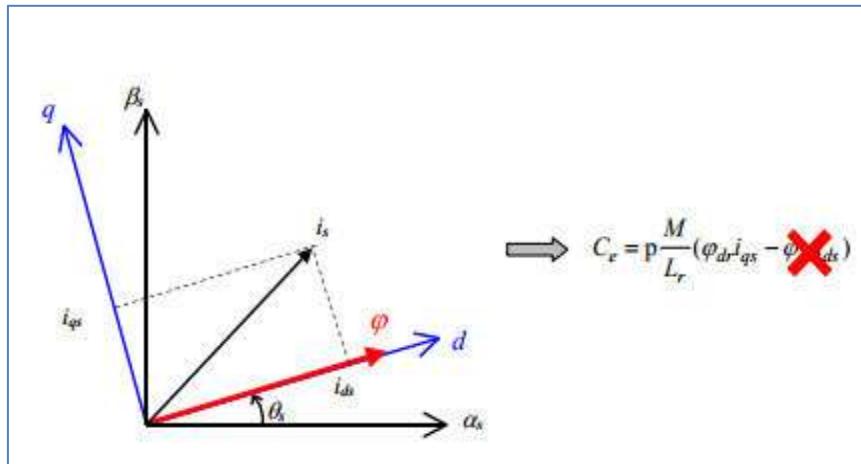
On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ( $\phi_{qr} I_{ds}$ ), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC, il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère  $dq$  de manière à annuler la composante de flux en quadrature, c'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct ( $d$ ) et donc d'avoir [17] :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{qr} = 0 \quad (II.2)$$

En appliquant la commande par orientation de flux rotorique, le couple s'écrit alors [18] :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r I_{qs} \quad (II.3)$$

On remarque pour cette expression une forme identique à celle du couple développé par une machine à courant continu.



**Figure II.4 : Principe d'orientation du flux rotorique.**

Le modèle du moteur asynchrone, établi dans le domaine du flux rotorique orienté, est alors donné comme il suit :

Les équations définies pour le référentiel lié au champ tournant, elles sont exprimées de la manière suivante :

Les équations relatives aux flux rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} = 0 \end{cases} \quad (II.4)$$

Les équations relatives à celle des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_r}{dt} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \omega_r \phi_r \end{cases} \quad (II.5)$$

On remarque qu'il convient de régler le flux en agissant sur la composante  $i_{ds}$  du courant statorique et on règle le couple en agissant sur la composante  $i_{qs}$ , on a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC à excitation séparée [17].

### II.3 Théorie du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique :

La commande **FOC** est initialement proposée en Allemagne dans la fin des années **60** et au début des années **70** par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (**'Hasse'**) connu par **IRFOC**, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (**'Blaschke'**) connu par **DFOC** [38].

### **II.3.1 Commande vectorielle indirecte :**

Le contrôle indirect, proposé par 'HASSE', utilise un modèle inverse déduit du modèle de la machine exprimé dans le repère du flux rotorique [19].

Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position [40], donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine [41].

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de la température, surtout la constante de temps rotorique [42].

### **II.3.2 Commande vectorielle directe :**

Le contrôle direct du flux, développé par 'Blaschke', est basé sur la connaissance du module du flux rotorique et de sa position [19].

Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés. En outre, la connaissance de la position du flux dans les référentiels tournants ( $d q$ ) est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande [43], [44], [45].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine.

Pour le cas du présent travail, nous nous intéressons au modèle tension en commande directe avec orientation du flux rotorique.

## **II.4 Mise en œuvre de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone :**

### **II.4.1 Structure de la CVD :**

#### **II.4.1.1 Les estimateurs de commande :**

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines électriques sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux), ou pour des raisons des problèmes de coût (vitesse, positions), il faut donc les déterminer sans utiliser des capteurs, ces grandeurs d'état sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...), elles peuvent être reconstituées par [34], [46] :

- Des estimateurs utilisés en boucles ouvertes.

- Des observateurs corrigeant en boucles fermées les variables estimées.

**a- Estimateur du flux rotorique :**

Nous nous limiterons ci-dessous à la description d'un estimateur pour la détermination du vecteur flux rotorique. Ce type d'estimation est basé sur la représentation du processus sous forme du modèle défini en régime transitoire. Ce choix permet d'obtenir des algorithmes simples et donc rapides, par contre l'estimation étant faite en boucle ouverte, la sensibilité aux variations paramétriques du moteur viendra affecter la robustesse de la commande [47].

Le module du flux rotorique est estimé par la relation suivante :

$$\hat{\phi}_{dr} = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_{sd} \quad (II.6)$$

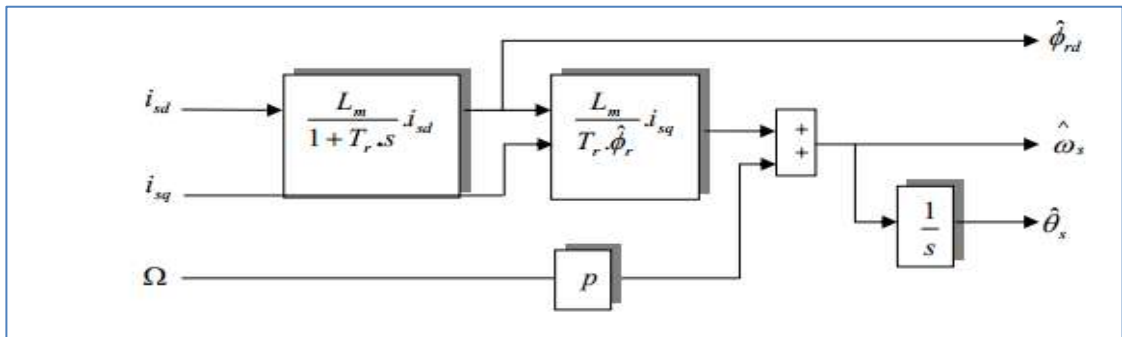


Figure II.5 : Schéma bloc de l'estimateur du vecteur flux rotorique.

**b- Estimateur de pulsation :**

La valeur de la pulsation relative est estimée par la relation suivante :

$$\hat{\omega}_r = \frac{L_m}{T_r \hat{\phi}_{dr}} i_{qs} \quad (II.7)$$

Où :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

La position du flux rotorique sera obtenue par intégration de la pulsation statorique, soit :

$$\theta_s = \int \omega_s \cdot dt \quad (II.8)$$

Avec:

$$\omega_s = p \cdot \Omega + \frac{L_m}{T_r \hat{\phi}_{rd}} i_{sq} \quad (II.9)$$



## II.4.2 Organisation fonctionnelle de la CVD :

### II.4.2.1 Le Découplage :

Le découplage rend les axes  $d$  et  $q$  complètement indépendant et permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie commande d'une manière simple [48].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, plusieurs techniques sont décrites dans la littérature et donnent sensiblement les mêmes résultats, la plus employée est le découplage par compensation, que nous allons exploiter par la suite [49].

### II.4.2.2 Découplage par compensation :

Les expressions mettent en évidence deux processus électromagnétiques monovariables et couplés par les grandeurs de perturbations [3].

Ces grandeurs ont pour expressions :

$$\begin{cases} e_{ds} = -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \phi_r \\ e_{qs} = \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega_s \phi_r \end{cases} \quad (II.10)$$

La méthode de compensation statique consiste à introduire des termes, dits  $fem(s)$  de compensation identiques à ceux responsables du couplage, mais de signes opposés de manière à supprimer leur influence et donc à séparer les actions mutuelles sur les deux axes  $d$  et  $q$ .

Leurs expressions sont données par les relations :

$$\begin{cases} \tilde{e}_{ds} = \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \phi_r \\ \tilde{e}_{qs} = -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega_s \phi_r \end{cases} \quad (II.11)$$

On peut définir deux nouvelles variables de commande  $V_{ds1}$  et  $V_{qs1}$  telle que :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_s \cdot i_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} \\ v_{qs1} = R_s \cdot i_{qs} + \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (II.12)$$

Les tensions directes et en quadratiques  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont alors reconstituées à partir des deux variables  $V_{ds1}$ ,  $V_{qs1}$  et des termes de compensation  $e_{ds}$  et  $e_{qs}$ , comme exprimées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds} = V_{ds1} - \tilde{e}_{ds} \\ v_{qs} = V_{qs1} - \tilde{e}_{qs} \end{cases} \quad (II.13)$$

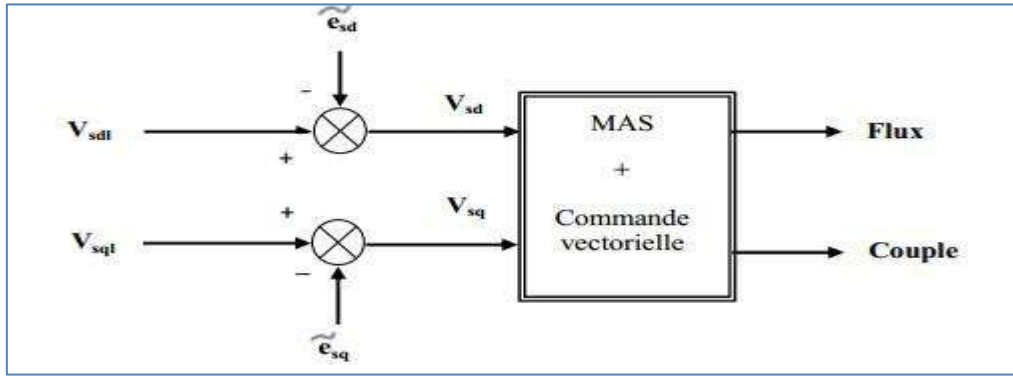


Figure II.6 : Reconstitution des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ .

Grâce à cette technique de découplage illustrée sur la figure (II.6) si la compensation est correcte, l'action sur l'une des entrées n'engendra aucune variation sur l'autre sortie.

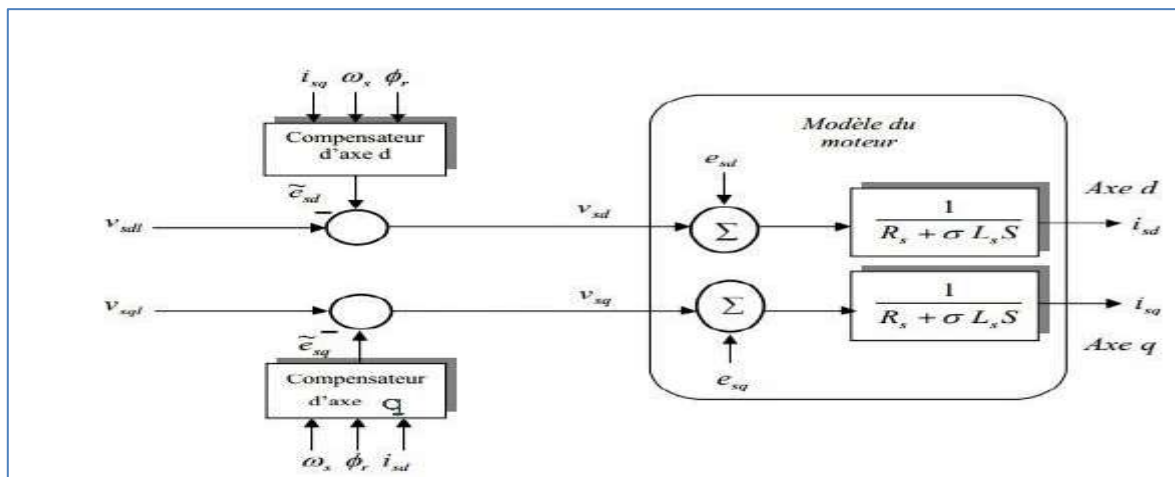
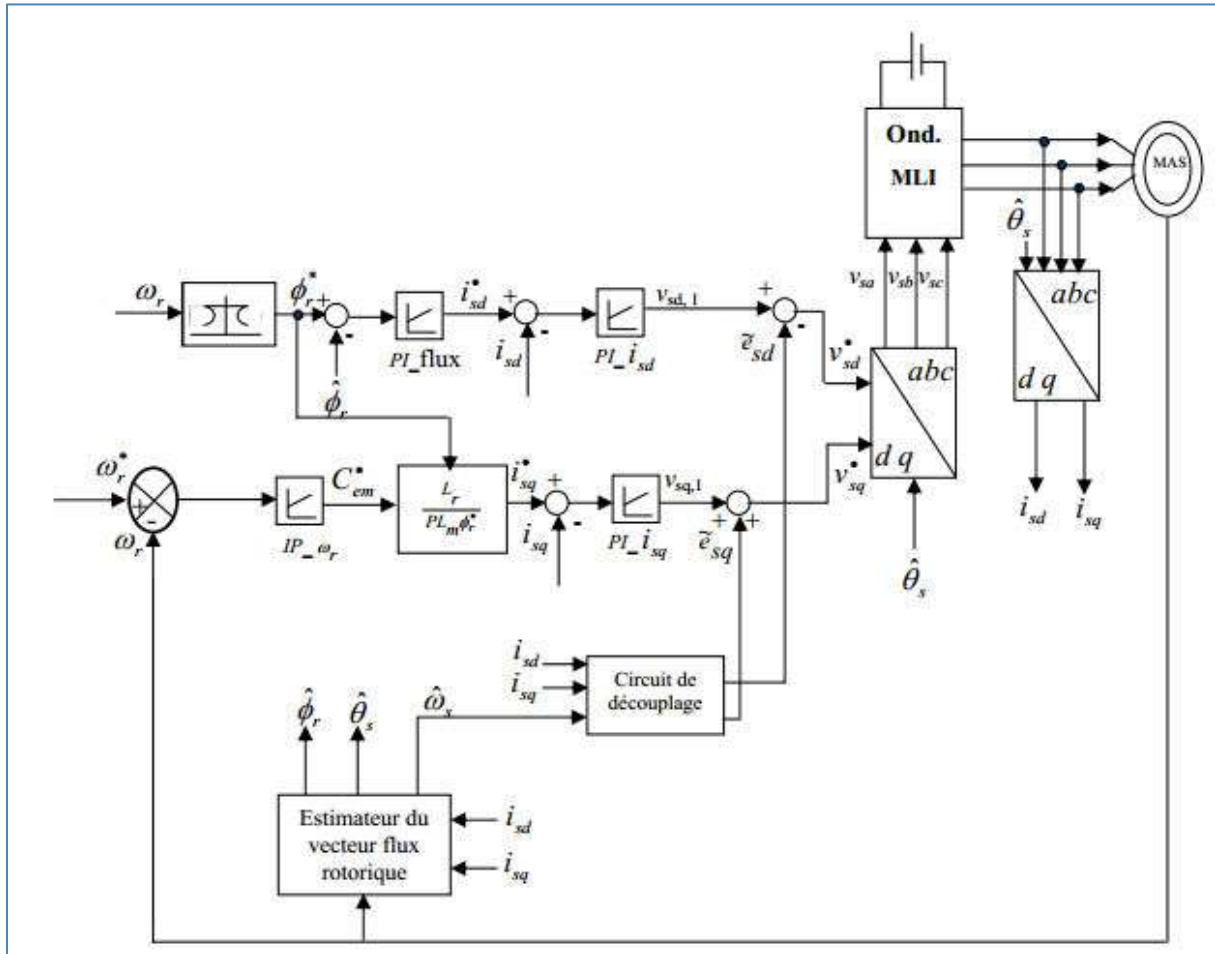


Figure II.7 : Principe de découplage par compensation.

### II.4.2.3 Schéma fonctionnel de la CVD :

À partir du modèle du moteur élaboré au chapitre I et des équations de découplage données dans le présent chapitre, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, figure (II.8).



**Figure II.8 :** Schéma de principe d'une commande vectorielle directe appliquée sur une machine asynchrone.

À partir du schéma de la figure (II.8), on remarque que cette commande possède un asservissement du flux rotorique, des estimateurs du flux et de pulsation statorique qui sont déterminés précédemment, ainsi le bloc du défluxage qui impose la référence du flux rotorique, le bloc de compensation assurant le découplage des deux axes  $d$  et  $q$ , les deux boucles de courant, les blocs des transformations de Park directe et inverse, et enfin la boucle externe de régulation de vitesse.

Cette commande se compose de quatre régulateurs du type PI répartis en deux boucles de contrôle rendues indépendantes l'une de l'autre par découplage.

La première boucle agit sur le flux, et se compose d'un régulateur du flux, ainsi d'une boucle interne de courant, elle aussi composée d'un correcteur PI qui agit sur le courant statorique d'axe  $d$  ( $i_{ds}$ ).

La seconde boucle agit sur le couple et se compose du régulateur de vitesse et d'une boucle interne de courant dont le correcteur PI agit sur le courant statorique d'axe  $q$  ( $i_{qs}$ ) [19].

Le bloc défluxage est défini par la relation non linéaire suivante :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_{rN} & si |\Omega| \leq \Omega_N \\ \phi_{rN} \frac{\Omega_N}{|\Omega|} & si |\Omega| > \Omega_N \end{cases} \quad (II.14)$$

Avec :

$\phi_{rN}$ : Flux rotorique nominal.

$\Omega_N$ : Vitesse de rotation nominale.

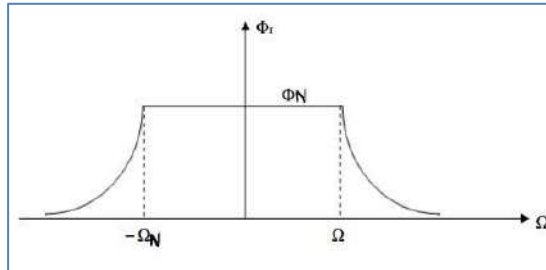


Figure II.9 : Bloc de défluxage.

### II.4.3 Synthèse des différents régulateurs :

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [50]:

- ✓ Précision en poursuite.
- ✓ Précision en régulation : temps de montée ; temps de réponse ; dépassement ; stabilité.
- ✓ Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge).
- ✓ Sensibilité à la variation des paramètres.

À partir de ces points, des différentes techniques de commande sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande pour les techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser le régulateur type proportionnel et intégral PI, dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander. Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle assure la rapidité et la stabilité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il y a quatre régulateurs PI, deux pour la régulation de la vitesse et le flux, et deux pour les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  [38].

#### II.4.3.1 Régulateur de vitesse :

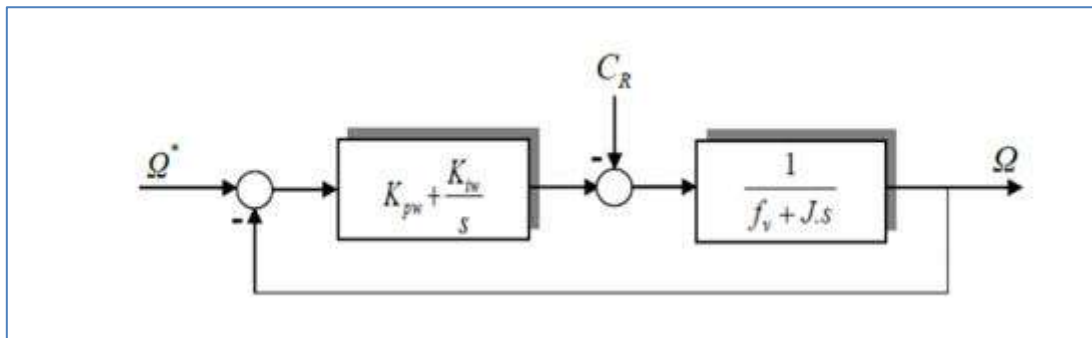
À partir de l'équation mécanique :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (II.15)$$

La boucle externe de régulation de vitesse sera défini par les paramètres  $(K_{pw}, K_{iw})$ . On établit, la relation liant la vitesse au couple électromagnétique :

$$\frac{\Omega}{C_e - C_r} = \frac{1}{(f_v + J \cdot s)} \quad (II.16)$$

Le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse est représenté par la figure suivante :



**Figure II.10:** Boucle de régulation de la vitesse de rotation.

D'où nous pouvons déduire l'expression de la vitesse de rotation :

$$\Omega = \frac{1}{f_v + J \cdot s} \cdot \left( k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s} \right) \cdot (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{f_v + J \cdot s} \cdot C_r \quad (II.17)$$

Après arrangement on obtient une nouvelle forme pour l'écriture de la vitesse :

$$\Omega = \frac{k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s}}{s^2 + \left( \frac{k_{pw} + f_v}{J} \right) \cdot s + \frac{k_{iw}}{J}} \cdot \Omega^* - \frac{s}{s^2 + \left( \frac{k_{pw} + f_v}{J} \right) \cdot s + \frac{k_{iw}}{J}} \cdot C_r \quad (II.18)$$

Son polynôme caractéristique met en évidence une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = s^2 + \left( \frac{k_{pw} + f_v}{J} \right) \cdot s + \frac{k_{iw}}{J} \quad (II.19)$$

Imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives pour lequel le dénominateur des fonctions de transfert correspondantes est de la forme:

$$D(s) = s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2 \quad (II.20)$$

Ainsi, nous obtenons les paramètres du correcteur, en fonction de l'amortissement  $\zeta$  et de pulsation propre  $\omega_0$ .

Par identification entre les équations (II.19) et (II.20), nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{pw} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot J - f_v \\ k_{iw} = \omega_0^2 \cdot J \end{cases} \quad (II.21)$$

### II.4.3.2 Régulateur du courant :

Pour les courants, direct et de quadrature, nous mettons en évidence deux boucles de régulation symétrique munie de régulateurs définis par les paramètres  $(K_{pd}, K_{id})$  et  $(K_{pq}, K_{iq})$ . Considérons l'axe direct, la relation (II.12) nous permettons d'écrire :

$$\frac{i_{ds}}{v_{ds1}} = \frac{1}{R_s(1 + \sigma \cdot T_s s)} \quad (II.22)$$

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant direct est représenté par la figure suivante :

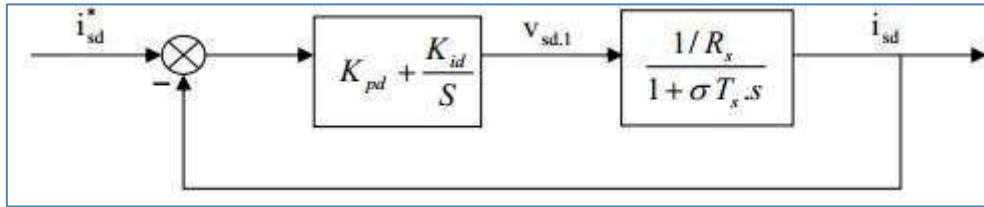


Figure II.11: Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique.

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert de la forme :

$$G_{dF}(s) = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma \cdot T_s R_s} (k_{pd}s + k_{id})}{s^2 + \left( \frac{1 + K_{pd}/R_s}{\sigma \cdot T_s} \right) \cdot s + \frac{K_{id}}{\sigma \cdot T_s R_s}} \quad (II.23)$$

Son polynôme caractéristique met en évidence une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = s^2 + \left( \frac{1 + k_{pd}/R_s}{\sigma \cdot T_s} \right) \cdot s + \frac{k_{id}}{\sigma \cdot T_s R_s} \quad (II.24)$$

Imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives pour lequel le dénominateur des fonctions de transfert correspondantes est de la forme:

$$D(s) = s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2 \quad (II.25)$$

Par identification entre les équations (II.24) et (II.25), nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{pd} = (2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot \sigma \cdot T_s - 1) \cdot R_s \\ k_{id} = \omega_0^2 \cdot \sigma \cdot T_s \cdot R_s \end{cases} \quad (II.26)$$

En choisissant des dynamiques identiques pour les deux boucles de courant :

$$k_{pd} = k_{pq} \quad \text{et} \quad k_{id} = k_{iq} \quad (II.27)$$

### II.4.3.3 Régulateur du flux :

Pour assurer un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou d'application des charges additives. Le régulateur définis par les paramètres ( $K_{p\phi}$ ,  $K_{i\phi}$ ).

Le schéma fonctionnel de la régulation du flux est représenté par la figure suivante :

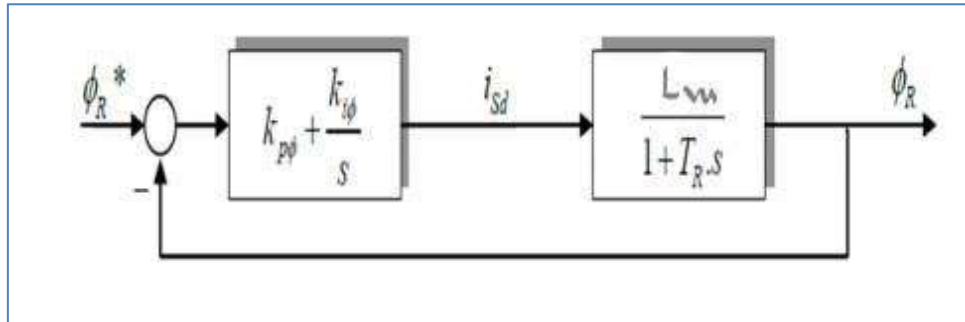


Figure II.12: Boucle de régulation du flux rotorique.

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert de la forme :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{\frac{L_m k_{p\phi} \cdot s + k_{i\phi}}{T_r}}{s^2 + \left( \frac{L_m k_{p\phi} + 1}{T_r} \right) \cdot s + \frac{L_m k_{i\phi}}{T_r}} \quad (II.28)$$

En identifiant cette dernière avec le polynôme caractéristique :

$$D(s) = s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2 \quad (II.29)$$

Nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{p\phi} = \frac{1}{L_m} \cdot (2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot T_r - 1) \\ k_{i\phi} = \frac{\omega_0^2 \cdot T_r}{L_m} \end{cases} \quad (II.30)$$

## II.5 Simulations de la commande vectorielle directe :

Il est intéressant de noter que l'implantation de la commande vectorielle sur la machine asynchrone dépend du système de contrôle et des performances exigées par le cahier de charge.

Dans ce chapitre, nous avons développé le modèle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-triangle équipée d'une commande vectorielle directe à orientation du flux rotorique **DFOC**, sous l'environnement

MATLAB-Simulink, afin de réaliser une série de simulations, pour mettre en évidence les propriétés de la commande vectorielle.

Ces simulations ont trois motivations principales :

- 1- L'une pour l'étude du comportement en régulation et vis-à-vis de l'application d'une charge (Couple résistant),  $C_r = 07$  [N.m] est introduit à l'instant  $t = 01$  [s].
- 2- L'autre pour l'analyse des performances en poursuite pour une consigne de vitesse a une valeur  $157$  [rad/s], suivi d'une inversion de sens de rotation à  $-157$  [rad/s] à l'instant  $t = 02$  [s].
- 3- Enfin l'influence de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, et en particulier la résistance rotorique est montrée pour des variations de  $1.3$  et  $1.5$  de sa valeur nominale.

### ***II.5.1 Résultats de simulation :***

Les résultats des différents tests de simulation réalisés pour la ***DFOC***, sont exposés respectivement sur les figures:

- figure ***II.13*** : Pour les essais de régulation.
- figure ***II.14*** et ***II.15*** : Pour les essais de poursuite.
- figure ***II.16*** : Pour l'influence des variations de la résistance rotorique.



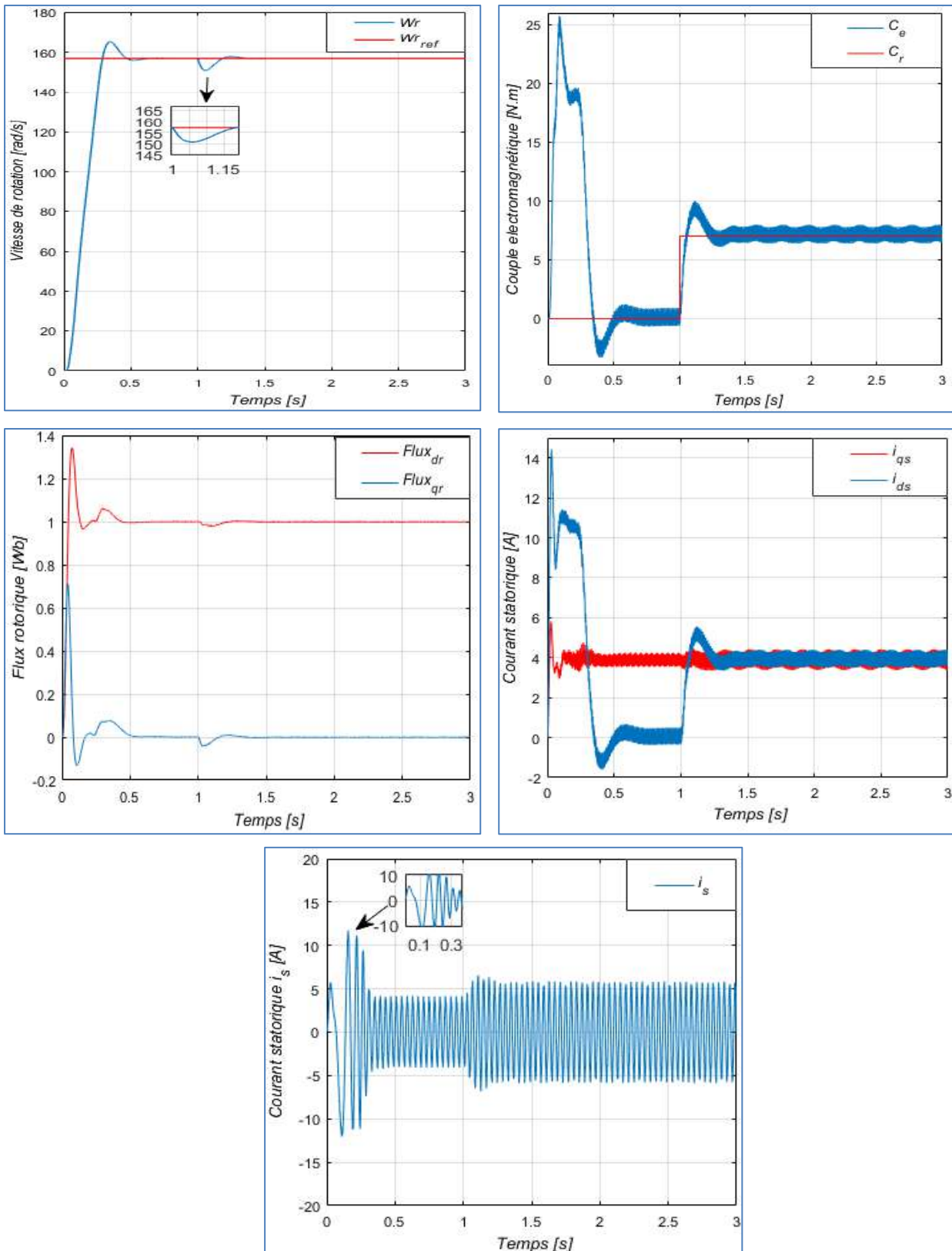


Figure II.13 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01[s]$ .

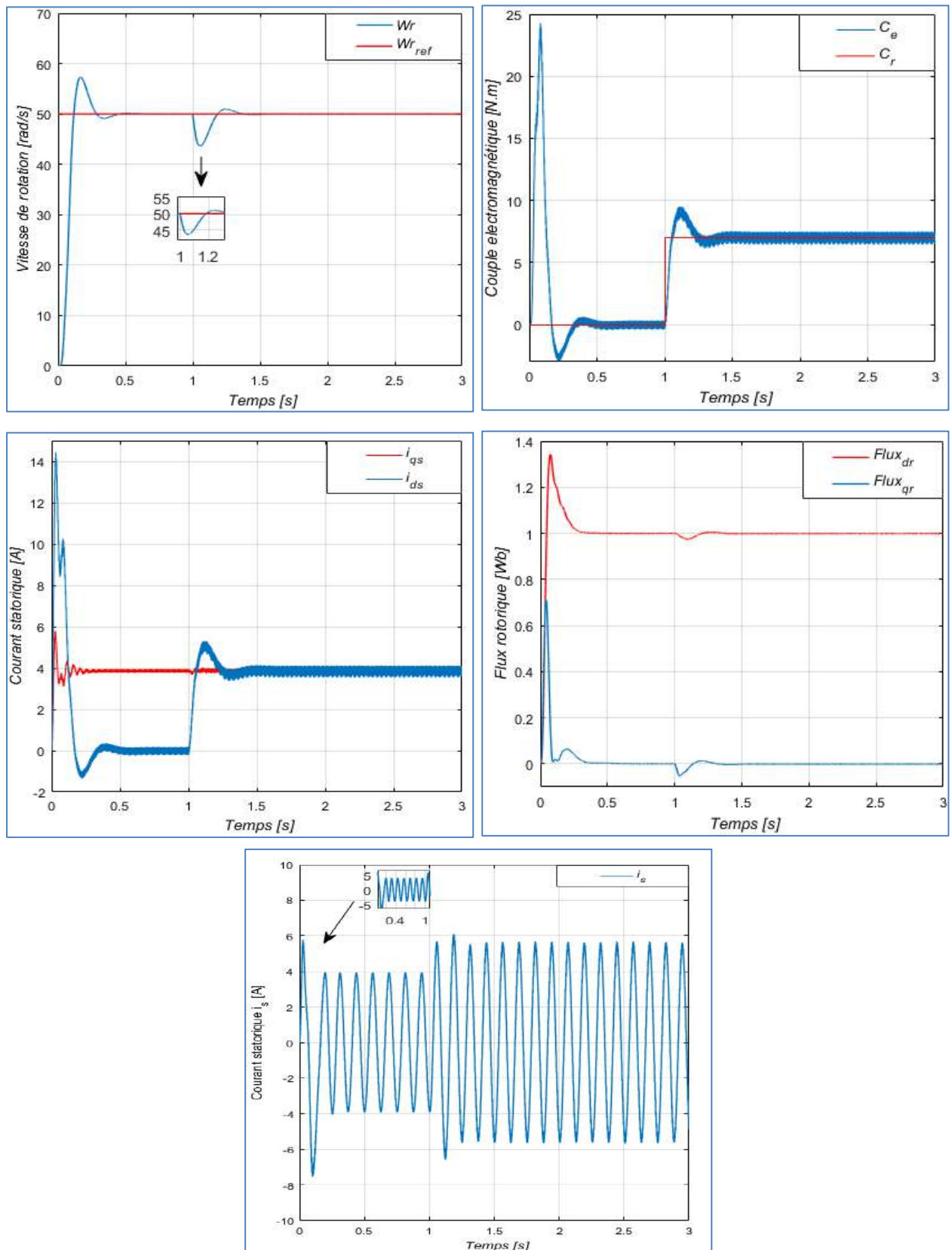
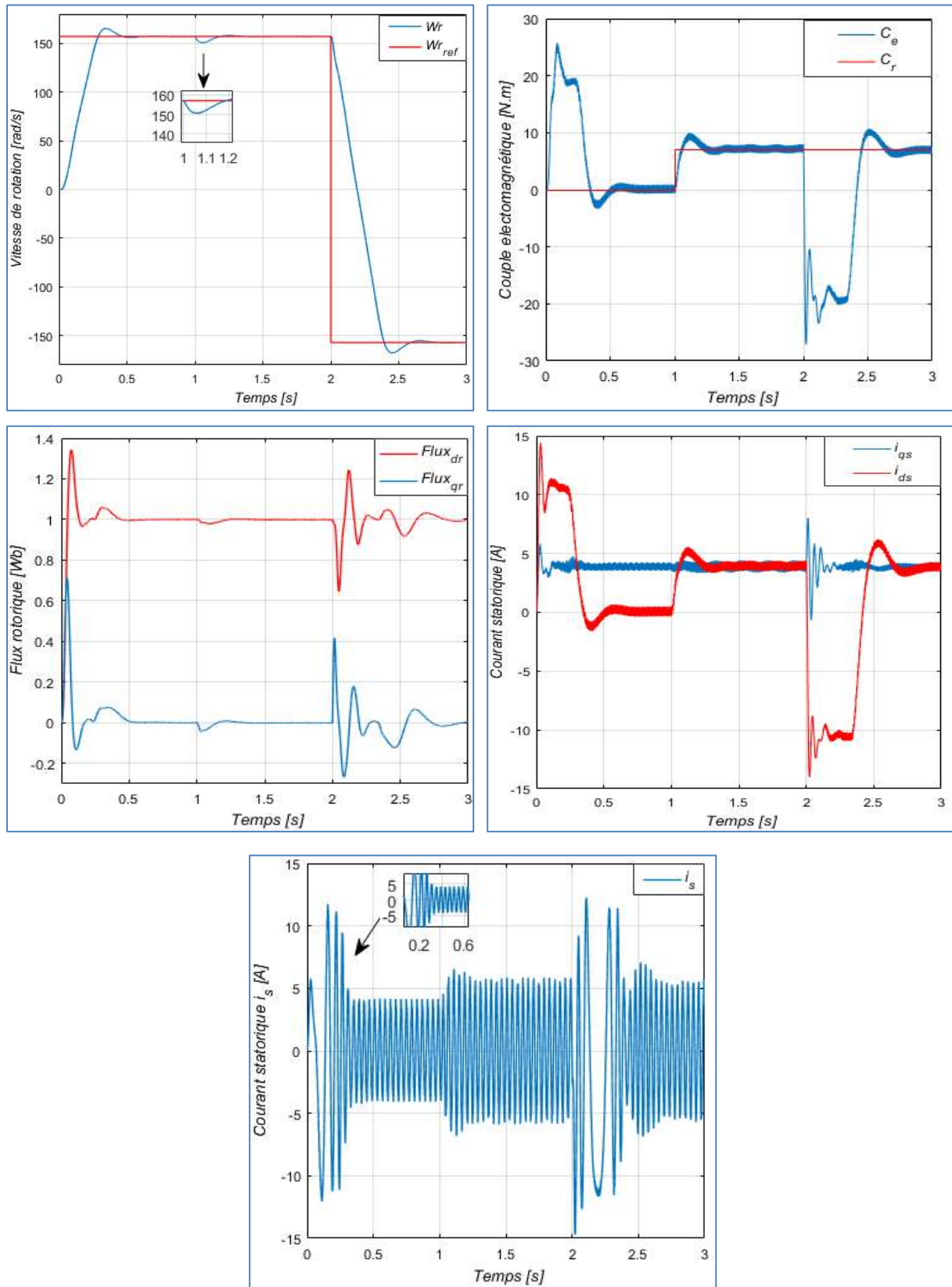
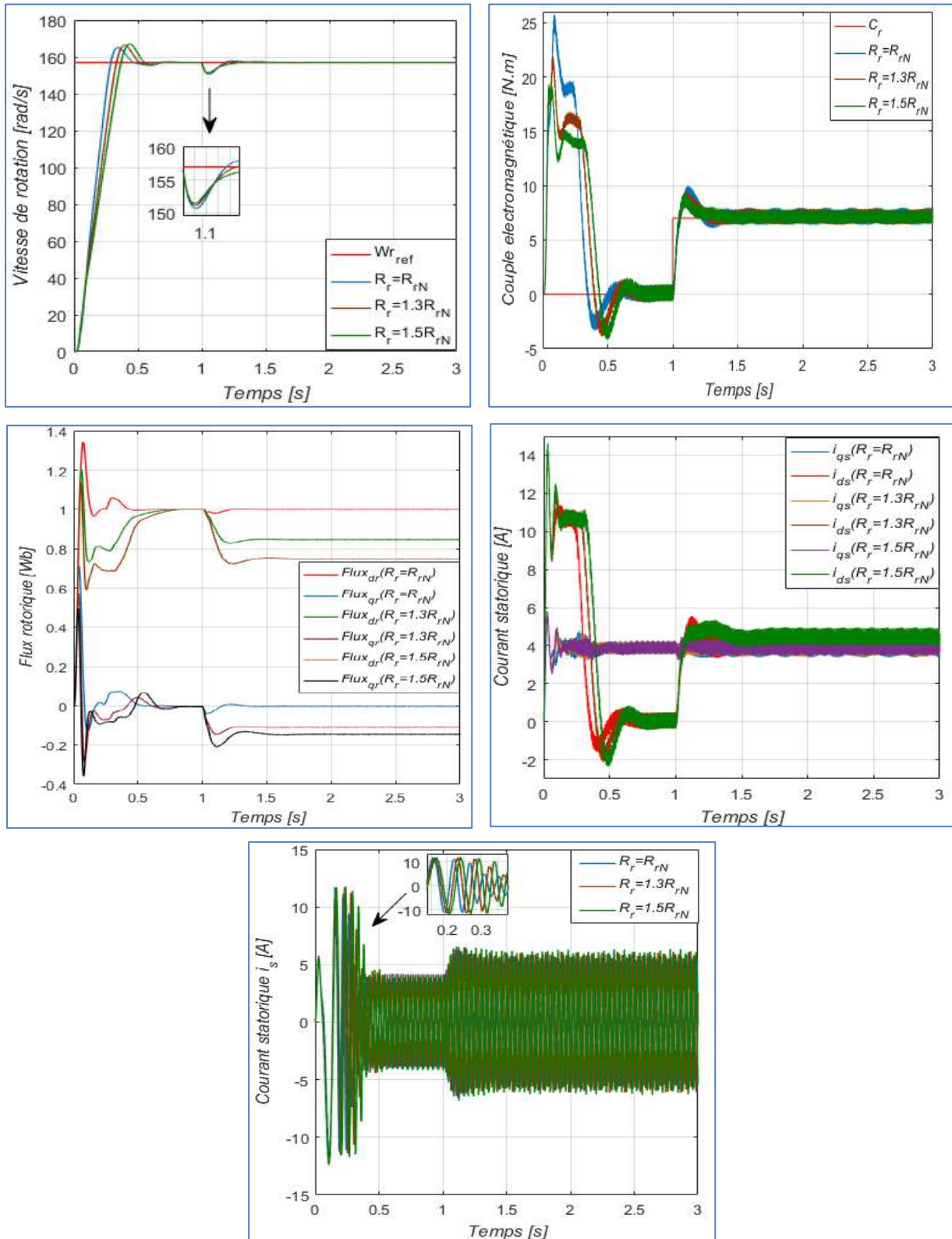


Figure II.14 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse (50[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01[s]$ .



**Figure II.15 :** Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une inversion du sens de rotation avec application d'un couple de charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01[s]$ .



**Figure II.16 :** Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07$ [N.m]) à  $t=01$ [s] et variation de la résistance rotorique ( $R_r=1.3R_{rN}$  et  $R_r=1.5R_{rN}$ ).

### **II.5.2 Interprétation des résultats :**

✚ Pour les figures II.13, II.14 et II.15 : Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence grâce à l'action sur le régulateur, avec une faible erreur de poursuite lors de l'application d'une charge, on remarque également une bonne orientation du flux rotorique sur l'axe direct, nous voyons que le flux d'axe  $q$  est nul comme souhaité et le flux d'axe  $d$  correspond à la consigne, ceci est la preuve du découplage entre le flux et le couple. Le couple a une grande valeur au démarrage, et suit parfaitement sa référence mais avec des petites oscillations, puis se rétablit. Le courant et le couple de démarrage sont bien contrôlés dans ce cas.

On note la robustesse de la **CVD** lors d'une basse variation de vitesses.

L'inversion du sens de rotation marque des impulsions puis se stabilisent et le découplage persiste toujours ce qui montre un bon comportement en régime transitoire face aux perturbations extérieures.

✚ Pour la figure II.16: La variation de la résistance rotorique  $R_r$ , a une influence sur l'orientation du flux, ainsi sur la réponse de vitesse, et on note une détérioration du découplage lors des régimes transitoires et en présence de la charge, ce qui diminue la robustesse du contrôle vectoriel.

#### **Remarque :**

On n'a pas pris en considération les essais de la variation de la résistance statorique  $R_s$ , ainsi que le moment d'inertie  $J$ , car des études ont montré comme [47], que ces deux paramètres n'influent pas sur la commande vectorielle.

### **II.6 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons établi la technique de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, par des régulateurs PI classique, ayant pour principe de découplage entre le couple et le flux, qui est basé sur des termes de compensation, ce qui permet de traiter la machine asynchrone de façon similaire à la machine à courant continu à excitation séparée.

Cette technique de commande est parfaite pour la machine avec des paramètres nominaux, invariables, mais elle possède un inconvénient majeur, qui est sa faible robustesse contre les variations paramétriques, et particulièrement à celles de la résistance rotorique. Les résultats de simulation montrent une dégradation du découplage qui affecte les performances de la commande lorsque les paramètres de la machine subissent une variation.

Dans le chapitre suivant, on va projeter la lumière vers une récente technique de commande destinée au contrôle des moteurs alternatifs triphasés.

# Chapitre III

---

*Commande directe du couple du moteur asynchrone*

---

### **III.1 Introduction :**

La technologie moderne des systèmes d'entraînements exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible [24].

Dans le domaine de la vitesse variable, l'utilisation de la machine asynchrone, fort attrayante pour ses multiples avantages tels que sa robustesse la simplicité de sa structure, son poids, sa taille mais surtout son degré moindre de maintenance et son faible coût [51].

L'émergence vers le milieu des années **80**, la technologie de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « **DTC** ») est la technique de commande la plus performante des moteurs asynchrones, mise au point par le numéro un mondial de la variation de vitesse [51], [52], [53].

La technique de commande directe du couple est introduite en **1985** par '**Takahashi**' et '**Depenbrock**' [24] comme concurrentielles des méthodes classiques, plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [54].

Dans le contenu de ce chapitre, on présentera le principe de base de la stratégie du contrôle direct du couple du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux, ainsi les résultats de simulation seront discutés.

### **III.2 Principe générale de la commande directe du couple « DTC » selon TAKAHASHI :**

La commande directe du couple **DTC** est basée sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées de la vectrice tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vectrices tensions de basse instantanée, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux, du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension, cette particularité définit la **DTC** comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [55].

Les deux variables à contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandés par des régulateurs à hystérésis. Dans une commande **DTC**, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée, afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [56].

### **III.3 Structure de la commande directe du couple du moteur asynchrone :**

#### **III.3.1 Sélection du vecteur de tension $V_s$ :**

Le choix de  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique  $\phi_s$ , du sens de rotation de  $\phi_s$ , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple [57].

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de  $\phi_s$  dans le référentiel fixe ( $S$ ) en le décomposant en six zones  $i$  (avec  $i = [1..6]$ ), symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nulles, déterminé à partir des composantes du flux sur les axes ( $\alpha$ ) et ( $\beta$ )[21].

Lorsque le vecteur flux  $\phi_s$  se trouve dans une zone numérotée  $N = i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'une des six vectrices tensions suivantes [58] :

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux et du couple décroissent.
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

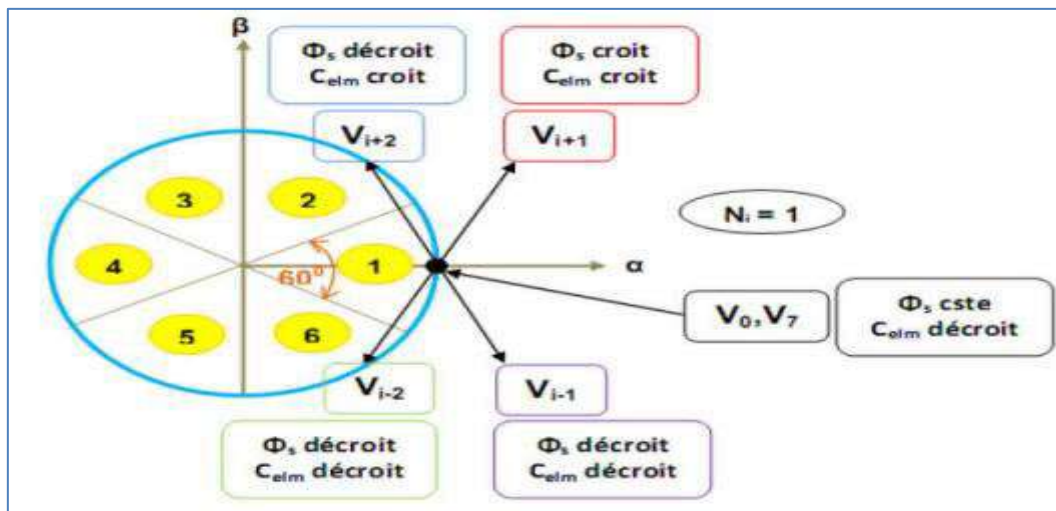


Figure III.1 : Sélection de la vectrice tension selon la zone  $N = i$ .

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position  $N = i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone. Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et du flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur  $\phi_s$ . Un estimateur du flux en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires [59].

### III.3.2 Les estimateurs :

La structure DTC exige l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique [60].

#### III.3.2.1 Estimation du flux statorique :

Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques dépendant ou non de la vitesse angulaire du rotor (ou la position), mesurée ou non. L'estimateur classique du "modèle tension" est couramment utilisé. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes [60].



$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (III.1)$$

On obtient les composantes  $\alpha, \beta$  du vecteur  $\phi_s$

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (III.2)$$

Le flux statorique est donc donné par :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (III.3)$$

Et son module s'écrit :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (III.4)$$

On obtient les tensions composées  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  du vecteur de tension statorique, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur  $U_{cc}$ , des états de commande ( $S_A, S_B, S_C$ ), et en utilisant la transformation de Concordia. Soit :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (III.5)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{cc} \left( S_A - \frac{1}{2}(S_B + S_C) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{cc} (S_B - S_C) \end{cases} \quad (III.6)$$

Les composantes  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  du vecteur courant sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés  $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$ . Soit:

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (III.7)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (III.8)$$

L'angle  $\theta_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\phi_s$  est égal :

$$\theta_s = \text{Arctg} \left( \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \right) \quad (III.9)$$

### III.3.2.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux statorique  $\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$  et les grandeurs calculées du courant statorique,  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  [60]:

$$C_e = p \cdot (\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (III.10)$$

### III.4 Elaboration de la loi de commande :

#### III.4.1 Elaboration du correcteur du flux :

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux, dans une couronne circulaire comme montre la figure suivante [21] :

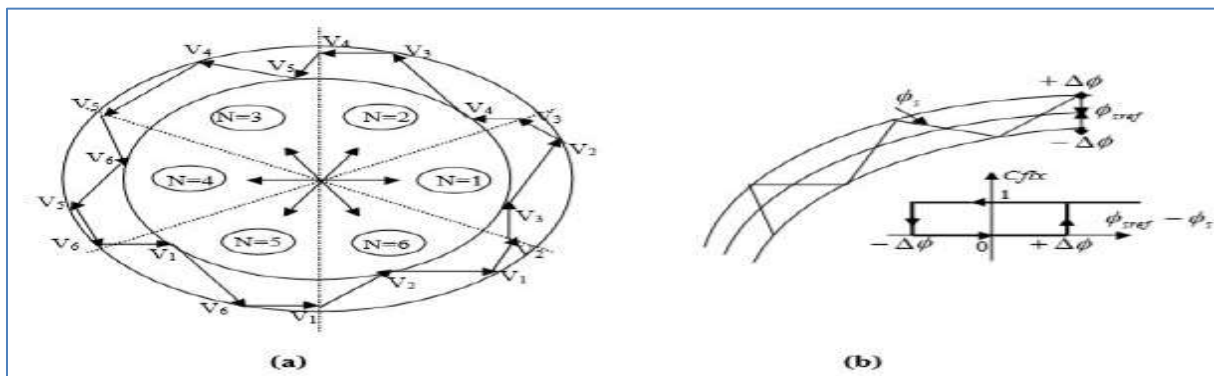


Figure III.2 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection de vectrices tensions.

- (a) : Sélection des tensions  $V_s$  correspondant au contrôle de l'amplitude  $\phi_s$   
 (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

La sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne [57]:

- 1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne  $cflx$  indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $cflx=1$ ) ou diminuée ( $cflx=0$ ) de façon de maintenir  $|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$ , avec  $\phi_{sref}$  la consigne du flux et  $\Delta\phi_s$  la largeur d'hystérésis du correcteur [24], [61], [62].

On peut écrire ainsi, en tenant compte de la dérivée du flux [24] :

$$\begin{aligned} \text{Si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \quad \text{alors } cflx=1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \quad \text{et } d\Delta\phi/dt > 0 \quad \text{alors } cflx=0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \quad \text{et } d\Delta\phi/dt < 0 \quad \text{alors } cflx=1 \\ \text{Si } \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \quad \text{alors } cflx=1 \end{aligned} \quad (III.11)$$

#### III.4.2 Elaboration du correcteur du couple électromagnétique :

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir l'erreur  $C_e$  (l'écart qui existe entre le couple estimé  $C_e$  et sa valeur de référence  $C_{eref}$ ) dans une bande d'hystérésis [25], [62].

$$\varepsilon_{C_e} = C_{e_{ref}} - C_e = \Delta C_e \quad (III.12)$$

Dans l'étude d'un contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit [21] :

- ✚ Un comparateur à hystérésis à 2 niveaux.
- ✚ Un comparateur à hystérésis à 3 niveaux.

### III.4.2.1 Correcteur du couple à deux niveaux :

Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple et uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls.

Par contre, pour tourner la machine dans l'autre sens se correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques [63].

### III.4.2.2 Correcteur du couple à trois niveaux :

Le comparateur à hystérésis à trois niveaux (1, 0,-1), permet de contrôler le moteur asynchrone dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif [51], [62].

Ce comparateur est présenté par la figure (III.3), tel que  $ccpl$  représente l'état de sortie du comparateur et la limite de la bande d'hystérésis [24].

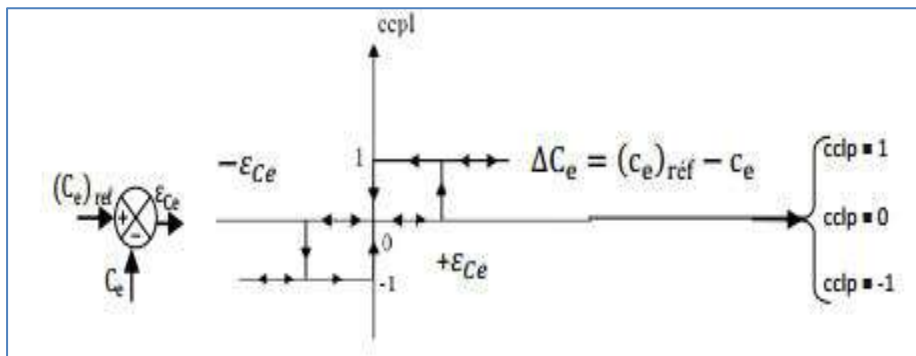


Figure III.3 : Correcteur du couple à hystérésis à trois niveaux.

Le comparateur du couple est modélisé par l'algorithme suivant [24] :

Si $\Delta C_e > \varepsilon_{C_e}$		alors $ccpl = 1$	
Si $0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e}$	et $d\Delta C_e / dt > 0$	alors $ccpl = 0$	
Si $0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e}$	et $d\Delta C_e / dt < 0$	alors $ccpl = 1$	(III.13)
Si $\Delta C_e < -\varepsilon_{C_e}$		alors $ccpl = -1$	
Si $-\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0$	et $d\Delta C_e / dt > 0$	alors $ccpl = 0$	
Si $-\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0$	et $d\Delta C_e / dt < 0$	alors $ccpl = -1$	

- ✚ ccpl= 1 signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.
- ✚ ccpl= -1 signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer.
- ✚ ccpl= 0 signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir.

### III.5 Stratégie de commutation dans la commande directe du couple :

Notre objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire par la combinaison des différentes stratégies de commutation pour élaborer la plus optimale en se basant sur les rapports mathématiques des vecteurs spatiaux de flux statorique, flux rotorique, le courant et la tension statorique. D'après le principe de la **DTC**, la sélection adéquate de la vectrice tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple. En considérant le vecteur  $\phi_s$  dans le plan  $(\alpha, \beta)$  divisé en  $N= i$  secteur ( $i =1...6$ ), et pour augmenter son amplitude, les vecteurs  $V_i, V_{i+1}$  et  $V_{i-1}$  peuvent être sélectionnés. Inversement la décroissance de  $\phi_s$  peut être obtenue par les vectrices tensions  $V_{i+2}, V_{i-2}$  et  $V_{i+3}$ . Le vecteur nul n'affecte pratiquement pas, le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement dû à la chute statorique  $R_s, I_s$ . Bien sûr, la vectrice tension  $V_s$  appliqué pour contrôler le flux statorique affecte aussi la valeur du couple [62].

Le tableau suivant résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple [57] :

	Augmentation	Diminution
$\phi_s$	$V_i, V_{i-1}$ et $V_{i+1}$	$V_{i+2}, V_{i-2}$ et $V_{i+3}$
$C_e$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

Tableau III.1 : Table de commutation généralisée.

#### III.5.1 Elaboration de table de commutation :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables  $cflx$ ,  $ccpl$  et de la zone  $N$  de la position de  $\phi_s$ . Elle se présente donc sous la forme suivante [63] :

N		1	2	3	4	5	6	Comparateurs	
$Cflx=1$	$Ccpl=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux	3 Niveaux
	$Ccpl=0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$		
	$Ccpl=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$		
$Cflx=0$	$Ccpl=1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 Niveaux	3 Niveaux
	$Ccpl=0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$		
	$Ccpl=-1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$		

Tableau III.2 : Table de commutation pour la commande DTC selon TAKAHASHI.

### III.6 Structure générale de la commande directe du couple :

TAKAHASHI a proposé une stratégie de commande de couple et de flux qui est basée sur l'algorithme suivant [25], [64], [65] :

- ✓ Le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  réduites.
- ✓ Pour chaque période, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MAS.
- ✓ On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- ✓ L'estimation du couple électromagnétique de la MAS est alors possible grâce à l'estimation des composantes du flux et aux mesures des courants de ligne.
- ✓ L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire ( $cflx$ ) à deux niveaux.
- ✓ L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux ( $ccpl$ ).

L'utilisation de trois états pour régler le couple a été proposée pour essayer de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car la dynamique du couple est en général, plus rapide que celle du flux [24].

Le choix de l'état de l'onduleur  $V_0$  à  $V_7$  est effectué dans un tableau de localisation, en utilisant les variables logique  $cflx$ ,  $ccpl$ , et selon le secteur angulaire  $\theta$  dans lequel se trouve le vecteur flux stator [25], [52], [53].

Le schéma synoptique de commande de cette stratégie est présenté sur la figure suivante :

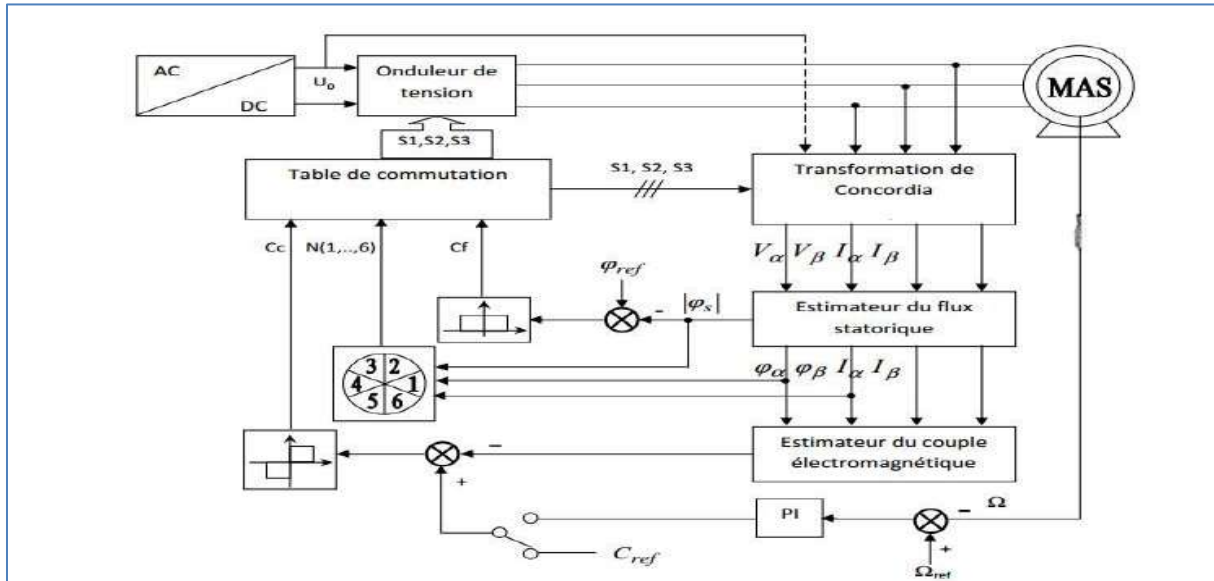


Figure III.4 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple appliqué sur une machine asynchrone.

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur  $V_s$  sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse, cette dernière en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par l'onduleur de tension à MLI, en plus, avec l'utilisation de ce type de contrôle, les exigences de régulateur du courant, régulateur PI de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système [66].

### III.7 Simulations de la commande directe du couple :

Dans ce chapitre, nous avons simulé la machine asynchrone alimentée par le même onduleur de tension à celui de la commande vectorielle, ce dernier est équipé d'une commande dite : commande directe du couple, et pour cela nous avons réalisé plusieurs séries de simulation numérique sous l'environnement MATLAB/Simulink pour mettre en évidence les propriétés de la commande **DTC** et aussi corriger les insuffisances de la commande vectorielle du chapitre précédent.

Les simulations réalisées se divisent en trois parties similaires à celles de la **CVD** (test de poursuite, régulation et robustesse face aux variations paramétriques).

#### III.7.1 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation de la commande par **DTC** sont exposés respectivement sur les figures suivantes :

- figure III.5 : pour les essais de régulation.
- figure III.6 et III.7 : pour les essais de poursuite.
- figure III.8 : pour l'influence des variations de la résistance statorique.

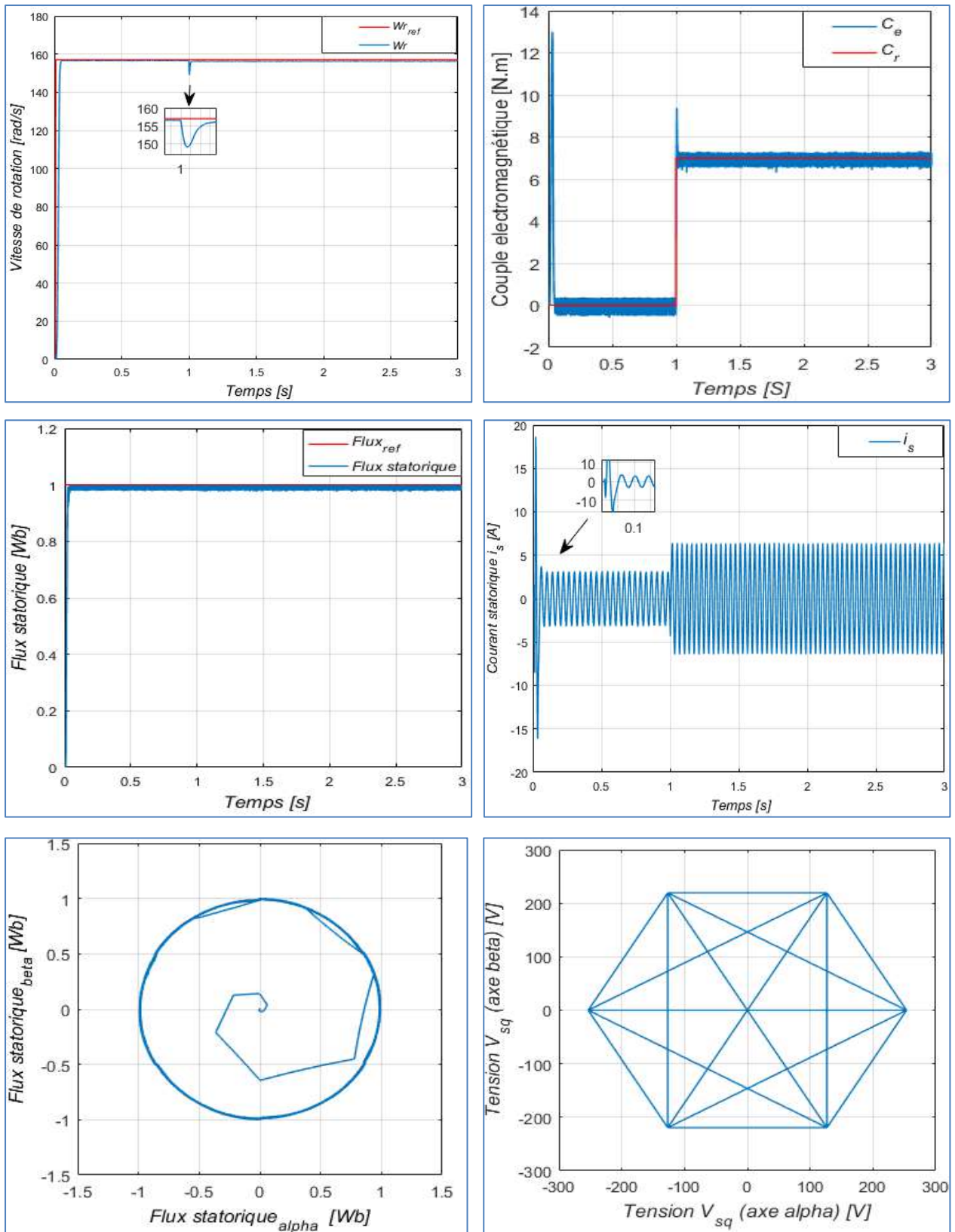


Figure III.5: Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01[s]$ .

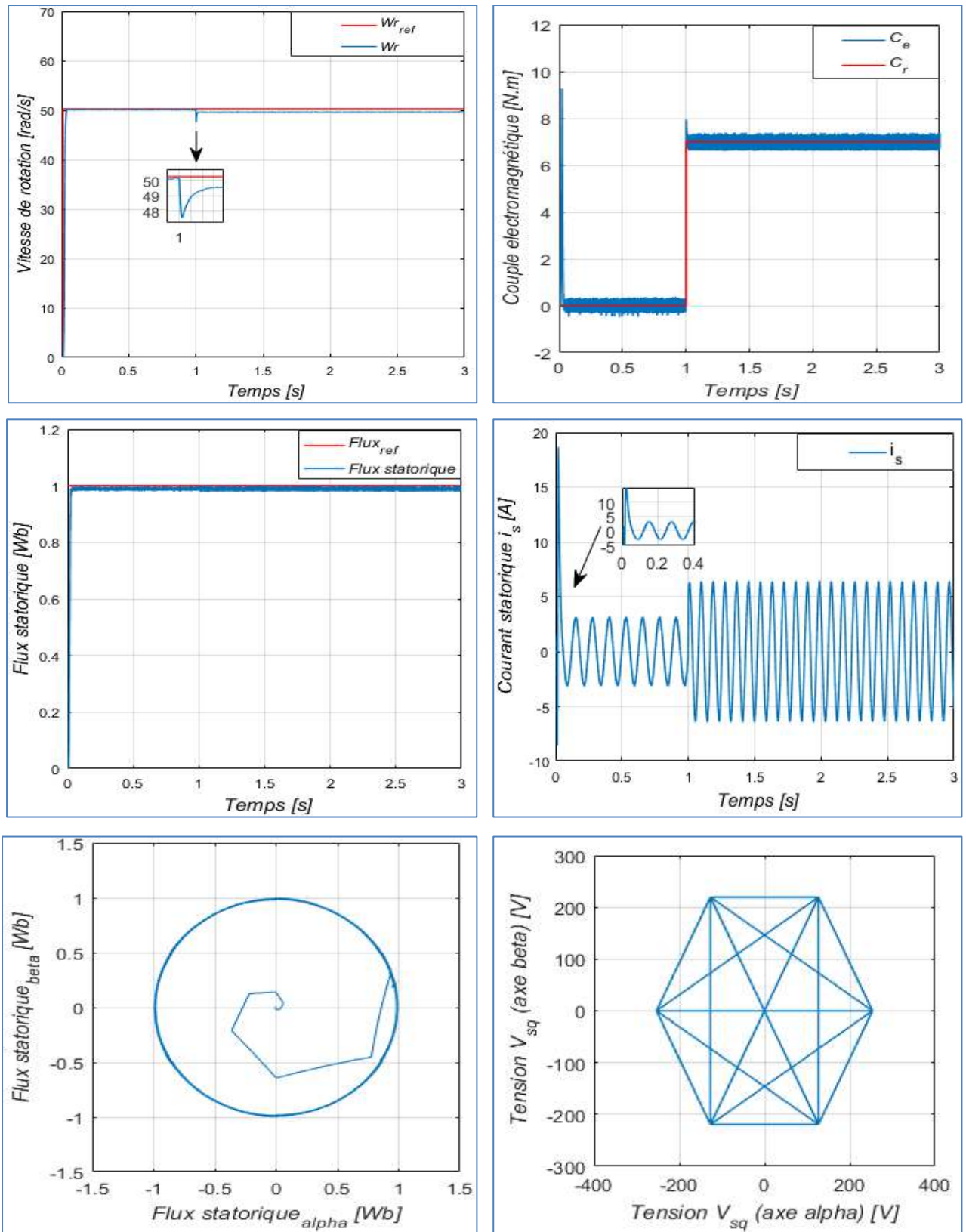
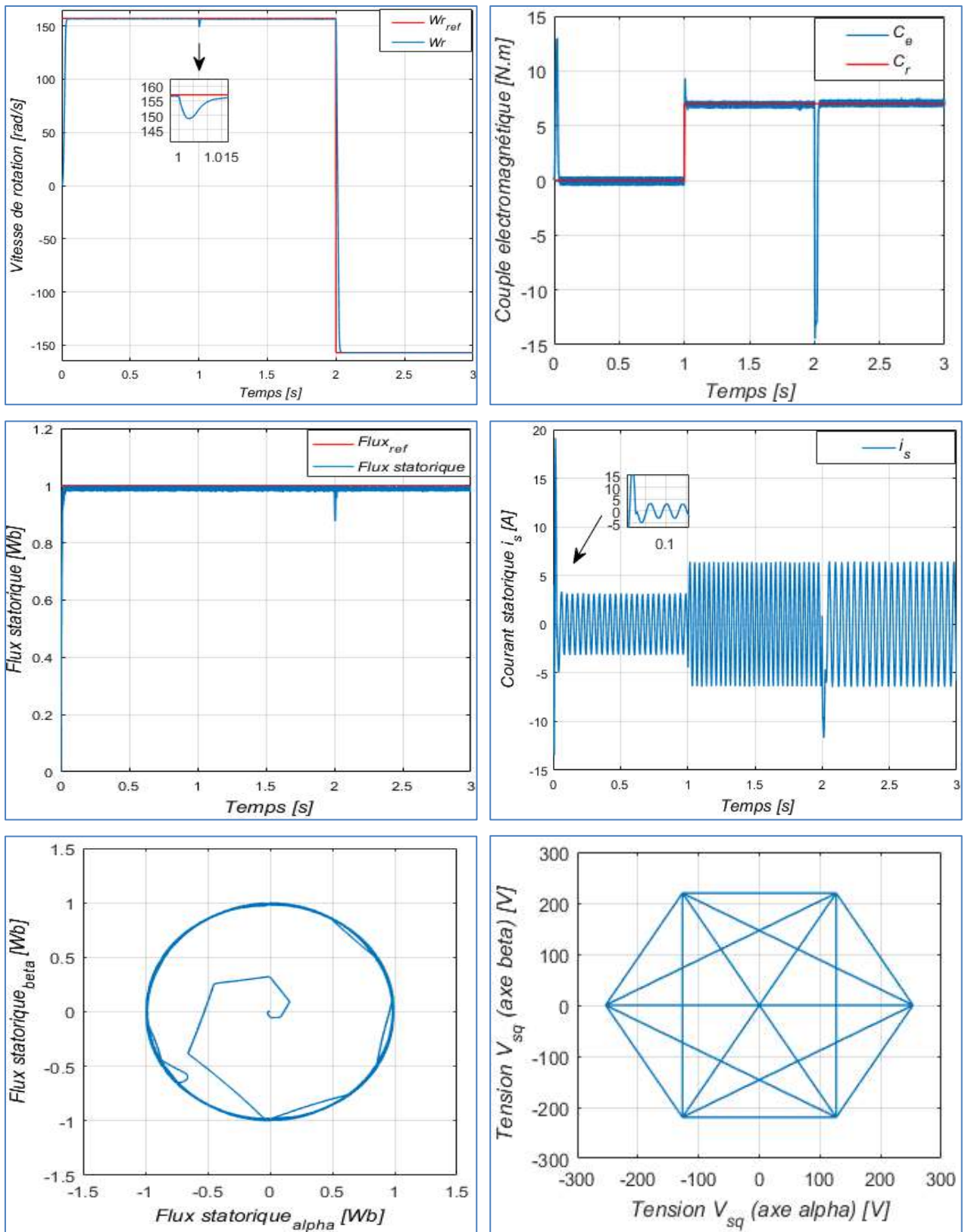


Figure III.6 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse (50[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07$ [N.m]) à  $t=01$ [s].





**Figure III.7 :** Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une inversion du sens de rotation avec application d'un couple de charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01[s]$ .

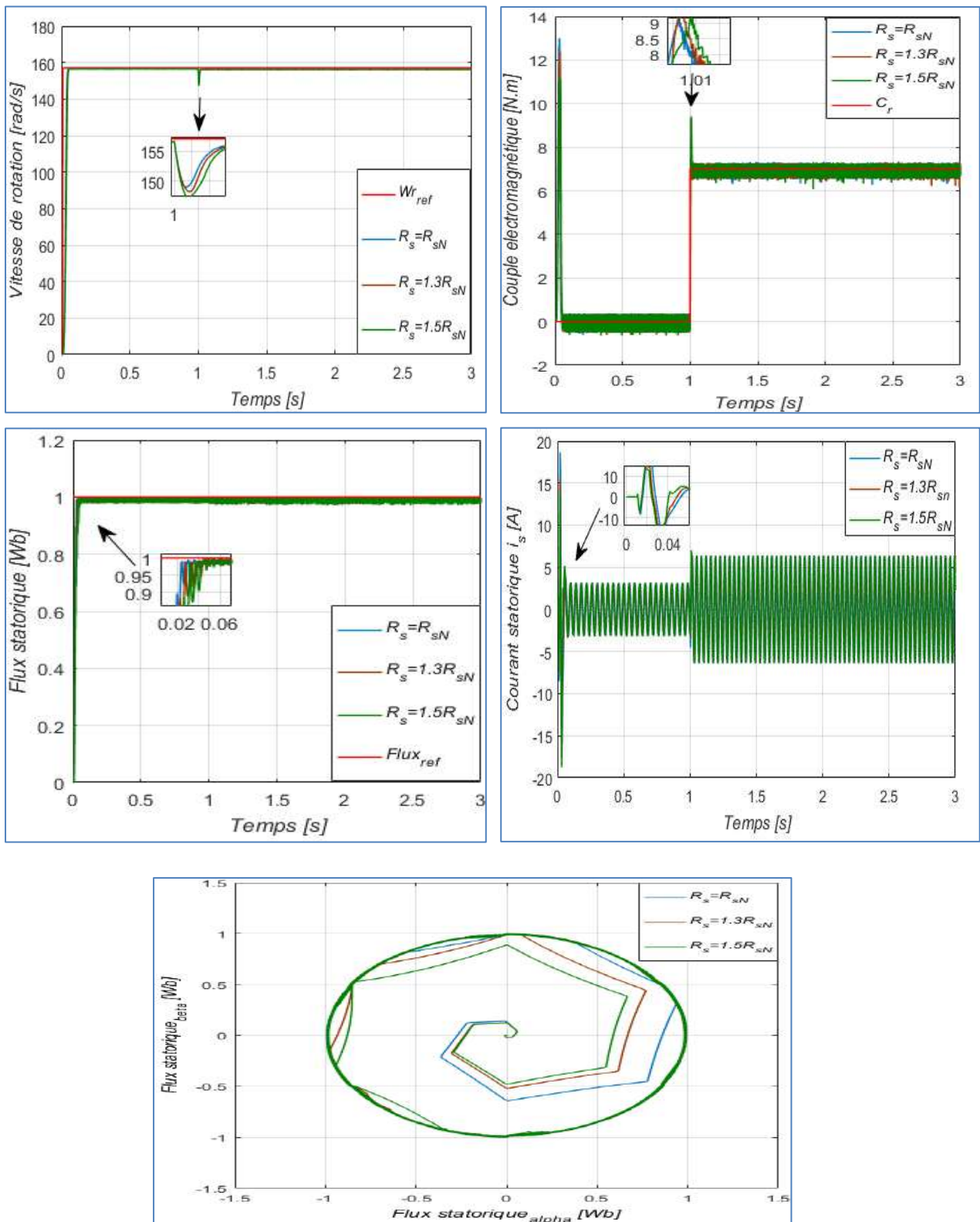


Figure III.8 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07$ [N.m]) à  $t=01$ [s], et variation de la résistance statorique ( $R_s=1.3R_{sN}$  et  $R_s=1.5R_{sN}$ ).

### III.7.2 Interprétation des résultats :

✚ Pour les figures III.5, III.6 et III.7 : Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit sa référence, avec une chute lors de l'application d'un couple de charge, ensuite elle regagne sa valeur de référence grâce à l'action sur le régulateur, ce qui montre que la *DTC* présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la *DTC* est moins sensible au couple de charge, ce qui est évident par le rejet rapide de perturbation. Nous observons que le couple estimé suit parfaitement la valeur de consigne et reste dans la bande d'hystérésis, il atteint une valeur maximale, puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire, enfin il se stabilise à la valeur de couple résistant (charge). Pour le flux, on note une parfaite poursuite du flux estimé suivant les deux axes ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), le courant statorique possède une allure sinusoïdale et pour la trajectoire de tensions statoriques sur le plan biphasé ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), cette projection nous montre d'une façon bien claire les six vecteurs de tension appliquée par le contrôleur de la *DTC* alimentée avec un onduleur de tension à deux niveaux.

En base vitesse 50 [rad/s] la réponse du couple électromagnétique qui est immédiate, ainsi elle se présente avec moins d'ondulations par rapport à celle présentée quand la vitesse est 157 [rad/s], ainsi elle provoque un abaissement de fréquence qui apparaît dans le courant statorique.

À l'inversion du sens de rotation on remarque que la poursuite en vitesse s'effectue de même pour le couple qui subit un dépassement avant de se stabiliser. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

✚ Pour les figures III.8: On note que d'après les résultats de simulation, obtenus pour différentes valeurs de  $R_s$ , qu'une augmentation de la résistance statorique entraîne une augmentation du temps de réponse de la vitesse. Pour la dynamique du couple électromagnétique, on note aussi le couple électromagnétique présente un pic au démarrage et se stabilise à sa valeur de référence imposée, la vitesse suit sa référence avec une chute lors de l'application d'un couple de charge ensuite elle regagne sa valeur de référence grâce à l'action sur le régulateur, on constate alors que la commande (*DTC*) est robuste vis-à-vis des variations paramétriques, telle que la résistance statorique.

#### Remarque

On n'a pas pris en considération les essais de la variation de la résistance rotorique  $R_r$  ainsi que le moment d'inertie  $J$ , car des études ont montré comme [67], que ces deux paramètres n'influencent pas sur la commande directe du couple.

### ***III.8 Conclusion :***

Le travail envisagé dans ce chapitre porte sur la commande *DTC* d'un moteur asynchrone, on a abordé une étude de commande *DTC* classique appliquée au modèle du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension, cette étude est validée par une simulation dans un environnement MATLAB-Simulink. La simulation numérique a montré que le contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone apporte une solution satisfaisante aux problèmes de la robustesse rencontrés au contrôle vectoriel classique.

Le chapitre suivant fera l'objet d'une étude comparative entre les deux commandes déjà étudiées dans les chapitres précédents la *Commande Vectorielle Directe* et la *Commande Directe Du Couple*.

# Chapitre IV

---

*Etude comparative entre DFOC et DTC d'un  
Moteur Asynchrone*

---

### **IV.1 Introduction :**

Après l'étude des caractéristiques générales des deux stratégies de commande citées précédemment qui sont aussi des techniques populaires destinées au contrôle des moteurs asynchrones.

Nous allons présenter dans cette partie une comparaison par la théorie et par la simulation numérique pour ces deux méthodes proposées, cette comparaison est basée sur des divers critères comprenant les performances statiques et dynamiques de la caractéristique de contrôle de base, ainsi la sensibilité de chaque commande dans les différentes consignes souhaitées d'après l'utilisateur ou bien vis-à-vis à des variations des paramètres du moteur d'autre part, afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus à travers les deux commandes étudiées appliquées au moteur asynchrone.

L'étude est faite par simulation en utilisant le MATLAB-Simulink, dans les mêmes conditions de fonctionnement et dans la même configuration de simulation.

### **IV.2 Analyse des résultats de simulation et interprétation :**

Les résultats de simulation sont basés en premier lieu sur une comparaison entre la commande **DFOC** et la commande **DTC**, l'interprétation des résultats se fait dans l'objectif d'illustrer les performances, l'efficacité et la robustesse de chaque technique de commande. Le but attendu est d'évaluer la méthode qui donne la meilleure réponse dynamique.

La meilleure commande sera celle qui répond mieux aux exigences à savoir [68] :

- ✓ Meilleures performances statiques et dynamiques.
- ✓ Meilleures poursuites des consignes de contrôle.
- ✓ Meilleurs rejets de perturbations.
- ✓ Insensibilité aux variations paramétriques.

Pour cela on a simulé pour les cas suivants :

- a- Variation de vitesse.
- b- Variation de charge.
- c- Variation paramétrique.

**a- Variation de vitesse :**

Nous avons simulé, au premier temps les deux commandes pour un échelon de vitesse 157[rad/s], suivi d'une application d'une charge (Couple résistant),  $C_r=07$  [N.m] est introduit à l'instant  $t= 01$  [s]. Ensuite on a simulé pour un changement de consigne de vitesse de +157 [rad/s] à -157 [rad/s], à partir de l'instant  $t= 02$ [s], enfin on a simulé pour une basse vitesse 50[rad/s].

Les résultats de simulation de la comparaison entre les deux commandes, avec variation de vitesse sont exposés respectivement sur les figures suivantes :

- figure *IV.1*: pour les essais en sens direct +157 [rad/s].
- figure *IV.2* : pour les essais en sens inverse de +157 à -157 [rad/s].
- figure *IV.3* : pour les essais en basse vitesse 50 [rad/s].

**b- Variation de charge :**

On a simulé les deux commandes, où on applique au premier temps un couple de charge égale à 05 [N.m], ensuite un couple de charge égale à 10[N.m].

- Figure *IV.4* : pour les essais avec couple de charge égale à 05[N.m].
- Figure *IV.5* : pour les essais avec couple de charge égale à 10[N.m].

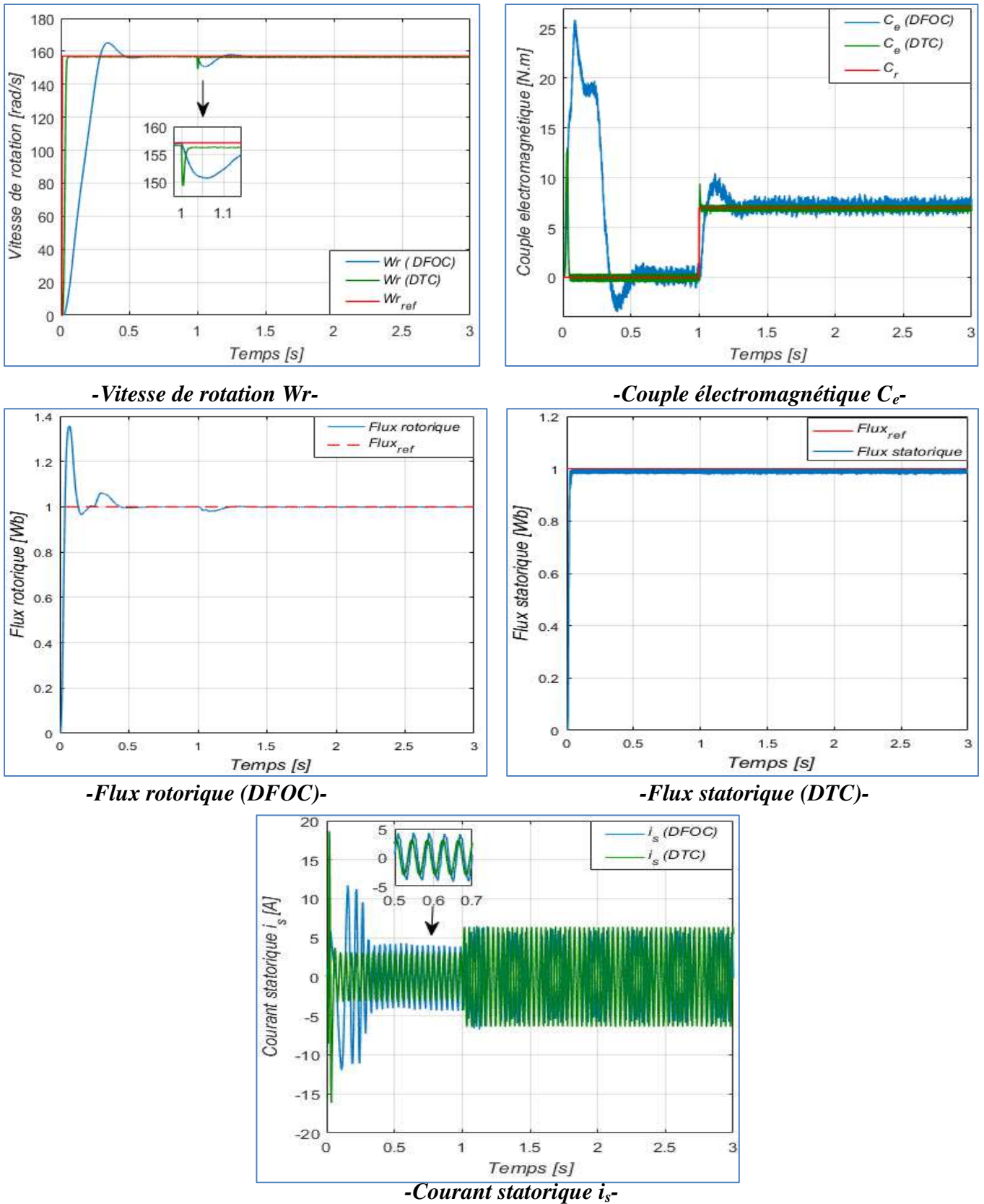
**c- Variation paramétrique:**

Afin de tester la robustesse des deux techniques de commande vis-à-vis à la variation paramétrique, on a introduit un changement de la résistance rotorique pour la commande *DFOC* ( $R_r=1.3R_{rN}$  et  $R_r=1.5R_{rN}$ ) et un changement de la résistance statorique pour la commande *DTC* ( $R_s=1.3R_{sN}$  et  $R_s=1.5R_{sN}$ ).

Les résultats de simulation de la comparaison entre les deux commandes, avec variation paramétrique sont exposés respectivement sur les figures suivantes :

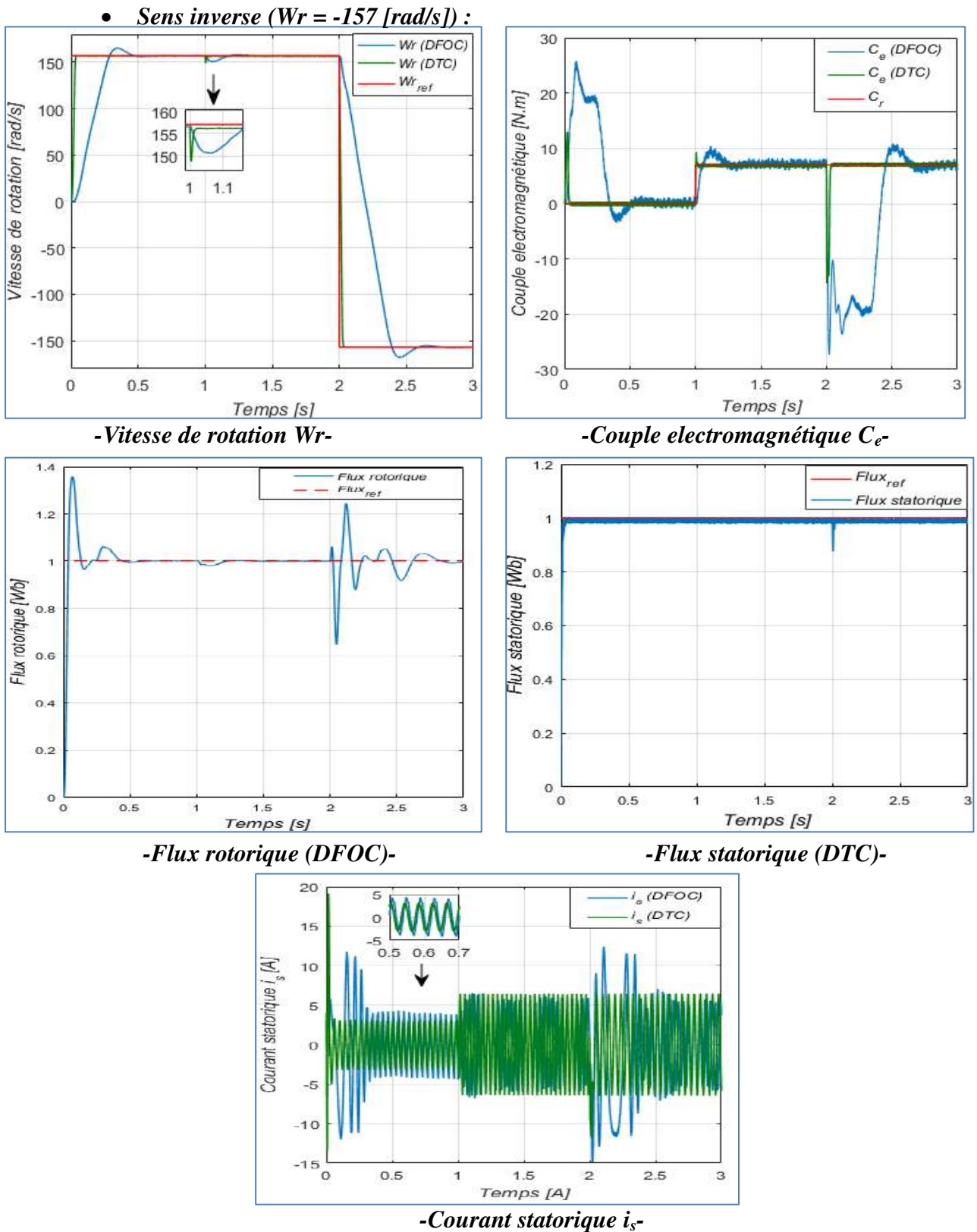
- figure *IV.6*: pour les essais de variation de la résistance rotorique.
- figure *IV.7* : pour les essais de variation de la résistance statorique.

- Sens direct ( $W_r = 157$  [rad/s]) :



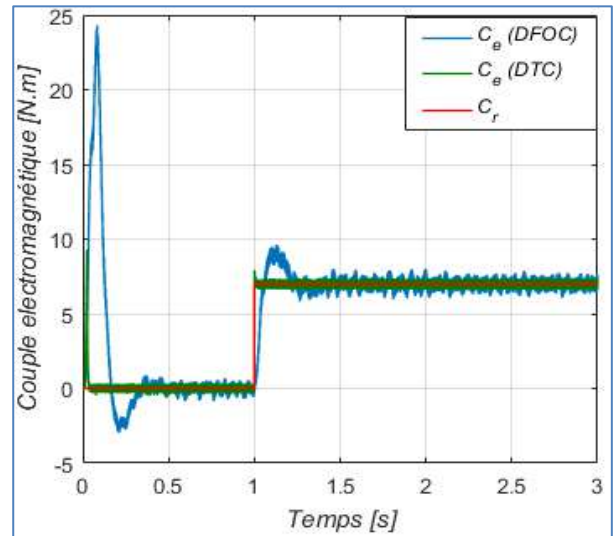
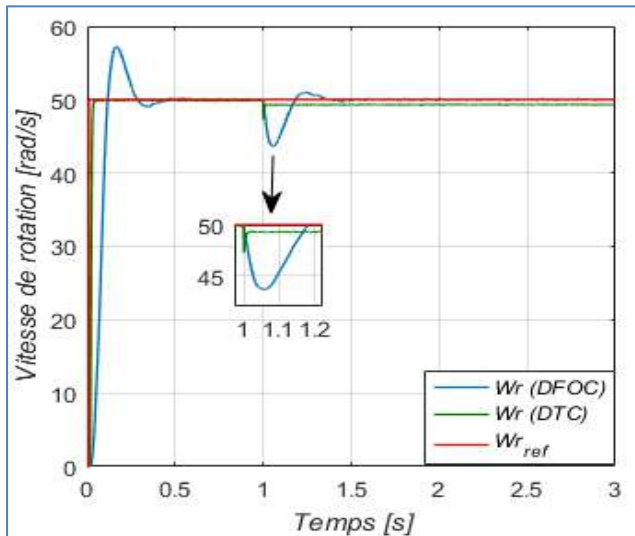
**Figure IV.1:** Comparaison entre les réponses de DFOC et DTC, à un échelon de vitesse (+157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07$ [N.m]) à  $t=01$ [s].



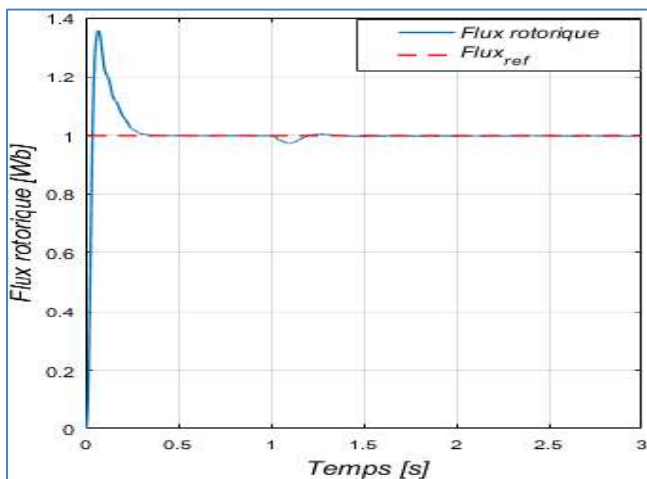


**Figure IV.2:** Comparaison entre les réponses de DFOC et DTC, à un échelon de vitesse (+157[rad/s]), suivi d'une inversion du sens de rotation, et application d'un couple de charge ( $C_r=07$ [N.m]) à  $t=01$ [s].

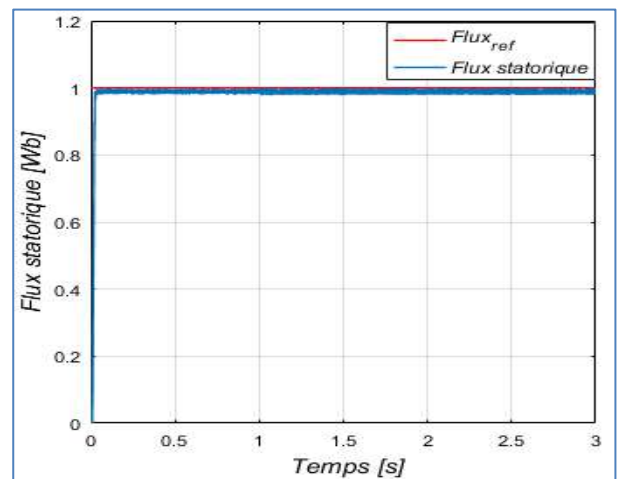
- **Basse vitesse ( $W_r=50[\text{rad/s}]$ ) :**



**-Vitesse de rotation  $W_r$ -**

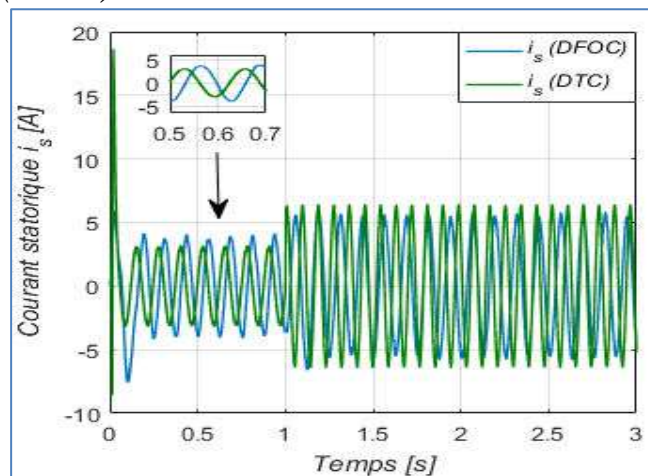


**-Couple électromagnétique  $C_e$ -**



**-Flux rotorique (DFOC)-**

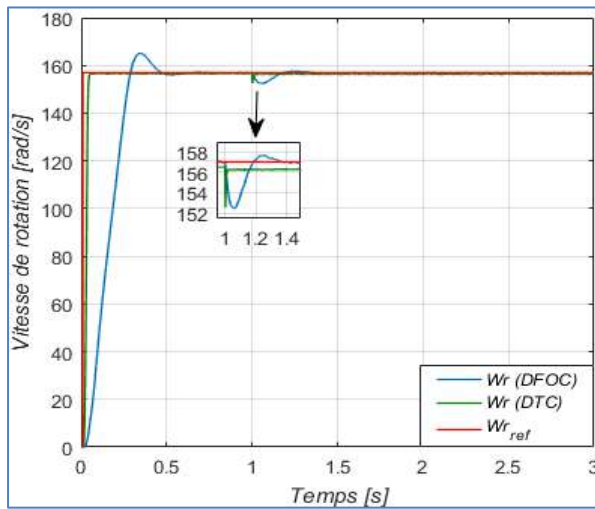
**-Flux statorique (DTC)-**



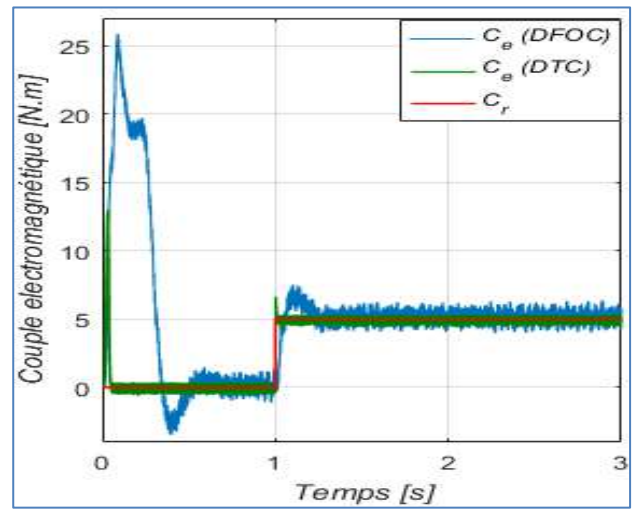
**-Courant statorique  $i_s$ -**

**Figure IV.3:** Comparaison entre les réponses de DFOC et DTC, à un échelon de vitesse ( $50[\text{rad/s}]$ ), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07[\text{N.m}]$ ) à  $t=01[\text{s}]$ .

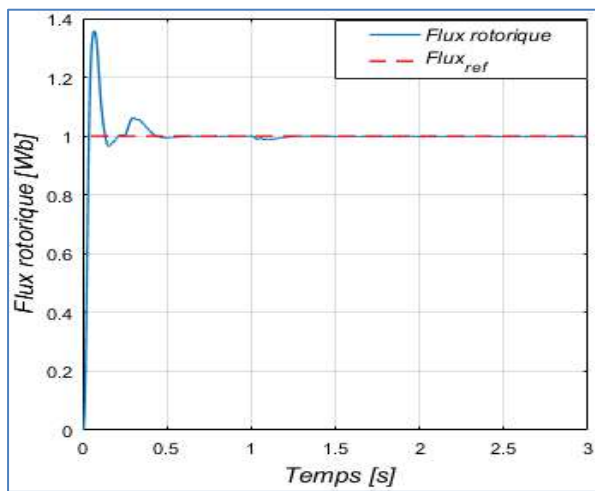
- $C_r=05 [N.m]$  :



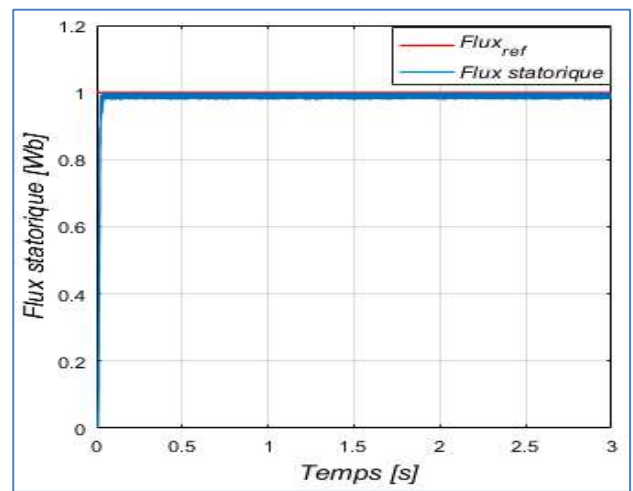
-Vitesse de rotation  $W_r$  -



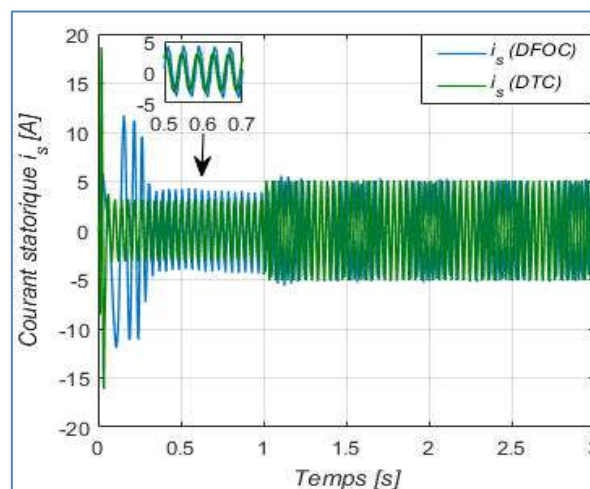
- Couple electromagnétique  $C_e$  -



-Flux rotorique (DFOC)-



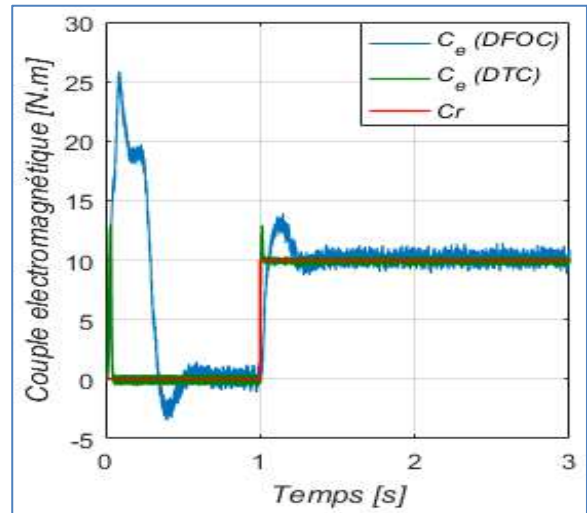
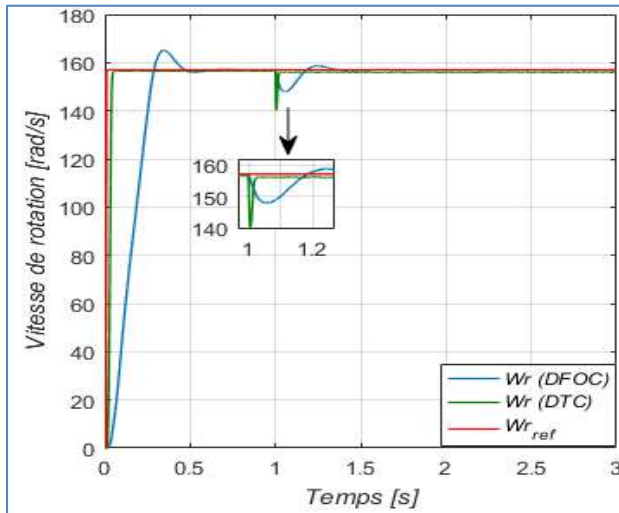
-Flux statorique (DTC)-



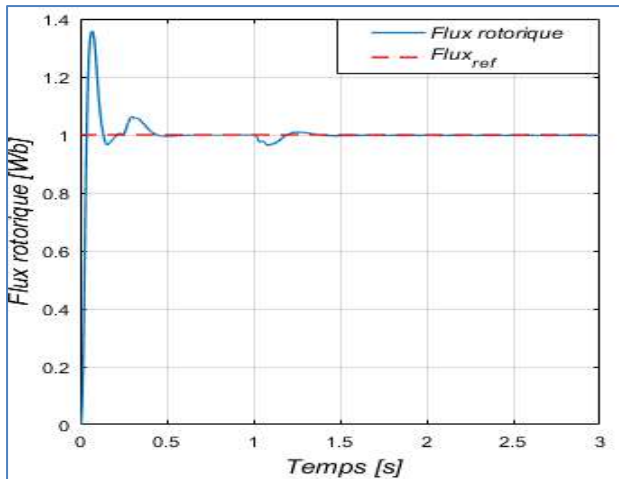
-Courant statorique  $i_s$ -

Figure IV.4: Comparaison entre les réponses de DFOC et DTC, avec un échelon de vitesse (+157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=05[N.m]$ ) à  $t=01[s]$ .

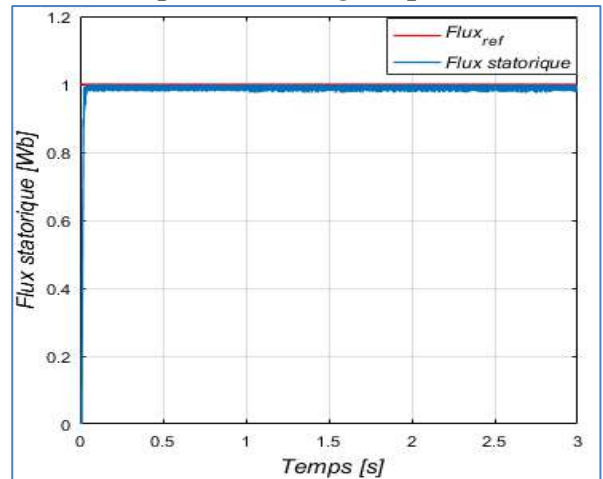
- $C_r=10$  [N.m] :



**-Vitesse de rotation  $W_r$ -**

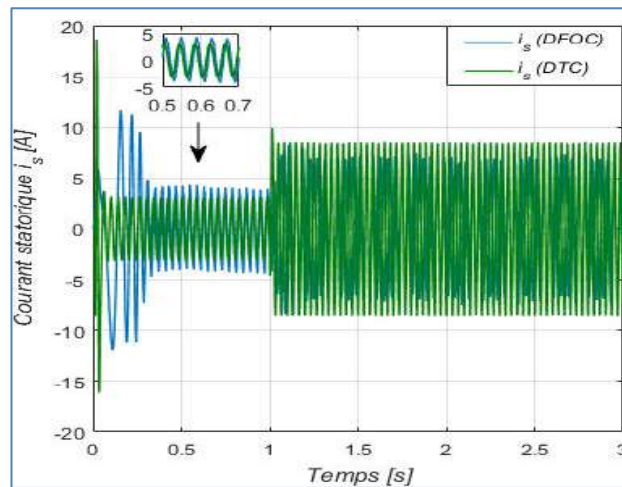


**-Couple électromagnétique  $C_e$ -**



**-Flux rotorique (DFOC)-**

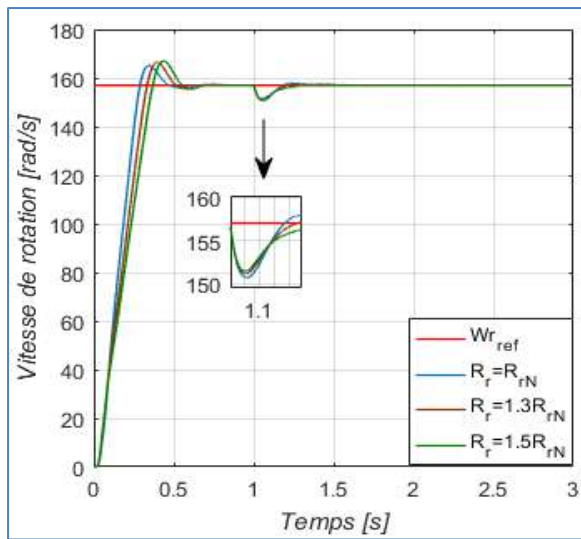
**-Flux statorique (DTC)-**



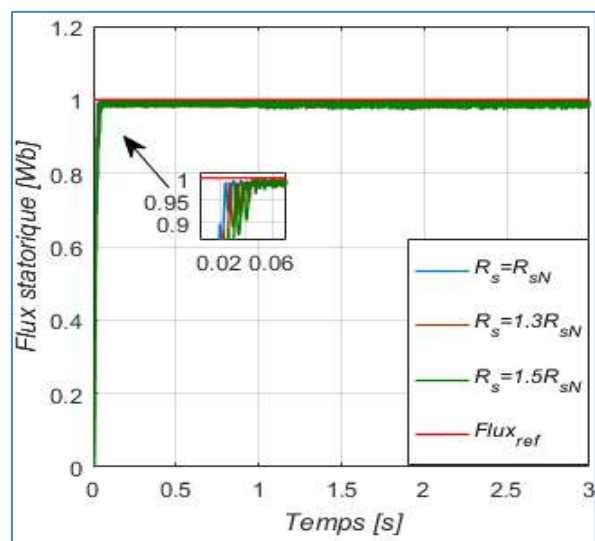
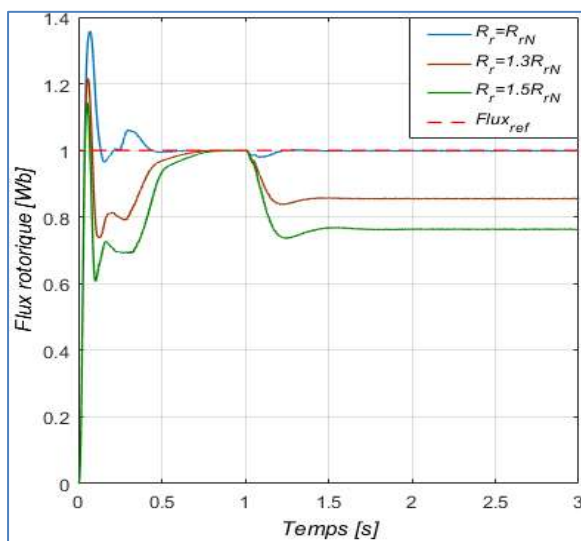
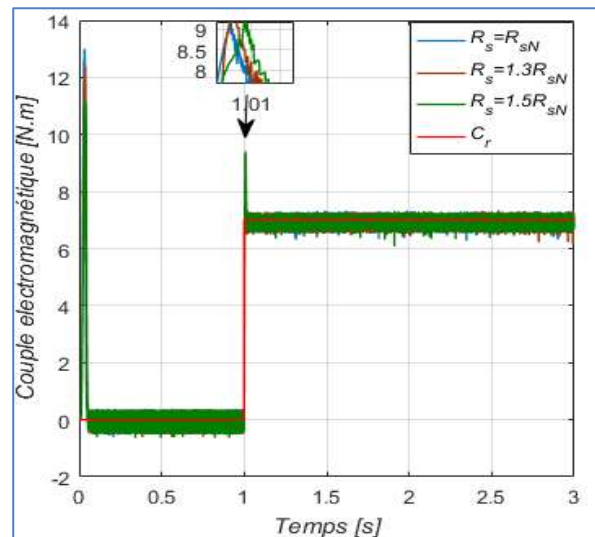
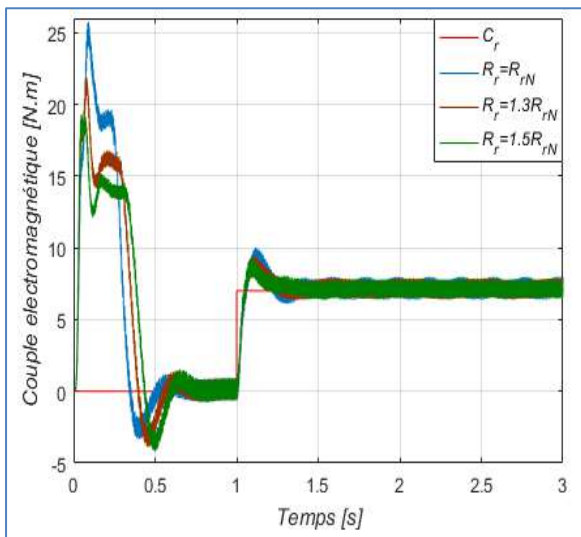
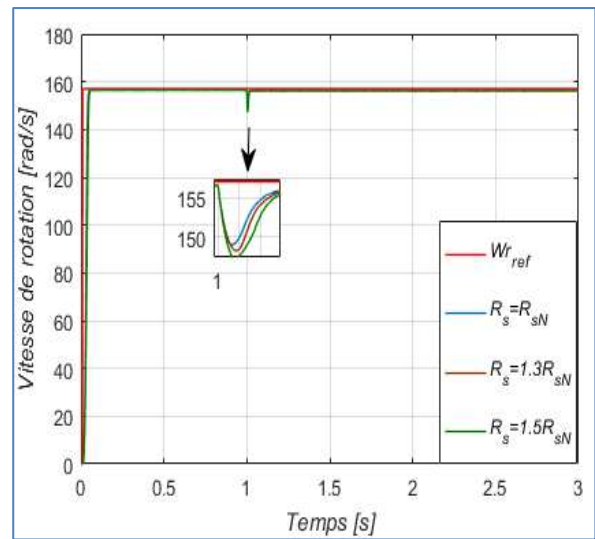
**-Courant statorique  $i_s$ -**

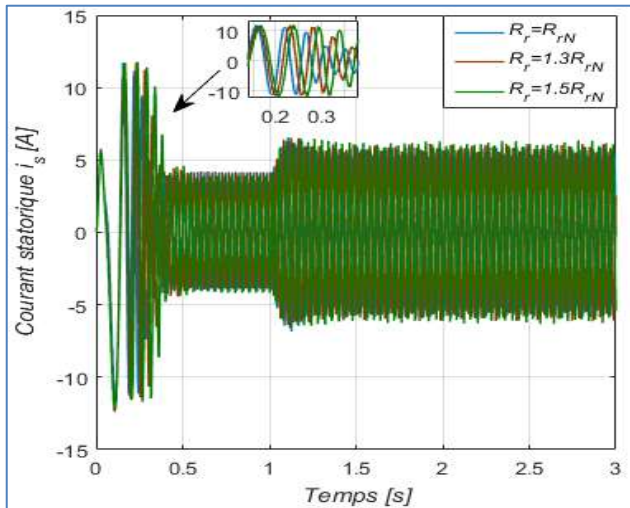
**Figure IV.5:** Comparaison entre les réponses de DFOC et DTC, à un échelon de vitesse (+157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=10$ [N.m]) à  $t=01$ [s].

(a) DFOC (Test de Robustesse ' $R_r$  Variable')

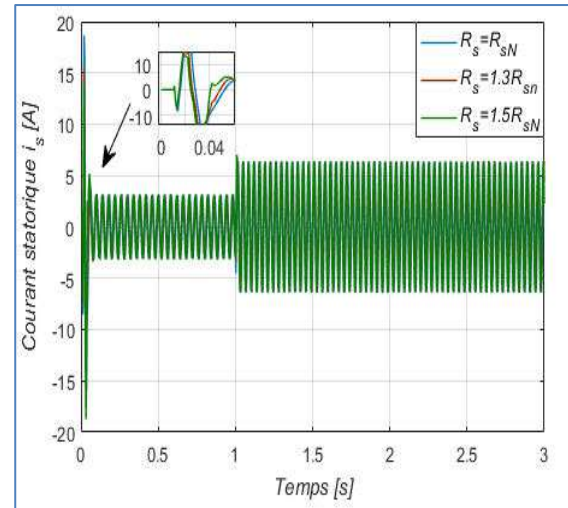


(b) DTC (Test de Robustesse ' $R_s$  Variable')





**Figure IV.6 :** Réponse de DFOC à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01[s]$  et variation de la résistance rotorique ( $R_r=1.3R_{rN}$  et  $R_r=1.5R_{rN}$ ).



**Figure IV.7 :** Réponse de DTC à un échelon de vitesse (157[rad/s]), suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r=07[N.m]$ ) à  $t=01[s]$  et variation de la résistance statorique ( $R_s=1.3R_{sN}$  et  $R_s=1.5R_{sN}$ ).

#### Interprétation :

- ✚ Pour la variation de la vitesse, le temps d'établissement du couple, dans le cas de la commande **DTC**, est beaucoup plus rapide par rapport à la commande **DFOC**. La vitesse suit sa référence.

L'inversion du sens de rotation provoque des appels du courant assez forts, on observe aussi que la commande **DFOC** présente un pic du couple supérieur à celui de la **DTC**, on constate également que le changement du sens de la vitesse influe considérablement sur la forme du flux obtenu par la **DFOC**, les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec la commande (**DTC**) est plus robuste par rapport au réglage par la commande **DFOC**.

- ✚ Pour la variation de la charge, on remarque que la **DFOC** présente un pic du couple au démarrage plus grand qu'au **DTC**, et une réponse rapide du couple dû à l'application de la charge à  $t=01[s]$ , ce qui permet le rejet rapide de la perturbation. On remarque aussi que le couple est moins ondulé dans le cas de la commande **DFOC**, par rapport au cas du contrôle **DTC**.

Au niveau de la vitesse, on remarque que la **DTC** présente une haute dynamique sans dépassement, au démarrage.

Le flux statorique, il atteint sa valeur de référence sans dépassement pour la **DTC**, par contre au **DFOC**, on remarque un dépassement au démarrage pour le flux rotorique.

Les réponses en courant, ont presque une forme sinusoïdale avec une petite perturbation à cause de la variation de la charge.

- ✚ Pour la variation paramétrique, on peut constater que la **DFOC** est sensible à la variation paramétrique, par contre la **DTC** présente une robustesse à ces variations.

### IV.3 Synthèse de la comparaison entre la commande DTC et la DFOC concernant les performances :

	<b>DFOC</b>	<b>DTC</b>
Réponse dynamique du couple et de vitesse	Relativement retardé	Extra Rapide
Comportement du couple et du courant statorique en régime permanent	Moins d'ondulations	Plus d'ondulations
Comportement en basse vitesse	Bon	Bon
Sensibilité aux variations paramétriques	Très Sensible	Il n'existe pas des sensibilités remarquables
Complexité d'implémentation	Importante	Minimale

Tableau IV.1 : Synthèse de la comparaison entre les deux commandes concernant les performances.

### IV.4 Comparaison entre la commande vectorielle et la commande directe du couple (DTC) :

#### IV.4.1 Comparaison entre les principes de base :

- ✚ **Commande vectorielle directe (DFOC : Direct Field Oriented Control):**

La commande vectorielle à flux orienté a été développée pour contrôler le couple en régime transitoire. Le principe de découplage, dans la commande vectorielle des machines à courant alternatif, a été imaginé vers la fin des années **1960**. **Hasse (1969)** a tout d'abord proposé la méthode de commande indirecte par flux orienté, puis **Blaschke (1971)** a proposé une théorie de commande dite commande directe par flux orienté (**DFOC**) [69].

Le principe de base de la commande vectorielle c'est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante, où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux et celle commandant le courant [70], [32].

**✚ Commande directe de couple (DTC: Direct Torque Control) :**

Depuis que *Depenbrock* et *Takahashi* ont proposé la commande *DTC* de la machine à induction dans la moitié des années **80**, elle est devenue de plus en plus populaire. La commande *DTC* permet de calculer les grandeurs de contrôle, qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator et ceci sans l'intervention de capteurs mécaniques [71], [72], [73].

Le principe de base de la commande directe du couple repose sur l'application d'une séquence particulière de tension via un onduleur de tension, dont les ondes sont générées à travers des comparateurs à hystérésis par lesquelles le flux et le couple sont piégés à suivre des références [74].

**IV.4.2 Comparaison entre la structure des schémas utilisés :**

Le tableau ci-dessous résume une étude comparative entre les schémas utilisés des performances de la commande directe du couple et la commande vectorielle directe (commande à flux orienté directe) [32], [38] :

	<b>Commande à flux orienté directe</b>	<b>Commande directe du couple</b>
<b>Variables commandées</b>	Couple Flux rotorique	Couple Flux statorique
<b>Variables senties</b>	Vitesse mécanique Courant statorique	Tension statorique Courant statorique
<b>Variables estimées</b>	Pulsation statorique Fux rotorique de position	Couple Flux statorique
<b>Commande rapprochée</b>	Nécessite à MLI	Pas de MLI
<b>Capteur de vitesse</b>	Nécessaire	Moins nécessaire
<b>Régulateurs</b>	Régulateur du couple (PI) Régulateur du flux (PI) Deux régulateurs du courant statorique (PI)	Régulateur du couple (hystérésis) Régulateur du flux statorique (hystérésis)
<b>Contrôle du couple</b>	Directement contrôlé par le courant statorique Haute dynamique Ondulation du couple	Contrôlé directement Haute dynamique Contrôle les ondulations du couple
<b>Contrôle du flux</b>	Indirectement contrôlé par le courant statorique Dynamique lente	Directement contrôlé Dynamique rapide
<b>Découplage</b>	Nécessite d'orientation	Naturel
<b>Choix de référentiel</b>	Repère lié au champ tournant ( $d, q$ )	Repère fixe stationnaire lié au stator ( $\alpha, \beta$ )

**Tableau IV.2 :** Comparaison entre les schémas utilisés des deux stratégies de commande.



**IV.5 Comparaison entre DFOC et DTC aux niveaux des avantages et des inconvénients :**

La commande **DFOC** et la commande **DTC** présentent beaucoup d'avantage comparativement aux autres techniques de commande, mais ainsi un certain nombre d'inconvénients.

**IV.5.1 Les avantages [75], [76], [77], [78] :**

	<b>DFOC</b>	<b>DTC</b>
<b>Avantages</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Assez bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent.</li> <li>- Moins d'ondulations de couple et de courant.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.</li> <li>-Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).</li> <li>-Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.</li> <li>-La réponse dynamique du couple est très rapide.</li> <li>-Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.</li> </ul>

**Tableau IV.3 :** Comparaison entre DFOC et DTC aux niveaux des avantages.

**IV.5.2 Les inconvénients [68], [46], [79] :**

	<b>DFOC</b>	<b>DTC</b>
<b>Inconvénients</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.</li> <li>-Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple.</li> <li>-Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle <math>\theta_s</math> estimé.</li> <li>-Utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.</li> <li>-L'existence des oscillations dans le couple et dans le flux.</li> <li>-La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis).</li> </ul>

**Tableau IV.4 :** Comparaison entre DFOC et DTC aux niveaux des inconvénients.

**IV.6 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons fait une étude comparative entre la commande à flux orienté directe (**DFOC**) et la commande directe du couple (**DTC**), ces deux dernières, sont les deux commandes les plus connues dans la commande des moteurs asynchrones.

D'après la comparaison faite, on peut bien remarquer que chaque commande à ces propres performances que ce soit acceptable ou non, puisque chaque commande est différente de l'autre que ce soit au niveau de comparaison, ou d'application.

La commande **DTC** est caractérisée principalement par une bonne réponse dynamique du couple, une bonne robustesse et une complexité moindre que la commande vectorielle, en revanche, on observe une ondulation élevée du couple et du flux. Tout foie, la stabilité de la réponse et le découplage de la commande flux et couple sont beaucoup plus précis avec la commande vectorielle directe [73]. On peut conclure que les deux méthodes présentent des avantages et des inconvénients, la meilleure méthode sera donc celle qui sera améliorée par les techniques modernes afin de garder les avantages et surmonter les inconvénients.

---

## *Conclusion Générale et Perspectives*

---

Le travail dans le cadre de ce mémoire, a permis d'avoir une étude comparative entre deux méthodes de commande appliquées au moteur asynchrone, représentée respectivement dans :

- ➔ La commande vectorielle directe (**DFOC**).
- ➔ La commande directe de couple (**DTC**).

À l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse globale des résultats obtenus et établir par la suite les perspectives futures envisagées.

*Dans une première étape*, après avoir donné quelques généralités sur la **MAS**, on a présenté la modélisation de la **MAS** à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la matrice de Park. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge afin de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée à travers l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion sinus-triangle.

*En second lieu*, on a exposé la commande vectorielle directe du moteur asynchrone dont le principe consiste à un découplage entre le flux et le couple pour avoir un comportement similaire à celui de la machine à courant continu. Les résultats de simulation obtenus assurent ce principe avec une bonne amélioration des réponses présentant une bonne poursuite vers les valeurs de références.

*Dans le troisième chapitre*, nous avons étudié la théorie de contrôle direct du couple (**DTC**), ses principes de fonctionnement ont été présentés avec les différents blocs qui constituent cette commande (Estimateur du flux et du couple, le calculateur d'angle  $\theta$ , la table de commutation...), les grandeurs mesurées à travers cette commande sont attestés les caractéristiques générales de cette méthode de contrôle.

*Enfinement et pour finir ce mémoire*, une étude comparative des performances des deux techniques de commande, la **DTC** et la **DFOC** a été réalisée, où les réponses du couple, de vitesse, du courant et du flux de chaque commande a été comparé.

La commande **DTC** est caractérisée principalement par une bonne réponse dynamique du couple, une bonne robustesse aux des variations paramétriques et une complexité moindre que la commande vectorielle. En revanche, on observe une ondulation élevée du couple et du flux. Toutefois, la stabilité de la réponse et le découplage de la commande flux et couple sont beaucoup plus précis avec la commande **DFOC**.

Etant donné que la commande directe du couple est relativement meilleure que la commande vectorielle, cependant elle présente quelques inconvénients. Il est donc impérativement nécessaire de procéder à son amélioration.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir :

- ➔ Application des techniques de commande avancées de tel sort, la commande par :

MLI vectorielle, la commande par back stepping, la commande par mode glissant, commande par retour d'état, commande par linéarisation entrées-sorties....etc.

- ➔ Intégration des solutions basées sur l'intelligence artificielle (Réseaux de neurones artificiels, la logique floue, les systèmes experts neuro-flous).
- ➔ Faire une stratégie de commande à l'aide des onduleurs multi-niveaux ou par des convertisseurs avancés (Convertisseurs matriciels, cyclo-convertisseurs)
- ➔ Application des commandes citées dans ce mémoire dans autres types de machine (Machines à double alimentation par exemple).
- ➔ Association des énergies renouvelables dans ces commandes.....etc.



## BIBLIOGRAPHIE

- [1] : **SADKINE Smail , ABDELI Radia**, « Etude d'un système éolien connecté au réseau, basé sur une GAS auto-excitée », Université de Bejaia, 2016.
- [2] : **R.Abdessamed, M.khdjoujdj**, « Modélisation des machines électriques », Presses de l'université de Batna, 1997.
- [3] : **J.P.Caron, J.P.Hautier**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip, Paris, 1995.
- [4] : **G. GRELLET, G. CLERC**, « Actionneurs Electriques, Principe –Modèles –Commande », collection Electrotechnique, Editions Eyrolles, Paris, 1997.
- [5] : **Y.A.Chapuis**, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique », Thèse de Doctorat de l'INPG, 15Jan.1996.
- [6] : **Noureddine BESSOUS**, « Contribution Au Diagnostic Des Machines Asynchrones », Mémoire de Magister, Université de Constantine.
- [7] : **Adlani Youcef**, « Commande directe du couple de la machine asynchrone par l'utilisation de la modélisation vectorielle (DTC-SVM) », Université de Guelma, Juin 2011.
- [8] : **Souad Chaouch**, «Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De Vitesse», Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique, L'université De Batna 03 Décembre 2005.
- [9] : **D. Roye**, « Modélisation, Contrôle Vectoriel et DTC», HERMES Science Europe Ltd, 2000, Sous La Direction De Carlos Canudas De Wit, Page(S): 81 -132 Vol.1
- [10] : **RAHAL Houcine, HAMOUDA Salim**, «Commande sans capteur mécanique d'une machine asynchrone», Université de Bouira, 2017.
- [11] : **L. BAGHLI**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de Doctorat en université de Henri Poincaré, Nancy 1, janvier 1999.
- [12] : **H. TAMRABET**, « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister en université de Batna, 2006.

- [13] : **P. Brunet**, « Introduction A La Commande Vectorielle Des Machines Asynchrones », LTEG Henri BRISSON Vierzon, France.
- [14] : **J. Chatelain**, « Machines Electriques 1 », Presse Polytechniques Romandes, 1983.
- [15] : **M. Pinard**, « Commande Electronique Des Moteurs Electriques », Edition Dunod, Paris 2004.
- [16] : **Bakhti Ibtissam**, « Conception d'un observateur par mode glissant d'une machine a induction », Université de Msila, 2006.
- [17] : **L. BAGHLI**, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », Notes de cours, Université de Tlemcen, 2020.
- [18] : **Melle GAOUAOUI Djamil**, « La commande par mode glissant d'un moteur asynchrone », Université de Tizi-Ouzou ,2012.
- [19] : **BAGHLI Mehdi, MERAD BOUDIA Oussama**, « Commande d'un moteur asynchrone triphasé basée sur l'approche des modes glissants ave observateurs de flux et de vitesse », Université de Tlemcen, 2013.
- [20] : **MESBAHI Nadhir**, « Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Annaba, 2007.
- [21] : **Dr A. Meroufel**, Maître de conférences, « Contrôle de la machine asynchrone Commande scalaire, Commande Vectorielle, Commande directe du couple Simulation avec le logiciel Matlab/Simulink », Notes de cours, Université de Sidi Bel-Abbés, 2009.
- [22] : **S.Ardjoun**, « Commande en vitesse par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation », Mémoire de Magistère en Electrotechnique, Université de Sidi Bel-Abbés, 2010.
- [23] : **F. Labrique, G. Seguiet, R. Bausiere**, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu - alternatif », Technique et Documentation -Lavoisier ,1995.
- [24] : **SEDDIKI Arezki**, « Contribution au contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur multi-niveaux », Mémoire de Magister, Université de Boumrdès, 2009.
- [25] : **C. Canudas de Wit**, « commande des moteurs asynchrones 1 - Modélisation, contrôle vectoriel et DTC », Hermès Science Publications, France ,2000.
- [26] : **G. Seguiet**, « Électronique de puissance les fonctions de base et leurs principales applications », Edition Dunod, Paris, 1999.
- [27] : **P.S.Bastiani**, « Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine alternative : application à la traction électrique », Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Février 2001.

- [28] : **YAHY Abdenour**, « Contribution à la Commande robuste synergétique et à structures variables floue d'un moteur asynchrone à cage », Mémoire de Magister, Université des Science et de la Technologie Houari Boumediene, 2011.
- [29] : **KHERBOUCHE Nabil, TAMENDJARI Dalil**, « Contrôle d'une génératrice asynchrone par la logique floue », Université de Bejaia, 2015.
- [30] : **BOUHADIDA Azzedine**, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux », Université de Blida, 2017.
- [31] : **N. P QUANG**, « Vector control of three-phase ac machine », EDITION Springer, 2008.
- [32] : **Lamia YOUB, A. CRĂCIUNESCU**, « Etude comparative entre la commande vectorielle à flux orienté et la commande direct du couple de la machine asynchrone », U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol. 69, No. 2, 2007.
- [33] : **Chady El Moucary, Eduardo Mendes and Adel Razek**, « Decoupled Direct Control for PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 5, September/October 2002.
- [34] : **G. BUCHE**, « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB, SIMULINK », mémoire en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur CNAM, Conservatoire national des arts et métiers, Centre régional associé de Grenoble (C.U.E.F.A), soutenue le 07-03-2001.
- [35] : **D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug**, « Steady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors », 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47.
- [36] : **Y. ELBIA**, « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Alimentation et à Flux Orienté », Mémoire de Magister, l'université de Batna, 2009.
- [37] : **BENIKHLEF Fethallah**, « Apport de la logique floue et des algorithmes génétiques à l'optimisation de la commande IFOC d'un moteur asynchrone triphasé », Université de Tlemcen, 2013.
- [38] : **S. REZGUI**, « commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel application à la machine asynchrone : commande vectorielle sans capteurs mécaniques SVPWM, mode glissant, MRAS », Magister En Electrotechnique, Université de Constantine, 2009.
- [39] : **Y. Fu**, « Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées », Thèse de Doctorat, Université de Montpellier II, France, 1991.
- [40] : **Melle ABDELLI Houaria**, « Commande par Mode de Glissement d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran.



- [41] : **R. AZAIZIA**, « Etude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation par un convertisseur Multi-niveaux », Université de Boumerdès, 2008.
- [42] : **Jing Zhou, Chang Yun Wen**, Adaptive Backstepping, « Control of Uncertain Systems SpringerVerlag », Berlin Heidelberg ,2008.
- [43] : **G. Ramond**, « Contribution à la Commande Prédictive Généralisée Adaptative Directe et Application », Thèse de Doctorat, Université de Paris XI U.F.R. Scientifique D'Orsay, Sept 2001.
- [44] : **Georgiou. G**, « Commande adaptative de moteur asynchrone », Mémoire de D.E.A., Labo fltoilt des Signaux et Systèmes Gif. Sur. Yveue, 1988.
- [45] : **T. V. Raumer**, « Commande adaptative non linéaire de machine asynchrone », Thèse de doctorat, INP Grenoble, France, 1994.
- [46] : **ZAIEM Mohamed Elkebi, NAAMI Hibât Alrahmen**, « Etude comparative entre la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande directe du couple classique appliquées à la MAS », Université d' Ouargla, 2016.
- [47] : **BOUHASSOUNE. M**, « Etude comparative des différentes approches MRAS pour la commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé », Université de Tlemcen, 2011.
- [48] : **L. Baghli**, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », - IUFM de Lorraine - UHP, 2004.
- [49] : **S. Khojet El Khil**, « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) », Thèse de Doctorat, INP de Toulouse, 2006.
- [50] : **BAZI Smail**, « Contribution a la commande robuste d'une machine asynchrone par la technique PSO " particles warm optimisation " », Mémoire de Magister, Université De Batna, 2009.
- [51] : **James N. Nash**, Member, IEEE « Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder », IEEE Transctions On Industry Applications, Vol. 33, No. 2, March/April, 1997.
- [52] : **Uwe Baader, Manfred Depenborck**, Member IEEE and Georg Gierse, « Direct Self (DSC) of Invter-Fed Induction Machine : A Basis For Speed Conrtol Without Speed Measurement », IEEE Transctions On Industry Applications, Vol. 328, No. 3, May/June, 1992.
- [53] : **Revue de l'actualité technologique du groupe ABB**, « Technologie des systèmes embarqués -Un concentré de solution applicatives- », Février 2006.

- [54] : **B. Malika**, « Minimisation Des Pulsations Du Couple Dans Une Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone », Mémoire de Magister En Electrotechnique, Université de Batna.
- [55] : **RAHAL. A, EDJIR. M.F**, « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, Université de Msila, 2004.
- [56] : **ABERKANE Hesna**, « Commande Directe du Couple de la MAS basée sur la Technique – SVM », Université d'Oum El Bouaghi, 2016.
- [57] : **MELIANI Slimane**, « Modélisation et Simulation d'une Commande Directe du Couple (DTC) appliquée à la Machine asynchrone sans capteur de vitesse », Université de Msila, 2013.
- [58] : **AMEUR. A**, « Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'ordre Complet A Mode Glissants », Mémoire de Magister En Electrotechnique, Université de Batna, 2005.
- [59] : **AKKOUCHI Kamel**, « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Annaba, 2007.
- [60] : **R. Marino, S. Peresada and P. Valigi**, « adaptive Input-output linearizing control of induction motors », IEEE Trans. Autom. Contr., vol. 38, no. 2, pp. 208-218, Feb 1993.
- [61] : **Jawad Faiz, M.B.B Shaifian**, « Comparaison of different switching partterns in direct torque control technique of induction motors », electric power systems Research 60 (2001) 63-75, University of Tabriz, Iran.
- [62] : **Domenico Casadei, Francesco Profumo, Gionanni Serra, Angelo Tani**, « FOC and DTC : Two viable Schemes for induction Motor Torque control », IEEE Transctions On power Electronics, Vol. 17, No. 5, Septembre 2002.
- [63] : **Messai Med Ibrahim, Redouani Med Mokhtar**, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone », Université d'EL-Oued, 2014.
- [64] : **Yuttana Kumsuwan, Suttichai Premru de epreechacharn, Hamid A.Toliyat**, « Modified direct torque control for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux », Chiang Mai University, 50200, Thailand, Texas A&M University, College Station, TX 77843-3128, USA.Elsevier 27 February2008.
- [65] : **ZOOL HILMI BIN ISMAIL**, « Direct torque control of induction motor drives using space vector modulation (DTC-SVM) », Universiti Teknologi Malaysia, NOVEMBER 2005.
- [66] : **Anne Marie Arker Hissel**, « Contrôle Direct Du Couple Electromagnétique De Machines Asynchrones De Grande Puissance », Thèse de Doctorat, Toulouse, 1999.
- [67] : **CHERRATI Seyfallah, SAFA Youcef**, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone à double alimentation », Université de Sidi Bel-Abbès, 2016.

- [68] : **FRITAH Hacene**, « Etude comparative entre la commande DTC et IRFOC d'une machine asynchrone - Application au véhicule électrique- », Université d'Oum El Bouaghi, 2016.
- [69] : **F. BLASHKE**, « The principle of field-orientation as applied to the Transvector closed-loop control system for rotating-field machines », in Siemens Review 34, 1972, pp. 217–220.
- [70] : **KORTI Tedjani, GUITOUBI Mohammed Taha**, « La Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Double Alimentée en Tension par Régulateur PI et RST », Université d'Ouargla, 2017.
- [71] : **I. TAKAHASHI, T. NOGUCHI**, « A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine », IEEE Trans. On Industrial Application, Vol. IA-22, no.5, Sept. /Oct. 1986, pp. 820– 827.
- [72] : **M. DEPENBROCK**, « Direct Self Control of Inverter-Fed Induction Machines », IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. PE-3, no.4, Oct. 1988, pp. 420–429.
- [73] : **H. CHAIKHY, M. KHAFALLAH, A. SAAD, M. ES-SAADI et K. CHIKH**, « Comparaison entre la commande vectorielle à flux rotorique orienté et la commande directe du couple de la machine à induction », Conference Paper, ENSEM- université Hassan II, Casablanca, Maroc, May 2011.
- [74] : **J. R G Schonfield**, « Direct torque control-DTC », ABB Industrial Systems Ltd.
- [75] : **KHELFAOUI Saida**, « Commande du moteur à aimants permanents avec alimentation non-sinusoidale », Université de Constantine, 2014.
- [76] : **TEGGAR Ayoub**, « Etude Comparative Entre la Commande Vectorielle a Flux Oriente et la Commande Directe du Couple de la machine Asynchrone », Université d'Ouargla, 2016.
- [77] : **S. Chekroun**, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée », Ecole supérieur d'enseignement technologique d'Oran.
- [78] : **ABDELKRIM Hamza, ELGHARBI Kamel**, « Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS) », Université de Msila, 2017.
- [79] : **Hoang Le-Huy**, « Comparison Of Field-Oriented Control And Direct Torque Control For induction Motor Drives », Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Of The IEEE. Vol 2, Issue, 1999 Page(S):1245 - 1252 Vol.2.

*Annexe A*

- *Paramètres de la machine asynchrone utilisée :*

**- Grandeurs nominales :**

<i>Puissance nominale</i>	$P_n=1.5$ [kW]
<i>Tension nominale</i>	$U_n= 220/380$ [V]
<i>Fréquence nominale</i>	$F=50$ [Hz]

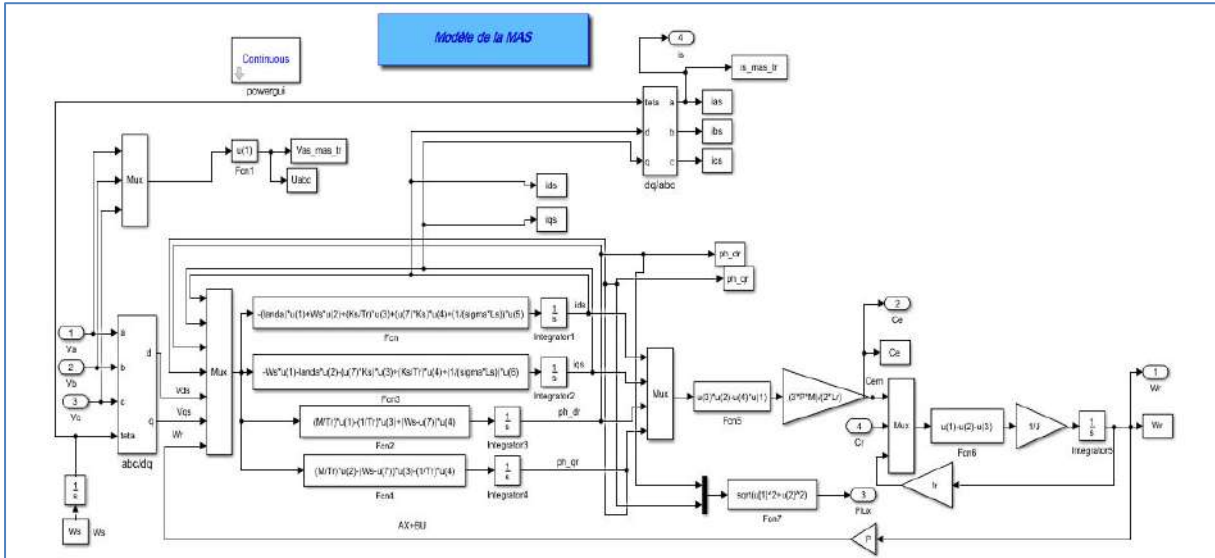
**-Paramètres de la machine :**

<i>Nombre de paires de pôle</i>	$P=02$
<i>Résistance statorique</i>	$R_s = 4.85$ [ $\Omega$ ]
<i>Résistance rotorique</i>	$R_r= 3.805$ [ $\Omega$ ]
<i>Inductance cyclique au stator</i>	$0.274$ [H]
<i>Inductance cyclique au rotor</i>	$0.274$ [H]
<i>Inductance mutuelle</i>	$M_{sr}=M_{rs}=0.258$ [H]
<i>Moment d'inertie</i>	$0.031$ [Kg.m <sup>2</sup> ]
<i>Coefficient de frottement visqueux</i>	$0.00114$ [N.m.s / rad]

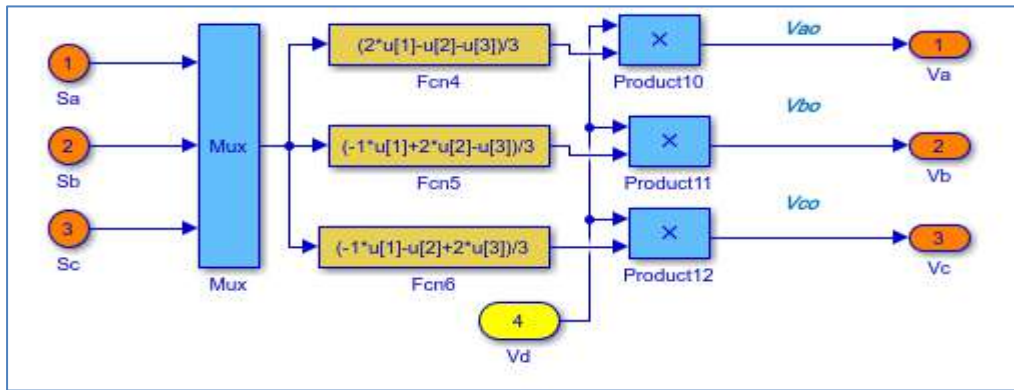
Annexe B

• **Modèles Simulink :**

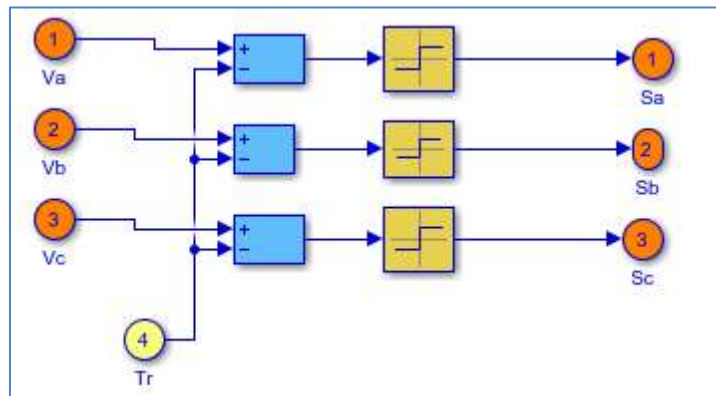
**- Modèle de la Machine Asynchrone triphasée :**



**- Modèle de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux :**



**- Modèle de commande MLI sinus-triangle :**





## Formulaire de déclaration sur l'honneur Relatif à l'engagement pour respecter les règles d'authenticité scientifique dans l'élaboration d'un travail de recherche

(Annexe de l'arrêté n°933 du 28 juillet 2016 fixant les règles relatives à la prévention et la lutte contre le plagiat)

Je soussigne, l'étudiant (e),

AHMED BOUZIANE Nessrine.....

Détenteur d'une carte d'étudiant N° 10190-T-15 délivrée le 07/10/2015

Inscrit à l'institut de Technologie au niveau du département Génie Electrique.

Et chargé de préparer un mémoire de fin d'étude en Master 2.

Intitulé : Etude Comparative de Contrôle d'un Moteur Asynchrone par La Commande Vectorielle et La Commande Directe du Couple .....

Déclare sur l'honneur, m'engager à respecter les règles scientifiques, méthodologiques, et les normes de déontologie professionnelle et de l'authenticité académique requise dans l'élaboration du projet de recherche suscité.

À Beni-Saf, le 17/06/2020

**Signature de l'étudiant :**



## Formulaire de déclaration sur l'honneur Relatif à l'engagement pour respecter les règles d'authenticité scientifique dans l'élaboration d'un travail de recherche

(Annexe de l'arrêté n°933 du 28 juillet 2016 fixant les règles relatives à la prévention et la lutte contre  
le plagiat)

Je soussigne, l'étudiant (e),

LARBI CHERRAK Ines.....

Détenteur d'une carte d'étudiant N°15-T-10389.

Inscrit à l'institut de Technologie au niveau du département Génie Electrique.

Et chargé de préparer un mémoire de fin d'étude en Master 2.

Intitulé : Etude comparative de Contrôle d'un Moteur Asynchrone par La Commande  
Vectorielle et la Commande Directe du Couple.....

Déclare sur l'honneur, m'engager à respecter les règles scientifiques, méthodologiques, et  
les normes de déontologique professionnelle et de l'authenticité académique requise dans  
l'élaboration du projet de recherche suscité.

À Ain Temouchent, le 17/06/2020

**Signature de l'étudiant :**