

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne démocratique et populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب  
Université -Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique



Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme de Master en :  
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE  
Filière : Electrotechnique  
Spécialité : Commandes Electriques  
Thème

**Régulateur glissant de la Machine Asynchrone associé à  
l'onduleur NPC trois niveaux**

**Présenté Par :**

- 1) BELHAMAM Djihane Hadjer
- 2) ZOUAOUI Wissem

**Devant le jury composé de :**

Dr. AYACHE Zouaoui	MAA	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr. ZEGAI Med Amine	MCB	UAT.B.B (Ain Temouchent )	Examineur
Dr. MENDAZ Kheira	MCA	UAT.B.B (Ain Temouchent )	Encadrant

*Année universitaire 2020/2021*



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
جامعة عينتموشنت - بلحاجبوشعيب  
Université Ain Témouchent- Belhadj Bouchaib -  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
Faculté des Sciences et de la Technologie



## 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 soussigné,

Etudiant, M. ou M<sup>lle</sup>. BELHAMAM Dj. Thane Hadjer

Détenteur d'une carte d'étudiant N° : 16.163707.41.06, délivrée le : 2016/10/17 à Ain Témouchent

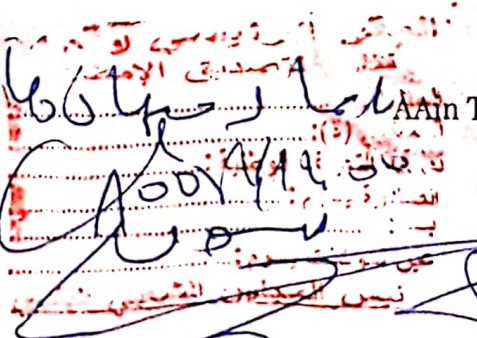
Inscrit à la faculté : **Sciences et de Technologie**

Département : génie électrique

Et chargé de préparer un mémoire de fin d'études Master 2 en commande électrique

intitulé : regulateur glissant de la MAS associé à l'onduleur NPC 3 niveaux

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.

  
Ain Témouchent, le :  
Signature [Signature]

2016/10/17

# *Dédicace*

*Je dédie ce mémoire...*

*A Ma très chère mère honorable, aimable : Tu représentes pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi. Ta prière et ta bénédiction m'ont été d'un grand secours pour mener à bien mes études. Aucune dédicace ne saurait être assez éloquente pour exprimer ce que tu mérites pour tous les sacrifices que tu n'as cessé de me donner depuis ma naissance, durant mon enfance et même à l'âge adulte. Je te dédie ce travail en témoignage de mon profond amour. Puisse Dieu, le tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et bonheur.*

*A Mon Père, Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime et le respect que j'ai toujours eu pour toi. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation.*

*A Mes chers sœurs et Frères, « Houaria », « Khadidja », « Ayoub » et « Mohamed », qui n'ont pas cessées de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études. Que Dieu les protèges et leurs offres la chance et le bonheur.*

*A Ma chère nièce, « Miral » Que Dieu la protège.*

*A Ma grand-mère, mes oncles, mes tantes et mes cousines, Que dieux donne une langue et joyeuse vie.*

*A Mon Encadrant, qui doit voir dans ce travail la fierté d'un savoir bien acquis.*

*A Tous mes amis dont les noms n'ont pu être cités. Merci pour leurs amours et leurs encouragements.*

*Belhamam Djihane Hadjer*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail :*

❖ *Avec tous mes sentiments d'amours et de respect, a ma source de tendresse, de douceur et de bien veillance*

*A ma chère Maman*

❖ *A le symbole de sacrifice qui a toujours a mes coté pour me soutenir et m'encourager, merci papa.*

❖ *A mes très chères sœurs : Samah, Imene, Wahiba, Khaoula.*

❖ *A mon soutien moral et source de joie et de bonheur, Mon Mari pour son encouragement.*

❖ *A mon adorable tante « Samira » qui m'avait toujours soutenu et encouragé durant ces années d'études.*

❖ *A mon frère de cœur « oussama seif eddine » qui a était a mes coté a chaque moment.*

❖ *A tous les membres de ma famille du grands au petit.*

*Zouaoui wissem*

## **Remerciements**

*Nous tenons à exprimer la plus profonde reconnaissance à :*

***Allah**, seigneur de l'univers, pour la volonté, la santé, qui nous a donnée durant toutes ces longues années. A lui toute louange.*

*A notre encadrant Dr. **MENDAZ Kheira**, Vous Nous avons eu le privilège de travailler et d'apprécier vos qualités et vos valeurs. Votre sérieux, votre compétence et votre sens du devoir nous ont énormément marqués. Veuillez trouver ici l'expression de notre respectueuse considération et notre profonde admiration pour toutes vos qualités scientifiques et humaines. Ce travail est pour nous l'occasion de vous témoigner notre profonde gratitude.*

*A notre professeur et juge **ZEGAI Med Amine**, Vous nous faites l'honneur d'accepter avec une très grande amabilité de siéger parmi notre jury de soutenance. Veuillez accepter ce travail, en gage de notre grand respect et notre profonde reconnaissance.*

*A notre professeur et président des jurys **AYACHE Zouaoui**, Vous nous avez honorés d'accepter avec grande sympathie de siéger parmi notre jury de soutenance. Veuillez trouver ici l'expression de notre grand respect et nos vifs remerciements.*

---

## ABRÉVIATIONS

---

<b>MAS</b>	<i>Machine Asynchrone.</i>
<b>NPC</b>	<i>Neutral Point Clamping (point neutre des sources continues).</i>
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processing.</i>
<b>MLI</b>	<i>Modulation de Largeur d'Impulsion.</i>
<b>THD</b>	<i>Taux Globale D'harmonique.</i>
<b>MCC</b>	<i>Machine à Courant Continu.</i>
<b>MC</b>	<i>Le mode de convergence (Reaching Mode, RM).</i>
<b>MG</b>	<i>Le mode de glissement (Sliding Mode, SM).</i>
<b>MRP</b>	<i>Le mode du régime permanent (Steady-State SS).</i>
<b>OFR</b>	<i>Orientation de Flux Orienté (Field Oriented Control).</i>

---

## PRINCIPALES NOTATIONS

---

Généralement les notations utilisées en électrotechnique et en automatique sont très variées. Les principales notations utilisées dans ce mémoire sont rapportées ci-dessous, d'autres significations se trouvent explicitées dans le texte.

<b>Symboles</b>	<b>signification</b>
<b>ns</b>	<i>La vitesse de rotation de champ tournant</i>
<b>f</b>	<i>La fréquence de rotation</i>
<b>p</b>	<i>Nombre paire de pôles</i>
<b>g</b>	<i>Le glissement en %</i>
<b>S<sub>A</sub>, S<sub>B</sub>, S<sub>C</sub></b>	<i>Trois enroulements statoriques</i>
<b>R<sub>A</sub>, R<sub>B</sub>, R<sub>C</sub></b>	<i>Trois enroulements rotoriques</i>
<b>θ</b>	<i>Angle entre l'axe de la phase du premier enroulement statorique et l'axe du rotor</i>
<b>θ<sub>s</sub></b>	<i>Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement statorique et l'axe d</i>
<b>θ<sub>r</sub></b>	<i>Angle entre l'axe de la première phase du rotor et l'axe d</i>
<b>V<sub>sa</sub>, V<sub>sb</sub>, V<sub>sc</sub></b>	<i>Tensions statoriques suivant les axes (a b c) (V)</i>
<b>V<sub>ra</sub>, V<sub>rb</sub>, V<sub>rc</sub></b>	<i>Tensions rotoriques suivant les axes (a b c) (V)</i>
<b>I<sub>sa</sub>, I<sub>sb</sub>, I<sub>sc</sub></b>	<i>Courants statoriques suivant les axes (a b c) (A)</i>
<b>I<sub>ra</sub>, I<sub>rb</sub>, I<sub>rc</sub></b>	<i>Courants rotoriques suivant les axes (a b c) (A)</i>
<b>φ<sub>sa</sub>, φ<sub>sb</sub>, φ<sub>sc</sub></b>	<i>Flux statoriques suivant le repère (a b c) (Wb)</i>
<b>φ<sub>ra</sub>, φ<sub>rb</sub>, φ<sub>rc</sub></b>	<i>Flux rotoriques suivant le repère (a b c) (Wb)</i>
<b>V<sub>sd</sub>, V<sub>sq</sub></b>	<i>Tensions statoriques suivant les axes (d q)</i>
<b>V<sub>rd</sub>, V<sub>rq</sub></b>	<i>Tensions rotoriques suivant les axes (d q)</i>
<b>I<sub>sd</sub>, I<sub>sq</sub></b>	<i>Courants statoriques suivant les axes (d q)</i>
<b>I<sub>rd</sub>, I<sub>rq</sub></b>	<i>Courants rotoriques suivant les axes (d q)</i>

$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	Flux statoriques suivant les axes (d q)
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Flux rotoriques suivant les axes (d q)
$R_s$	Résistance propre d'une phase statorique ( $\Omega$ ).
$R_r$	Résistance propre d'une phase rotorique ( $\Omega$ ).
$L_s$	Inductance propre d'une phase statorique (H).
$L_r$	Inductance propre d'une phase rotorique (H).
$L_m$	Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor(H).
$M_s$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques(H).
$M_r$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques(H).
$\omega$	Pulsation Propre (rad/sec)
$\omega_s$	Pulsation des grandeurs statoriques (rad/sec).
$\omega_r$	Pulsation de rotation électrique(rad/sec).
$J$	Moment d'inertie ( $kg / m^2$ ).
$\Omega$	Vitesse mécanique du moteur(tr/min) .
$f$	Coefficient de frottement visqueux(N.m. s/rd) .
$C_{em}$	Couple électromagnétique(N.m).
$C_r$	Couple de charge(N.m).
$[P(\theta)]$	Matrice de PARK.
$P_{em}$	Puissance électromagnétique.
$s$	Operateur de Laplace.
$P$	Puissance instantanée.
$\delta$	Coefficient de dispersion de Blondel.
$T_s$	Constante de temps statorique(s).
$T_r$	Constante de temps rotorique(s).
$S(x)$	Surface de glissement.
$e(x)$	L'erreur entre la variable à réguler et sa référence.
$n$	Degré relatif.
$V(x)$	Fonction de Lyapunov.

---

## LISTE DES TABLEAUX

---

<i>Tableau(II.1):Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux.....</i>	<b>26</b>
<i>Tableau (II.2):Cette commande rend le système pratiquement incommandable.....</i>	<b>27</b>
<i>Tableau (II.3):La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux.....</i>	<b>27</b>
<i>Tableau (II.4):Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux.....</i>	<b>28</b>

---

## LISTE DES FIGURES

---

<i>Figure(I.1):Schéma représente la MAS.....</i>	<b>2</b>
<i>Figure(I.2):le stator de la MAS.....</i>	<b>3</b>
<i>Figure(I.3):le rotor à cage d'écureuil.....</i>	<b>3</b>
<i>Figure(I.4):Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.....</i>	<b>5</b>
<i>Figure(I.5):Position des axes <math>dq</math> par rapport aux axes de la MAS.....</i>	<b>9</b>
<i>Figure(I.6):MAS alimenté directement par le réseau triphasé.....</i>	<b>17</b>
<i>Figure(I.7): schéma de la MAS en modèle SIMULINK.....</i>	<b>17</b>
<i>Figure (I.8):résultats de la simulation d'une MAS alimenté directement par le réseau triphasé (vitesse, couple, courant et flux).....</i>	<b>19</b>
<i>Figure(II.1):Onduleur triphasé à trois niveaux structure NPC.....</i>	<b>22</b>
<i>Figure(II.2):Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode.....</i>	<b>22</b>
<i>Figure(II.3):Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....</i>	<b>23</b>
<i>Figure(II.4):1ère configuration du 1er bras.....</i>	<b>24</b>
<i>Figure(II.5):2ème configuration du 1er bras.....</i>	<b>25</b>
<i>Figure(II.6):3ème configuration du 1er bras.....</i>	<b>25</b>
<i>Figure(II.7):Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.....</i>	<b>26</b>
<i>Figure(II.8):Signaux de références avec deux porteuses.....</i>	<b>33</b>
<i>Figure(II.9):L'intersection <math>S_1, S_2, S_3, S_4</math>entre le signal sinus-aïdal et les porteuses.....</i>	<b>34</b>
<i>Figure(II.10): <math>V_{ab}, V_{ac}, V_{ca}</math> les signaux de sortie de l'onduleur NPC trois niveaux ..</i>	<b>35</b>
<i>Figure(II.11): <math>V_{an}, V_{bn}, V_{cn}</math> de l'onduleur NPC trois niveaux</i>	<b>37</b>
<i>Figure(II.12): <math>V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}</math> de l'onduleur NPC trois niveaux entre les phases et le</i>	



<i>point neutre .....</i>	<b>38</b>
<b>Figure(II.13):</b> <i>Résultat de Courant rotorique et statorique de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.....</i>	<b>38</b>
<b>Figure(II.14):</b> <i>Résultat de Couple électromagnétique de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.....</i>	<b>38</b>
<b>Figure(II.15):</b> <i>Résultat de vitesse de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.....</i>	<b>39</b>
<b>Figure (II.16):</b> <i>Résultat de Flux de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.....</i>	<b>39</b>
<b>Figure(III.1):</b> <i>Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase.....</i>	<b>45</b>
<b>Figure(III.2):</b> <i>Linéarisation exacte de l'écart.....</i>	<b>47</b>
<b>Figure(III.3):</b> <i>Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....</i>	<b>49</b>
<b>Figure(III.4):</b> <i>Fonction signe (non linéarité tout ou rien).....</i>	<b>51</b>
<b>Figure(III.5):</b> <i>Phénomène de broutement.....</i>	<b>51</b>
<b>Figure(III.6):</b> <i>Fonction de saturation (<math>\varepsilon &gt; 0</math> et petit).....</i>	<b>52</b>
<b>Figure(III.7):</b> <i>Fonction de classe <math>C^1</math> (<math>\varepsilon &lt; 0</math> et petit).....</i>	<b>53</b>
<b>Figure(III.8):</b> <i>Régulateur par mode glissant de vitesse de MAS.....</i>	<b>56</b>
<b>Figure(III.9):</b> <i>Modèle Matlab/Simulink de régulateur par mode glissant de vitesse associé à la MAS.....</i>	<b>56</b>
<b>Figure(III.10):</b> <i>Résultat de vitesse de la commande par mode glissant.....</i>	<b>57</b>
<b>Figure(III.11):</b> <i>Résultat d'erreur de vitesse de la commande par mode glissant.....</i>	<b>57</b>
<b>Figure(III.12):</b> <i>Résultat de Couple électromagnétique de la commande par mode glissant.....</i>	<b>58</b>
<b>Figure (III.13):</b> <i>Résultat de Couple électromagnétique de la commande par mode glissant.....</i>	<b>58</b>
<b>Figure(III.14):</b> <i>Résultat de Courant rotorique de la commande par mode glissant....</i>	<b>58</b>
<b>Figure (III.15):</b> <i>Résultat de vitesse de la commande par mode glissant avec une variation de vitesse de référence.....</i>	<b>59</b>
<b>Figure(III.16):</b> <i>Résultat d'erreur de la vitesse de commande par mode glissant avec une variation de vitesse de référence.....</i>	<b>60</b>
<b>Figure (III.17):</b> <i>Résultat de couple électromagnétique de la commande par mode glissant avec une variation de vitesse de référence.....</i>	<b>60</b>
<b>Figure(III.18):</b> <i>Résultat de courant Rotorique de la commande par mode glissant</i>	

<i>avec une variation de vitesse de référence.....</i>	<b>61</b>
<b>Figure (III.19):</b> <i>Résultat de courant statorique de la commande par mode glissant</i>	
<i>avec une variation de vitesse de référence.....</i>	<b>61</b>
<b>Figure (III.20):</b> <i>Résultat de flux de la commande par mode glissant avec une</i>	
<i>variation de vitesse de référence.....</i>	<b>62</b>

---

## **TABLE DES MATIERES**

---

<i>Dédicace</i> .....	
<i>Remerciement</i> .....	
<i>Liste des indices et symboles</i> .....	
<i>Liste des figures</i> .....	
<i>Liste Des Tableaux</i> .....	

---

### ***Chapitre I : Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone***

---

<i>I.1 Introduction</i> .....	<b>2</b>
<i>I.2 constitution de la machine asynchrone</i> .....	<b>3</b>
<i>I.3 Principe de fonctionnement d'une MAS</i> .....	<b>4</b>
<i>I.4 modélisation de la machine asynchrone</i> .....	<b>4</b>
<i>I.4.1 Avantages et problèmes posés par les machines asynchrones</i> .....	<b>4</b>
<i>I.4.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone</i> .....	<b>5</b>
<i>I.4.3 Hypothèses simplificatrices</i> .....	<b>5</b>
<i>I.4.4 Conséquences des Hypothèses simplificatrices</i> .....	<b>6</b>
<i>I.4.5 Les équations générales de machine asynchrone</i> .....	<b>6</b>
<i>I.4.5.1 Equations électriques</i> .....	<b>6</b>
<i>I.4.5.2 Equations magnétiques</i> .....	<b>7</b>
<i>I.4.5.3 Equations mécaniques</i> .....	<b>8</b>
<i>I.4.6 La transformation du système triphasé</i> .....	<b>8</b>
<i>I.4.6.1 La transformation de Park</i> .....	<b>9</b>
<i>I.4.6.2 Choix de référence</i> .....	<b>11</b>
<i>I.5Modèle biphasé de la MAS</i> .....	<b>12</b>
<i>I.6 Modélisation de la MAS par la représentation d'état</i> .....	<b>14</b>
<i>I.7 Résultat du Simulation</i> .....	<b>16</b>
<i>I.8 Conclusion</i> .....	<b>20</b>

---

## ***Chapitre II : Association de l'onduleur NPC trois niveaux à la Machine Asynchrone***

---

<i>II.1 Introduction.....</i>	<b>21</b>
<i>II.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux type NPC.....</i>	<b>21</b>
<i>II.3 Structure de l'onduleur à trois niveaux type NPC.....</i>	<b>21</b>
<i>II.3.1 Intercepteur bidirectionnelle.....</i>	<b>22</b>
<i>II.3.2 Configuration et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....</i>	<b>23</b>
<i>II.4 Modèle de la commande l'onduleur à trois niveaux type NPC.....</i>	<b>26</b>
<i>II.4.1 Commandabilité des convertisseurs statique.....</i>	<b>26</b>
<i>II.4.2 Commande complémentaire.....</i>	<b>27</b>
<i>II.4.3 Fonction de connexion.....</i>	<b>28</b>
<i>II.5 Modélisation des valeurs installées.....</i>	<b>29</b>
<i>II.6 Stratégie de commande.....</i>	<b>31</b>
<i>II.6.1 Stratégie de commande triangle-sinusoidale à deux porteuse.....</i>	<b>32</b>
<i>II.7 Résultat de la simulation d'association MAS et l'onduleur NPC trois niveaux.....</i>	<b>38</b>
<i>II.8 Conclusion.....</i>	<b>40</b>

---

## ***Chapitre III : Régulation de vitesse par mode glissant de la MAS associé à l'onduleur NPC trois niveaux***

---

<i>III.1 Introduction.....</i>	<b>42</b>
<i>III.2 Principe d'orientation de flux rotorique.....</i>	<b>42</b>
<i>III.2.1 Modèle de la machine en vue d'un contrôle flux rotorique .....</i>	<b>44</b>
<i>III.3 Principe de la commande par mode glissant.....</i>	<b>44</b>
<i>III.4 Structure de la commande par mode glissant.....</i>	<b>46</b>
<i>III.4.1 Choix de la surface de glissement.....</i>	<b>46</b>
<i>III.4.2 Condition d'existence de mode glissant.....</i>	<b>47</b>

<i>III.4.2.1 La fonction directe de commutation.....</i>	<b>48</b>
<i>III.4.2.2 La fonction de Lyapunov.....</i>	<b>48</b>
<i>III.4.3 Détermination de la loi de la commande .....</i>	<b>49</b>
<i>III.4.4 Elimination du phénomène de broutement (chattering).....</i>	<b>52</b>
<i>III.5 Domaine d'application de réglage par mode glissant.....</i>	<b>53</b>
<i>III.6 Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant.....</i>	<b>54</b>
<i>III.7 Réglage de la vitesse de la MAS par mode glissant.....</i>	<b>54</b>
<i>III.8 Simulation de la commande par mode glissement.....</i>	<b>56</b>
<i>III.9 Résultat et interprétation.....</i>	<b>57</b>
<i>III.10 Conclusion.....</i>	<b>63</b>
<i>Conclusion Générale .....</i>	<b>64</b>
<i>Bibliographie.....</i>	<b>66</b>
<i>Annexe.....</i>	<b>70</b>
<i>Résumé.....</i>	<b>71</b>

---

## *Introduction générale*

---

# *Introduction Générale*

---

## *Introduction générale*

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant de point de vue la dynamique de la vitesse que la précession du couple délivré.

Dans le domaine de la machine asynchrone la vitesse variable assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la MCC, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle. Mais, depuis une trentaine d'années, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir appliquer un contrôle découplé de la MAS par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées commandes vectorielles, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la MCC.

Dans le domaine de la commande de la MAS, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques.

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes.

Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commandes classiques, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des méthodes de commandes assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres extérieur et leur variations.

Le réglage par mode glissement fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables. Cependant, la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering". Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des certaines perturbations.

## *Introduction Générale*

---

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- ❖ **Le premier chapitre** fera l'objet d'une présentation générale de la MAS, ensuite la modélisation classique de MAS alimentée en tension triphasée sinusoïdale en utilisant la transformation triphasé-biphasé de Park. Nous avons simulé le fonctionnement de la MAS alimenté directement par le réseau.
- ❖ **Le deuxième chapitre** sera consacré à l'étude de l'onduleur NPC trois niveaux, ainsi que leur stratégie de commande M.L.I, enfin en passe à l'association de l'onduleur NPC trois niveaux à la MAS par la présentation des résultats de simulation sous l'environnement Matlab Simulink.
- ❖ **Le troisième chapitre** sera dédié à la commande par mode glissant ou nous présentons les étapes de leur applications, puis en passe à l'application de la commande par mode de glissement pour la régulation de vitesse de la MAS, nous finalisant ce chapitre par les différents résultats de simulation de l'association MAS-onduleur NPC trois niveaux et le régulateur par mode glissant de vitesse de MAS.

Le travail sera clôturé par une conclusion générale.



---

*Chapitre I : Modélisation et Simulation de  
La Machine Asynchrone*

---

### I.1 Introduction :

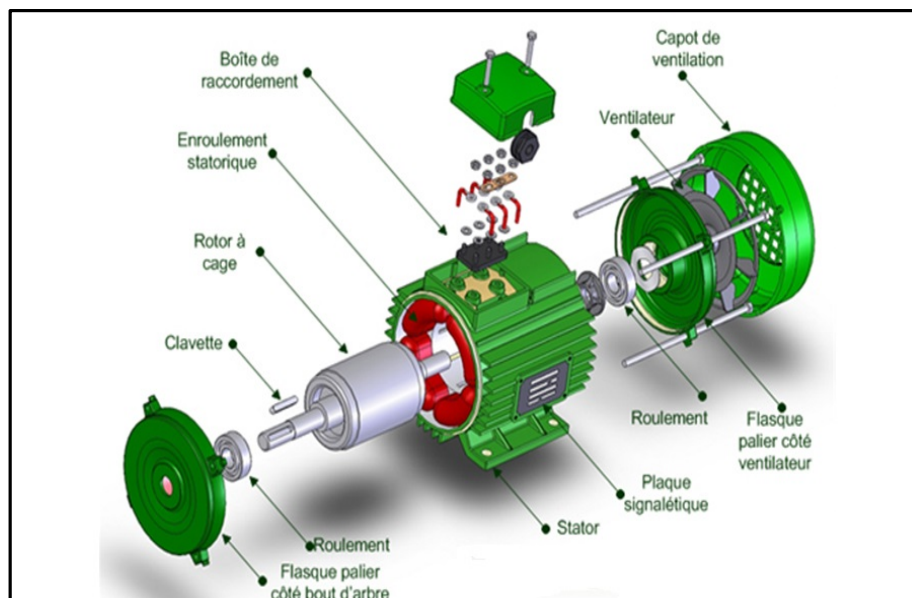
Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation [1].

La machine asynchrone est plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait sa facilité de mise en œuvre, de son faible coût, de son bon rendement et son excellente fiabilité et sa simplicité de construction [2]. Toutefois, cette simplicité s'accompagne d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

Dans ce chapitre nous allons présenter la modélisation mathématique de la machine asynchrone commandée en tension, Ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la machine asynchrone permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasée.

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

Les éléments constituant une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés dans la fig(I.1) :

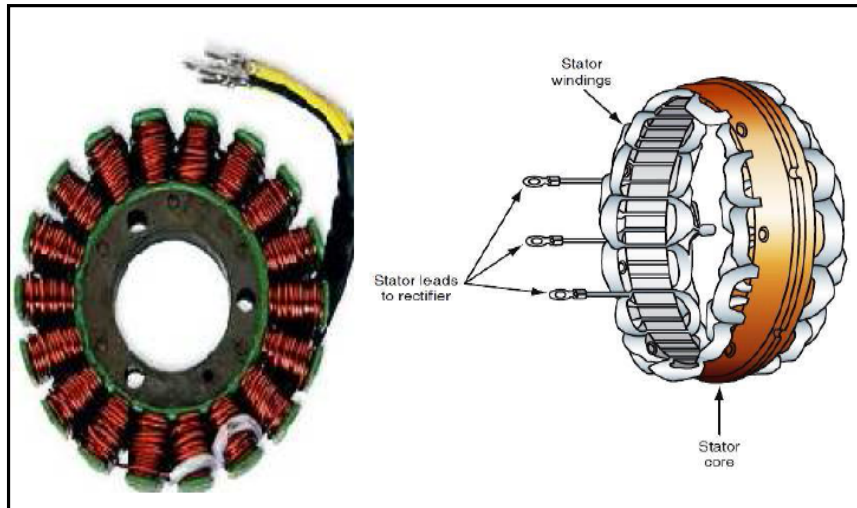


*Figure (I.1) : Schéma représente la MAS.*

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator, et une partie mobile appelée rotor [3].

### ➤ Stator (partie fixe) :

Le stator d'un moteur asynchrone est constitué de trois enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de  $2\pi/3$  qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées [3] qui est montré par la Fig(I.2).



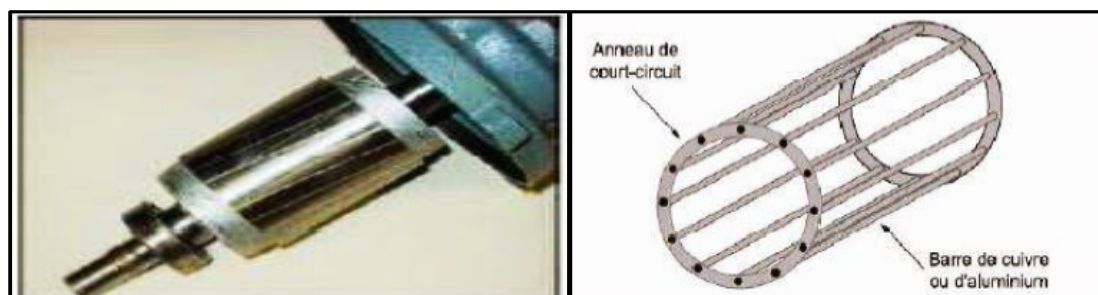
*Figure. (I.2) : le stator de la MAS.*

### ➤ Rotor (partie tournante) :

Le circuit magnétique du rotor est constitué d'un assemblage de tôles ferromagnétiques rainurées. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. On trouve deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

### ➤ Rotor à cage d'écureuil :

Il est constitué de barres conductrices très souvent en aluminium. Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices. On dit que le rotor est en court-circuit. Sa résistance électrique est très faible. Schéma de principe d'une cage d'écureuil montré par la Fig(I.3).



*Figure (I.3) : le rotor à cage d'écureuil*

### **I.3 Principe de fonctionnement d'une MAS :**

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est fondé sur la loi d'induction. Sur la loi de Faraday, si le rotor tourne à la vitesse de rotation  $n$  différent de la vitesse synchrone  $n_s$  ( $n_s = \frac{f}{p}$ ), [tr/min], alors l'enroulement rotorique est un siège d'un système de f.é.m. triphasé engendrant des courants rotoriques triphasés.

D'après la loi de Lenz, les courants rotoriques s'opposent à la cause qui leur donne naissance, qui est la vitesse relative du champ statorique tournant par rapport au rotor. On caractérise le fonctionnement de la machine asynchrone par la notation de glissement [4], [5]:

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad [\%] \quad (I.1)$$

Le stator supporte trois enroulements, décalés de  $120^\circ$ , alimentés par une tension alternative triphasée. Ces trois bobines produisent un champ magnétique variable qui à la particularité de tourner autour de l'axe du stator suivant la fréquence de la tension d'alimentation, ce champ magnétique est appelé champ tournant qui vient induire un courant dans le rotor.

D'après la loi de Laplace, l'action du champ magnétique sur ce courant crée des forces (dites force de Laplace) et par conséquent un couple s'y crée. Le couple fait tourner le rotor dans le même sens que les champs tournant.

### **I.4 Modélisation de la machine asynchrone :**

#### **I.4.1 Avantages et problèmes posés par les machines asynchrones :**

- **Avantages du moteur asynchrone :**

La machine asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : il est robuste, fiable, économique. Il est également apprécié pour sa très bonne standardisation.

- **Problèmes posés par le moteur asynchrone :**

Les moteurs à rotor à cage d'écureuil possèdent un couple de démarrage initial assez élevé (5 à 7 fois) la valeur nominale de courant.

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel dans la machine à asynchrone n'existe plus.

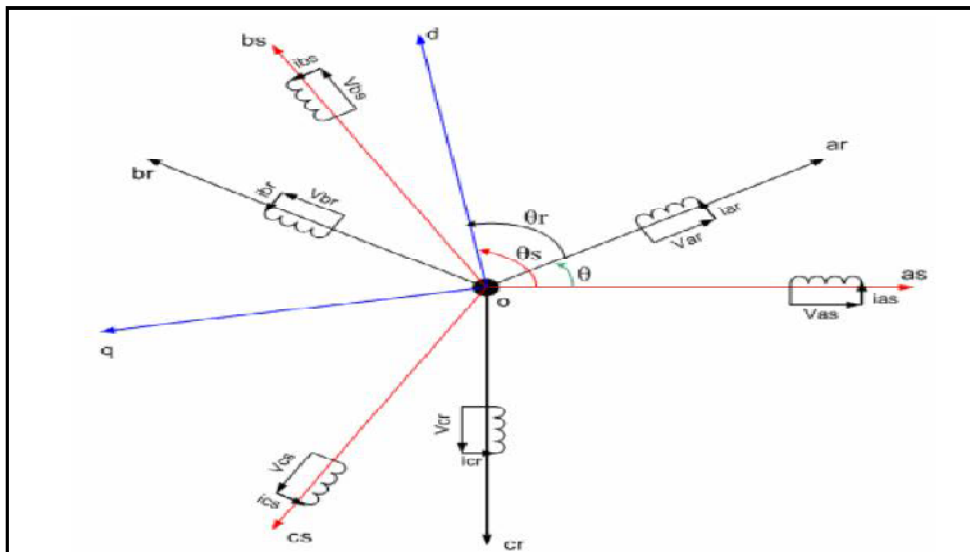
D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage ( $I_r$  par exemple) qu'à travers le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également à la non-linéarité de cette machine [6].

### **I.4.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone :**

La MAS triphasée est représentée schématiquement par:

- Trois enroulements statoriques  $S_A, S_B, S_C$  fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Trois enroulements rotoriques identiques  $R_a, R_b, R_c$  décalés dans l'espace de  $120^\circ$ . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.  $\theta$  est l'angle électrique entre l'axe de première phase statorique et la première phase rotorique comme montre la Fig(I.4).



*Figure(I.4) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.*

### **I.4.3 Hypothèses simplificatrices :**

En raison de complication des phénomènes électromagnétiques, thermiques et mécaniques de la machine, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas pris en compte. [7]

#### **I.4.4 Conséquences des hypothèses simplificatrices :**

Parmi les conséquences importantes des hypothèses simplificatrices, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- Constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [8].

#### **I.4.5 Les équations générales de la machine asynchrone :**

##### **I.4.5.1 Equations électriques :**

Avec les hypothèses avancées, les équations de tension des trois phases statoriques et celles rotoriques s'écrivent :

➤ **Pour le stator :**

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{array} \right. \longrightarrow [V_{sabc}] = [R_s] [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (I.2)$$

➤ **Pour le rotor :**

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ 0 = V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ 0 = V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{array} \right. \longrightarrow [V_{rabc}] = [R_r] [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (I.3)$$

Avec :  $R_s, R_r$  les résistances par phase respectivement du stator et du rotor :

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \qquad R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

En désignant par :

$[V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t$  : vecteur de tension statorique.

$[V_{rabc}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t$  : vecteur de tension rotorique.

$[I_{sabc}] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t$  : vecteur de courant statorique.

$[I_{rabc}] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t$  : vecteur de courant rotorique.

Ainsi pour les vecteurs de flux :

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^t$  : vecteur de flux statorique.

$[\varphi_{rabc}] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^t$  : vecteur de flux rotorique.

#### **I.4.5.2 Equations magnétiques :**

Les hypothèses précédemment citées, entraînent les relations suivantes entre flux et courants, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

► **Pour le stator :**

$$[\varphi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{I.4})$$

► **Pour le rotor :**

$$[\varphi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \quad (\text{I.5})$$

Tel que les matrices d'inductance s'écrivent comme suit :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Avec :

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

$[L_{rr}]$  : Matrice d'inductances rotoriques.

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

$M_0$  : Représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$L_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$  : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

### I.4.5.3 Equations mécaniques :

Dans l'étude des caractéristique dynamique de la machine asynchrone, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse) avec les paramètres électriques (tension, courant, flux....) [9].

L'équation mécanique du mouvement dépende des caractéristique de la charge qui diffère largement d'une application a l'autre .par conséquent l'équation mécanique s'écrit sous la forme suivante : [10].

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.8)$$

Avec :

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

$\Omega$  : Vitesse mécanique du moteur.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple de charge.

### I.4.6 La 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

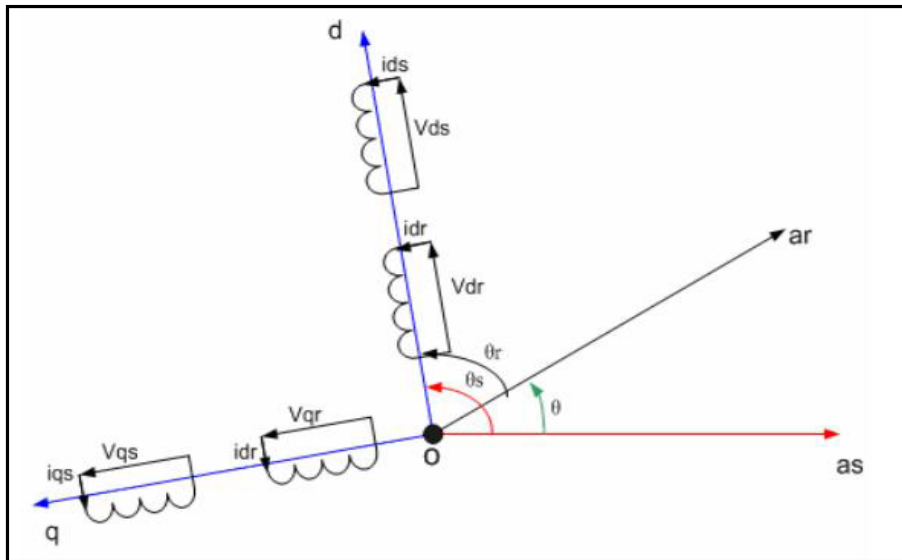


machine réelle, avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement [11], [12].

### **I.4.6.1 La transformation de Park :**

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé, dans ce dernier référentiel, les paramètres sont représentés suivant deux axes mutuellement découplés [13].

Cette transformation est considérée comme une substitution aux enroulements fictifs ( $d_s, q_s, d_r, q_r$ ) dont les axes magnétiques sont liés au référentiel ( $o, d, q$ ) comme l'indique la figure (I.5). Donc on peut avoir un système à coefficients constant.



**Figure. (I.5).** Position des axes  $dq$  par rapport aux axes de la machine.

Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axe direct  $d$  et axe en quadrature  $q$ ).

La transformation de Park est définie comme suit :

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = P(\theta) \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}$$

Où :

$x$ , Peut être un courant, une tension ou un flux. Les termes, représentent les composantes longitudinales et transversales des variables statorique tensions, courants, flux et inductances.

$\theta$  : Représente la position du rotor [7].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Et :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix}$$

Où :

$x_a, x_b, x_c$  : Représentent les valeurs instantanées des grandeurs triphasées.

$x_d, x_q$  : Représentent les valeurs instantanées des grandeurs biphasé.

$x_h$  : Représente la composante homopolaire, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

$[P(\theta)]$  : La matrice de Park.

$[P(\theta)]^{-1}$  : La matrice inverse de Park.

La transformation de Park définie par la matrice de rotation  $[p(\theta)]$  est donnée sous la forme suivante :

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

La matrice inverse est définie par :

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

➤ Le facteur  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  : est là pour conserver la puissance électrique instantanée.

- On a choisi (2 /3), pour les valeurs inchangées des amplitudes des tensions, courants, et flux.
- $\theta$  est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.
- Les repère de la transformation de park des grandeur statorique et celle des grandeur rotorique devient coincider pour simplifier ces equation (figure I.6).
- Ceci se fait liant les angle  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation suivante :

$$\theta_{rs} + \theta_r = \theta_s \quad (I.11)$$

$\theta_s$  .est l'angle électrique entre le stator et l'axe d.

$\theta_r$  :est l'angle entre la phase A statorique et la phase a rotorique .

#### **I.4.6.2 Choix du référentiel :**

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite 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 [14].

#### **❖ Référentiel lié au stator :**

Les équations électriques de la machine dans le repère stationnaire sont réécrites comme suit:

$$\text{Au stator: } \begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (I.12)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{cases}$$

$$\text{Au rotor: } \begin{cases} 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \omega_r \varphi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.13)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{cases}$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif (variations importantes de la vitesse de rotation).

❖ **Référentiel lié au rotor:**

Il est caractérisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée comme constante.

❖ **Référentiel lié au champ tournant ( $d, q$ ) :**

Symbolisé par le vecteur flux statorique, le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère  $dq$  au champ tournant alors on a:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \text{ Tel que } \omega = \omega_s - \omega_r = \omega_s - P\Omega$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs [15]. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

**I.5 Modèle biphasé de la MAS :**

❖ **Les équations électriques :**

Les équations prennent la forme suivante:

$$\text{au stator: } \begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.15)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{cases}$$

$$\text{au rotor: } \begin{cases} 0 = V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ 0 = V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.16)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{cases}$$

Tel que:

$L_s = l_{as} - M_s$  : Inductance cyclique statorique;

$L_r = l_{ar} - M_r$  : Inductance cyclique rotorique;

$L_m = \frac{3}{2} M_\theta$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

#### ❖ Equations mécaniques:

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique. Le couple électromagnétique  $C_{em}$  peut se mettre sous plusieurs formes:

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_{rq} I_{rd} - \varphi_{rd} I_{rq}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p L_m (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \end{cases} \quad (1.17)$$

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère (d,q) peut être donnée par:

$$C_e = K_t (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (1.18)$$

Où:

➤ P: nombre de paire de pole;

➤  $K_t = p \frac{3 L_m}{2 L_r}$ .

❖ **Equation électromagnétique:**

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières:

- Par un bilan de puissance instantanée.
- Par la méthode dite “travaux virtuels”.

Nous allons utiliser la première méthode. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d’axes  $d, q$  est donnée par l’expression suivante:

$$P_e = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} + V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \quad (1.19)$$

En développant cette dernière expression (I.19), nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes: puissance dissipée en pertes joules, puissance représentant les échanges d’énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique:

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec} \quad (1.20)$$

Où:

$$P_j = R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (1.21)$$

$$P_{mec} = I_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + I_{rd} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + I_{rq} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \quad (1.22)$$

$$P_{em} = \omega (I_{rd} \varphi_{rq} - I_{rq} \varphi_{rd}) \quad (1.23)$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l’expression suivante:

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega} = P \frac{P_{em}}{\omega} \quad (1.24)$$

On peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) = \frac{3}{2} P (\varphi_{rd} I_{rq} - \varphi_{rq} I_{rd}) \end{array} \right. \quad (1.25)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = \frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) = \frac{3}{2} P L_m (I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}) \end{array} \right. \quad (1.26)$$

### **I.6 Modélisation de la MAS par la représentation d'état :**

L'équation d'état proprement dite est l'équation différentielle qui indique comment les variables d'état varient sous l'effet des entrées, cela est possible grâce à la connaissance de l'état du système à l'instant  $t_0$ .

Pour notre cas, le moteur est alimenté en tension, les variables de commande principales sont alors  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ .

La représentation d'état la plus générale pour les systèmes linéaires est la suivante en continue :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = [A]X(t) + [B]U(t) \\ Y(t) = [C]X(t) + [D]U(t) \end{cases}$$

Où :

- X : vecteur qui représente les variables d'états ;
- Y : vecteur qui représente les mesures ;
- U : vecteur qui représente les commandes ;
- A : matrice de dynamique ;
- B : matrice de commande ;
- C : matrice d'observation ;
- D : matrice d'action directe.

Les matrices A, B, C, D sont souvent invariantes selon le temps, elles deviennent alors des matrices constantes et on parle de représentation d'état continue indépendante du temps.

Nous avons présenté le cas linéaire, mais nous pouvons généraliser la formule pour le cas non linéaire par :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, U) \\ Y = D(X, U) \end{cases}$$

Ses variables d'état seront exprimées en fonction des grandeurs de commande choisies selon la représentation d'état suivante :

Pour les courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{l_m}{L_r} I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r} - \frac{l_m}{L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (1.27)$$

On remplace dans les flux statoriques :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \left( L_s - \frac{l_m^2}{L_r} \right) I_{ds} + \frac{l_m}{L_r} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} = \left( L_s - \frac{l_m^2}{L_r} \right) I_{sq} + \frac{l_m}{L_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (1.28)$$

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{R_r l_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r l_m}{L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{l_m}{L_r} \omega_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{R_r l_m^2}{L_r^2} \right) I_{sq} - \omega_s I_{ds} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r l_m}{L_r^2} \Phi_{qr} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{l_m}{L_r} \omega_r \Phi_{dr} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (1.29)$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r l_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \omega \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r l_m}{L_r} I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - \omega \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.30)$$

Avec :

$$\delta = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : C'est le coefficient de dispersion de Blondel ;$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : C'est la constante de temps rotorique.$$

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

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

Avec :

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

$$[U] = [ V_{sd} V_{sq} ] ; [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{1}{T_r} \frac{l_m^2}{L_r} \right) & \omega_s & \frac{1}{\delta L_s} \left( \frac{l_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \omega_r \frac{1}{\delta L_s} \left( \frac{l_m}{L_r} \right) \\ -\omega_s & -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{1}{T_r} \frac{l_m^2}{L_r} \right) & -\omega_r \frac{1}{\delta L_s} \left( \frac{l_m}{L_r} \right) & \frac{1}{\delta L_s} \left( \frac{l_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{l_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{l_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$



### I.7 Résultats de simulation:

Les figures I.6 et I.7 ; montre l'alimentation de MAS sous réseaux triphasé équilibré, comme il montre le modèle de MAS biphasée en utilisant Park.

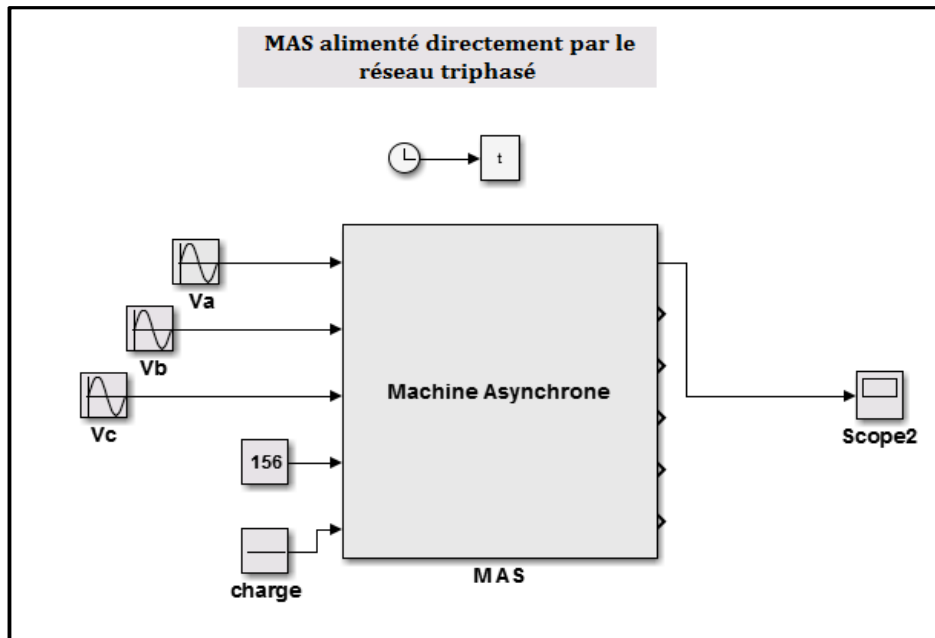
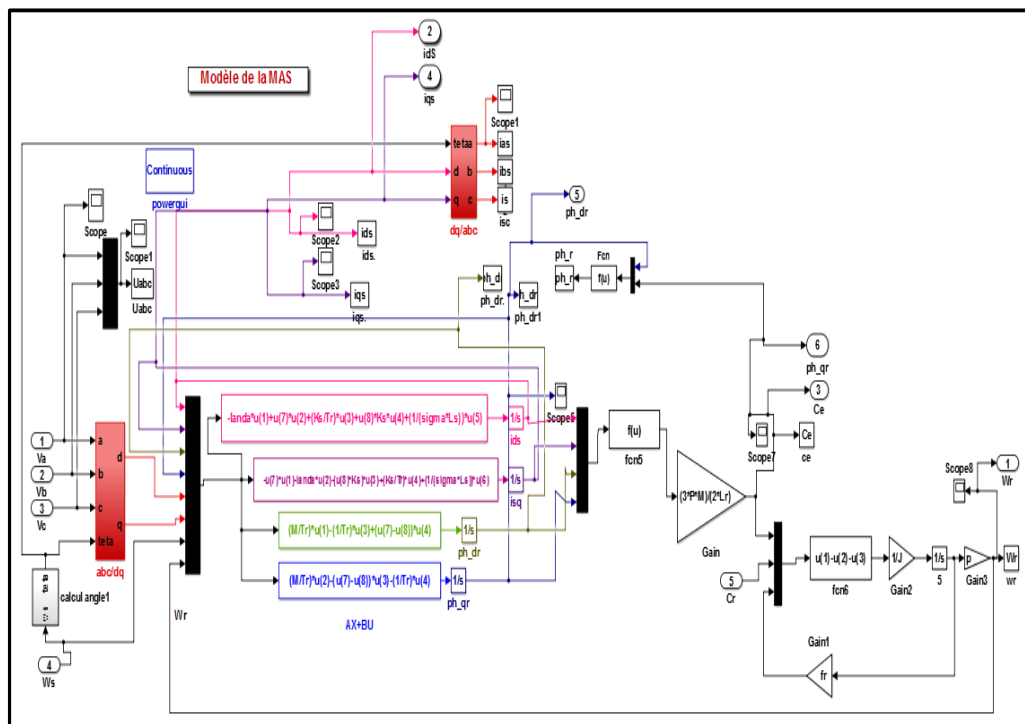
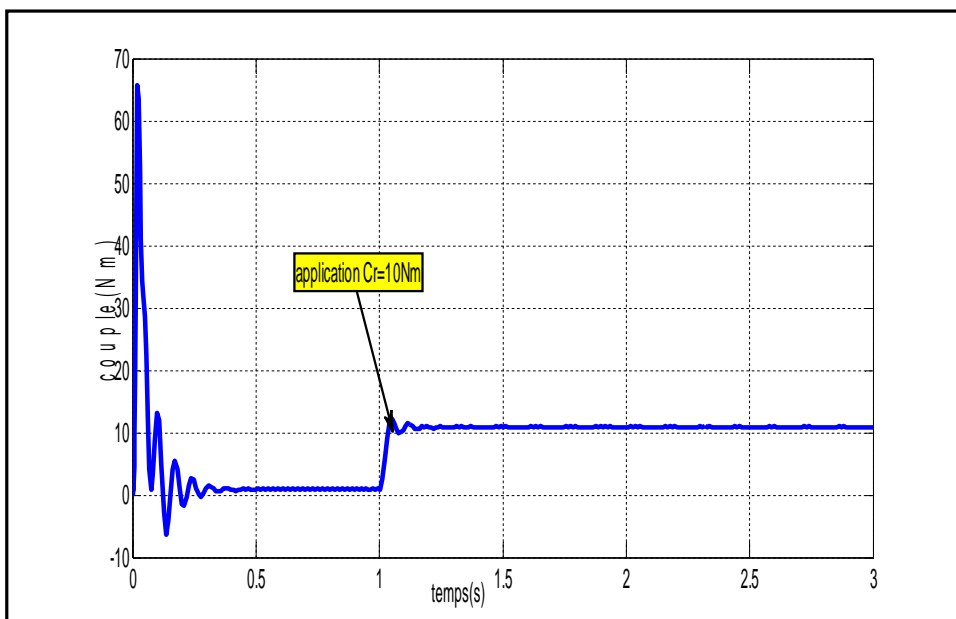
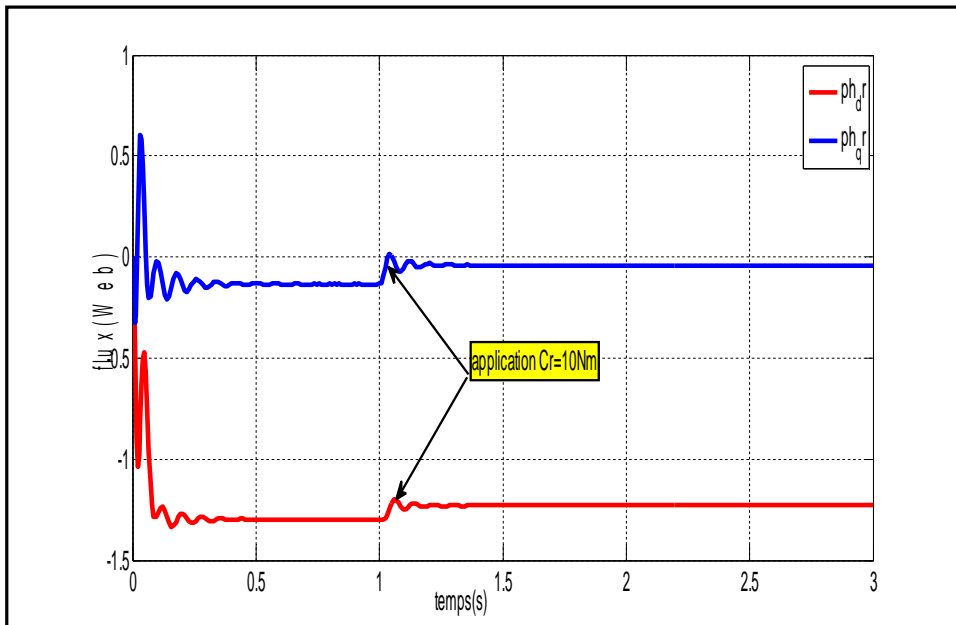
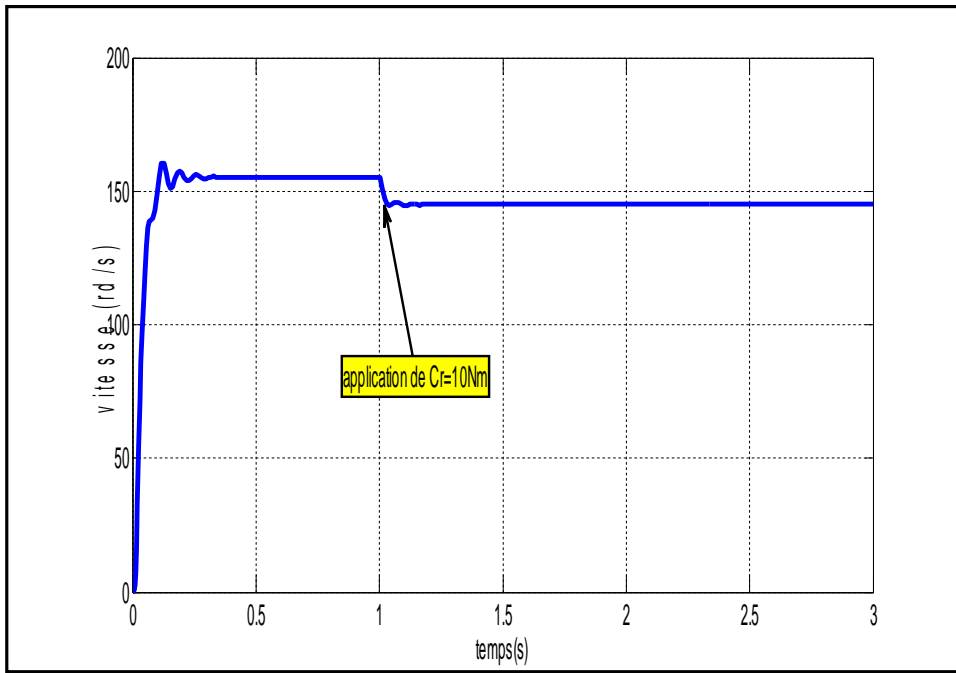


Figure.(I.6) :MAS alimenté directement par le réseau triphasé



Figure(I.7) : schéma de la MAS en modèle SIMULINK.



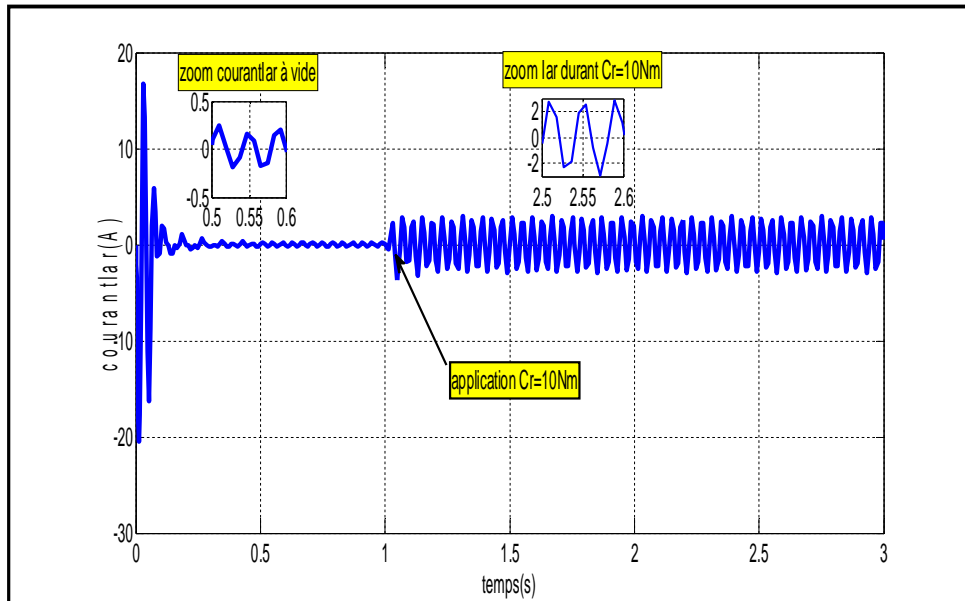


Figure (I.8) résultats de la simulation d'une MAS alimenté directement par le réseau triphasé (vitesse, couple, courant et flux)

#### ❖ Interprétation des résultats de simulation :

La figure(I.8) représentent la simulation d'une MAS aliment directement par une source de tension triphasée équilibrée, détaillent séparément l'évolution de courant rotorique  $I_{ar}$ , des flux rotorique ( $\Phi_{dr}$ ,  $\Phi_{qr}$ ), du couple électromagnétique ( $C_e$ ) et la vitesse ( $\omega_r$ ).

Le courant rotorique atteint une valeur crête, due au fort appel du courant de démarrage afin de générer un couple électromagnétique qui prends des oscillations et expliquent bien le bruit au démarrage de la machine, après il se stabilise à une valeur nulle. Concernant la vitesse présente des oscillations dans le démarrage avec une augmentation linéaire puis atteint sa valeur nominale 157 [rad/s]. Ainsi que aux premier temps les flux rotorique prends des oscillations après se stabilise.

Après l'application du couple de la charge  $C_r=10\text{[N.m]}$  à l'instant  $t= [1\text{s}]$ , on remarque une diminution permanente de la vitesse. le courant rotorique présente une augmentation de l'amplitude due a l'application de couple résistant. Le couple électromagnétique prend la valeur de charge 10[N.m] ainsi que les réponses des flux rotoriques montrent une augmentation de leurs amplitude durant l'application du charge.

### **I.8 Conclusion:**

Dans ce chapitre nous avons représenté la modélisation et la simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de l'onduleur NPC trois niveaux ainsi leur association avec la machine asynchrone à cage d'écureuil.

---

*Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois  
niveaux de la Machine Asynchrone*

---

## *Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone*

---

### **II.1 Introduction :**

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing") [16], permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs [17].

Dans les applications de fortes puissances, la structure des onduleurs a trois niveaux est plus adaptée par rapport à la structure classique, du fait que les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse [18].

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de l'onduleur NPC trois niveaux ainsi leur association avec la machine asynchrone à cage d'écureuil. Qu'il est contrôlé par la technique MLI.

### **II.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC :**

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- **Interrupteurs parfaits** : la commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture) et sans pertes, et que la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.
- **Une charge équilibrée** : la charge alimentée est équilibrée dans le sens où elle ne génère pas une composante homopolaire.
- **Sources parfaites** : la tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

### **II.3 Structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC :**

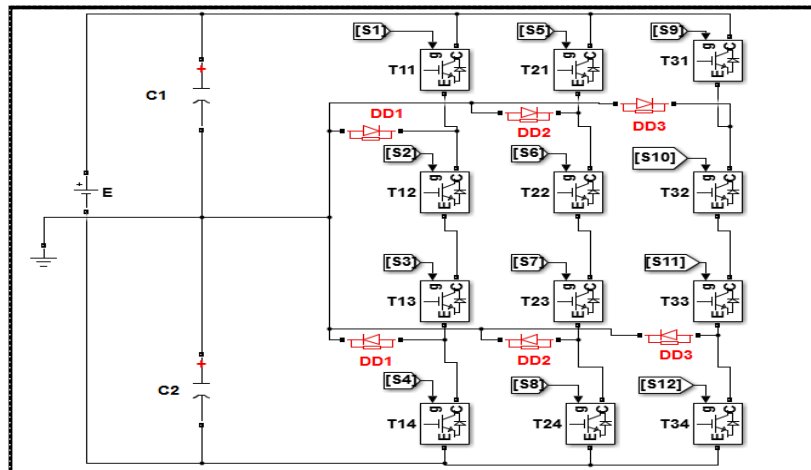
L'idée de base de l'onduleur NPC (Neural Point Clamping) est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

## *Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone*

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche, [19].

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage  $C_1$  et  $C_2$  de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi-tension ( $E/2$ ). Étant connectés entre eux en un point neutre noté  $o$ . Ces derniers sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ( $C_1 = C_2$  c'est-à-dire  $U_{C_1} = U_{C_2}$ ).

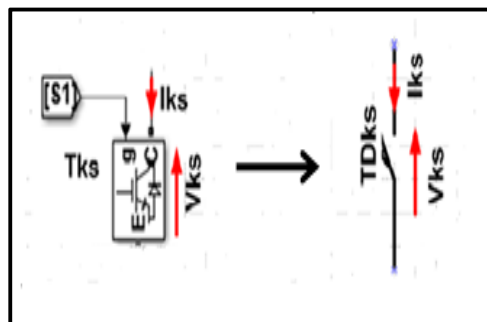
D'un point  $o$  est connecté avec les deux diodes médianes ( $DD_{K1}, DD_{K2}$ ). La fig(II.1) représente schéma d'onduleur NPC.



*Figure (II. 1): Onduleur triphasé à trois niveaux structure NPC.*

### **II.3.1 Interrupteur bidirectionnel :**

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (Transistor -diode) par un seul interrupteur bidirectionnel  $TD_{KS}$  (fig. II.2), et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras (fig. II.3).



*Figure (II. 2): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode.*

## Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone

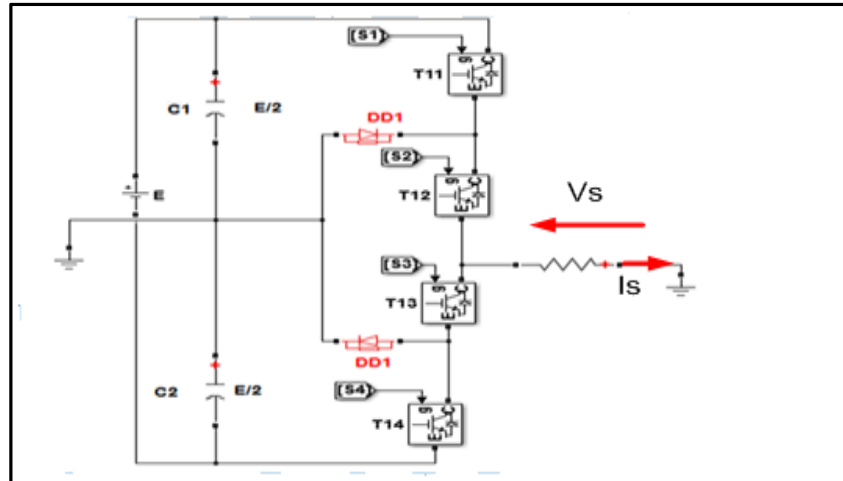


Figure (II. 3): Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe  $B_{KS}$  (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur Bidirectionnel  $T_{KS}$ ).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.
- Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la distinction par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces dernier, on adopte la solution classique suivante :

On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur [20].

### II.3.2 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux :

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple  $V_{a0}$  entre la borne (a) de la charge et le point n  $T_{11}$ ,  $T_{12}$ ,  $T_{13}$ ,  $T_{14}$  du bras.

Sur les  $2^4=16$  configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre.

Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent soit des courts-circuits des sources de tension continue, soit elles provoquent la déconnexion de la charge.

L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, l'étude peut se limiter au fonctionnement d'un seul bras, (où on distingue trois configurations possibles).



## **Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone**

On donne ci-dessous le tableau récapitulatif (II-1) représente la tension de sortie  $V_{a0}$  d'un onduleur NPC à trois niveaux en fonction de l'état des interrupteurs, la tension au borne des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée, [21].

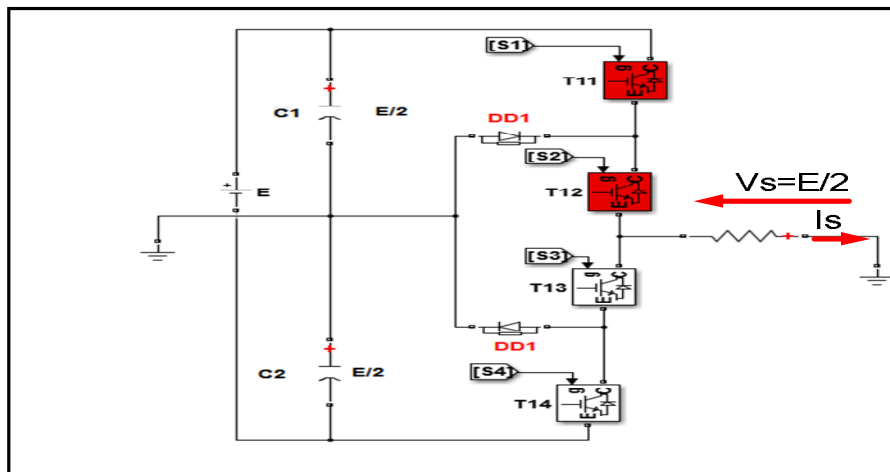
- **Première configuration {1100}**

$T_{11}, T_{12}$  Sont passants et  $T_{13}, T_{14}$  sont bloqués (Fig II.4), la valeur de tension simple  $V_{a0}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{a0} = +E/2 \tag{II.1}$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$VT_{11} = VT_{12} = +E/2 \tag{II.2}$$



**Figure (II.4): 1ère configuration du 1er bras**

- **Deuxième configuration {0110}**

$T_{12}, T_{13}$  Sont passants et  $T_{11}, T_{14}$  sont bloqués figure(II.5), le point a est relié directement au point neutre 0.

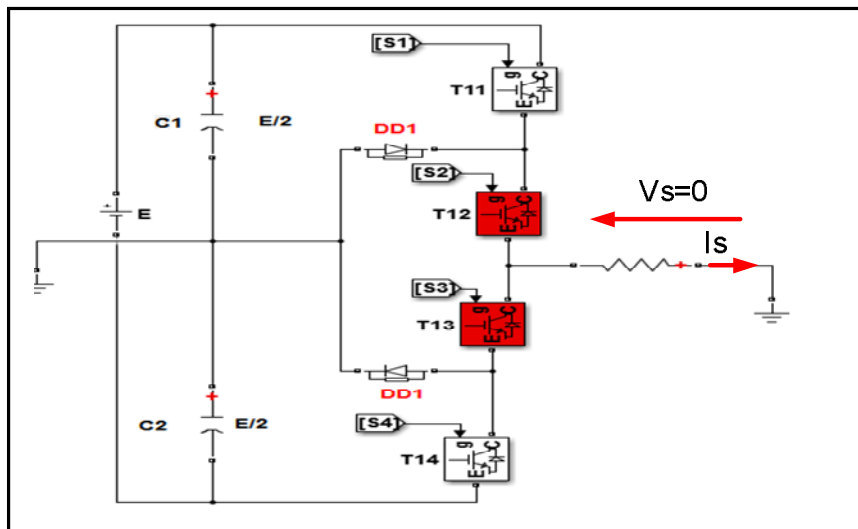
La tension simple  $V_{a0}$  est nulle :

$$V_{a0} = 0 \tag{II.3}$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :  $K_{a4}$

$$VT_{12} = VT_{13} = 0 \tag{II.4}$$

## Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone



- **Troisième configuration {0011}**

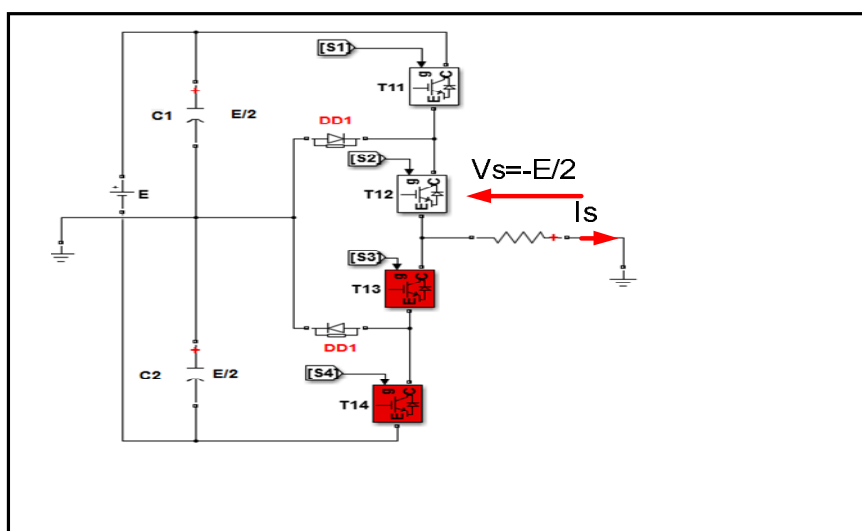
$T_{13}$ ,  $T_{14}$  sont passants  $T_{11}$ ,  $T_{12}$  et sont bloqués présenté par la Fig II.6, la valeur de tension simple

$V_{a0}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{a0} = -E/2 \tag{II.6}$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{T13} = V_{T14} = -E/2 \tag{II.7}$$



*Figure (II.6): 3ème configuration*

## *Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone*

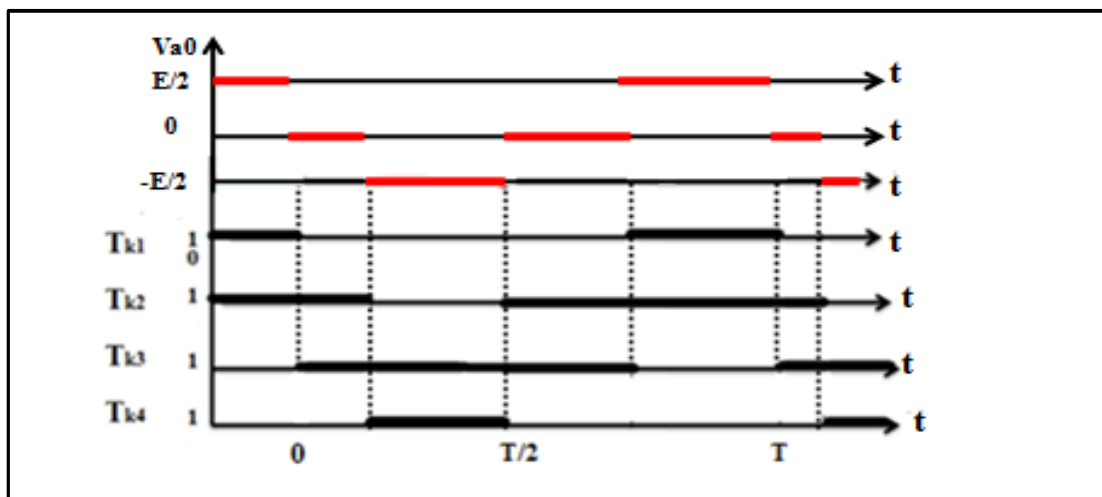
---

Le tableau (II.1) présente les états des interrupteurs ainsi la tension de sortie.

Etat des interrupteurs				Tension de Sortie $V_{a0}$
$K_{a1}$	$K_{a2}$	$K_{a3}$	$K_{a4}$	
1	1	0	0	$E/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-E/2$

*Tableau (II. 1): Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux*

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la fig. II.7 représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie  $V_{a0}$ .



*Figure (II. 7): Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.*

### **II.4 Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC :**

#### **II.4.1 Commandabilité des convertisseurs statiques ;**

Un convertisseur statique est dit en mode commandable, si les transistors entre différentes Configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée.

Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion [22].

## **Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone**

### **II.4.2 Commande complémentaire :**

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

Pour un bras K de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et en mode commandable, on définit les trois commandes complémentaires comme suit. [23] [24]:

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{array} \right. \quad (II.8)$$

#### **a- Commande N°1**

Soit la commande complémentaire suivante : 
$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right. \quad (II.9)$$

$B_{KS}$  : Commande du transistor  $T_{KS}$  du bras K.

La table logique correspondante à cette commande représentée par le tableau (II.2) :

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	Tension sortie du bras K ( $V_{a0}$ )
Off	On	Off	On	Inconnue (dépend de la charge)
Off	On	On	Off	$V=0$ ou $I=0$ (inconnue)
On	Off	Off	On	$V=0$ ou $I=0$ (inconnue)
On	Off	On	Off	$V=0$

*Tableau II. 2: Cette commande rend le système pratiquement incommandable.*

#### **b- Commande N°2**

Soit la commande complémentaire suivante : 
$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right. \quad (II.10)$$

La table logique correspondante à cette commande représentée par le tableau (II.3):

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	$V_{a0}$
Off	Off	On	On	$-U_{2c}=E/2$
Off	On	Off	On	(inconnue)
On	Off	On	Off	$V=0$
On	On	Off	Off	$-U_{1c}=E/2$

*Tableau II. 3: La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux.*

## **Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone**

---

### **c- Commande N°3**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

La table logique correspondante à cette commande représentée par le tableau (II.4):

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	$V_{a0}$
Off	Off	On	On	$-U_{2c} = -E/2$
Off	On	On	Off	<b>(inconnue)</b>
On	Off	Off	On	<b>(inconnue)</b>
On	On	Off	Off	$U_{1c} = E/2$

**Tableau II. 4:** Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux.

La commande N°3 est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie Possible pour un bras  $(U_{1c}, 0, -U_{2c})$ , avec :

$$U_{1c} = U_{2c} = + E/2 \quad (\text{II.12})$$

C'est cette commande qui va être adopté pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

### **II.4.3 Fonctions de connexion :**

La fonction de connexion  $F_{KS}$  traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur  $TD_{KS}$ . Chaque Interrupteur  $K_{KS}$  ( $K \in (1, 2, 3)$ ,  $S \in (1, 2, 3)$ ), supposé idéal introduit une fonction de connexion  $F_{KS}$ .

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

#### ➤ **Relation entre les fonctions de connexion**

Ainsi les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$F_{K1} = \begin{cases} 1 - F_{K4} \\ 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

#### ➤ **Relation entre les fonctions des demi-bras**

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera avec K : numéro du bras,

## **Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone**

---

$M = 1$  pour le demi-bras du haut et  $M = 0$  pour le demi-bras du bas.

Pour un bras  $K$ , les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1}.F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K4}.F_{K3} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$F_{K1}^b$  est associé au demi-bras du haut (la paire  $(K_{K1}, K_{K2})$ ).

$F_{K0}^b$  est associé au demi-bras du bas (la paire  $(K_{K3}, K_{K4})$ ) [25] [26]

### **II.5 Modélisation des valeurs instantanées :**

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasée équilibrée.

- ✓ Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge :  $V_a, V_b, V_c$ .
- ✓ Tension entre le point milieu « o » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre « N » de l'alimentation continue de l'onduleur :  $V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}$ .
- ✓ Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

#### **a-Les potentiels $V_{io}$ :**

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu « o », s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_a - V_0 = F_{11}.F_{12}.U_{c1} - F_{13}.F_{14}.U_{c2} = (F_{11}.F_{12} - F_{13}.F_{14}).\frac{E}{2} \\ V_{b0} = V_b - V_0 = F_{21}.F_{22}.U_{c1} - F_{23}.F_{24}.U_{c2} = (F_{21}.F_{22} - F_{23}.F_{24}).\frac{E}{2} \\ V_{c0} = V_c - V_0 = F_{31}.F_{32}.U_{c1} - F_{33}.F_{34}.U_{c2} = (F_{31}.F_{32} - F_{33}.F_{34}).\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}.F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}.F_{14} \end{cases} ; \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}.F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}.F_{24} \end{cases} ; \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}.F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}.F_{34} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

En traduisant ces fonctions de connexions des demis bras dans le système (II.16) on aboutit à:

$$\begin{cases} V_{a0} = F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{b0} = F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{c0} = F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b & - & F_{10}^b \\ F_{21}^b & - & F_{20}^b \\ F_{31}^b & - & F_{30}^b \end{bmatrix}^t \cdot U_C \quad (\text{II.19})$$

## *Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone*

---

### **b-Tensions de sorties :**

Le système d'équation (II.18) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ .

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge  $V_A, V_B, V_C$ .

### **c-Tensions composées :**

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} = (F_{11}.F_{12} - F_{21}.F_{22}).U_{c1} - (F_{13}.F_{14} - F_{23}.F_{24}).U_{c2} \\ V_{bc} = V_{c0} - V_{b0} = (F_{21}.F_{22} - F_{31}.F_{32}).U_{c1} - (F_{23}.F_{24} - F_{33}.F_{34}).U_{c2} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} = (F_{31}.F_{32} - F_{11}.F_{12}).U_{c1} - (F_{33}.F_{34} - F_{13}.F_{14}).U_{c2} \end{cases} \quad (II.20)$$

Dans le cas où  $U_{c1} = U_{c2} = E/2$  le système (II.15) devient :

$$\begin{cases} V_{ab} = (F_{11}.F_{12} - F_{21}.F_{22}) - (F_{13}.F_{14} - F_{23}.F_{24}).\frac{E}{2} \\ V_{bc} = [(F_{21}.F_{22} - F_{31}.F_{32}) - (F_{23}.F_{24} - F_{33}.F_{34})].\frac{E}{2} \\ V_{ca} = [(F_{31}.F_{32} - F_{11}.F_{12}) - (F_{33}.F_{34} - F_{13}.F_{14})].\frac{E}{2} \end{cases} \quad (II.21)$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} = (F_{11}^b - F_{10}^b).U_{c1} - (F_{21}^b - F_{20}^b).U_{c2} \\ V_{bc} = V_{c0} - V_{b0} = (F_{21}^b - F_{20}^b).U_{c1} - (F_{31}^b - F_{30}^b).U_{c2} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} = (F_{31}^b - F_{30}^b).U_{c1} - (F_{11}^b - F_{10}^b).U_{c2} \end{cases} \quad (II.22)$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix}^t \cdot U_c \quad (II.23)$$

### **d-Tensions simples :**

Les tensions simples de sorties de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des nœuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (II.24)$$

## **Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone**

---

$$\begin{cases} V_a = (2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0})/3 \\ V_b = (-V_{a0} + 2V_{b0} - V_{c0})/3 \\ V_c = (-V_{a0} - V_{b0} + 2V_{c0})/3 \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}^t \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b & - & F_{10}^b \\ F_{21}^b & - & F_{20}^b \\ F_{31}^b & - & F_{30}^b \end{bmatrix}^t \frac{E}{2} \quad (\text{II.26})$$

### **II.6 Strategies de commande :**

A la sortie d'un onduleur alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale, mais ce filtrage est coûteux et les résultats obtenus sont médiocres. D'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est introduite pour résoudre ce problème. Cette modulation n'a pas été possible que grâce aux progrès des semi-conducteurs [27].

La technique MLI consiste à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux, en adaptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur. Elle permet de pousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage [28].

❖ Trois critères sont utilisés pour spécifier la M.L.I :

1. l'amplitude fondamentale et sa valeur relative par rapport à celle qui serait obtenue avec une onde pleine :

$$V_{1eff}/V_{10} \quad (\text{II.27})$$

$V_{1eff}$  = valeur efficace du fondamental.

$V_{10}$  = valeur efficace en onde pleine.

2. un spectre fréquentiel.

3. une grandeur représentative de la distorsion harmonique (taux globale d'harmonique).

$$\text{THD} = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^H V_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^H V_n^2}} \quad (\text{II.28})$$

Avec:



## **Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone**

---

$V_n$  : L'amplitude de la distorsion harmonique d'ordre n.

Généralement la commande MLI est développée avec quatre catégories suivantes: [29]

- Les modulations sinus-triangle.
- Les modulations pré calculé.
- Les modulations post calculées ou appelée vectorielles.
- Les modulations stochastiques.

### **II.6.1 Stratégie de commande triangle-sinusoidale à deux porteuses :**

La modulation sinusoidale qui consiste a utilisé l'intersection d'une onde de référence, généralement sinusoidale avec une onde porteuse triangulaire. Cette technique exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur. Deux paramètres caractérisant cette modulation :

- L'indice de modulation ' $m$ ' défini comme étant le rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse sur la fréquence ( $f_{réf}$ ) de la tension de référence ( $m = \frac{f_p}{f_{réf}}$ ).
- Le taux de modulation ' $r$ ' qui est le rapport de l'amplitude  $v_{réf}$  de la référence et de la tension ( $U_p$ ) de la porteuse ( $r = \frac{v_{réf}}{U_p}$ ).

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux ainsi que la porteuse triangulaire sont données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{refa1} = v_m \sin(2\pi ft) \\ V_{refb1} = v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{refc1} = v_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.29)$$

$$U_{P1}(t) = \begin{cases} at & 0 \leq t \leq \frac{T_{P1}}{2} \\ -at + b & \frac{T_{P1}}{2} \leq t \leq T_{P1} \end{cases} \quad (II.30)$$

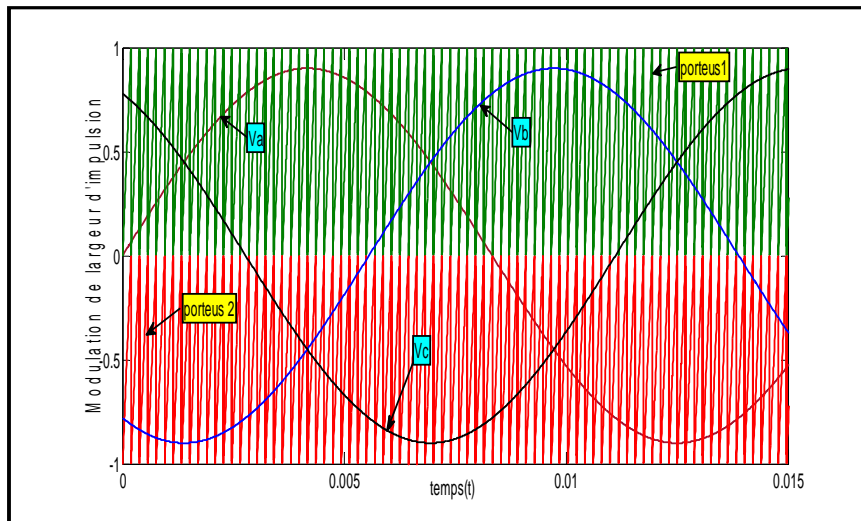
$$U_{P2}(t) = \begin{cases} -at - b & 0 \leq t \leq \frac{T_{P2}}{2} \\ -at + b & \frac{T_{P2}}{2} \leq t \leq T_{P2} \end{cases} \quad (II.31)$$

Avec :  $T_{P1} = T_{P2} = \frac{1}{f_P}$

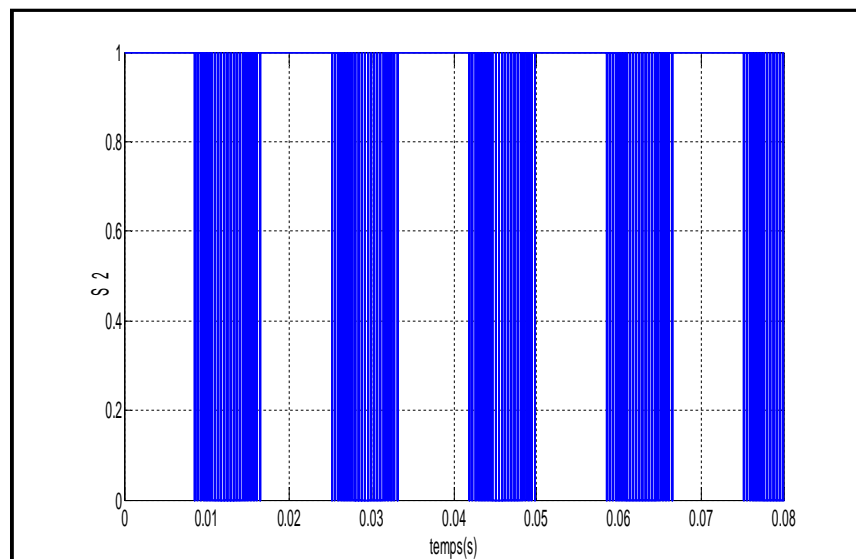
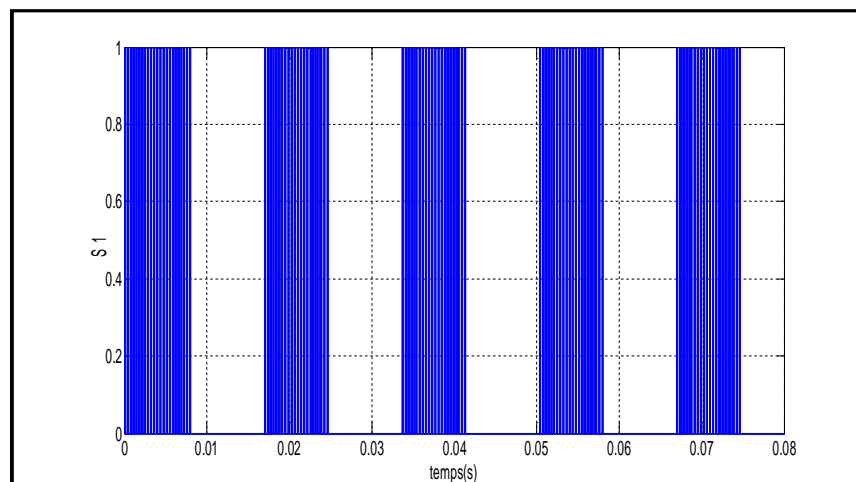
#### **❖ Résultats de simulation :**

- La fig.(II.8) présente la commande triangle-sinusoidale a deux porteuses, ainsi la fig.(II.9) présente les signaux d'intersection entre les deux porteuses et les signales sinusoidales.

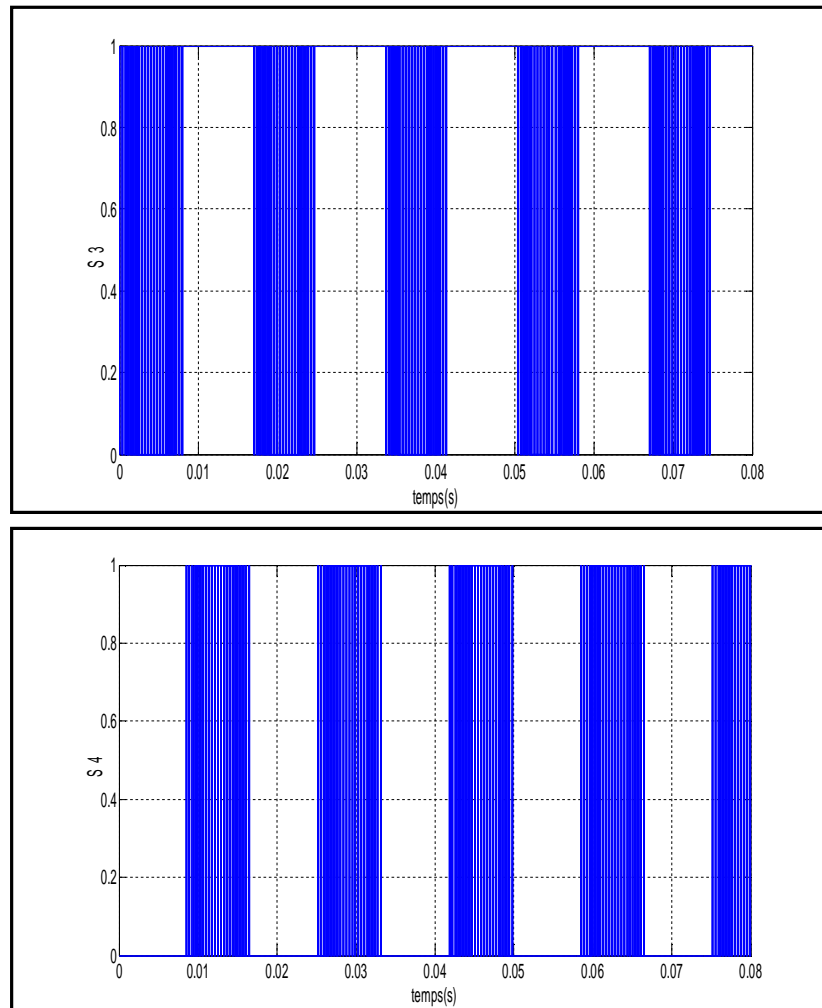
## Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone



Figure(II.8) : Signaux de références avec deux porteuses.

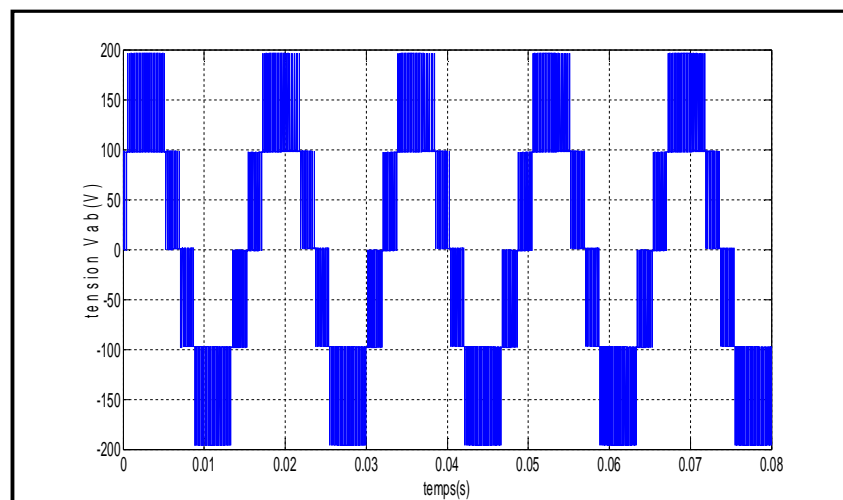


## Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone

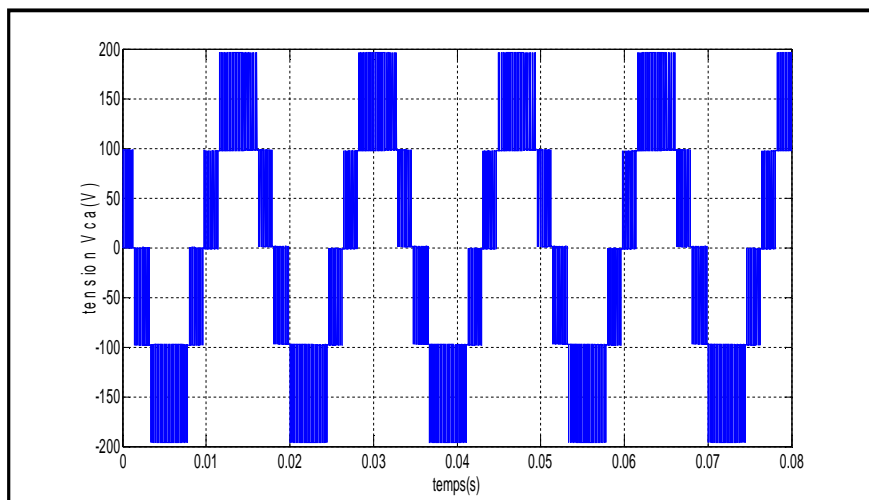
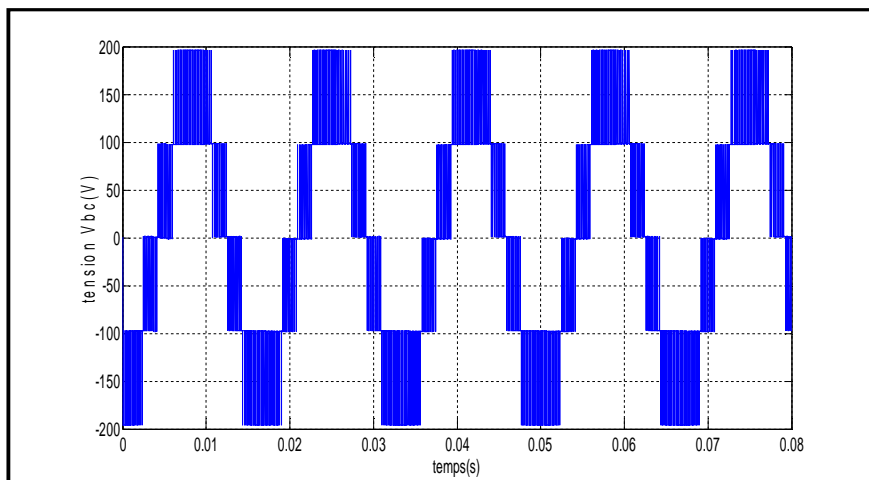


**Figure(II.9) :** L'intersection  $S_1, S_2, S_3, S_4$  entre le signal sinus-aïdal et les porteuses.

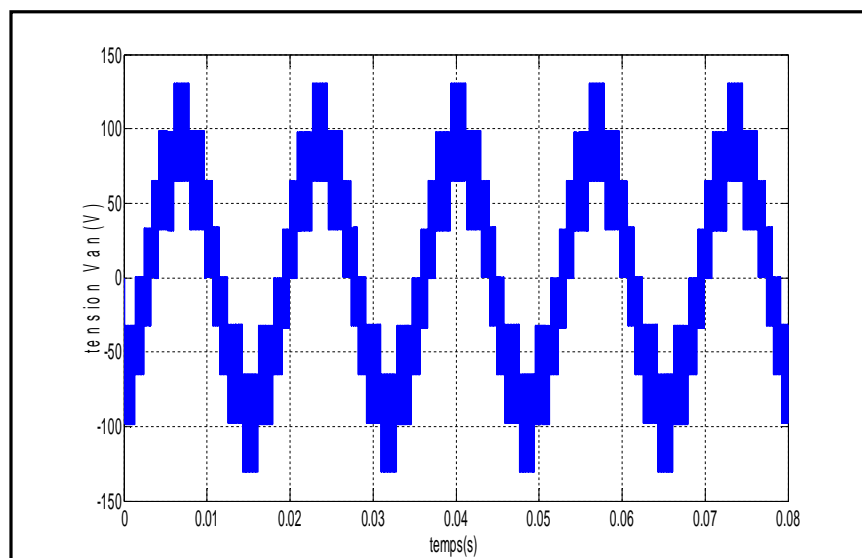
La fig(II.10) et fig(II.11) montrent les allures des tensions simples et composées à la sortie de l'onduleur NPC trois niveaux, on remarque que les tensions composées  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$  et les tensions simples  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  prend la forme d'escalier.



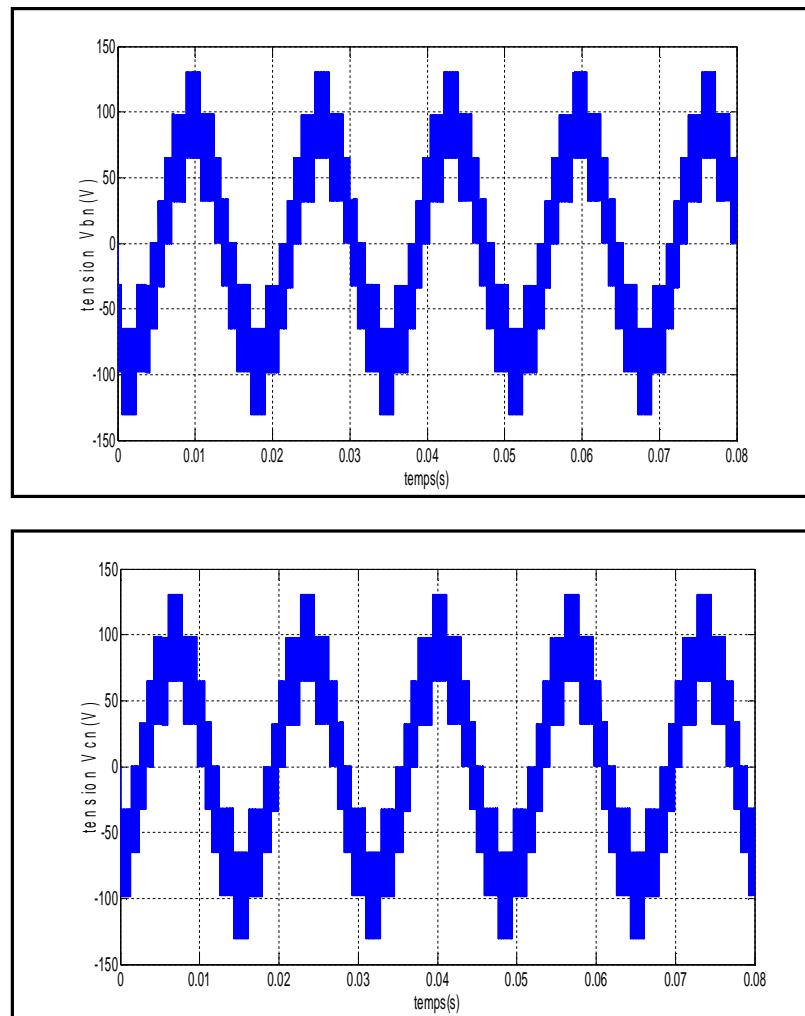
## Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone



Figure(II.10) :  $V_{ab}$ ,  $V_{ac}$ ,  $V_{ca}$  les signaux de sortie de l'onduleur NPC trois niveaux .

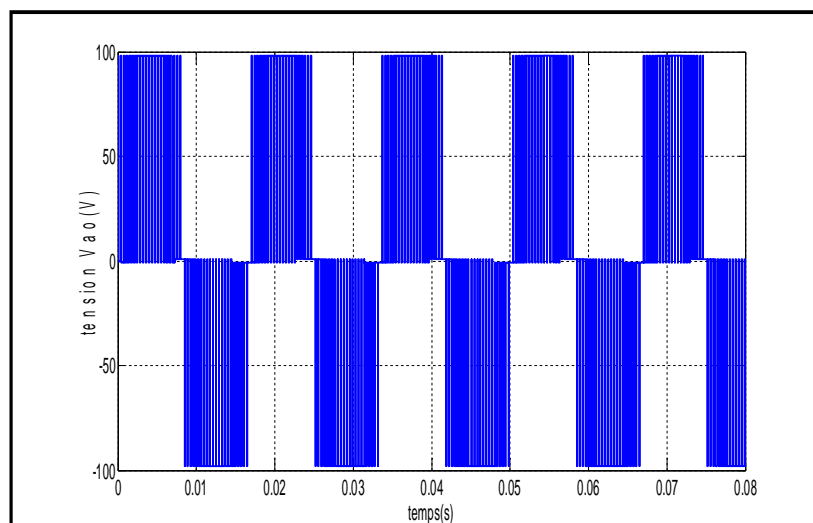


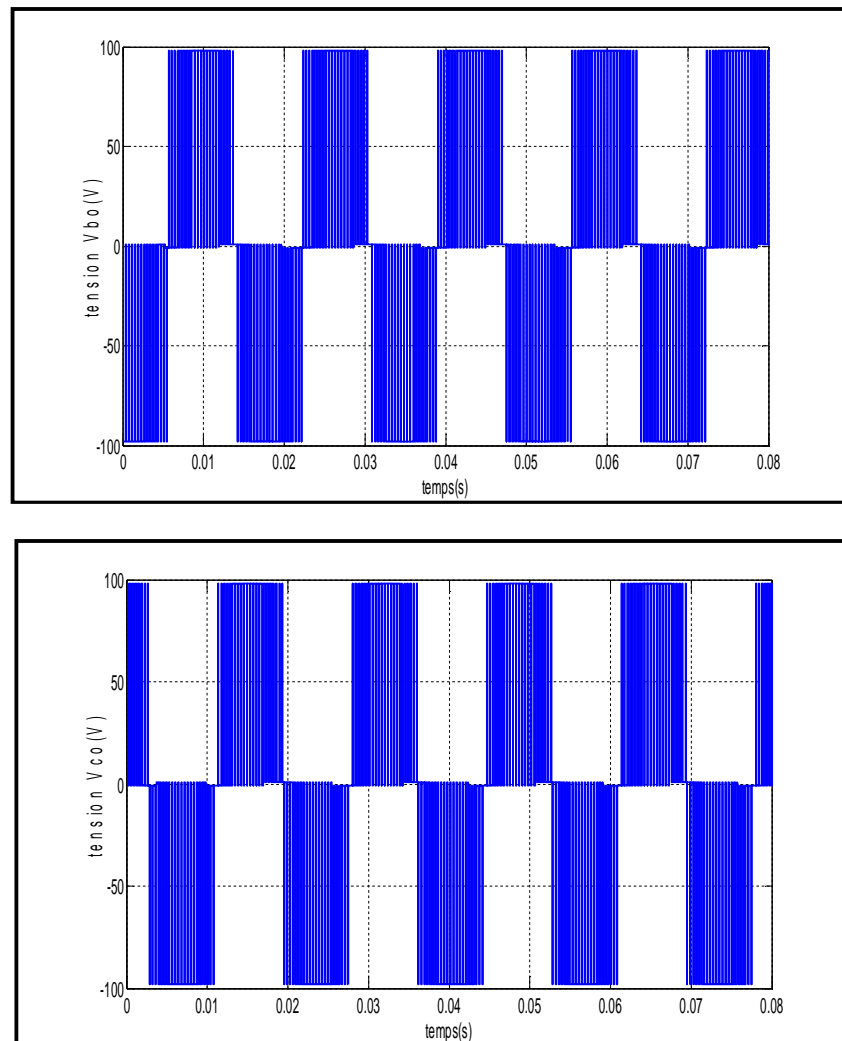
## Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone



Figure(II.11) :  $V_{an}$  ,  $V_{bn}$  ,  $V_{cn}$  de l'onduleur NPC trois niveaux .

La fig(II.12) présente l'allure des tensions entre les phases et point milieu qui prend la valeur  $\mp \frac{E}{2}$ .



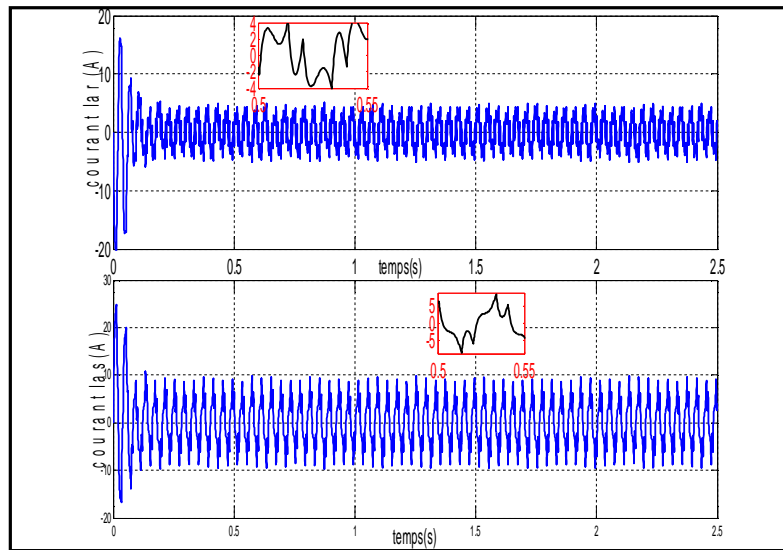


*Figure(II.12) :  $V_{a0}$  ,  $V_{b0}$  ,  $V_{c0}$  de l'onduleur NPC trois niveaux entre les phases et le point milieu « o ».*

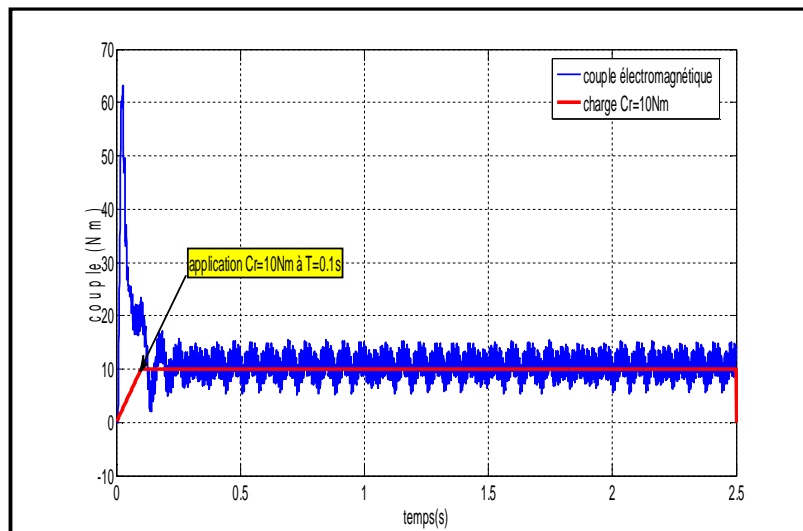
### **II.7 Résultat de la simulation d'association MAS et L'onduleur NPC trois niveaux :**

- La fig(II.13), fig(II.14),fig(II.15) et fig(II.16) les allures de l'association MAS-onduleur NPC trois niveaux.

## Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone



Figure(II.13) : Résultat de Courant rotorique et statorique de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.



Figure(II.14) : Résultat de Couple électromagnétique de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.

## Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone

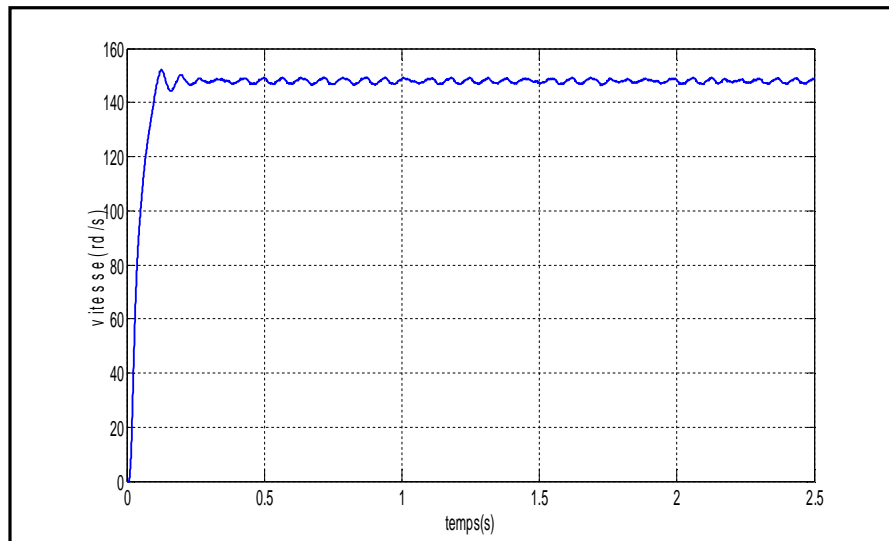


Figure (II.15) : Résultat de vitesse de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.

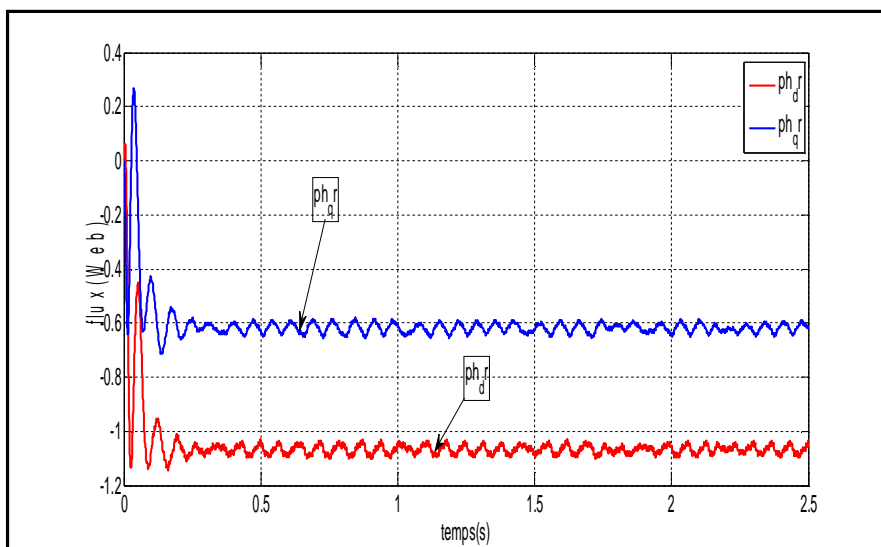


Figure (II.16) : Résultat de Flux de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.

### ❖ Interprétation des résultats de simulation

Dans notre travail nous avons simulé la machine asynchrone à cage associée à l'onduleur NPC trois niveaux en application d'une charge  $C_r=[10]Nm$  à l'instant  $t=0.1s$ .

D'après les résultats de simulation présentés par les fig(II.13), fig(II.14), fig(II.15) et fig(II.16) qui donnent les allures de courant rotorique, statorique, couple électromagnétique, vitesse et flux, on remarque une augmentation des ondulations sur ces allures dues principalement aux harmoniques délivrées par l'onduleur.



## ***Chapitre II : Association d'onduleur NPC trois niveaux de la Machine Asynchrone***

---

### **II.8 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'abord la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC puis nous avons étudié la stratégie de commande de l'onduleur ou nous utilisons la commande triangle-sinusoïdale à deux porteuses. Enfin nous avons associé la MAS à l'onduleur triphasé trois niveaux à structure NPC et interprète les résultats de simulation de l'ensemble. Les résultats d'association de MAS avec l'onduleur NPC trois niveaux obtenus montrent la nécessité de réglage de la vitesse du rotor, ce qui fera l'objet du chapitre suivant qui est consacré sur le régulateur par mode glissant de vitesse de la MAS associée à l'onduleur NPC trois niveaux.

---

*Chapitre III : Régulateur de vitesse par mode glissant de la  
MAS associe à l'onduleur NPC trois niveaux*

---

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

Les premiers travaux concernant les systèmes de commande à structure variable en mode de glissement ont été proposés et élaborés au début des années 50 par Emilianov. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, ou pour étudier quelques applications possibles, en particulier dans le domaine des entraînements régulés [30].

Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode glissant des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [31].

Dans ce chapitre, nous montrons le régulateur glissant de la MAS associée à l'onduleur NPC trois niveaux, Pour cela, nous introduisons tout d'abord le principe d'orientation de flux rotorique. Puis nous présentons un rappel théorique sur la commande par mode de glissant des systèmes à structure variable, nous abordons après la conception de commande avec ces différentes étapes, nous donnons enfin l'application de la commande sur la MAS.

### **III.2 Principe d'orientation de flux rotorique :**

La machine asynchrone présente des difficultés au niveau de la commande, ces difficultés résident dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre différentes grandeurs comme le flux, le couple, la vitesse ou la position.

Pour remédier à ce problème en utilise l'orientation du flux rotorique, l'un des types de la commande vectorielle, cette technique de commande est considérée comme un outil fort qui peut fournir les mêmes performances que celle réalisées par une machine à courant continu à excitation séparée [32].

Si en compare les équations de couple et flux et MCC et MAS en trouve que :

- Le couple électromagnétique de la machine à courant continu est donné par :

$$C_{em} = K\Phi_a I_a \text{ et } \Phi_a = k_f I_f \quad (\text{III.1})$$

- Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est donné par :

$$C_{em} = \frac{P L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{III.2})$$

Avec :  $I_a$   $I_{sq}$  Composantes de couple.  $I_f$   $I_{sd}$  Composantes de flux.

D'après l'équation (III-1) on voit que la MCC présente un découplage naturel, mais l'équation (III-2) de MAS existe un couplage entre le couple électromagnétique et les deux courants sur l'axe « d » et « q », pour avoir une commande similaire de MAS avec MCC on applique la commande par orientation de flux rotorique sur MAS.

❖ **Condition de la commande par orientation de flux rotorique (OFR) :**

- Le vecteur du flux rotorique sur l'axe d :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (III.3)$$

Donc d'après l'application de ces conditions sur le flux et le couple, on aura l'équation suivante :

- Les flux rotorique devient :

$$\Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = L_m I_{sd} \quad (III.4)$$

Après l'application de Transformation de Laplace on trouve:

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1+T_r S} I_{sd} \quad (III.5)$$

Avec :

S: Opérateur de Laplace.

La pulsation de glissement devient :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \Phi_r} I_{sq} \quad (III.6)$$

L'équation (III.4) signifie que si le flux est établi à sa valeur de référence, éventuellement par un contrôle linéaire, alors la pulsation de glissements  $\omega_r$  devient proportionnelle à la composante  $I_{sq}$ , qui est naturellement une composante image du couple donnée par (III.5)

Pour le couple devient :

Nous avons vu que le couple en régime quelconque qui est donné par l'équation (III.2) s'exprime dans le repère (d,q), comme un produit croisé de courant ou de flux:

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe  $d$  d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) \quad (III.7)$$

Est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autant plus si  $\Phi_{rd} = \text{cte}$ , alors le  $C_{em}$  devient directement contrôlable linéairement par  $I_{sq}$ .

### III.2.1 Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique :

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante :

$\Phi_{rd} = \Phi_r$ ,  $\Phi_{rq} = 0$  qui nous permet de simplifier le modèle de la machine comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_r \\ \frac{d}{dt} \Phi_r = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s - \omega = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{sq} \end{cases} \quad (III.8)$$

### III.3 Principe de la commande par mode glissant :

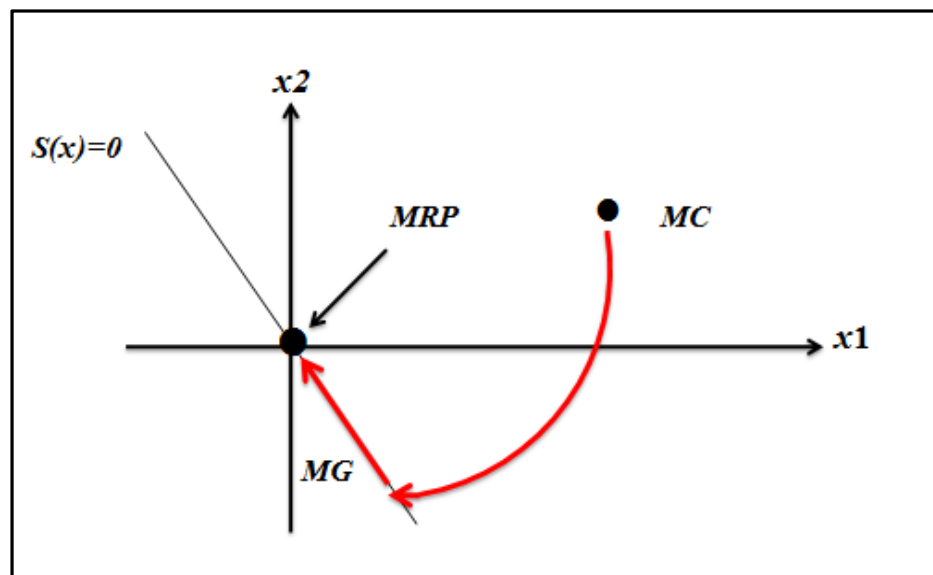
Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant [34]. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [35].

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [36].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- **Le mode de convergence MC (Reaching Mode, RM) :** c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $S(x, y) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement MG (Sliding Mode, SM):** c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x, y) = 0$ .
- **Le mode du régime permanent MRP (Steady-State SS):** Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [37] qui est présenté par la figure (III-1).



Figure(III.1) : Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase.

#### III.4 Structure de la commande par mode de glissement :

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue

principalement en trois étapes principales complémentaires l'une de l'autre, définies par [38]:

- ✓ Le choix des surfaces de glissement.
- ✓ La définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- ✓ La détermination des lois de commande du mode glissant.

### **III.4.1 Choix de la surface de glissement :**

Le choix de la surface de glissement est assez libre (linéaire ou non linéaire). Elle concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé.

Considérons le système non linéaire défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Où :

$x$ : Vecteur d'état du système.

$u$ : Vecteur de commande.

$y$  : La sortie du système.

Généralement, le nombre des surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande. La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définie par [39] :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$\lambda$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$e(x) = x^* - x$ : L'écart sur la variable à régler.

$n$  : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

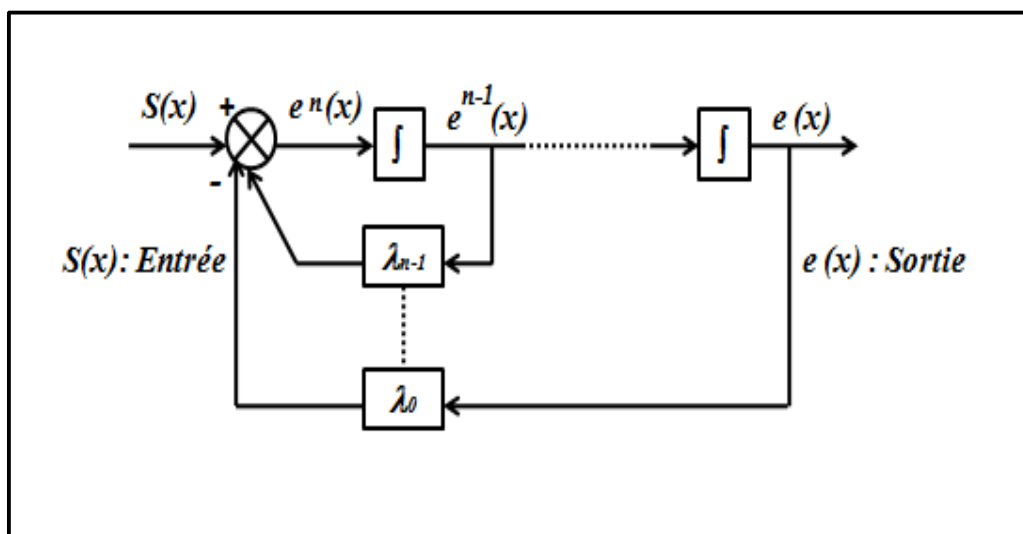
Pour  $n = 1$ , donc  $S(x) = e(x)$ .

Pour  $n = 2$ , donc  $S(x) = \lambda^2 e(x) + \dot{e}(x)$ .

Pour  $n = 3$ , donc  $S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$ .

$S(x)$  : est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande.

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro [40]. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre  $n$  qui est présenté par la figure (III.2).



Figure(III.2) : Linéarisation exacte de l'écart.

### III.4.2 Condition d'existence du mode glissant :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système [41, 42,43].



### **III.4.2.1 La fonction directe de commutation :**

C'est la première condition de convergence et la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro.

Elle s'exprime sous la forme :

$$S(x) \cdot \frac{dS(x)}{dt} < 0 \quad (\text{III.11})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauche et droite de commutation.

### **III.4.2.2 La fonction de Lyapunov :**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction.

$$\frac{dV(x)}{dt} < 0 \quad (\text{III.12})$$

L'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande  $u$  telle que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.13})$$

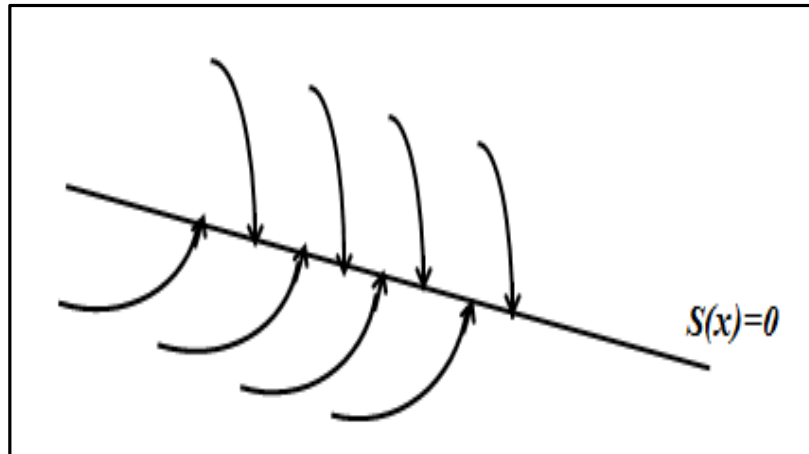
Et sa dérivée par :

$$\frac{dV(x)}{dt} = \frac{dS(x)}{dt} \cdot S(x) < 0 \quad (\text{III.14})$$

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (III-14) est vérifiée.

L'équation (III-15) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimé par  $S^2(x)$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière.

Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie



Figure(III.3) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

### III.4.3 Détermination de la loi de commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de surface). C'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Actuellement, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement [47].

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité [48].

Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_e$ ) et l'autre la stabilité ( $U_n$ ) [49].

$$U = U_{eq} + U_n \quad \text{(III.15)}$$

$U_{eq}$  : correspond à la commande proposée par FILIPOV. Elle sert à garder la variable à commander sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ .

La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle  $\frac{dS(x)}{dt} = 0$ .

La commande discrète  $U_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.13). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$  [50].

La dérivée de la surface  $S(x)$  est :

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (\text{III.16})$$

En remplaçant (III.13) et (III.7) dans (III.8), on trouve :

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial t} [B]U_n \quad (\text{III.17})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, logiquement sa dérivée et la partie discontinue le sont aussi. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial t} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial t} [A][X] \right\} \quad (\text{III.18})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial t} [B] \neq 0 \quad (\text{III.19})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son l'expression dans (III.20), on trouve la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} [B]U_n \quad (\text{III.20})$$

La condition d'attractivité  $S(x) \frac{dS(x)}{dt} < 0$  devient :

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} [B]U_n < 0 \quad (\text{III.21})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $U_n$  doit être opposé à celui de  $S(x) = \frac{\partial S}{\partial t} [B]$ .

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction signe (III.25), présentée par la Figure (III-4).

$$U_n = K_x \text{sign} S(x) \quad (\text{III.22})$$

Le signe de  $K_x$  doit être différent de celui de  $\frac{\partial S}{\partial t}$  [B].

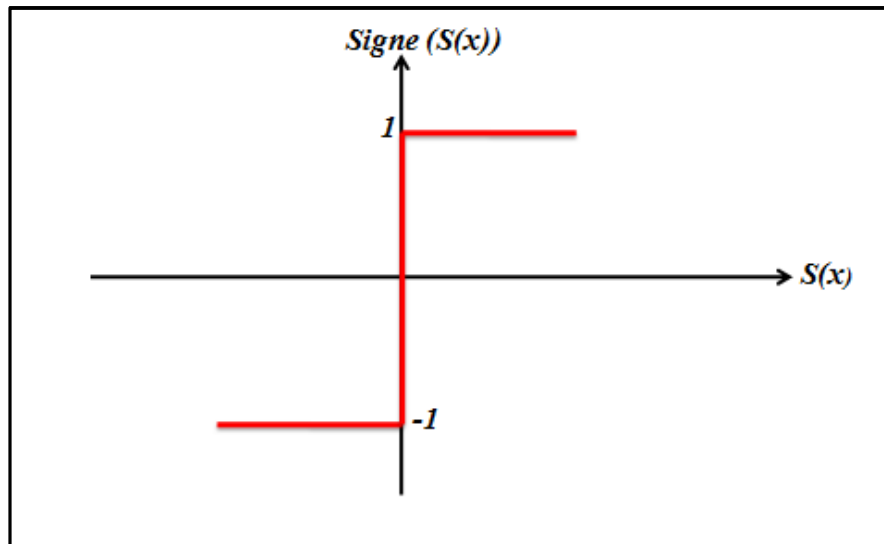


Figure (III.4) : Fonction signe (non linéarité tout ou rien).

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes de hautes fréquences. La Figure III.3 représente le phénomène broutement [51].

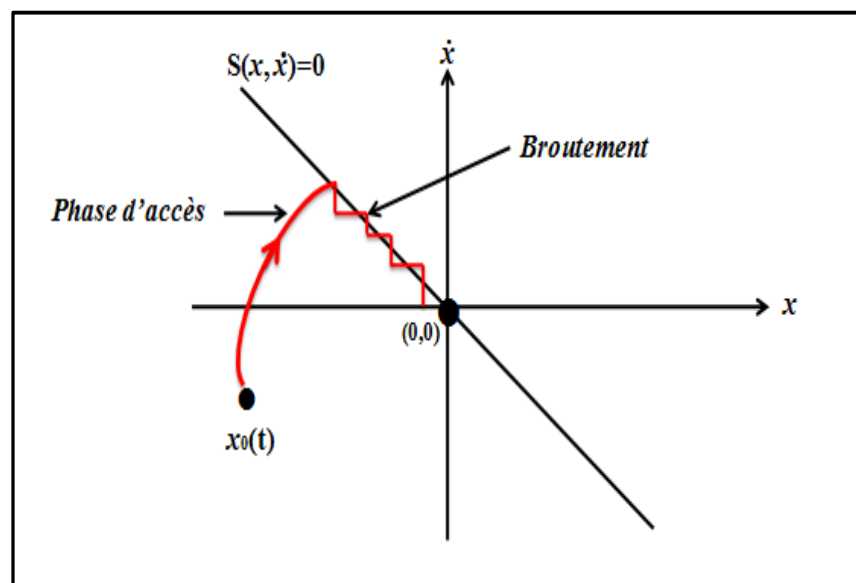


Figure (III.5) : Phénomène de broutement.

### III.4.4 Elimination du phénomène de broutement (Chattering) :

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissement sont utilisées .Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [50].

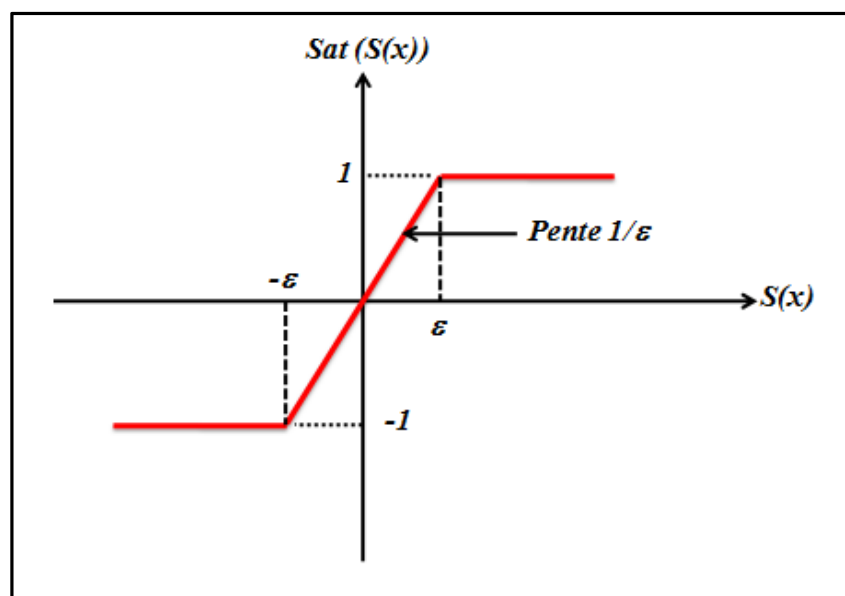
Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «signe» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences .On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [52] (figure III.6).

- **Fonction SAT:**

$$\text{Sat}(S(x)) = 1 \quad \text{si } S(x) > \varepsilon$$

$$\text{Sat}(S(x)) = -1 \quad \text{si } S(x) < -\varepsilon \tag{III.23}$$

$$\text{Sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{\varepsilon} \quad \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon$$



Figure(III.6) : Fonction de saturation ( $\varepsilon > 0$  et petit).

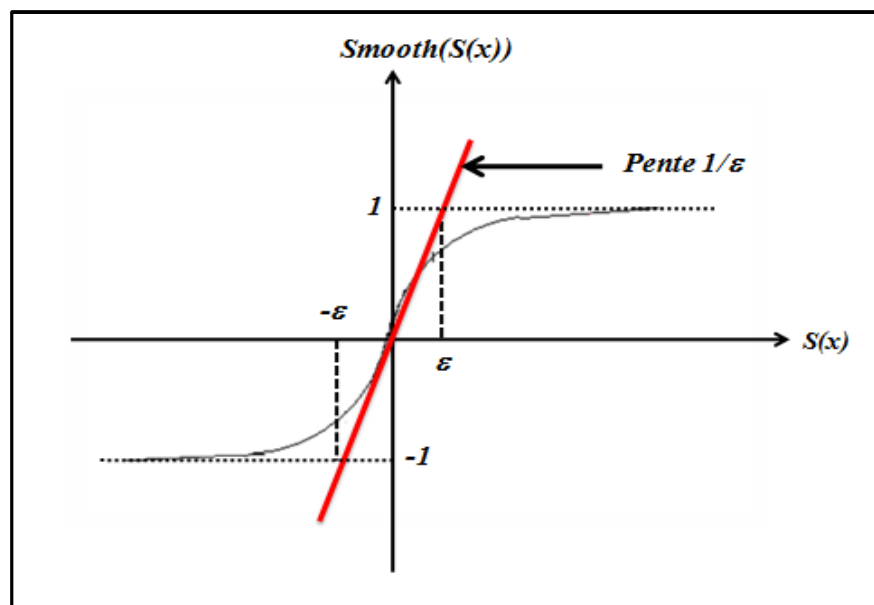
Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

- **Fonction SMOOTH:**

On peut aussi remplacer la fonction « signe » par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Figure III.7), soit :

$$\text{Smooth } S(x) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III.25})$$



**Figure(III.7) :** Fonction de classe  $C^1(\varepsilon < 0$  et petit).

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III.26})$$

### III.5 Domaine d'application du réglage par mode glissement :

La technique du réglage par mode glissement a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande, tel que la commande des systèmes hydrauliques ou pneumatiques et la robotique [53]. Il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne

possèdent que deux états stables : complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz.

Les entraînements électriques pour des machines-outils ou des robots qui nécessitent soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position, dans ce cas le comportement dynamique à haute performance à la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation), sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant [54].

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que: les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages.

### **III.6 Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant :**

Il est reconnu que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort de la commande par mode glissant. De plus, la réduction de l'ordre du système constitue un autre point fort de ce type de commande, car elle permet de simplifier la complexité du système.

Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients:

- Un phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.
- Le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré or que cette dernière (la commande élevée) ne soit pas souhaitable. [55]

### **III.7 Réglage de la vitesse de la MAS par mode de glissement :**

Le réglage de vitesse se fait à structure en cascade, la boucle interne permet le contrôle du courant  $I_{sq}$ , ayant une dynamique plus rapide, tandis que la boucle externe permet le contrôle de la vitesse. Afin de limiter tout dépassement du courant statorique (couple) qui peut endommager le système, une fonction de saturation est choisie.

L'expression de la surface est donnée par la forme :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.27)$$

La dérivée de la surface est :

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} \quad (III.28)$$

Avec :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \quad (III.29)$$

En remplaçant l'équation mécanique dans l'équation de la surface de commutation, la Dérivée de la surface devient :

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \left( \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \right) \quad (III.30)$$

En remplaçant le courant  $I_{sq}$  par le courant  $I_{sq} = I_{sq}^{eq} + I_{sq}^d$ , l'équation sera écrite de la forme suivante :

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \left( \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \Phi_{rd} I_{sq}^{eq} + \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \Phi_{rd} I_{sq}^d - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \right) \quad (III.31)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on 'à :

$$S(\Omega) = 0 \quad , \quad \frac{dS(\Omega)}{dt} = 0 \quad , \quad I_{sq}^d = 0 \quad (III.32)$$

D'où l'on tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente :

$$I_{sq}^{eq} = \left( \frac{d\Omega_{ref}}{dt} + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} f \Omega \right) \frac{J L_r}{PM \Phi_{rd}} \quad (III.33)$$

On remplace (III-36) dans (III-34) :

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = -\frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \Phi_{rd} I_{sq}^d \quad (III.34)$$

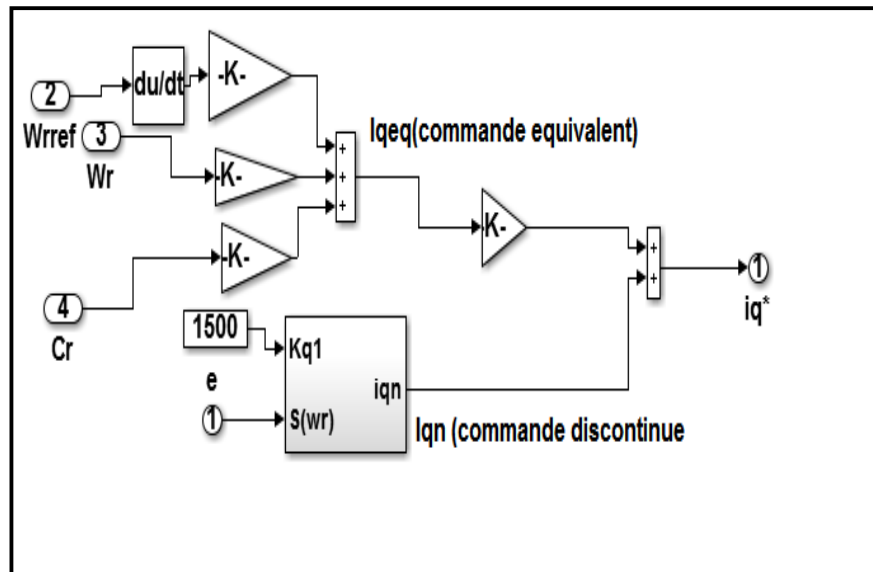
Durant le mode de convergence, pour que la condition  $\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$  doive être vérifiée, on pose :

$$I_{sq}^d = \begin{cases} K_{q1} S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_{q1}}{\varepsilon} \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (III.35)$$

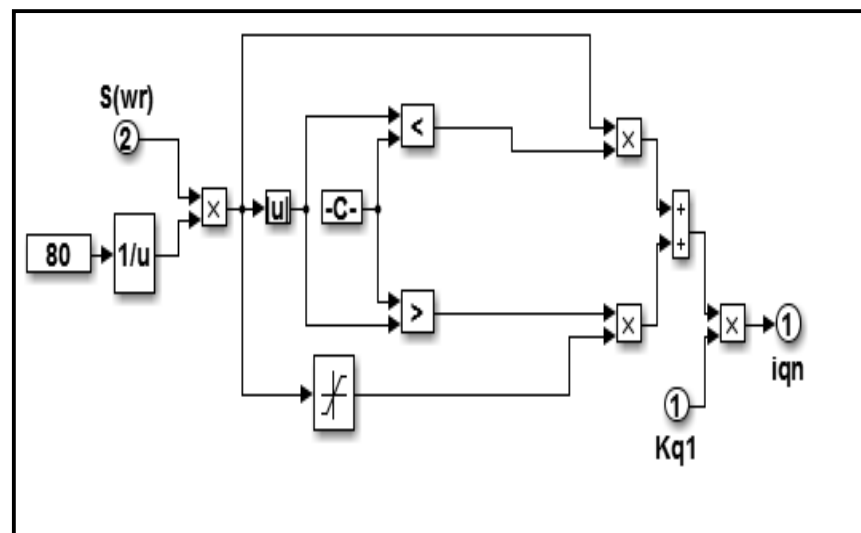
Pour vérifiée la condition de stabilité du système, le paramètre  $K_{I_{sq}}$  doit être positive.

La Figure (III-8) présente le régulateur de vitesse par mode glissant de la MAS.





a- Commande discontinue et équivalent de régulateur par mode glissant de vitesse.



b- Commande discontinue de régulateur par mode glissant de vitesse.

Figure(III.8) : Régulateur par mode glissant de vitesse de MAS.

### III.8 Simulation de la commande par mode glissement :

Nous appliquons maintenant la théorie de régulation à mode glissant sur la machine asynchrone en précisant notre travail sur la régulation de vitesse par mode glissant.

Les simulations que nous présenterons dans ce paragraphe visent à évaluer l'évolution de courant rotorique, le couple électromagnétique, la vitesse, l'erreur de vitesse et le flux rotorique.

La Figure(III.9) présente le schéma bloc qui montre le régulateur de vitesse par mode glissant, la commande par orientation de flux rotorique, transformation de Park, onduleur NPC trois niveaux et le Moteur asynchrone à cage d'écureuil.

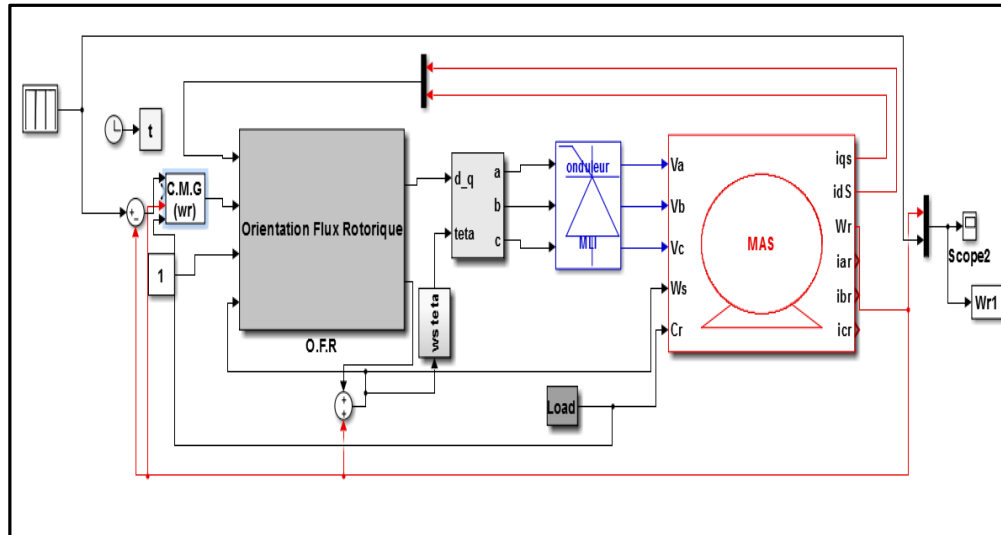


Figure (III.9) : Modèle Matlab/Simulink de régulateur par mode glissant de vitesse associé à la MAS.

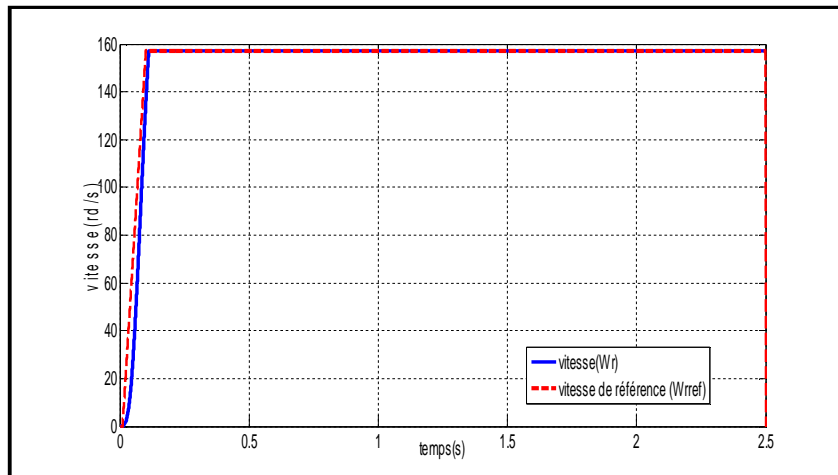
### III.9 Résultats et Interprétation :

#### a. Démarrage à vide avec insertion de la charge :

Pour la validation de la structure de la commande par mode glissant on a fait des simulations à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK.

Les figures représentent le comportement dynamique de la MAS à cage associée à l'onduleur NPC trois niveaux avec régulation par mode glissement.

Au départ on impose à la machine à une vitesse de référence égale à 157 [rad/s], et à  $t=1[s]$  on introduit un couple de charge égale à 10[Nm]. Les résultats obtenus sont présentés par les figures suivantes.



Figure(III.10): Résultat de vitesse de la commande par mode glissant.

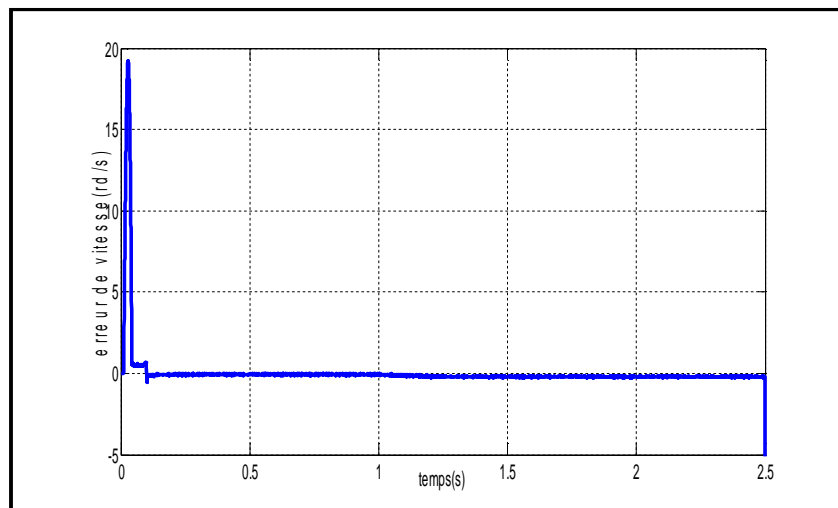
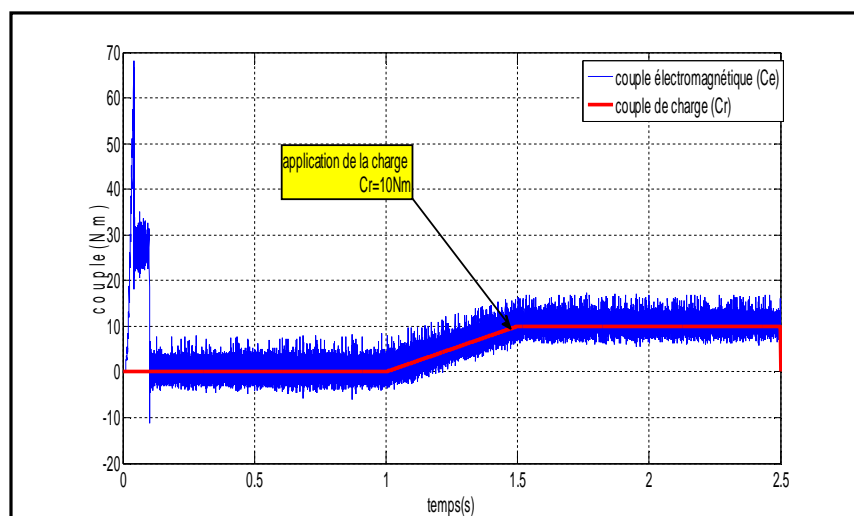


Figure (III.11) : Résultat d'erreur de vitesse de la commande par mode glissant.



Figure(III.12) : Résultat de Couple électromagnétique de la commande par mode glissant.

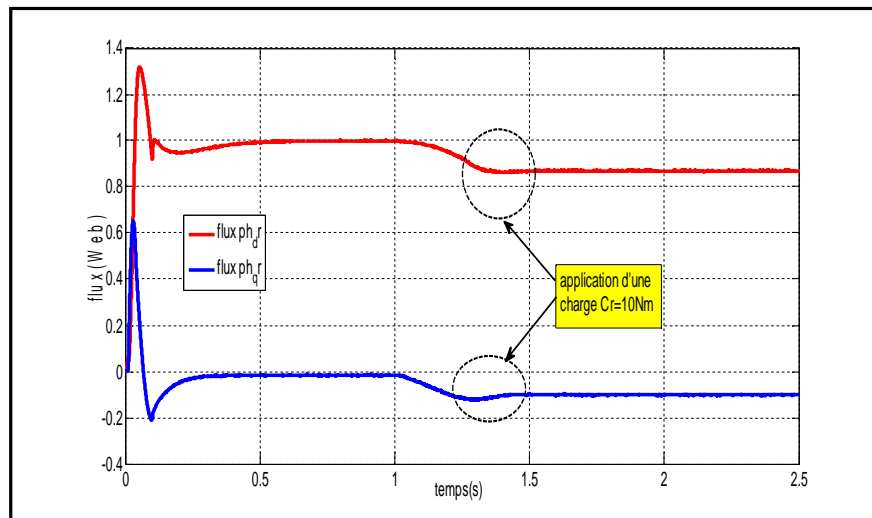


Figure (III.13): Résultat de flux de la commande par mode glissant.

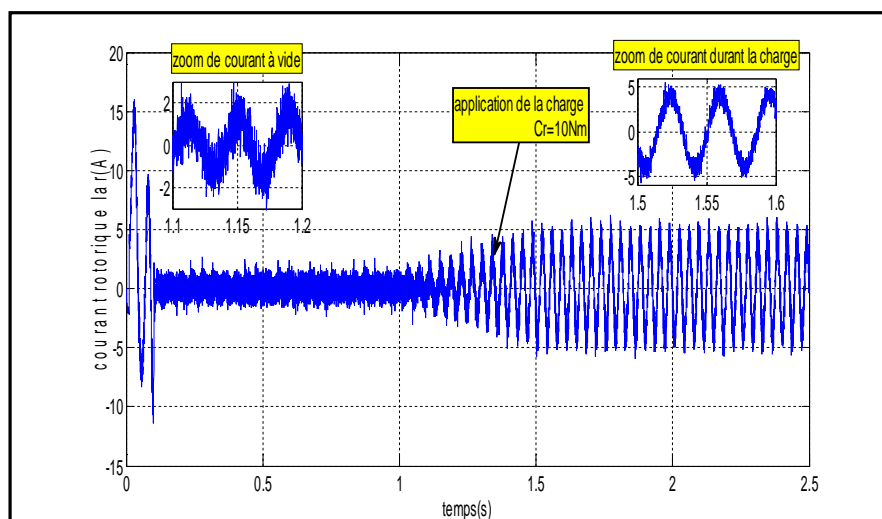


Figure (III.14) : Résultat de Courant rotorique de la commande par mode glissant.

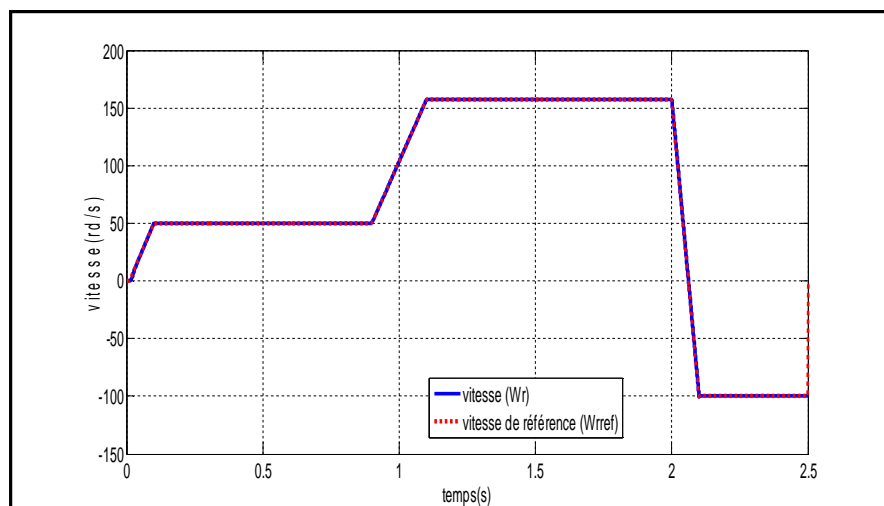
❖ **Interprétation des résultats de simulation :**

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction du temps, jusqu'à atteindre sa valeur de référence sans dépassement en remarque aussi aucune influence de l'application de charge sur la réponse de vitesse, l'allure de l'erreur de vitesse montre un dépassement au démarrage puis il s'annule durant le régime permanent qui montre l'égalité entre la vitesse de référence et vitesse de moteur, le couple électromagnétique subit à un dépassement durant le régime transitoire puis il rejoint le régime permanent  $C_e=C_r=0$ [Nm] (à vide), à  $t=1.5$ [s] et à l'application de la charge  $C_r=10$ Nm en remarque que le couple électromagnétique prend la valeur de charge,

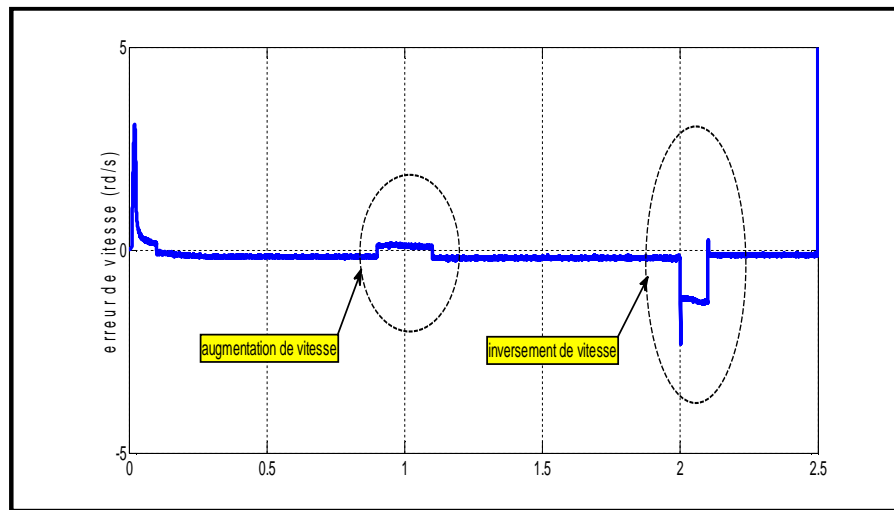
Au début, le courant rotorique présente un fort appel durant le régime transitoire, puis il se stabilise à une valeur 2.1A, durant l'application de la charge il remonte à une valeur 5A. Les flux rotoriques selon  $(d, q)$  présentent des pics au démarrage puis, ils rejoignent les valeurs de références  $\varphi_{dr} = 1[Web]$  et  $\varphi_{qr} = 0[Web]$ , durant l'application du charge on remarque une diminution de  $\varphi_{dr}$  et  $\varphi_{qr}$ .

**b. Teste d'inversement de sens de rotation de la vitesse de référence :**

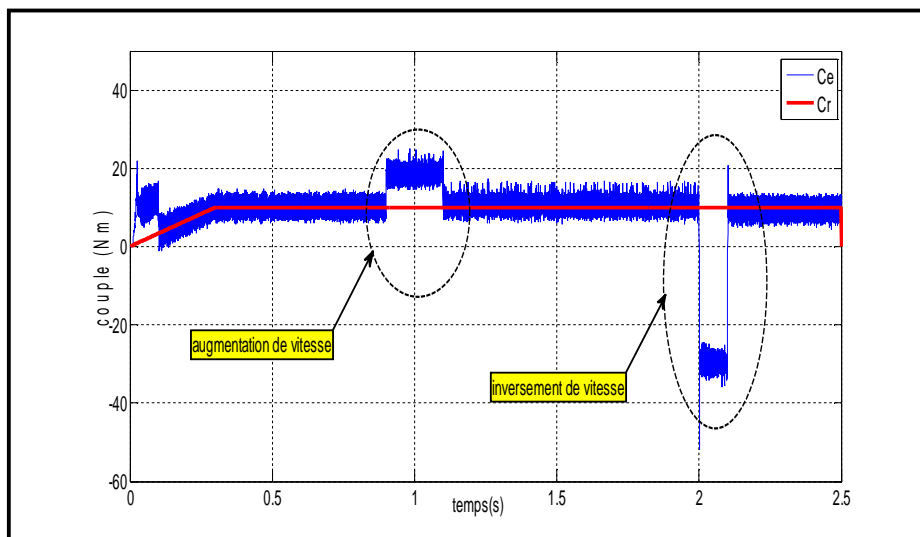
Maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation à partir de  $t = [2.1s, 2.5s]$  tel que l'on passe d'une vitesse de  $+157[rad/s]$  à une vitesse de  $-157[rad/s]$ , nous avons appliqué aussi une charge  $Cr=10[Nm]$  à l'instant  $t=0.3[s]$ , les résultats obtenus sont donnés par les figures suivantes.



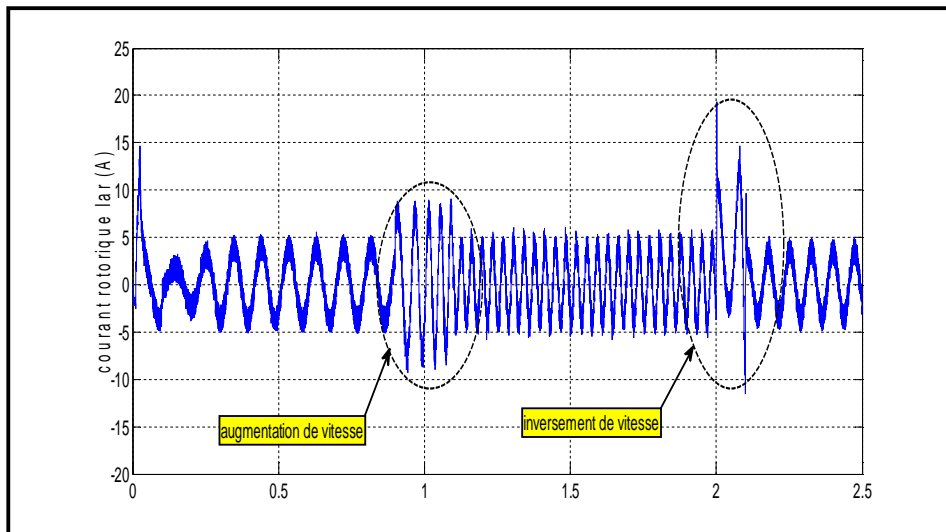
**Figure(III.15) :** Résultat de vitesse de la commande par mode glissant avec une variation de vitesse de référence.



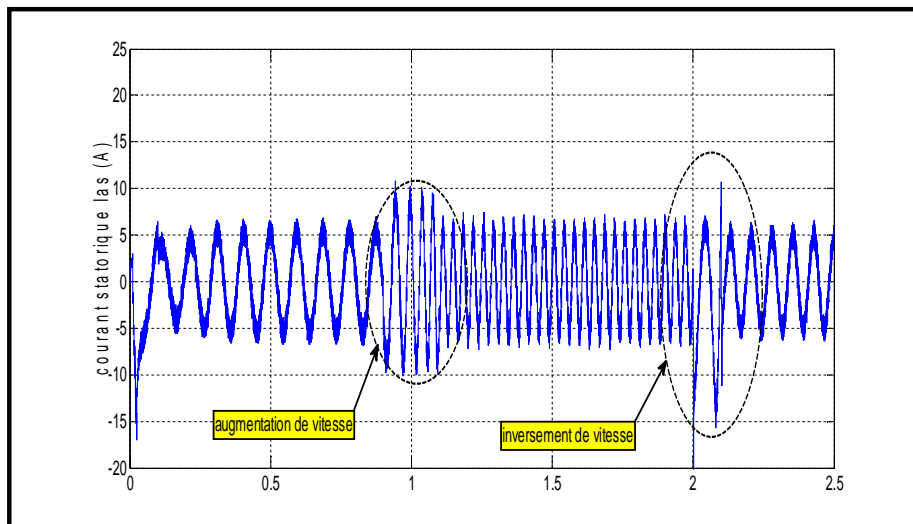
Figure(III.16) : Résultat d'erreur de la vitesse de commande par mode glissant avec une variation de vitesse de référence .



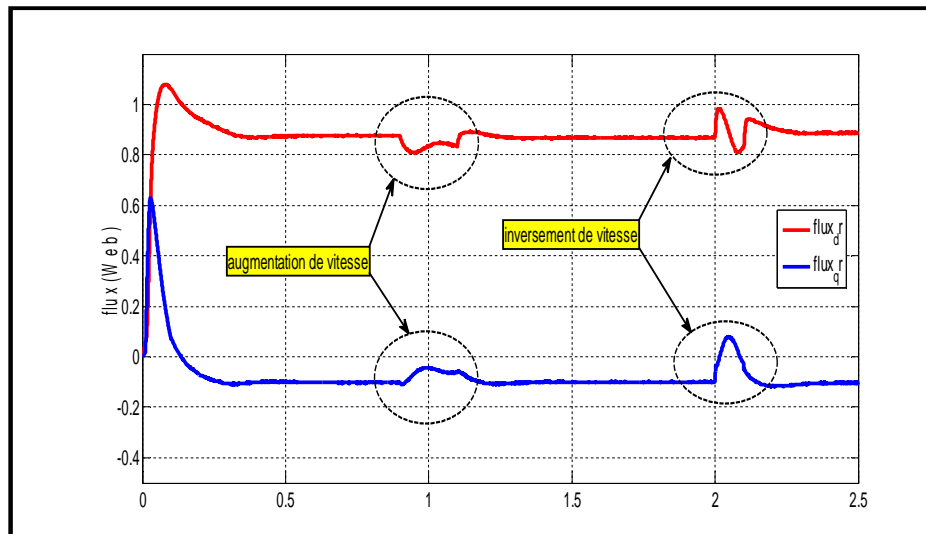
Figure(III.17) : Résultat de couple électromagnétique de la commande par mode glissant avec une variation de vitesse de référence.



**Figure(III.18):** Résultat de courant Rotorique de la commande par mode glissant avec une variation de vitesse de référence.



**Figure(III.19):** Résultat de courant statorique de la commande par mode glissant avec une variation de vitesse de référence.



Figure(III.20): Résultat de flux de la commande par mode glissant avec une variation de vitesse de référence.

#### ❖ Interprétation des résultats de simulation :

Nous commençons notre étude par une vitesse de référence égale 50 [rad/s] à l'instant  $t = [0.1s, 0.9s]$ , on observe que la vitesse suit sa référence, puis à l'instant  $t = [1.1s, 1.7s]$  on fait une augmentation de vitesse de référence à 157 [rad/s] on voit que la vitesse atteint sa référence.

Nous avons inversé la vitesse de référence de 157 [rad/s] à -100 [rad/s] à partir de  $t = [2.1s, 2.5s]$  on remarque que la vitesse atteint sa consigne négative sans aucun dépassement, on peut remarquer aussi aucune influence de l'application de charge à  $t = 0.3s$  sur la réponse de vitesse. Par rapport à la réponse de l'erreur de vitesse on observe un dépassement au démarrage puis il s'annule durant le régime permanent qui montre l'égalité entre la vitesse de référence et la vitesse de moteur, concernant l'augmentation et l'inversion de vitesse on observe un pic sur la réponse de l'erreur de vitesse.

Le couple électromagnétique présente une augmentation durant le démarrage puis il suit la valeur de couple de charge  $C_r = 10$  [Nm] à  $t = [0.3s]$ , au moment de l'augmentation et l'inversion de la vitesse de référence on observe des pics sur sa réponse, puis revient à sa valeur du régime permanent. Concernant le courant rotorique et statorique on observe une augmentation durant l'inversion et l'augmentation de la vitesse de référence puis il redonne lieu au régime permanent. Le flux en quadrature et direct sont légèrement sensibles à l'inversion et l'augmentation de vitesse de référence.



### **III.10 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté le principe d'orientation de flux rotorique puis un rappel théorique sur la commande par mode glissant de système à structure variable, nous avons ensuite abordé la conception de commande avec ces différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur la vitesse de la MAS, et enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

La régulation de la vitesse par le mode glissant, quoi qu'elle soit les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont rapides à vide et robustes lors de la variation de la charge. De cet état de fait, on conclut que les régulateurs par mode glissant offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse court et sans dépassement, et ils accordent aussi une bonne poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation (de charge).

---

## *Conclusion générale*

---

### *Conclusion Générale*

Le travail présenté dans ce mémoire est une modeste étude des techniques de commandes appliquées au moteur asynchrone à cage d'écurueil, Dont l'objectif principal est l'application d'une nouvelle commande robuste par mode glissant qui améliore les performances de cette machine.

Afin d'aborder cette étude, on a présenté au premier chapitre, une modélisation générale de la machine asynchrone ou on a simplifier son modèle mathématique grâce à la transformation de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices qui permettent de réduire la complexité du système ,puis sa représentation d'états dans le repère fixe qui a été utilisée par la suite dans le dernier chapitre, à la fin de chapitre nous avons présenté une simulation sous MATLAB/SIMULINK de la machine alimentée directement par le réseau et à partir des équations présentées et les courbes de simulation obtenues, on a constaté que la machine est non linéaire et fortement couplé, d'où l'appelle aux techniques de commande .

Au deuxième chapitre, On a commencé par présenter la structure topologique d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC, En définissant le modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant, on a pu déterminer son modèle en mode commandable, en optant pour une commande complémentaire des interrupteurs. Par la suite en passe à présenté la stratégie de modulation de largeur d'impulsion pour la commande des interrupteurs de l'onduleur, qui est présenté par la commande triangulo-sinusoïdale a deux porteuses, qui sert à la de réduire de taux d'harmoniques des tensions de sortie et finalement l'association de la MAS à l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC et interprète les résultats de simulation de l'ensemble.

Enfin l'étude du contrôle par mode glissant de la machine asynchrone, consiste à définir une surface de glissement sur laquelle le système converge. La fonction de commutation correspondante permet au système de tendre toujours vers la surface de glissement. On peut donc conclure que la technique de commande par mode glissant utilisée pour la commande du moteur asynchrone a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, cette dernière offre certains avantages :

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- Une dynamique très performante (temps de réponse acceptable et erreur stationnaire pratiquement nulle).
- Une simplicité de la mise en œuvre de la loi de commutation.

## *Conclusion générale*

---

Les performances de cette technique dépendent d'un choix convenable des coefficients de la surface du glissement et la rapidité de la réponse dépend du couple maximal que peut donner la machine.



## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] **AHMED BOUZIANE Nessrine**, « Etude comparative de Contrôle d'un Moteur Asynchrone par La Commande Vectorielle et La Commande Directe du Couple », Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent , 2019/2020.
- [2] **Beddiar Ibrahim**, « Commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux», Université Kasdi Merbah Ouargla, 2016/2017.
- [3] **S.Haddad & M.Charif**, « Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone », Mémoire d'ingénieur, l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006.
- [4] **AMZIANE Zouhir, AZIKIOU Farid**, « Commande par retour d'état d'une machine asynchrone.» Projet de Fin d'Étude master académique en Commande des systèmes électriques, Université A. MIRA-BEJAIA, 2015.
- [5] **LARBAOUI Ahmed**, «Commande Vectorielle directe d'un Moteur Asynchrone sans capteur mécanique.» Projet de Fin d'Étude master académique en électromécanique, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbes, 2011.
- [6] **BEKHOUCHE – Youcef**, « Modélisation et commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone », Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2011.
- [7] **J.-P. CARONE, J.-P. HAUTIER**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone » 1995 Editions TECHNIP.
- [8] **L.BAGHLI**, « Modélisation et commande d'une machine asynchrone » ,IUFM de Lorraine UHP 2005.
- [9] **BAGHU L**, « Contribution à la commande de la Machine Asynchrone.», Utilisation de la logique Floue. Des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques » Thèse de doctorat de l'université d'Henri Poincaré, Nancy 1 en Génie Electrique, janvier 1999.
- [10] **LOPES Carolino Manuel, DIAKANAMWA Milito Afonso**, « Commande non linéaire de la machine asynchrone par logique floue.», Projet de Fin d'Étude master académique en électromécanique, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbes, 2012.
- [11] **RAHAL Houcine**, «Commande sans capteur mécanique d'une machine asynchrone», Université de Bouira, 2017.
- [12] **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.
- [13] **R.Benhamimid & N.Brahimi**, « Commande vectorielle d'un système mono onduleur bimachines asynchrones », Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006.
- [14] **Melle GAOUAOUI Djamila**, « La commande par mode glissant d'un moteur asynchrone », Université de Tizi-Ouzou ,2012.

- [15] **S. Tamai**, «contrôle vectoriel sans capteur du moteur à induction avec système adaptatif de référence de modèle», Acte de IEEE/ZAS Anu. Rencontrez pp . 189-195 1987.
- [16] **D.Benanter&Y. Diaf**, « Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par structure multi niveaux », Université de Ouargla, mémoire de Master, 2012.
- [17] **A.Merhoum**, « Optimisation des Techniques de MLI Pour Les Equipements FACTS A base d'onduleur », mémoire de magister, Université d'Oran, 2013.
- [18] **T. Abdelkrim**, «Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle », Revue des énergies renouvelables Vol. 14, N<sup>o</sup> 2, 2011, 211-217N.
- [19] **Siroj Sirisukprasert**, «Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter», mémoire fin étude, Electrotechnique, Virginia Polytechnic Institute, September 1999.
- [20] **Takafumi Maruyama**, «A New Asynchronous PWM Method for a Three Level Inverter», IEEE , pp.366-371,1991.
- [21] **L. M. Tolbert**, «Multilevel converters for Large Electric Drives”, IEEE Transactions on Industry Application», Vol. 35,pp. 36-44, January/February 1999.
- [22] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, « Convertisseurs Statiques- Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande», Editions Technip, Paris 1999.
- [23] **A. Boualem, E. M. Berkouk**, « Commande de la Machine Asynchrone Autopilotee Alimentée par un Onduleur NPC à Cinq Niveaux », Institut d'Electrotechnique, Université-Badji Mokhtar-Annaba. SNAPSEA'1998.
- [24] **R. Ameer, C. Larouci, e. M. Berkouk, G. Manesse**,« Commande de Position par la Méthode du Flux Orienté de la Machine à Induction de Forte Puissance Alimentée par un Onduleur à Sept Niveaux », Institut d'Electrotechnique, Université-Badji Mokhtar-Annaba. SNAPSEA'1998.
- [25] **Yo- Han Lee , Bum-Seok Suh , Dong-Seok Hyun**, « A Novel PWM Scheme for a Three- Level Voltage Source Inverter with Gto Thyristors», IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 32. No. pp.509-517, March/April 1996.
- [26] **H. Gheraia. E. M. Berkouk, G. Manesse**,«Modelling and Control of a Seven Level NPC Voltage Source Inverter, Application to High Power Induction Machine Drive», The European Physical Journal, AP 15, pp. 105- 115, 2001.
- [27] **N. Bouali**, « Etude d'un système photovoltaïque connecté au réseau par un onduleur multiniveaux, multicellulaires», Mémoire de Magister , l'université de Béjaia, 2008.
- [28] **K. Ghedamsi**, « Etude et réalisation de différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux », Mémoire de Magister d'ENP, Alger, 2002.
- [29] **G.O. Garcia, J.C. Mendes**, «An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive» IEEE transactions on industrial electronics, vol.41, N<sup>o</sup>5, oct.1994.
- [30] **H. Amimeur**,«Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement », Mémoire de Magister , l'université de Batna, 2008.
- [31] **Z. Yamina**, «Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone » Mémoire de magister, Université de Sétif,2010.
- [32] **C.Djamel**, « commande d'une machine asynchrone par logique floue », mémoire fin étude, Université d'EL-OUED, 2014.
- [33] **M. O. MAHMOUDI**, « Sur la Commande de la MAS Alimentée en Tension. Etude de l'Étage d'Alimentation de la MAS : Commande par Mode de Glissement avec

- Orientation du Champ », Thèse de Doctorat d'état , Génie Électrique, ENP, 1999.
- [34] **W. Gao, J. C Hung**, «Variable structure control system», IEEE Trans. Indust. Applic. Vol. 40, N°. 1, PP45-55, 1993.
- [35] **J. J. E. Soltine and J. A. Coetsee**, «Adaptive sliding controller synthesis for non lineaire system», International Journal of control, N°6, pp. 1631-1651, 1986.
- [36] **Ha. Amimeur**, « Réglage par mode de glissement d'un moteur asynchrone alimenté par un convertisseur matriciel », Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique , l'université de Béjaia, 2009.
- [37] **M. Kercha**, « Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanant », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [38] **SABANOVIC A. BILALOVIC**, « Sliding modes control of AC motor drive». IEEE Trans. Idust. Applic. Vol.25, N°.1, pp.70-75, 1989.
- [39] **K.Mendaz**, « Développement De Nouvelles Méthode Numériques Pour L'analyse Dans La Conversion Des Système Electromagnétique De Grande Capacité » mémoire de Magister, Université Djilali Liabes sidi bel abbés, 2008.
- [40] **Achour**, « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone ». IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.40, N°.1,pp45-55, 2005.
- [41] **R.Ouiguini, R.Bouزيد, Y.Sellami**, « Une commande robuste par mode glissant flou appliqué à la poursuite de trajectoire d'un robot mobile holonone » CISTEMA-2003.
- [42] **Aissaoui Abdelghani**, « L'utilisation des réseaux de neurones et de la logique floue pour la commande de la machine synchrone » thèse de doctorat en-sciences , électrotechnique, Université Sidi Bel Abbes , 2007.
- [43] **M.Abid**, « Commande sans capteur mécanique par mode glissant d'une machine asynchrone »CNEA07, Université de Sidi Bel Abbés, 24-25 mai2007.
- [44] **T.Zahrieva**,« commande à structure variable appliqué à un moteur synchrone »,Diplôme de recherche de l'INSA de Toulouse (DRUT), 2000.
- [45] **A.Meroufel**, « commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique », Thèse de doctorat d'état, Université de Sidi Bel Abbes, 2004.
- [46] **M.Abid**, «Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension MLI », Thèse de doctorat, Université de Sidi Bel Abbes, 2005.
- [47] **Mohamed Boudiaf**, «Commande par Mode de Glissement d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation » , Mémoire de magister. Université d'Oran l' U.S.T.O .2017.
- [48] **Ben Nadji Hocine**, «Commande de la puissance active et réactive du GADA par la méthode de mode glissant», mémoire fin d'étude, Université Echahid Hama Lakhdar-El-Oued.
- [49] **A .BOYETTE**, «Contrôle – commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat,Université Henri, Nancy 1, 11 décembre 2006.
- [50] **Carlos.Canudas. Wit**, «Commande des moteur asynchrone, 2 – Optimisation, discrétisation et observateur», Hermès Science Publication, Paris, 2000.
- [51] **R.Benhamimid & N.Brahimi**,«Commande vectorielle d'un système mono onduleur De la machines asynchrones » Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, Départementd'Electrotechnique, 2006.
- [52] **A. Dechoucha**,« Commande par Mode de Glissement par Imposition des Pôles d'une Machine à Induction Linéarité par orientation du Flux » ,IEEE Trans. Indust. Applic.Vol.40, N°.1,pp45-55,2005.
- [53] **A. Hocine**, «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile

par Mode de Glissement,» Mémoire de magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, Mai 2008.

- [54] **Achour**, « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone ». IEEE Trans. Indust.Applic. Vol.40, N°.1,pp45-55, 2005.
- [55] **Massissilia OUKHENNICHE**, « Commande par mode glissant des systèmes linéaires à retards », Mémoire fin étude, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou,2018.



---

# *ANNEXE*

---

## PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

### I.1- Grandeurs nominales :

Type	ASYNCHRONE 2 HP (2 House Power)
Puissance nominale ( $P_n$ )	1.5 kW
Vitesse nominale ( $\Omega_n$ )	1420 tr/min
Tension nominale ( $U_n$ )	220/380 V
Courant nominale ( $I_n$ )	6.4/3.7 A
Fréquence nominal	50 [Hz]

### I.2- Paramètres de la machine :

Nombre de paires de pôles	$P = 02$
Résistance Statorique ( $R_s$ )	4.85 [Ohm]
Inductance Statorique ( $L_s$ )	0.274 [H]
Inductance Rotorique ( $L_r$ )	0.274 [H]
Résistance Rotorique ( $R_r$ )	3.805 [Ohm]
Moment d'inertie ( $J$ )	0.031 [Kg.m <sup>2</sup> ]
Coefficient de frottement visqueux ( $f$ )	0.00114 [N.m.s/rad]

**Résumé :**

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer, et incertitudes sur les paramètres des systèmes. Lorsque le système à commander est soumis à des forts non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la stabilité et la robustesse du comportement du processus. Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commande robuste, il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables.

Ce mémoire est consacré à la description mathématique de la commande par mode glissant qui sera appliquée à la machine asynchrone pour la régulation de vitesse.

Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations.

**Mots clés :** Mode glissant, Stabilité, Moteur asynchrone, Systèmes non linéaires.

---

**Abstract:**

The control of systems in general is a complicated problem because of non-linearities, disturbance difficult to measure, and uncertainties in system parameters. When the system to be controlled is subjected to strong nonlinearities and to temporal variables, it is necessary to design control algorithms ensuring the stability and the robustness of the behavior of the process. The sliding mode adjustment is one of these robust control methods, it has undoubted advantages for the poorly identified system or with variable parameters.

This thesis is devoted to the mathematical description of the sliding mode control which will be applied to the asynchronous machine for speed regulation.

Thus, as long as the sliding conditions are ensured, the dynamics of the system remain insensitive to variations in process parameters, to modeling errors, and to certain disturbances.

**Key words:** sliding mode, stability, asynchronous motor, nonlinear systems.

---

**المخلص:**

يعد التحكم في الأنظمة بشكل عام مشكلة معقدة بسبب عدم الخطية والاضطراب الذي يصعب قياسه والشكوك في معلمات النظام. عندما يتعرض النظام المراد التحكم فيه إلى عوامل غير خطية قوية ومتغيرات زمنية ، فمن الضروري تصميم ضبط الوضع المنزلق أحد طرق التحكم القوية هذه، وله مزايا لا خوارزميات تحكم تضمن استقرار وقوة سلوك العملية. يعد شك فيها للنظام الذي تم تحديده بشكل سيئ أو مع المعلمات المتغيرة.

هذه الرسالة مخصصة للوصف الرياضي للتحكم في الوضع المنزلق والذي سيتم تطبيقه على الآلة غير المتزامنة لتنظيم السرعة.

وهكذا ، طالما تم ضمان ظروف الانزلاق ، تظل ديناميكيات النظام غير حساسة للتغيرات في معلمات العملية ، وأخطاء النمذجة ، وبعض الاضطرابات.

**الكلمات المفتاحية:** الوضع المنزلق ، الاستقرار ، المحرك غير المتزامن ، الأنظمة غير الخطية.