

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 neuronal de la vitesse d'un moteur asynchrone

Présenté Par :

- 1) Melle METIOUI Sirine Amira
- 2) Melle CHERGUI Bouchra

Devant le jury composé de :

Dr. ZEGAI MOHAMED LAMINE M C B UAT.B.B (Ain Temouchent) Président  
Dr. ALLAM MOHAMED M C B UAT.B.B (Ain Temouchent ) Examineur  
Dr. MENDAZ KHEIRA M C A UAT.B.B (Ain Temouchent ) Encadrant

**Année universitaire 2023/2024**



REMERCIEMENTS

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*Nous remercions en premier lieu, Dieu Tout Puissant de nous avoir donné la volonté et surtout le courage de mener dans des bonnes conditions ce travail.*

*Nous tenons à remercier notre encadrante **Dr. MENDAZ Kheira**, enseignante au département de génie électrique de l'université Belhadj Bouchaib, d'Ain-Temouchent, ce travail se serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide. On la remercie aussi pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur, sa disponibilité, ses conseils et ses encouragements et surtout sa confiance en nous.*

*Nos remerciements s'adressent également, aux membres du jury « **Mr. ALLAM Mohamed** » et « **Mr.ZEGAI Mohamed Amine** », qui nous ont fait l'honneur d'être des examinateurs de notre mémoire et qui ont consacré du temps pour lire, évaluer et examiner ce présent travail.*

*Nous remercions également à tous nos professeurs pour leur générosités et la grande patience.*

*Nous tenons bien sûr à remercier nos familles qui nous ont soutenues psychiquement durant toutes nos études..*

Merci.

*A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

---

# *Dédicace*

Avec tous mes sentiments de respect, avec l'expérience de ma reconnaissance et avec tout mon amour, je dédie ce modeste mémoire à tous ceux qui me sont chers, ce sont à qui je dois mon succès

## **À MA MERVEILLEUSE MAMAN,**

Ma mère ,qui a toujours été mon port d'attachement et ma boussole, tu es mon phare de générosité, tu es la lumière qui a éclairé mon chemin dans les moments sombres et tu as toujours cru en moi, même lorsque je doutais. Ta tendresse infinie est une source inépuisable réconfort, je suis vraiment reconnaissante pour chaque moment où tu as été là pour moi sans jamais faillir. Merci pour ton amour inconditionnel, ton dévouement et ton soutien inébranlable.

## **À MON PAPA**

Mon père, qui m'a appris l'importance du travail acharné, de la persévérance et de l'honnêteté, je suis reconnaissante pour tes conseils avisés et ton soutien sans faille. Tu m'as inspiré à viser plus haut et à poursuivre mes rêves. Je te suis infiniment reconnaissante pour ton soutien indéfectible et ta confiance en moi.

**Je vous aime infiniment**

## **À MA SŒUR ET MON FRÈRE**

À ma sœur et ma moitié Iness, à ma personne préférée mon frère Ishak qui sont mes meilleurs amis, la lumière et la douceur de ma vie. Votre présence inonde ma vie de joie et de tendresse merci pour votre soutien constant, votre humour contagieux et votre présence réconfortante. Vous êtes ma source d'amour et de bonheur, je suis fière de vous avoir dans ma vie.

**À mon grand-frère Anouar**, je suis vraiment reconnaissante de t'avoir comme frère. Merci pour ta présence rassurante et pour tous nos moments partagés. Tu es ma plus grande force.

**À mes petites sœurs adorées** Amina, Rawane, Nounou qui ont rempli ma vie de tant de joie et d'amour. Qu'Allah vous protège et vous offre la chance et le bonheur.

**À ma tante Wassila et ses petits anges Anfel, Roeya, Yacine**, tu es plus qu'une tante , tu es mon guide , ma confidente. Votre présence dans ma vie est un cadeau précieux, merci énormément pour votre amour et votre soutien.

**À Mon grand-père et mes grand-mères** qu'Allah vous garde pour moi et vous donne une longue vie.

**À mon binôme Bouchra**, ma sœur du coeur qui était toujours là, pendant le pire et le bien tout au long de notre parcours universitaire, je te souhaite tout ce que tu mérites.

**À ma directrice Mme.Mekhissi et son adjointe Mme.Aidoun, À mes amies de travail** , je ne peux trouver les mots justes et sincères pour vous exprimer mon respect et ma considération pour votre soutien et encouragement, vous êtes ma deuxième famille.

Qu'Allah le puissant vous garde et vous procure santé et bonheur.

**À mes amis**, chaque moment passé avec vous est un trésor dont je suis reconnaissante. Votre amitié inestimable a illuminé mon parcours et enrichi cette expérience. Merci d'être toujours à mes côtés

À tous ceux qui sont proches de mon cœur et qui m'encouragent et me soutiennent pour donner le meilleur de moi-même.

***Merci à moi même***

***METIOUI Sirine***

# *Dédicace*

*A ma chère mère,*

*A mon cher père ;*

*Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs.*

*A mes frères et mon fiancé ,*

*Pour ses soutiens moral et leurs conseils précieux tout au long de mes études.*

*A mon cher grand mère,*

*Qui je souhaite une bonne santé .*

*A ma chère binome, SIRINE METIOUI*

*Pour votre soutien et votre amour.*

*A mes chères ami(e)s, SIRINE, ROMAÏSSA ,SARAA ,*

*Pour leur aides supports dans les moment difficiles.*

*A tout famille.*

*CHERGUI Bouchra*

# Sommaire

# SOMMAIRE

## Remerciement

## Dédicace

## Introduction générale

# Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

<b>I.1 Introduction.....</b>	<b>Page 1</b>
<b>I.2 Constitution de la machine asynchrone.....</b>	<b>Page 1</b>
<b>I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone .....</b>	<b>Page 2</b>
<b>I.4 Modélisation de la machine asynchrone.....</b>	<b>Page 3</b>
<b>I.4.1 hypothèse simplificatrice .....</b>	<b>Page 3</b>
<b>I.4.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone .....</b>	<b>Page 3</b>
<b>I.4.3 Equation électrique de la machine asynchrone dans le repère triphasé .....</b>	<b>Page 4</b>
<b>I.4.3.1 Equation des tensions.....</b>	<b>Page 4</b>
<b>I.4.3.2 Equations magnétiques .....</b>	<b>Page 5</b>
<b>I.4.4 Transformation du système triphasé.....</b>	<b>Page 6</b>
<b>I.4.4.1 Transformation de Park .....</b>	<b>Page 7</b>
<b>I.4.4.2 Application aux équations des tensions .....</b>	<b>Page 7</b>
<b>I.4.4.3 Application aux équations des flux .....</b>	<b>Page 9</b>
<b>I.4.5 Choix référentiel .....</b>	<b>Page 9</b>
<b>I.4.5.1 Equation de tension .....</b>	<b>Page 10</b>
<b>I.4.5.2 Equation de flux .....</b>	<b>Page 10</b>
<b>I.4.6 Expression de couple électromagnétique.....</b>	<b>Page 10</b>
<b>I.4.7 Mise sous forme d'équation d'état.....</b>	<b>Page 11</b>



# SOMMAIRE

I.4.7.1 Expression du modèle d'état .....	Page 13
I.4.7.2 Représentation d'état.....	Page 13
I.5 Résultats de simulation et commentaires .....	Page 14
I.6 Conclusion.....	Page 17
<b>Chapitre II : Association l'onduleur NPC trois niveaux et la machine asynchrone</b>	
II.1 Introduction .....	Page 21
II.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	Page 21
II.3 Structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	Page 21
II.3.1 Interrupteur bidirectionnel.....	Page 22
II.3.2 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	Page 23
II.4 Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	Page 24
II.4.1 Commandabilité des convertisseurs statiques.....	Page 26
II.4.2 Commande complémentaire.....	Page 26
II.4.3 Fonctions de connexion .....	Page 28
II.5 Modélisation des valeurs instantanées.....	Page 29
II.6 Strategies de commande.....	Page 30
II.6.1 Stratégie de commande triangulo-sinusoïdale a deux porteuses.....	Page 31
II.7 Résultat de la simulation d'association MAS et onduleur NPC trois niveaux .....	Page 36
II.8 Conclusion.....	Page 38
<b>Chapitre III : Régulateur glissant neuronal de vitesse de MAS</b>	
III.1 Introduction .....	Page 37
III.2 Principe d'orientation de flux rotorique.....	Page 37
III.2.1 Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique.....	Page 38

# SOMMAIRE

<b>III.3 Principe de la commande par mode glissant.....</b>	<b>Page 38</b>
<b>III.4 Structure de la commande par mode de glissement .....</b>	<b>Page 39</b>
<b>III.4.1 Choix de la surface de glissement.....</b>	<b>Page 40</b>
<b>III.4.2 Condition d'existence du mode glissant .....</b>	<b>Page 40</b>
<b>III.4.2.1 La fonction directe de commutation .....</b>	<b>Page 40</b>
<b>III.4.2.2 La fonction de Lyapunov .....</b>	<b>Page 40</b>
<b>III.5 Détermination de la loi de commande.....</b>	<b>Page 41</b>
<b>III.5.1 Elimination du phénomène du broutement (Chattering) .....</b>	<b>Page 43</b>
<b>III.6 Réglage de la vitesse de la MAS par mode de glissement .....</b>	<b>Page43</b>
<b>III.7 Résultat de Simulation de la commande par mode glissement .....</b>	<b>Page45</b>
<b>III.8 Neurone artificiel.....</b>	<b>Page48</b>
<b>III.8.1 Définition.....</b>	<b>Page48</b>
<b>III.8.2 Le perceptron multi couches(m.minskyands.papert,1969).....</b>	<b>Page50</b>
<b>III.8.3 Apprentissage d'un réseau de neurones.....</b>	<b>Page51</b>
<b>III.8.3.1 Définition apprentissage supervisé et apprentissage non supervisé.....</b>	<b>Page 51</b>
<b>III.8.3.1.1 Apprentissage non-supervisé.....</b>	<b>Page 51</b>
<b>III.8.3.1.2 Apprentissage supervise(La rétrpropagation).....</b>	<b>Page52</b>
<b>III.9 Les résultats de simulation présentée détaillent .....</b>	<b>Page52</b>
<b>III.11 Conclusion .....</b>	<b>Page57</b>
<b>Conclusion Générale</b>	
<b>Bibliographie</b>	

# **LISTE DES FIGURES**

## LISTE DES FIGURES

Figure	Titre	Page
<b>Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone</b>		
<i>Figure I.2</i>	Constitution d'une machine asynchrone	<b>2</b>
<i>Figure I.2</i>	Répartition spatiale des enroulements statorique et rotoriques	<b>4</b>
<i>Figure I.3</i>	Passge de système triphasé en système biphasé	<b>7</b>
<i>Figure I.4</i>	Le modèle de MAS sous SIMULINK	<b>15</b>
<i>Figure I.5</i>	MAS alimenté directement par le réseau triphasé	<b>15</b>
<i>Figure I.6</i>	Résultats de la simulation d'une MAS alimenté directement par le réseau triphasé (vitesse, couple, courant et flux)	<b>16</b>
<b>Chapitre II : Association l'onduleur NPC trois niveaux et la machine asynchrone</b>		
<i>Figure II.1</i>	Onduleur triphasé à trois niveaux structure NPC	<b>22</b>
<i>Figure II.2</i>	Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode	<b>23</b>
<i>Figure II.3</i>	Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	<b>23</b>
<i>Figure II.4</i>	1ère configuration du 1er bras	<b>24</b>
<i>Figure II.5</i>	2ème configuration du 1er bras	<b>25</b>
<i>Figure II.6</i>	3ème configuration du 1er bras	<b>25</b>
<i>Figure II.7</i>	Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de	<b>26</b>
<i>Figure II.8</i>	Signaux de références avec deux porteuses.	<b>32</b>
<i>Figure II.9</i>	L'intersection $S_1, S_2, S_3, S_4$ entre le signal sinus-aïdal et les porteuses	<b>33</b>
<i>Figure II.10</i>	$V_{ab}, V_{ac}, V_{ca}$ les signaux de sortie de l'onduleur NPC trois niveaux	<b>34</b>
<i>Figure II.11</i>	$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$ de l'onduleur NPC trois niveaux	<b>35</b>

## LISTE DES FIGURES

<b>Figure II.12</b>	$V_{a0}$ , $V_{b0}$ , $V_{c0}$ de l'onduleur NPC trois niveaux entre les phases et le point neutre	<b>36</b>
<b>Figure II.13</b>	Résultat de Courant rotorique et statorique de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.	<b>37</b>
<b>Figure II.14</b>	Résultat de Couple électromagnétique de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.	<b>37</b>
<b>Figure II.15</b>	L'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux	<b>37</b>
<b>Figure II.16</b>	Résultat de Flux de l'association MAS- l'onduleur NPC trois niveaux.	<b>38</b>
<b>Chapitre III : Régulateur glissant neuronal de vitesse de MAS</b>		
<b>Figure. III.1</b>	Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase.	<b>39</b>
<b>Figure. III.2</b>	Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement	<b>41</b>
<b>Figure. III.3</b>	Phénomène de broutement	<b>43</b>
<b>Figure. III.4</b>	Fonction de saturation ( $\varepsilon > 0$ et petit)	<b>43</b>
<b>Figure. III.5</b>	Régulateur par mode glissant de vitesse de MAS	<b>45</b>
<b>Figure. III.6</b>	Modèle Matlab/Simulink de régulateur par mode glissant de vitesse associé à la MAS	<b>46</b>
<b>Figure. III.7</b>	Résultat de vitesse et couple électromagnétique de régulateur de vitesse par mode glissant	<b>47</b>
<b>Figure. III.9</b>	Résultat de courant statorique et rotorique de régulateur de vitesse par mode glissant	<b>48</b>
<b>Figure. III.10</b>	Le neurone artificiel	<b>49</b>
<b>Figure. III.11</b>	Topologie d'un réseau multi couche(MLP)	<b>51</b>
<b>Figure. III.12</b>	Apprentissage supervisé	<b>52</b>
<b>Figure. III.13</b>	Apprentissage non-supervisé	<b>52</b>

## LISTE DES FIGURES

<b>Figure. III.14</b>	Association régulateur glissant neuronal de vitesse de machine asynchrone et onduleur NPC trois Niveaux	<b>53</b>
<b>Figure. III.15</b>	Régulateur glissant neuronal de vitesse de MAS	<b>53</b>
<b>Figure. III.16</b>	Régulateur de (courant, vitesse ,erreur, couple)à glissant neurone	<b>55</b>
<b>Figure. III.17</b>	Variation paramétrique externe (variation moment inertie «50% J»)	<b>57</b>
<b>Figure. III.18</b>	Variation paramétrique interne (variation résistance rotorique «50% $R_r$ »)	<b>57</b>

# **LISTE DES TABLEAUX**

## Liste des tableaux

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



# LISTE DE NOTATION ET SYMBOLE

Symbole	Désignation
MAS	Machine Asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MG	Mode glissant
MCC	Moteur a courant continu
$V_{dc}$ [V]	Grandeurs de la commande discontinue
$V_{eq}$ [V]	Grandeurs de la commande équivalente
$X_{ref}$	Grandeurs de référence
A,B,C	Indices des phases statorique
a, b, c	Indices des phases rotorique
s, r	Indices relative au stator et rotor respectivement
d	Indice de l'axe direct
q	Indice de l'axe en quadrature
o	Indice de l'axe homopolaire
$[V_s]$ [V]	Vecteur tension statorique
$[V_r]$ [V]	Vecteur tension rotorique
$[I_s]$ [A]	Vecteur courant statorique
$[I_r]$	Vecteur courant rotorique
$[Q_s]$ [Wb]	Vecteur flux statorique
$[Q_r]$ [Wb]	Vecteur flux rotorique
$\omega_s$ [rd/s]	Pulsation statorique
$\omega_r$ [rd/s]	Vitesse de rotation électrique
$\Omega_s$ [tr/min]	Pulsation de glissement
$\Omega$ [tr/min]	La vitesse angulaire du système d'axe(d,q) par rapport au système d'axes triphasé (statorique)
$\theta$ [°]	La position angulaire du rotor par rapport au stator
$L_m$ [H]	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor
$L_s$ [H]	Inductance cyclique propre du stator
$L_r$ [H]	Inductance cyclique propre du rotor
$M_s$ [H]	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
$M_r$ [H]	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
$J$ [Kg m <sup>2</sup> ]	Moment d'inertie
f	Coefficient de frottement visqueux
p	Nombre de paire de pôles
$R_s$ [ $\Omega$ ]	Résistance statorique
$R_r$ [ $\Omega$ ]	Résistance rotorique
$T_s$	Constante du temps statorique
$T_r$	Constante du temps rotorique
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel
[Nm]	Couple électromagnétique
$C_r$ [Nm]	Couple résistant
$S(x)$	Surface de glissement

[Y]	le vecteur de sortie
[X]	le vecteur d'état
[D]	La matrice de transmission direct
[U]	le vecteur de commande
[C]	la matrice de sortie
[B]	la matrice d'entrée
d	Indice de l'axe direct.
q	Indice de l'axe quadrature.



**INTRODUCTION  
GENERALE**

# INTRODUCTION GENERALE :

Les technologies modernes des systèmes d'entraînement exigent de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composantes électroniques et microinformatique baisse constamment, de telle façon que la part du variateur dans le coût d'un entraînement à vitesse variable diminue. Pour toutes ces raisons, le moteur à courant continu trouve des limites d'utilisation, le moteur à courant alternatif à tendance de le remplacer dans de nombreuses applications.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose de problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

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.

La technique de commande par mode glissant fait partie des commandes robustes. Sa dynamique est alors insensibilité aux variations paramétriques du système et aux perturbations externes [10,11]. Cependant, la commande par mode glissant possède un inconvénient c'est l'effet de Chattering (des oscillations hautes fréquences). Pour remédier à ce problème, plusieurs méthodes associées à la commande par mode glissant telles que les réseaux neuronaux.

Les réseaux de neurones sont utilisés pour la modélisation et le contrôle de systèmes complexes en raison de leur capacité à approximer n'importe quelles fonctions non linéaires et les incertitudes sans besoin de connaître des modèles analytiques détaillés des systèmes.

L'objectif de ce travail est de commander la vitesse d'un moteur asynchrone à l'aide du régulateur commandé par mode glissant basé sur la technique des réseaux de neurones.

Ce mémoire comportera : trois chapitres et une conclusion générale.

## **Premier chapitre : Modélisation de la machine asynchrone**

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

## **Deuxième chapitre : Association l'onduleur NPC trois niveaux et la machine asynchrone**

On étudiera la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC avec la commande triangulo-sinusoidale (MLI) à deux porteuses ensuite l'association de l'onduleur NPC trois niveaux avec la MAS.

## **Troisième chapitre : Régulateur glissant neuronal de vitesse de la machine asynchrone**

Nous commençons la première partie de ce chapitre par un rappel sur la commande en mode glissant et leur condition d'application. L'inconvénient de mode glissant c'est la partie discontinue qui engendrer des oscillations hautes fréquences indésirable (phénomène de Chattering). Pour réduire et diminuer ce phénomène qui est créé par la partie discontinue en remplaçant cette partie par une commande plus adéquate qui filtre les hautes fréquences qui permettons d'avoir une association entre une commande non linéaire et une commande intelligente. Alors la deuxième partie est consacré à la technique des réseaux de neurones artificiels et leur condition, en termine ce chapitre par des résultats de simulation de deux régulateurs utilisent (glissant et glissant neuronal) sous logiciel Matlab Simulink.

On termine ce mémoire par une conclusion.

**CHAPITRE I :**  
**MODELISATION DE LA**  
**MACHINE**  
**ASYNCHRONE**

## I.1 Introduction

La machine asynchrone occupe un domaine très important dans l'industrie et les transports. Elle est appréciée pour sa robustesse, son faible coût, son entretien facile et sa simplicité de construction. Toutefois, cette simplicité s'accompagne d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [1].

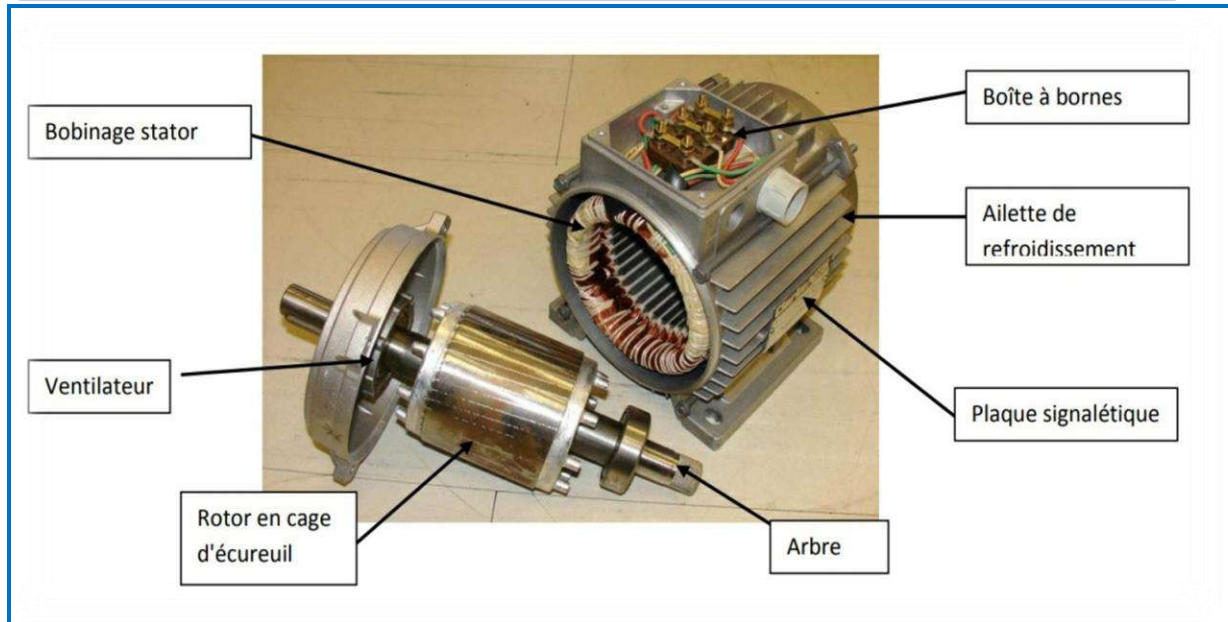
La mise en œuvre d'une commande performante pour la machine asynchrone nécessite l'utilisation d'un modèle représentant fidèlement son comportement dynamique. Dans le présent chapitre, nous allons élaborer la modélisation de la machine asynchrone triphasée, nous définirons un modèle mathématique de la machine en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé (a, b, c). Cette représentation selon donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Afin de remédier à cette complexité, on aura recours à une modélisation dite « transformation de Park » [4]. Cette dernière nous permettra d'établir une nouvelle modélisation de la machine asynchrone dans le référentiel biphasé de Park (d, q, 0). Par la suite, il est nécessaire de valider les modèles par une série de simulation numérique à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK dans le but de vérifier les performances du moteur asynchrone en boucle ouverte.

## I.2 Constitution de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants [4] :

- **Stator (partie fixe)** : constitué de disque en tôles magnétique portant les enroulements polyphasé (généralement triphasé) bobinée fil de cuivre isolé, chargés de magnétiser l'entrefer ;
- **Rotor (partie tournante)** : constitue de barres (cuivre ou aluminium) formant une cage d'écureuil. Le rotor est non connecté est en court-circuit ;
- **Organe mécanique** : permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous ensemble.





**Figure I.1** : constitution d'une machine asynchrone

### I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

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/s), 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 [3], [5]:

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

Le stator supporte trois enroulements, décalés de  $120^\circ$ , alimentés par une tension alternative triphasée. Ces trois bobines produisent un champ magnétique variable qui a 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 le champ tournant.

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

La machine asynchrone à cage d'écurueil présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétique entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour élaborer des approches de commande assurant les performances espérés, nous avons besoin d'un modèle reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent [1], [9].

La machine asynchrone est caractérisée par un système d'équation très complexe à étudier. Donc nous établissant leur modèle mathématique triphasée et on le développe à un système plus simple. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'outil informatique. L'utilisation de la transformation de Park, sous certaine hypothèse simplificatrice, permet de contourner cette difficulté [2].

### **I.4.1 hypothèse simplificatrice :**

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur certain nombre des hypothèses [1], [3], [7], [9] :

- Entrefer constant.
- Une absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique et on néglige l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.
- La machine est symétrique.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre que le bobinage statorique. (c'est à dire 3).

Ces hypothèses impliquent que :

- Les flux sont additifs ;
- Les inductances propre sont constantes ;
- La mutuelle inductance varie d'une façon sinusoïdale.

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

Le moteur asynchrone à cage d'écurueil étudié dans notre cas est une machine triphasée dont la représentation des différents enroulements statoriques et rotoriques sont donnée par la figure (I.2).

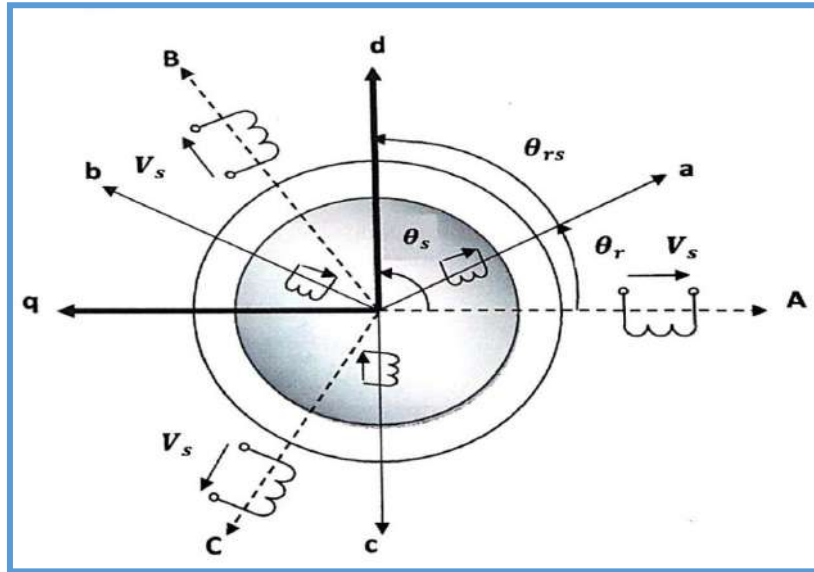


Figure I.2 : Répartition spatiale des enroulements statorique et rotoriques.

Le référentiel lié au stator est noté (ABC), celui lié au rotor est noté (abc).

$\theta_r$ : Représente l'angle entre la phase statorique A et la phase rotorique a ;

$\theta_{rs}$ : Représente l'angle entre la phase rotorique a et l'axe d ;

$\theta_s$ : Représente l'angle entre la phase statorique A et l'axe d.

#### I.4.3 Equation électrique de la machine asynchrone dans le repère triphasé :

D'une manière générale les équations régissant le fonctionnement électrique de la machine en fonction du flux  $\Phi$ , du courant I, de la tension V, des inductances L, et des résistances R, selon la loi de Faraday permettant d'écrire [7]

$$[V]=[R] [I] + \frac{d}{dt} [\Phi] \quad (I.2)$$

$$[\Phi]= [L]. [I] \quad (I.3)$$

##### I.4.3.1 Equation des tensions

Pour les trois phases statorique on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$[V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d\phi_{abcs}}{dt} \quad (I.4)$$

Donc on a :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

De même pour le rotor :

$$[V_{abcr}] = [R_r] [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] \quad (I.6)$$

Le rotor étant en court-circuit, ces tensions sont nulles :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Où :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

### I.4.3.2 Equations magnétiques

A partir des hypothèses (section I.4.1), on trouve que les équations des flux statoriques et rotoriques sont en fonction d'une matrice des inductances  $[L(\theta_r)]$ , qui établit la relation entre les flux et les courants, elle comporte 36 coefficients non nulles dans la moitié dépend du temps, par l'intermédiaire de  $\theta_r$  (position du rotor).

Soit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & L_{mss} & L_{mss} & L_{m1} & L_{m3} & L_{m2} \\ L_{mss} & l_s & L_{mss} & L_{m2} & L_{m1} & L_{m3} \\ L_{mss} & L_{mss} & l_s & L_{m3} & L_{m2} & L_{m1} \\ L_{m1} & L_{m2} & L_{m3} & l_r & L_{mrr} & L_{mrr} \\ L_{m3} & L_{m1} & L_{m2} & L_{mrr} & l_r & L_{mrr} \\ L_{m2} & L_{m3} & L_{m1} & L_{mrr} & L_{mrr} & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Les coefficients instantanés des inductances mutuelles entre le rotor et stator s'expriment en fonction de  $L_{msr}$  et de  $\theta_r$ .

$$\text{On pose : } \begin{cases} L_{m1} = L_{msr} \cos(\theta_r) \\ L_{m2} = L_{msr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{m3} = L_{msr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.10)$$

Les matrices des flux sont présentées comme suit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abcs} \\ \Phi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{msr} \\ L_{msr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abcs} \\ I_{abcr} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Au stator:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + L_{msr} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Au rotor:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + L_{mrs} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Où:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & L_{mss} & L_{mss} \\ L_{mss} & l_s & L_{mss} \\ L_{mss} & L_{mss} & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & L_{mrr} & L_{mrr} \\ L_{mrr} & l_r & L_{mrr} \\ L_{mrr} & L_{mrr} & l_r \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$[L_{msr}(\theta)]^T = [L_{msr}(\theta)] = [L_m]^T \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

En introduisant (I.14) dans, respectivement (I.4) et (I.6), nous obtenons les deux expressions électrique nécessaire a l'étude du fonctionnement de la machine MAS suivant :

$$[V_{abcs}] = [R_s] [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [I_{abcs}] + [L_{msr}] [I_{abcr}] \} \quad (I.16)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r] [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] [I_{abcr}] + [L_{msr}]^T [I_{abcs}] \} \quad (I.17)$$

$$[V_{abcs}] = [R_s] [I_{abcs}] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} ([L_{msr}] [I_{abcr}]) \quad (I.18)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r] [I_{abcr}] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} ([L_{msr}]^T [I_{abcs}]) \quad (I.19)$$

Les équations (I.18) et (I.19) représente le modèle asynchrone triphasé réel. Cette mise en équation aboutit des équations différentielles à coefficient variable. L'étude analytique d'un comportement du système vu un grand nombre de variable. Nous utilisant par conséquence des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportant de la machine a l'aide des équations différentielles avec des coefficients constants.

#### ***1.4.3.3 Equation mécanique :***

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....) [6].

## CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

L'équation mécanique du mouvement dépend des caractéristiques de la charge qui diffèrent largement d'une application à l'autre. Par conséquent, l'équation mécanique s'écrit sous la forme suivante [4]:

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - f \Omega \quad (I.20)$$

### I.4.4 Transformation du système triphasé :

La mise en équation de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficient variable, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent [4].

Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité de l'inductance mutuelle, 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. Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme montre la figure (I.3).

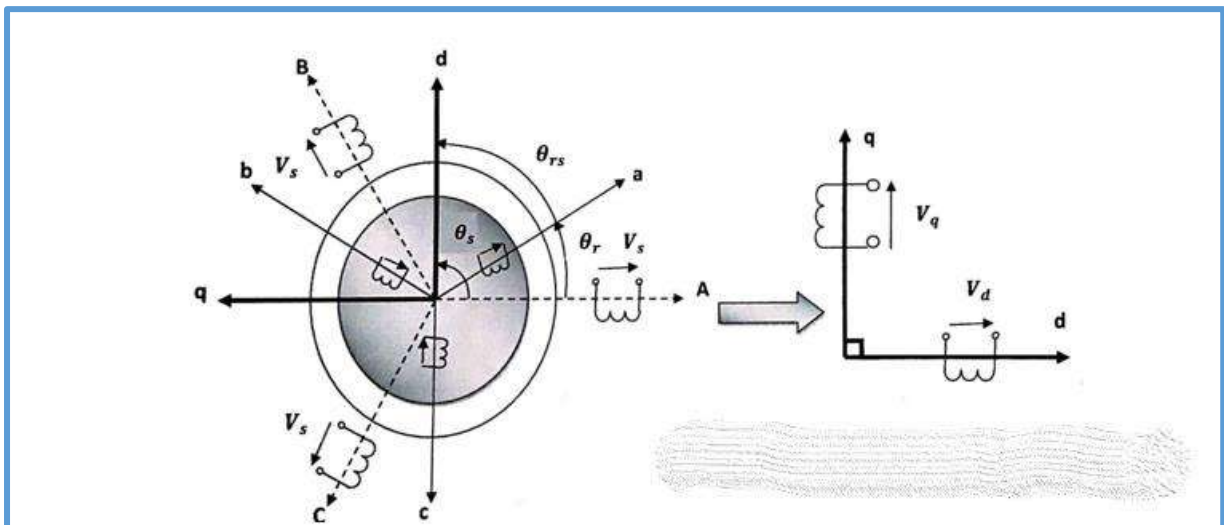


Figure I.3 : Passage de système triphasé en système biphasé.

**I.4.4.1 Transformation de Park :**

Le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé est plus compliqué et non linéaire. Pour cela on fait appel à la transformation de Park [3].

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulement triphasé statorique d'axe « a, b, c » en un système équivalent à deux enroulement biphasé «dq » créant la même force magnétomotrice, comme montre la figure I.3 [5].

La matrice de park et sa matrice inverse sont donner sous la forme suivante :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$$[P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$\frac{d[P(\theta_s)]^{-1}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{dqs}] = [P(\theta_s)].[V_{abcs}] \text{ et } [V_{dqr}] = [P(\theta_s)].[V_{abcr}] \\ [I_{dqs}] = [P(\theta_s)].[I_{abcs}] \text{ et } [I_{dqr}] = [P(\theta_s)].[I_{abcr}] \end{array} \right. \quad (I.26)$$

$$[\phi_{dq_s}] = [P(\theta_s)] \cdot [\phi_{abcs}] \text{ et } [\phi_{dq_r}] = [P(\theta_r)] \cdot [\phi_{abcr}]$$

Les repère de la transformation de park des grandeur statorique et celle des grandeur rotorique devient coïncider pour simplifier ces equation (figure 1.3).

Ceci se fait liant les angle  $\theta_s$  et  $\theta_r$  parla relation suivante :

$$\theta_{rs} + \theta_r = \theta_s \tag{I.27}$$

$\theta_s$  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 .

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

On applique la transformation de park (I.24) et (I.25) a l'expression (I.3) en aura :

$$[P^{-1}(\theta_s)][V_{dq_s}] = [R_s][P^{-1}(\theta_s)][I_{dq_s}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)][\phi_{dq_s}] \} \tag{I.28}$$

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

$$[P^{-1}(\theta_s)][P(\theta_s)][V_{dq_s}] = [R_s][P^{-1}(\theta_s)][P(\theta_s)][I_{dq_s}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)][\phi_{dq_s}] \} \tag{I.29}$$

$$[V_{dq_s}] = [R_s][I_{dq_s}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)][\phi_{dq_s}] \} \tag{I.30}$$

Donc après les calculs on trouve :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} & 0 \end{bmatrix} \tag{I.31}$$

$$[V_{dq_s}] = [R_s][I_{dq_s}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dq_s}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\phi_{dq_s}] \tag{I.32}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \tag{I.33}$$

En suivant les mêmes étapes, nous trouvons pour le rotor l'expression suivant :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \tag{I.34}$$

### ***1.4.4.3 Application aux équations des flux :***

La transformation proposé les relations entre les flux d'axe dq et les flux d'axe abc, donc on applique la transformation de Park(I.24) et (I.25) à l'expression (I.12) et (I.13)

$$[\phi_{dq_s}] = [P(\theta_s)][\phi_{abcs}] \text{ et } [\phi_{dq_r}] = [P(\theta_r)] [\phi_{abcr}] \tag{I.35}$$

En développant le flux par son expression on trouve :

**Au stator:**



$$[P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{dqs}] = [L_s][P^{-1}(\theta_s)][I_{dqs}] + [L_{msr}][P^{-1}(\theta_s)][I_{dqr}] \quad (I.36)$$

**Au rotor:**

$$[P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{dqr}] = [L_r][P^{-1}(\theta_s)][I_{dqr}] + [L_{mrs}][P^{-1}(\theta_s)][I_{dqs}] \quad (I.37)$$

Soit:

$$[P(\theta_s)][P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{dqs}] = [P(\theta_s)][L_s][P^{-1}(\theta_s)][I_{dqs}] + [P(\theta_s)][L_{msr}][P^{-1}(\theta_s)] \quad (I.38)$$

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)][l_{ss}][P^{-1}(\theta_s)][I_{dqs}] + [P(\theta_s)][L_{msr}][P^{-1}(\theta_s)][I_{dqs}] \quad (I.39)$$

D'après un long calcul aboutit a la relation matricielle (I.40) et (I.41) entre les vecteur flux et courant d'axe dq :

$$[P(\theta_s)] ([L_s] [P^{-1}(\theta_s)]) = \begin{bmatrix} l_s - L_{mss} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - L_{mss} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2L_{mss} \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

$$[P(\theta_s)] [L_{msr}] [P^{-1}(\theta_s)] = \frac{3}{2} [L_{msr}] \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta_{rs}) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta_{rs}) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta_{rs}) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta_{rs}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

D'après l'égalité  $\theta_{rs} + \theta_r = \theta_s$  nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)] [L_{msr}] [P^{-1}(\theta_s)] = \frac{3}{2} [L_{msr}] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

La transformation de Park rend les coefficients de la matrice de l'inductance indépendante du temps.

En introduisant les inductances cycliques :

$$L_s = l_s - L_{mss} \quad (I.43)$$

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot L_{mssr} \quad (I.44)$$

L'expression (I.38) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.45)$$

En applique la transformation de Park a l'équation du flux rotorique, en introduisant l'inductance cyclique :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

#### I.4.5 Choix référentiel :

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park permet de simplifier au maximum les expression analytique, il existe différents possibilités pour le choix d'un repère d'axe (u,v) qui se fait en fonction de l'application[4].

## I.4.5.1 Equation de tension :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.47)$$

## I.4.5.2 Equation de flux :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (I.48)$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier dq. Il existe trois types de référentiel :

### ❖ Référence lie au stator:

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega = -\omega_r \quad (I.49)$$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et de freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistance.

L'équation(I.32) et (I.33) devient alors :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (I.50)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.51)$$

### ❖ Référence lie au rotor :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (I.52)$$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega \phi_{ds} \end{cases} \quad (I.53)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I.54)$$

❖ **Référence lie au champ tournant :**

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} e^t \frac{d\theta_{rs}}{dt} = \omega_{rs} = \omega_s - \omega_r \quad (I.55)$$

Ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (I.56)$$

**I.4.6 Expression de couple électromagnétique :**

La détermination du couple instantané dans la machine peut être effectuée de deux manières [8] :

- ✚ Par un bilan de puissance instantané ;
- ✚ Par méthode dit des travaux virtuels.

On montre que la transformation Park conservait la puissance instantanée.

$$Pe(t) = \frac{3}{2} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) + \frac{3}{2} (V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr}) \quad (I.57)$$

En développant l'expression (I.56) ; nous trouvons que la puissance instantané compose de trois puissance : puissance dissipée en perte joules, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique.

$$\begin{aligned} Pe(t) = & \frac{3}{2} ([R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2)] + \frac{3}{2} (\omega_s (\phi_{ds} I_{qs} + \phi_{qs} I_{ds}) + (\omega_s - \omega) (\phi_{dr} I_{qr} - \\ & \phi_{qr} I_{dr})) + \frac{3}{2} ([I_{ds} \frac{d\phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\phi_{qr}}{dt}]) \end{aligned} \quad (I.58)$$

Puissance en perte joule

$$Pj = \frac{3}{2} [R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2)] \quad (I.59)$$

Puissance représente les échanges d'énergies, électromagnétiques avec les sources :

$$Pm = \frac{3}{2} [I_{ds} \frac{d\phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\phi_{qr}}{dt}] \quad (I.60)$$

Puissance électromagnétique  $P_{em}$  regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_{em} = \frac{3}{2} [(\omega_s (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) + (\omega_s - \omega) (\Phi_{dr} I_{qr} - \Phi_{qr} I_{dr})] \quad (I.61)$$

En tenant compte des équations des flux on peut décrire :

$$P_{em} = \frac{L_m}{L_r} (\omega_s - \omega_r) ((I_{qs} \Phi_{dr} - I_{ds} \Phi_{qr}) \quad (I.62)$$

La couple électromagnétique est aussi égale à  $C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega_r} = p \frac{P_{mec}}{\omega}$ . L'expression scalaire du couple est donné par:

$$C_e = p \frac{P_{mec}}{\omega} = \frac{p L_m}{L_r} ((I_{qs} \Phi_{dr} - I_{ds} \Phi_{qr}) \quad (I.63)$$

Ou l'équation mécanique sera

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{p L_m}{J L_r} ((I_{qs} \Phi_{dr} - I_{ds} \Phi_{qr}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f \Omega}{J} \quad (I.64)$$

#### I.4.7 Mise sous forme d'équation d'état :

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du repère du choix des variables d'état pour les équations électriques. On écrit les équations dans le repère (dq) car c'est la solution la plus générale [2].

##### I.4.7.1 Expression du modèle d'état :

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, nous avons choisi comme variable d'état les deux courant statoriques, les deux flux rotoriques, notre choix et donc le vecteur d'état suivant :

$$X^t = [ I_{ds} \quad I_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} ] \quad (I.65)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \sigma L_s \omega_s I_{ds} - \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{array} \right. \quad (I.66)$$

Ou :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ , est le facteur de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ , est la constante du temps rotorique.

## I.4.7.2 Représentation d'état :

Nous représentons les équations de la machine asynchrone sous forme d'état, cette représentation à la forme suivante [2] :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ Y = C.X + D.U \end{cases} \quad (I.67)$$

Avec :

X : vecteur d'état qui représente l'ensemble des variables du système ;

U : vecteur d'entrée ou la commande ;

Y : vecteur de sortie ;

A : matrice d'état dite matrice d'évolution ;

B : matrice d'entrée ;

C : matrice de sortie (matrice d'observation) ;

D : matrice de transmission ou de transfert direct ;

$$\left\{ \begin{array}{l} X = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \left[ \begin{array}{cccc} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r T_r} \omega_r \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r T_r} \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{array} \right] \end{array} \right. \quad (I.68)$$

## I.5 Résultats de simulation et commentaires :

Les figures (I.4) et (I.5) suivants ; montre l'alimentation de MAS sous réseaux triphasé équilibré, comme il montre le modèle de MAS biphasée en utilisant Park.

# CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

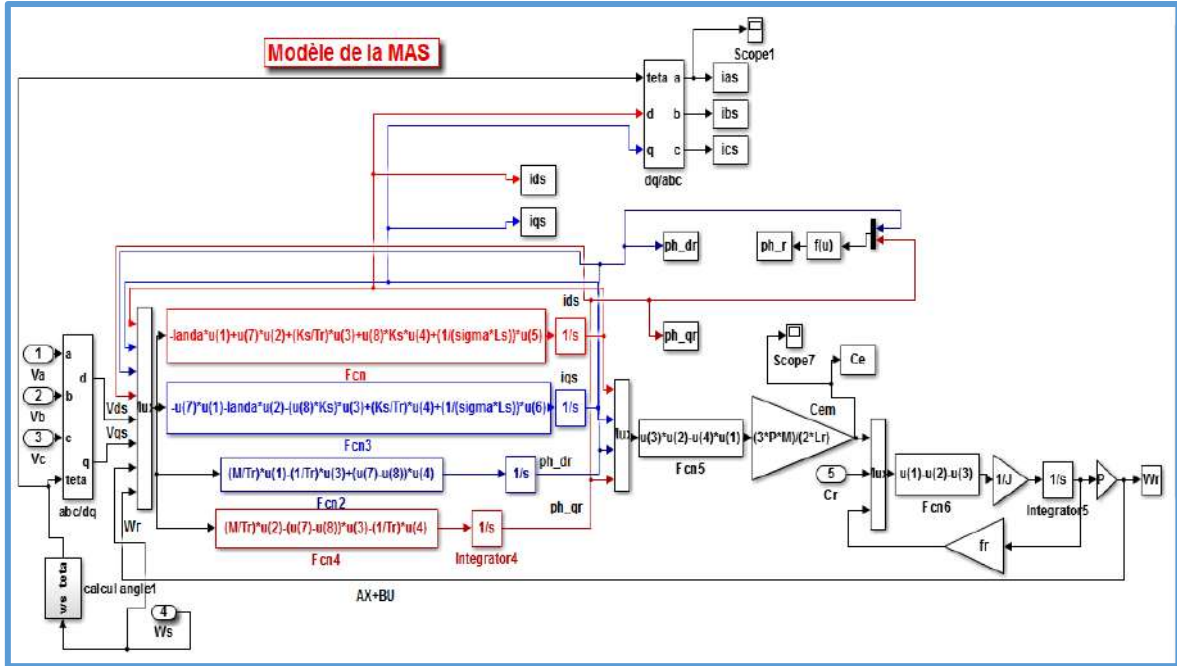


Figure I.4: Le modèle de MAS sous SIMULINK

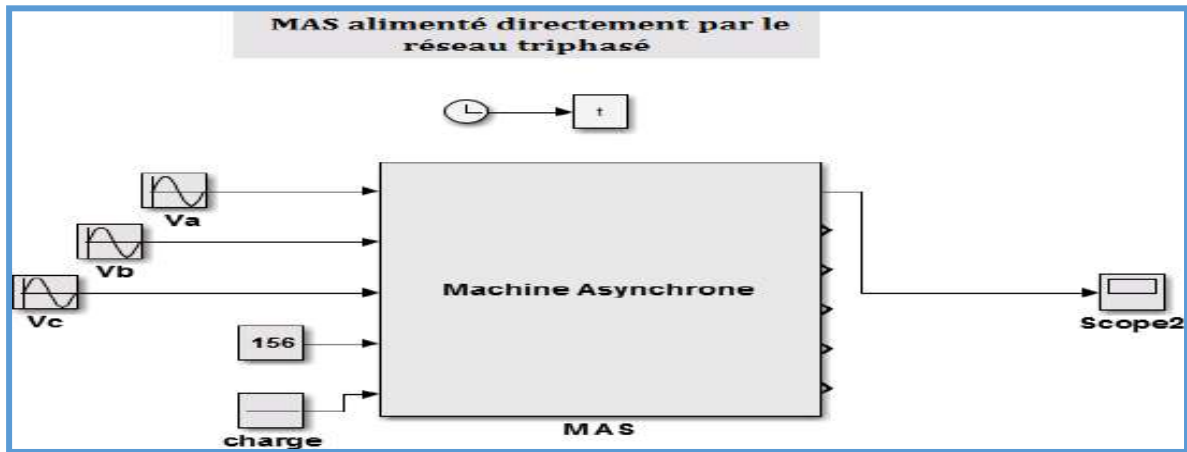
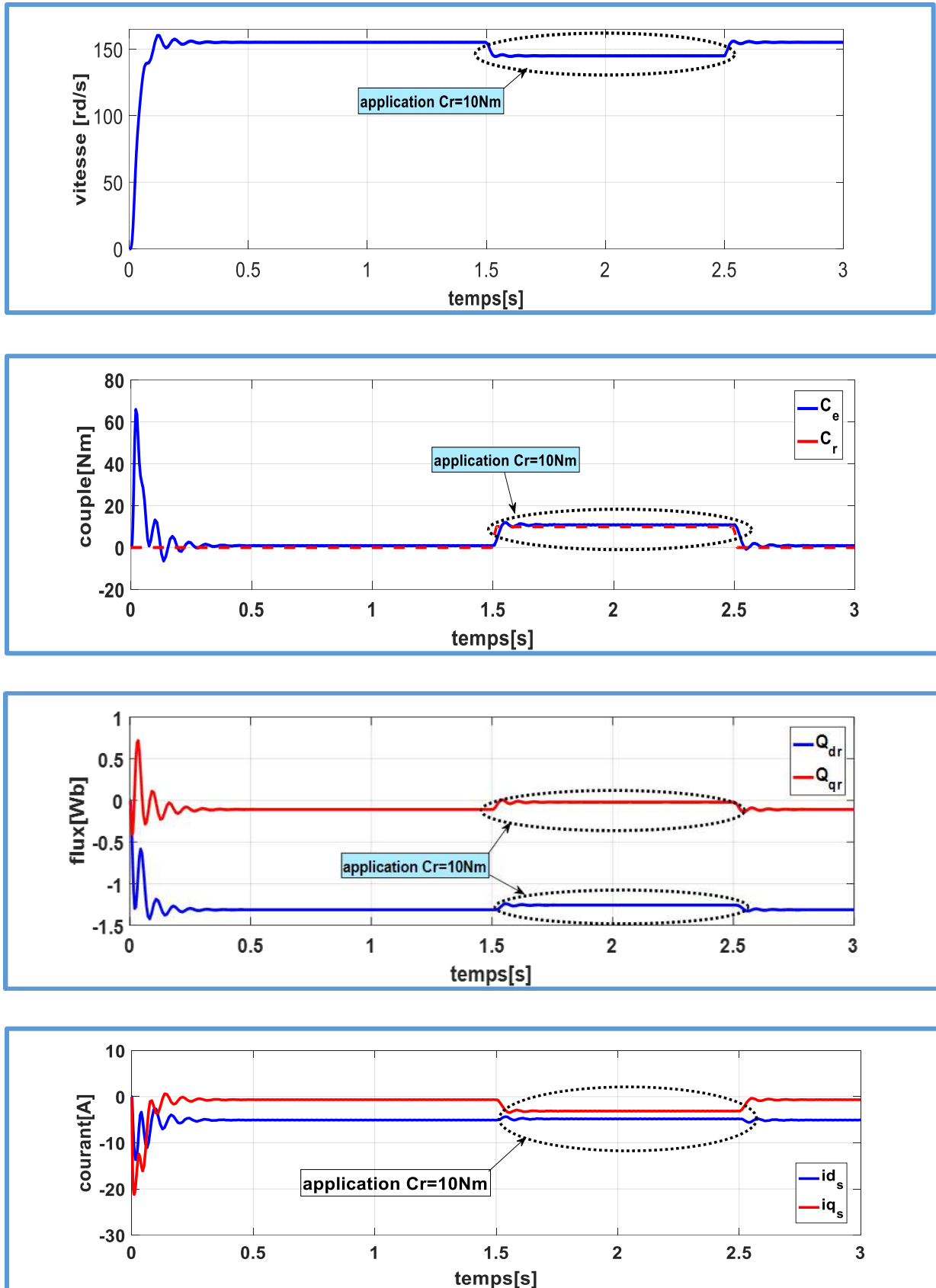


Figure I.5: MAS alimenté directement par le réseau triphasé

Les figures (I.6) les résultats de simulation de vitesse, couple électromagnétique, les courants et les flux de MAS alimenté au réseau triphasé sous l'environnement Matlab Simulink.

# CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE



**Figure I.6** Résultats de la simulation d'une MAS alimenté directement par le réseau triphasé (vitesse, couple, courant et flux)

### ❖ Interprétation des résultats de simulation:

La simulation d'une MAS alimentée directement par une source de tension triphasée équilibrée est représentée par la figure (I.6). Ces figures présentent séparément l'évolution du courant statorique, des flux rotoriques ( $\varphi_{dr}$ ,  $\varphi_{qr}$ ), du couple électromagnétique ( $C_e$ ) et de la vitesse ( $w_r$ ).

Le courbe de vitesse présente des oscillations dans le démarrage avec une augmentation linéaire puis atteint sa valeur nominale (157rad/s). Concernant le courant statorique atteint une valeur crête, due au fort appel du courant de démarrage afin de générer un couple électromagnétique qui prend des oscillations qui expliquent bien le bruit au démarrage de la machine, après il se stabilise à une valeur nulle.

Au moment de l'application de couple résistant (charge mécanique) de 10 [N.m] à l'intervalle de temps  $t = [1.5s, 2.5]$  la courbe de la vitesse diminue et se stabilise à une valeur 145rad/s, également le couple électromagnétique tend vers le couple de charge.

### I.6 Conclusion:

Cette étude nous a permis d'élaborer le modèle dynamique du moteur asynchrone à cage d'écureuil. Les équations des tensions statoriques et rotoriques sont fortement non linéaires et couplées, l'utilisation la transformation de PARK, appliquée aux enroulements statoriques et rotoriques, nous a permis de réduire le nombre d'équations du modèle en le rendant plus simple. Le chapitre suivant en passe a présenté la modélisation de l'onduleur NPC trois niveaux et son intégration avec la machine asynchrone à cage d'écureuil.



**CHAPITRE II : ASSOCIATION  
L'ONDULEUR NPC TROIS  
NIVEAUX ET LA MACHINE  
ASYNCHRONE**

## **II.1 Introduction**

L'association de l'onduleur à 3 niveaux de Neutral Point Clamped (NPC) avec la machine asynchrone représente une avancée significative dans le domaine de l'électrification industrielle et des systèmes de conversion d'énergie. Cette configuration combine les avantages de deux technologies essentielles : l'onduleur NPC, reconnu pour sa capacité à réduire les pertes de commutation et à améliorer la qualité de la tension de sortie, et la machine asynchrone, largement utilisée pour sa robustesse, sa fiabilité et sa simplicité de construction.

L'onduleur NPC à 3 niveaux offre une alternative efficace aux onduleurs conventionnels en fournissant une sortie de tension à plusieurs niveaux, ce qui réduit les harmoniques et les contraintes sur les composants électriques. Cette topologie d'onduleur permet également une meilleure gestion de la puissance, offrant ainsi une meilleure efficacité énergétique et une plus grande flexibilité dans les applications de conversion d'énergie.

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.

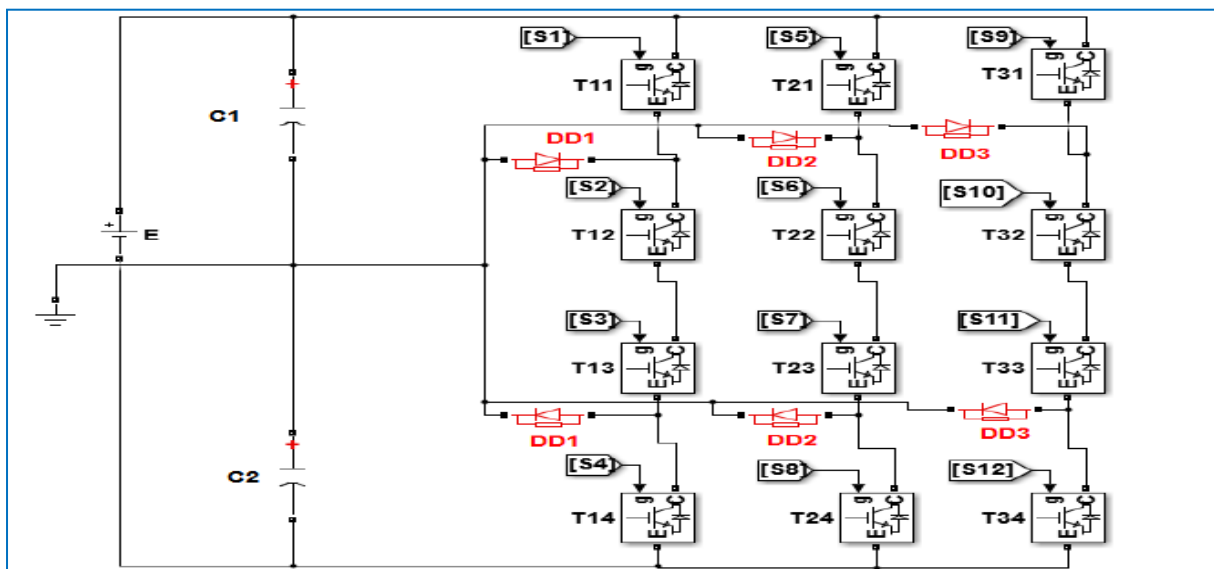
## **II.3 Structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC**

L'idée de base de l'onduleur NPC (Neutral 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.

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  $U_{C_1} = U_{C_2}$ ).

Le point  $o$  est connecté avec les deux diodes médianes ( $DD_{K1}, DD_{K2}$ ). La Fig II.1 fournit une représentation schématique de cet onduleur.



**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  $TD_{KS}$  (Figure II.2), et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras (Figur II.3).

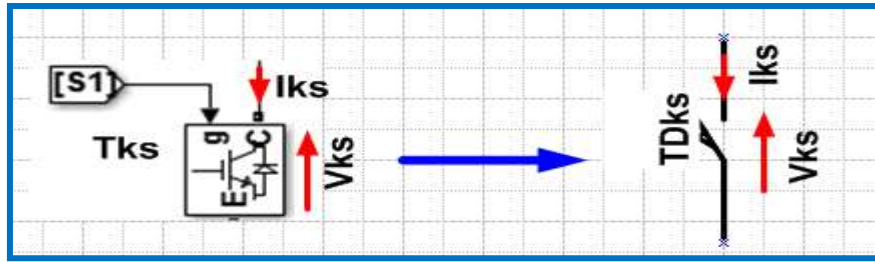


Figure II. 2: Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode

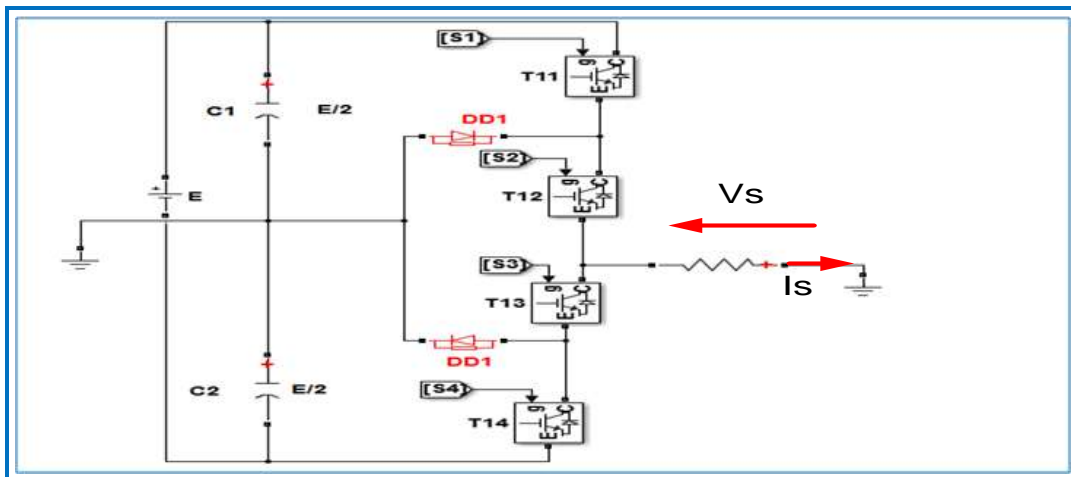


Figure (II. 3): Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

✚ 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  $V_{ao}$  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).

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].

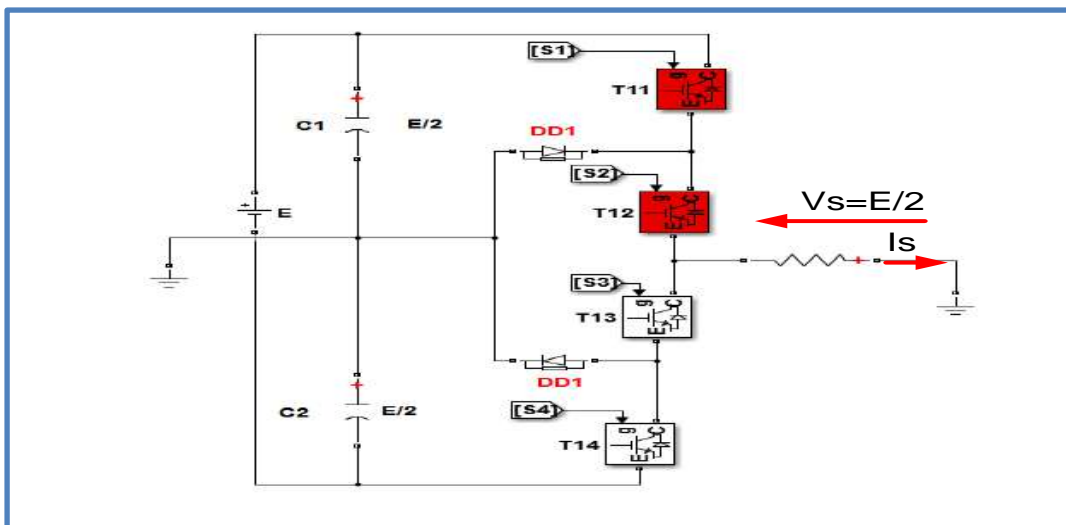
- **Première configuration {1100}**

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

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

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$VT_{13} = VT_{14} = +E/2 \tag{II.2}$$



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

- **Deuxième configuration {0110}**

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

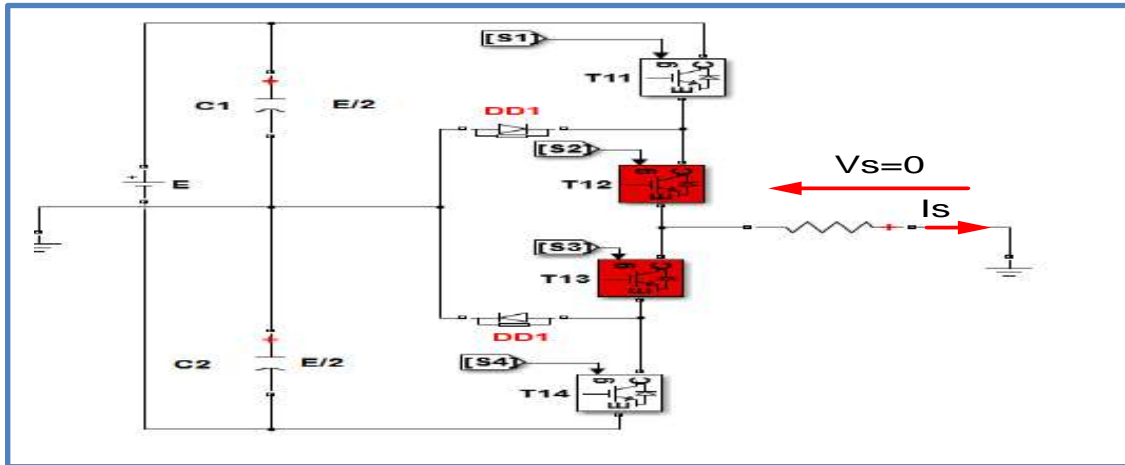
La tension simple  $V_{ao}$  est nulle :

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

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

**CHAPITRE II : ASSOCIATION L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX ET LA MACHINE ASYNCHRONE**

$$V_{T_{11}} = V_{T_{14}} = +E/2 \tag{II.4}$$



**Figure (II.5): 2ème configuration du 1er bras**

- **Troisième configuration {0011}**

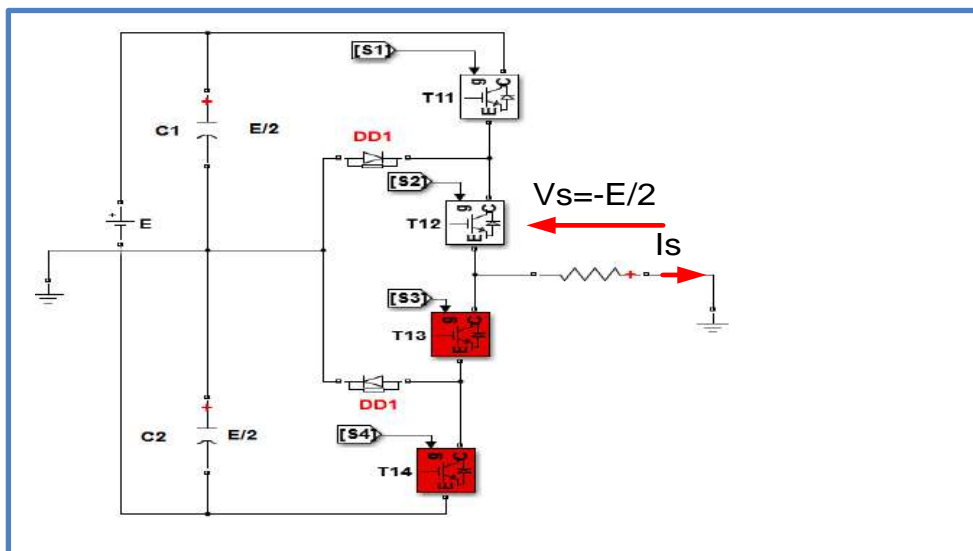
$T_{13}, T_{14}$  sont passants  $T_{11}, T_{12}$  et sont bloqués présenté par la Fig II.6, la valeur de tension simple

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

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

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{T_{11}} = V_{T_{12}} = +E/2 \tag{II.7}$$



**Figure (II.6): 3ème configuration du 1er bras**

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

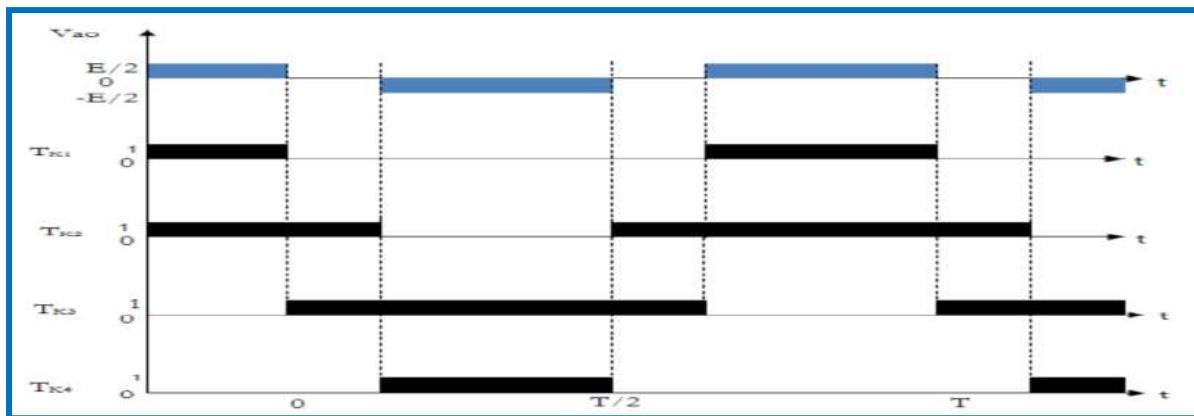
<b>Etat des interrupteurs</b>	
-------------------------------	--

## CHAPITRE II : ASSOCIATION L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX ET LA MACHINE ASYNCHRONE

$K_{a1}$	$K_{a2}$	$K_{a3}$	$K_{a4}$	Tension de Sortie $V_{a0}$
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].

#### 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]:

**CHAPITRE II : ASSOCIATION L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX ET LA MACHINE  
ASYNCHRONE**

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

**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

**c- Commande N°3**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{array} \right. \quad (II.11)$$

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	$-U_{2c}=-E/2$



## CHAPITRE II : ASSOCIATION L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX ET LA MACHINE ASYNCHRONE

Off	On	On	Off	(inconnue)
On	Off	Off	On	(inconnue)
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 :

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

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  $F_{KS}$ .

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

#### ➤ Relation entre les fonctions de connexion

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

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

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

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera avec K : numéro du bras,  $M=1$  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 :

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

$F_{K1}^b$  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.

## CHAPITRE II : ASSOCIATION L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX ET LA MACHINE ASYNCHRONE

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

### a- Les potentiels $V_{i0}$

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu M, 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 :

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

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

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

Ou la forme matricielle:

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

### 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

## CHAPITRE II : ASSOCIATION L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX ET LA MACHINE ASYNCHRONE

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:

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

### 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 :

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

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

Sous forme matricielle :

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

## 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 creneaux. 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 du fondamental et sa valeur relative par rapport à celle qui serait obtenue avec une onde pleine :

$$V_{1eff}/V_{10} \tag{II.27}$$

$V_{1eff}$ =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).

$$THD = [\sum |V_{ns}|^2]^{1/2} / |V_{ns}| \tag{II.28}$$

Avec:

$V_{ns}$  : 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 triangulo-sinusoidale a deux porteuses

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

- L'indice de modulation 'm' définit comme étant le rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse sur la fréquence ( $f_{réf}$ ) de la tension de référence ( $m = \frac{f_p}{f_{réf}}$ );

## CHAPITRE II : ASSOCIATION L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX ET LA MACHINE ASYNCHRONE

- 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 a trois niveaux ainsi que la porteuse triangulaire sont données par les équations suivantes :

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

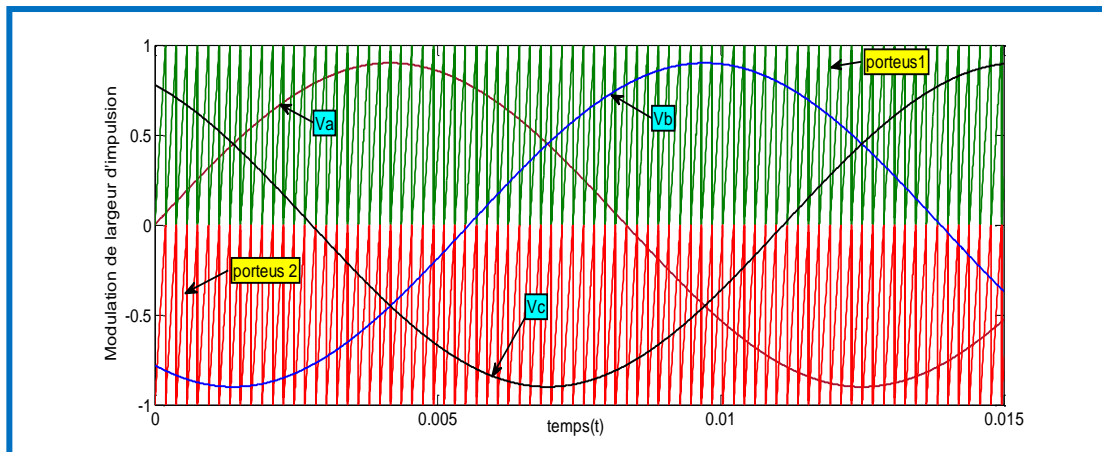
$$U_{P1}(t) = \begin{cases} at & 0 \leq t \leq \frac{T_{P1}}{2} \\ -at + b & \frac{T_{P1}}{2} \leq t \leq T_{P1} \end{cases} \quad (II.30)$$

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

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

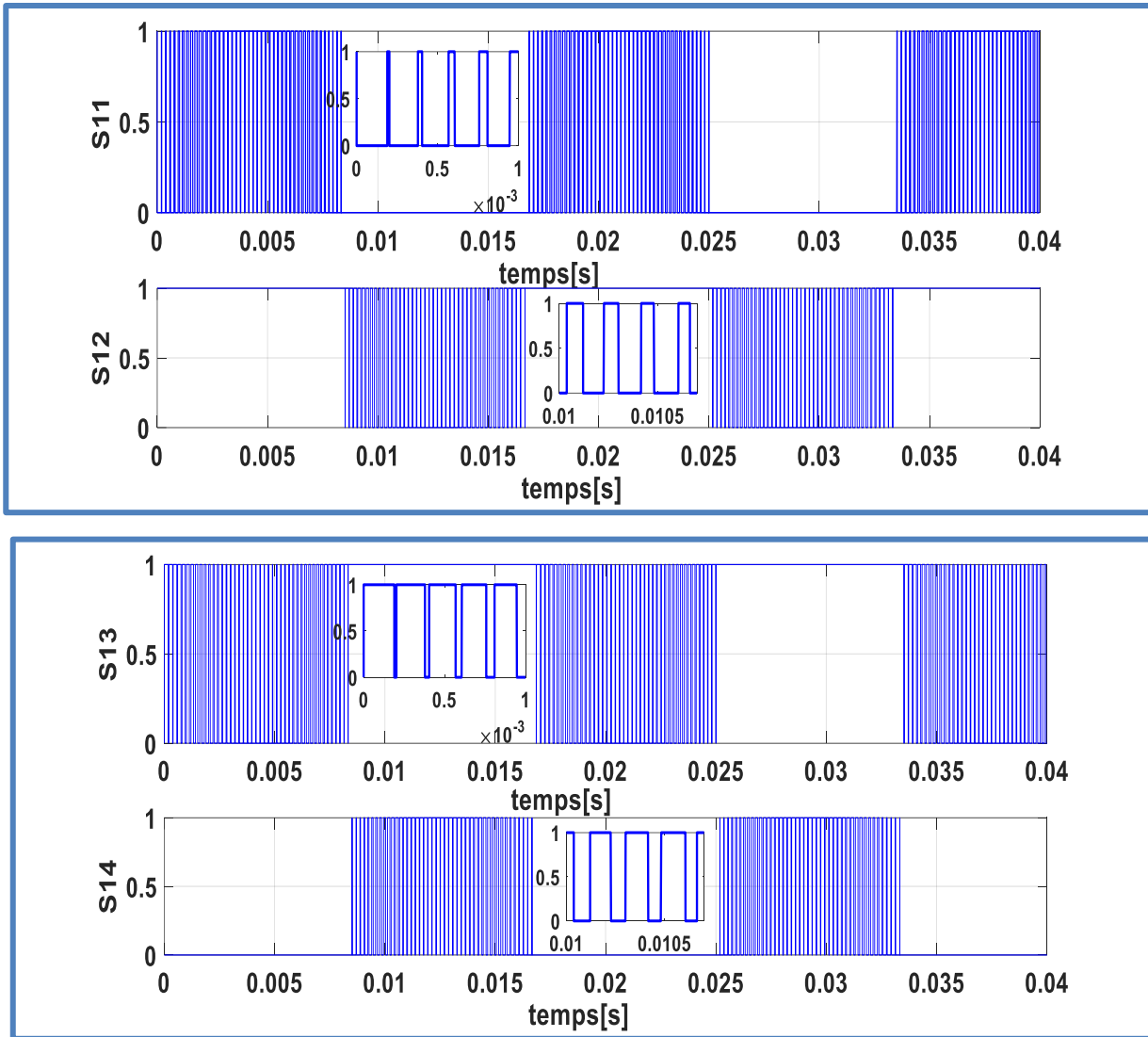
### • Résultats de simulation

La Figure II.8 présente la commande triangulo-sinusoïdale a deux porteuses, ainsi la Figure II.9, Figure II.10 et la Figure II.11 présente les signaux d'intersection entre les deux porteuses et les signales sinusoïdales (signaux de commutations) pour la commande des interrupteurs de trois bras de l'onduleur NPC trois niveaux

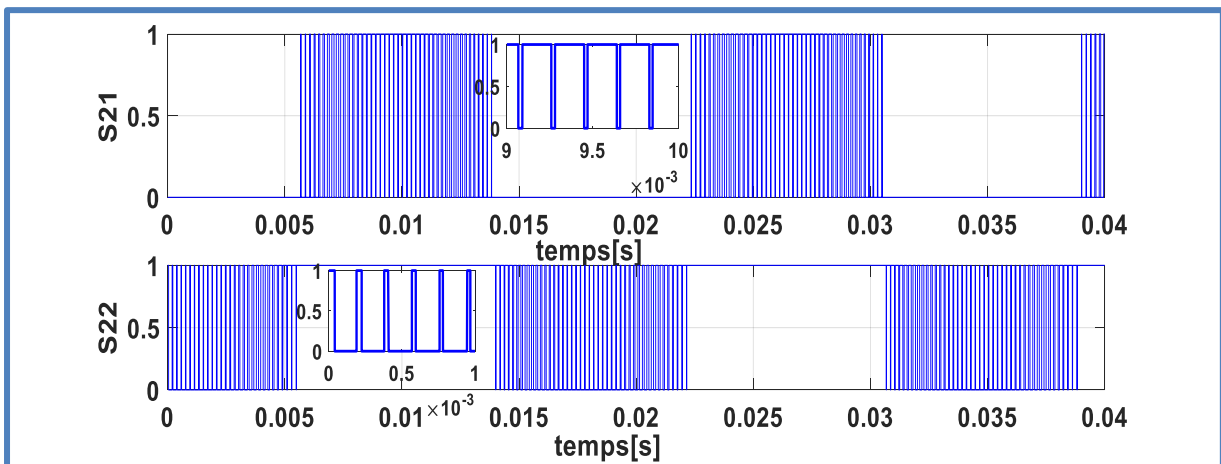


**Figure II.8** : Signaux de références avec deux porteuses.

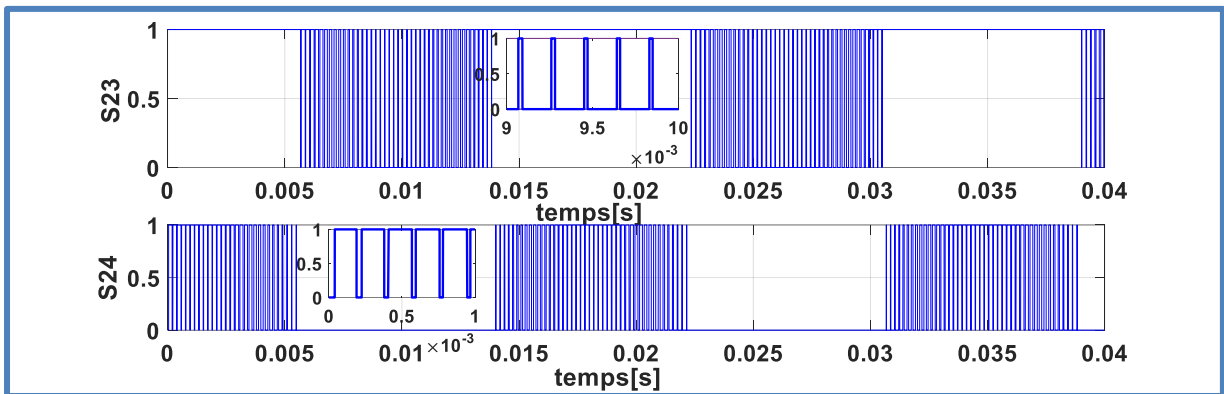
**CHAPITRE II : ASSOCIATION L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX ET LA MACHINE ASYNCHRONE**



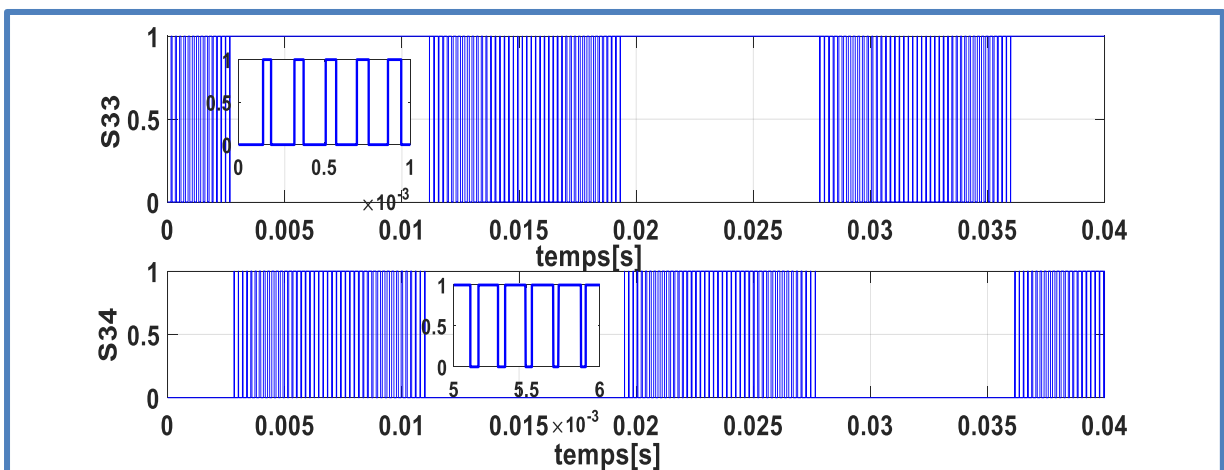
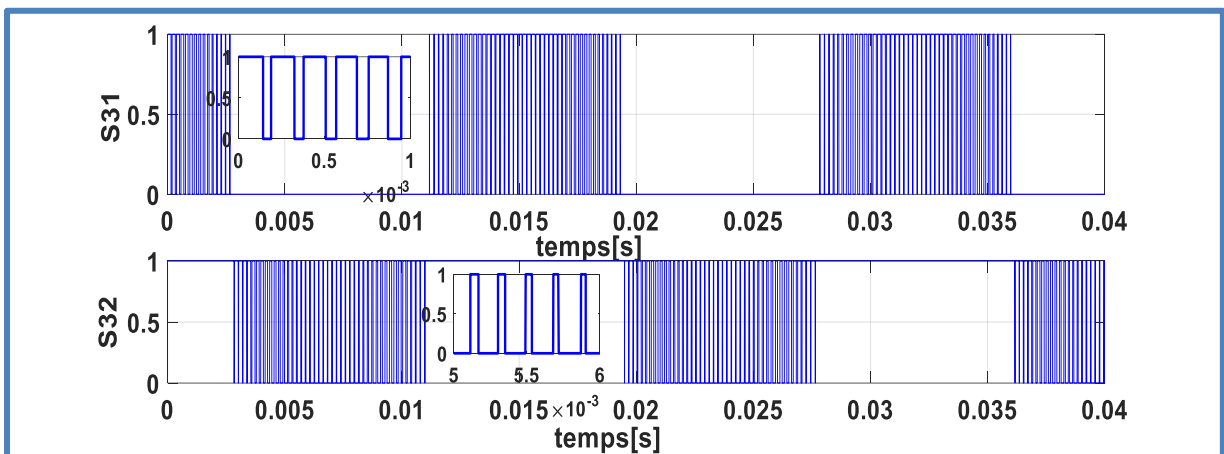
**Figure II.9 :** Les commutations  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$  pour la commande des interrupteurs de premier bars de l'onduleur NPC trois niveaux.



## CHAPITRE II : ASSOCIATION L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX ET LA MACHINE ASYNCHRONE

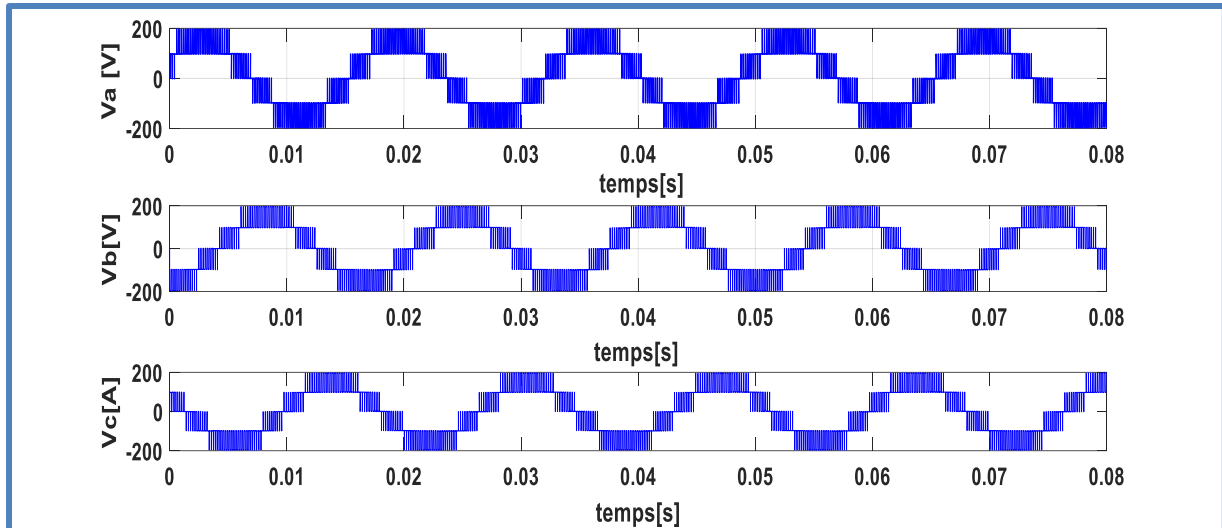


**Figure II.10 :** Les commutations  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{24}$  pour la commande des interrupteurs de deuxième bars de l'onduleur NPC trois niveaux

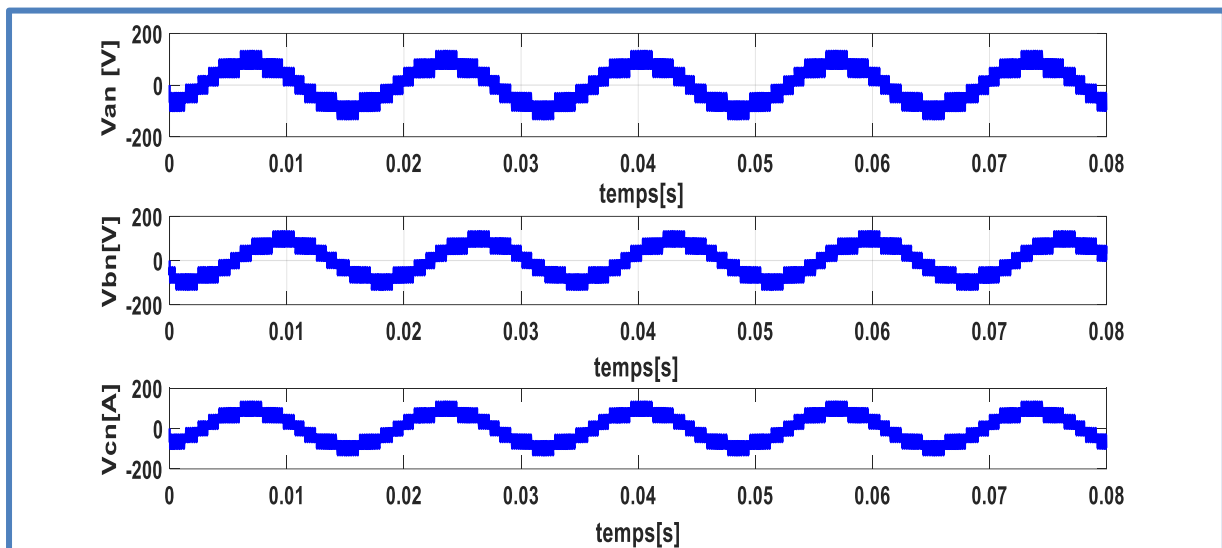


**Figure II.11 :** Les commutations  $S_{31}$ ,  $S_{32}$ ,  $S_{33}$ ,  $S_{34}$  pour la commande des interrupteurs de troisième bars de l'onduleur NPC trois niveaux

La Figure II.12 et Figure II.13 montrent les allures des tensions simples et composées à la sortie de l'onduleur NPC trois niveau, on remarque que les tension composé  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  et les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  prend la forme d'escalier



**Figure II.12 :** les tensions  $V_a$  ,  $V_b$  ,  $V_c$  de l'onduleur NPC trois niveaux



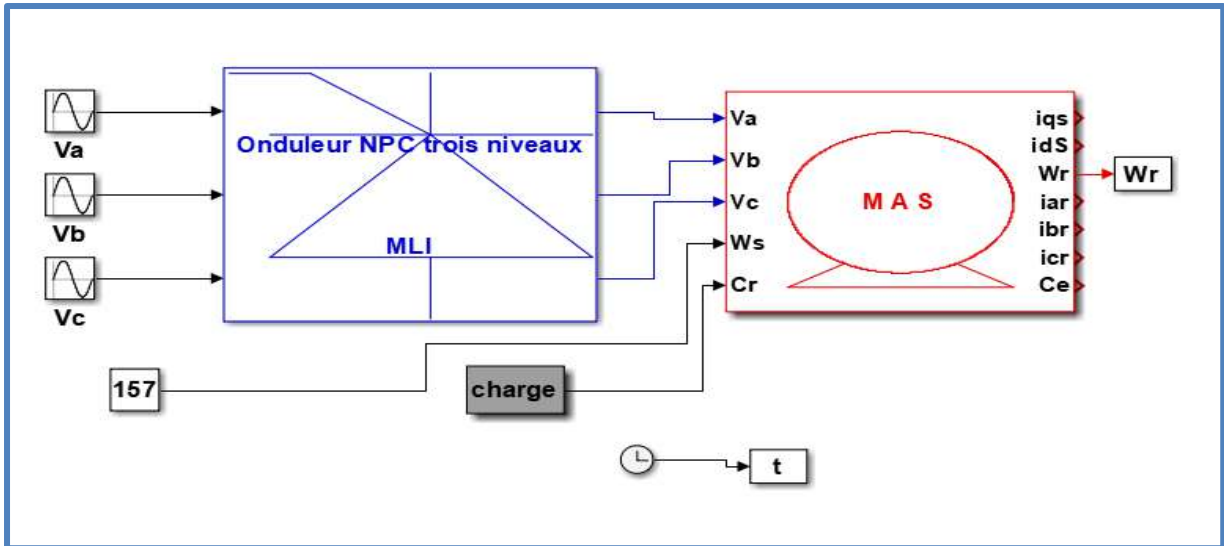
**Figure II.13 :** Les tensions  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  ,  $V_{cn}$  de l'onduleur NPC trois niveaux .

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

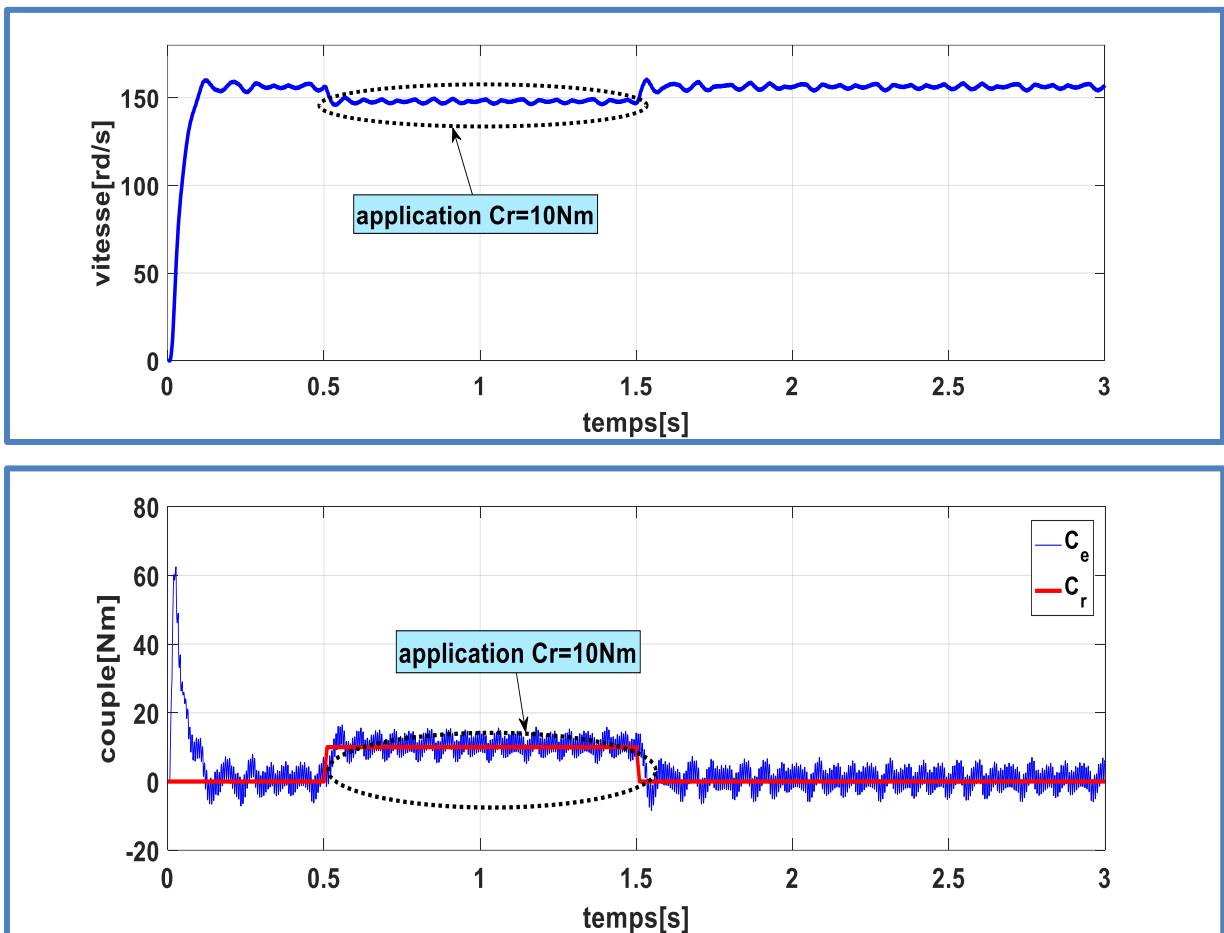
La Figure II.14 présente l'association MAS-onduleur sous l'environnement Matlab Simulink, Figure II.15 et Figure II.16 les allures de l'association MAS- onduleur NPC trois niveaux.



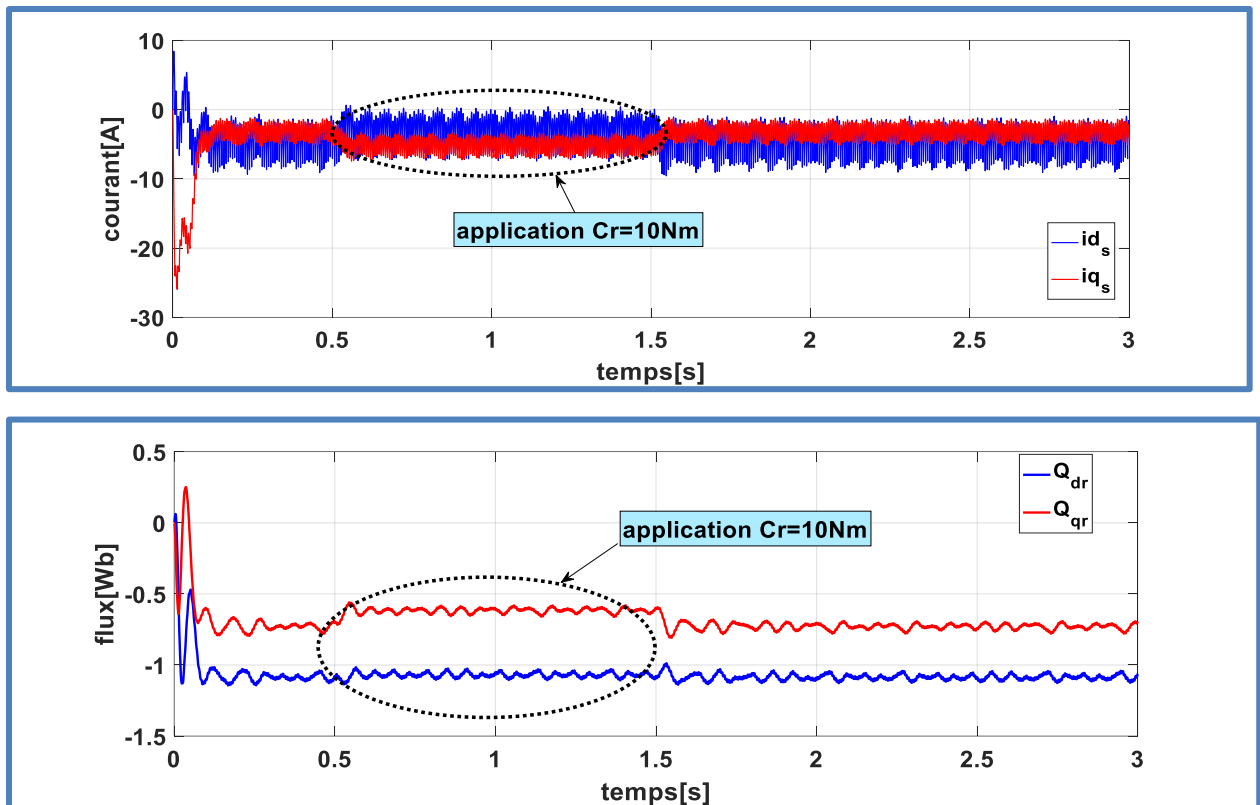
**CHAPITRE II : ASSOCIATION L'ONDULEUR NPC TROIS NIVEAUX ET LA MACHINE ASYNCHRONE**



**Figure II.14 : Association MAS-onduleur**



**Figure II.15 : Résultats de vitesse et couple électromagnétique de l'association MAS-onduleur**



**Figure II.16 :** Résultat de courant et 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  $C_r=10Nm$  à l'intervalle de temps  $t= [0.5s, 1.5s]$ . D'après les résultats de simulation présentés par les La Figure II.14 et la Figure II.16 qui donnent les allures de vitesse, couple électromagnétique et les courants ainsi les flux on remarque une augmentation des ondulations sur ces allures dues principalement aux harmoniques délivrées par l'onduleur.

## **II.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous représentons la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC puis on prend la stratégie de commande de l'onduleur où nous avons utilisé la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

Après nous étudions l'association la MAS avec l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC pour prouver la nécessité de réglage de la vitesse du rotor.

Le chapitre suivant sera consacré sur le régulateur par mode glissant de vitesse de la MAS et régulateur glissant neuronal de vitesse de MAS associée à l'onduleur NPC trois niveaux.

**CHAPITRE III.  
REGULATEUR GLISSANT  
NEURONAL DE VITESSE  
DE MAS**

### 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 Emilyanov. 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 à vitesse variable [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 glissement 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.

#### II.2.1 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 utilisant 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 on compare les équations de couple et flux de la MCC et de la MAS on trouve que :

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

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

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

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{III.2})$$

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 la MAS existe un couplage entre le couple électromagnétique et les deux courants sur l'axe « d » et « q », pour avoir une commande similaire de la MAS avec la MCC on applique la commande par orientation de flux rotorique sur la MAS.

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

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

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

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

- Les flux rotorique devient :

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

Après l'application de Transformation de Laplace on trouve:

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

Avec

S: Opérateur de Laplace.

La pulsation de glissement devient :

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

L'équation (III.4) signifie que si le flux est établi a 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 :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs}) \quad (\text{III.7})$$

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

### 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 :

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

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

### 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

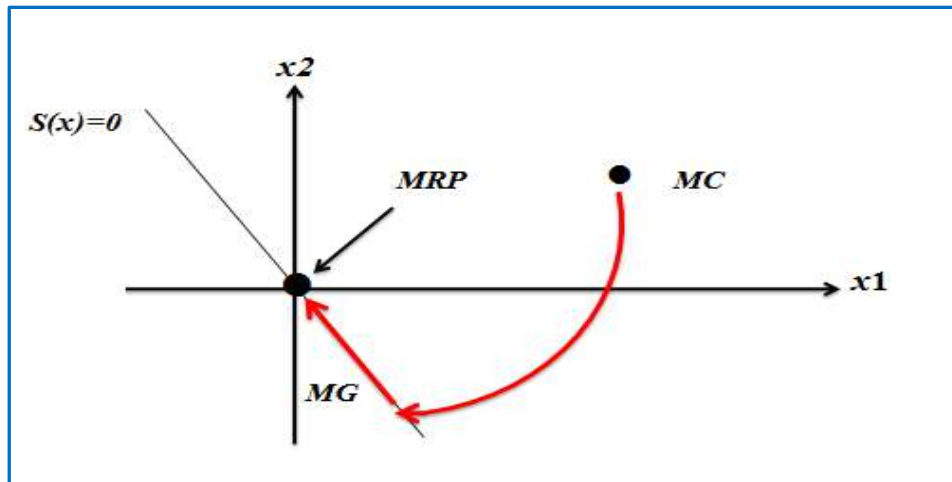
plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure. [35]

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 à 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

Généralement, le nombre des surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande. 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] :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (\text{III.9})$$

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  $S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

### 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 :

$$S(x) \cdot \frac{dS(x)}{dt} < 0 \quad (\text{III.10})$$

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.

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

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 :

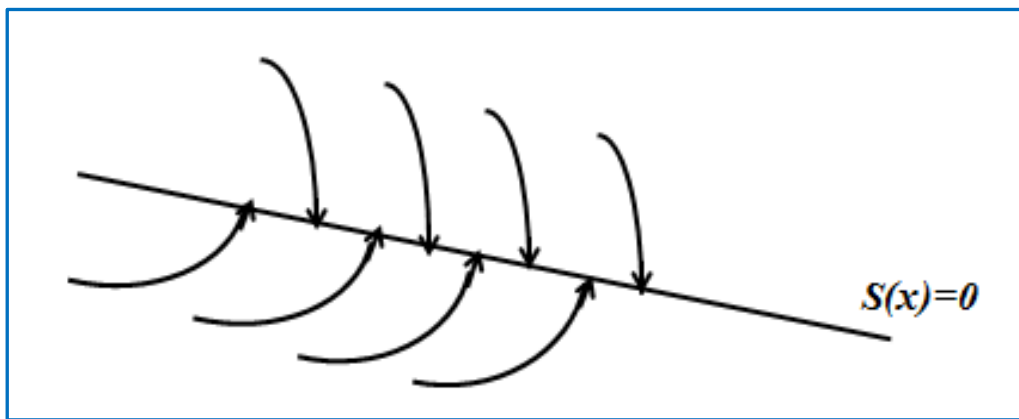
$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{III.12}$$

Et sa dérivée par :

$$\frac{dV(x)}{dt} = \frac{dS(x)}{dt} \cdot S(x) < 0 \tag{III.13}$$

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-13) est vérifiée.

La figure III.2 présente la trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.



**Figure. III. 2** Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

### III.5 Détermination de la loi de commande

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. 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].

$$U = U_{eq} + U_n \tag{III.14}$$

$U_{eq}$  : 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  $\frac{dS(x)}{dt}$  est :

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial t} [B]U_n \quad (III.15)$$

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 :

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial t} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial t} [A][X] \right\} \quad (III.16)$$

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

$$\frac{\partial S}{\partial t} [B] \neq 0 \quad (III.17)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son l'expression dans (III.15), on trouve la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} [B]U_n \quad (III.18)$$

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

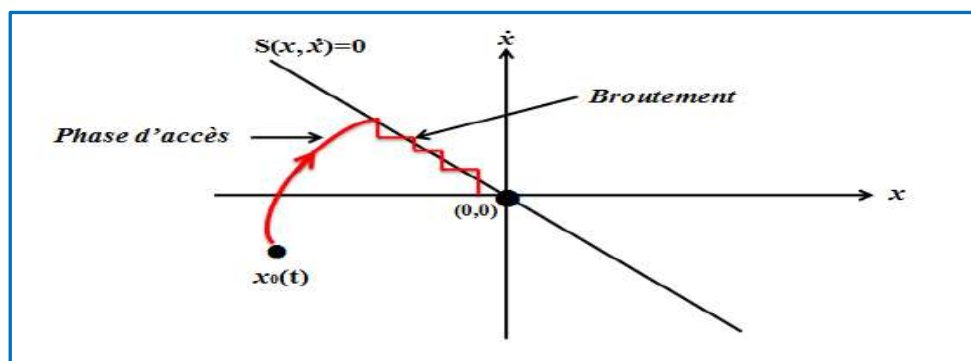
$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} [B]U_n < 0 \quad (III.19)$$

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 discontinue est celle d'une fonction « *signe* » qui donné par l'équation (III.20).

$$U_n = K_x \text{sign}S(x) \quad (III.20)$$

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].



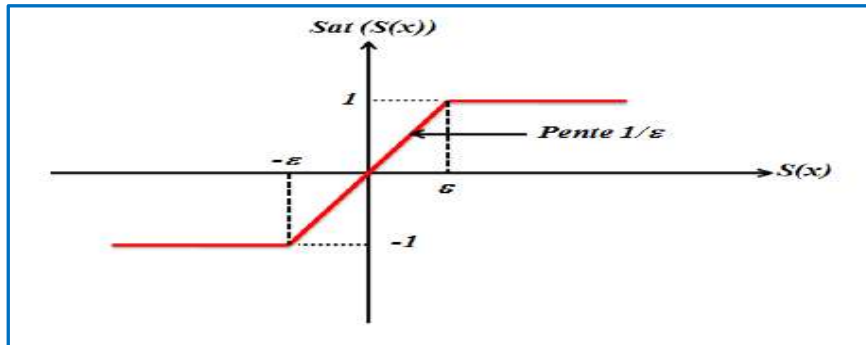
**Figure. III. 3** Phénomène de broutement.de

**III.5.1 Elimination du phénomène du broutement (Chattering) :**

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.4).

- **Fonction SAT:**

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad \text{(III.20)}$$



**Figure. III. 4** Fonction de saturation ( $\varepsilon > 0$  et petit)

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad \text{(III.21)}$$

**III.6 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 :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad \text{(III.22)}$$

La dérivée de la surface est :

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} \quad \text{(III.23)}$$

Avec :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j} \frac{PM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs}) - \frac{1}{j} C_r - \frac{1}{j} f \Omega \quad \text{(III.24)}$$

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

Dérivée de la surface devient :

### CHAPITRE III : REGULATEUR GLISSANT NEURONAL DE VITESSE

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \left( \frac{1}{j} \frac{PM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs}) - \frac{1}{j} C_r - \frac{1}{j} f \Omega \right) \quad (III.25)$$

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

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \left( \frac{1}{j} \frac{PM}{L_r} \Phi_{dr} I_{qs}^{eq} + \frac{1}{j} \frac{PM}{L_r} \Phi_{dr} I_{qs}^d - \frac{1}{j} C_r - \frac{1}{j} f \Omega \right) \quad (III.26)$$

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

$$S(\Omega) = 0 \quad , \quad \frac{dS(\Omega)}{dt} = 0 \quad , \quad I_{qs}^d = 0 \quad (III.27)$$

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

$$I_{sq}^{eq} = \left( \frac{d\Omega_{ref}}{dt} + \frac{1}{j} C_r + \frac{1}{j} f \Omega \right) \frac{J L_r}{P L_m \Phi_{dr}} \quad (III.28)$$

On remplace (III-28) dans (III-26) :

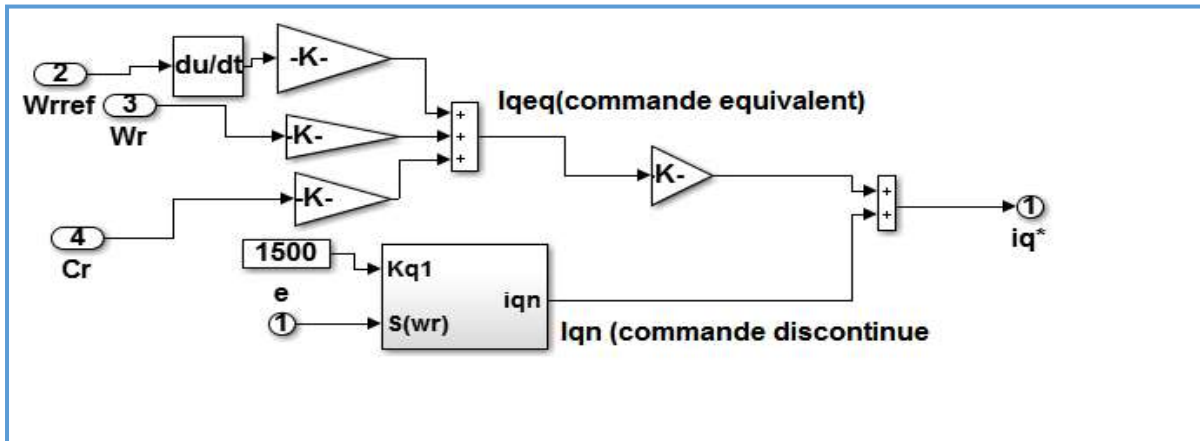
$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = -\frac{1}{j} \frac{P L_m}{L_r} \Phi_{dr} I_{qs}^d \quad (III.30)$$

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

$$I_{qs}^d = \begin{cases} K_x \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (III.31)$$

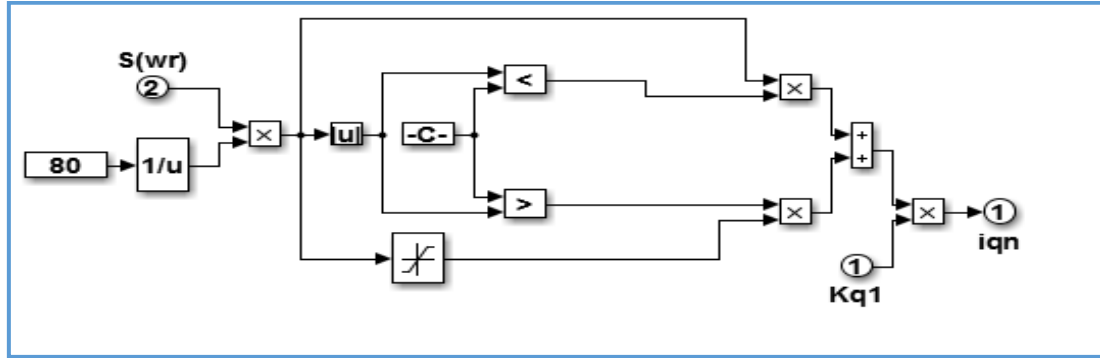
Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre  $K_{Isq}$ , doit être positif.

La Figure (III-5) présente le régulateur de vitesse par mode glissant de la MAS.



(a) Commande discontinue et équivalent de régulateur par mode glissant de vitesse

## CHAPITRE III : REGULATEUR GLISSANT NEURONAL DE VITESSE



(b) Commande discontinue équivalent de régulateur par mode glissant de vitesse

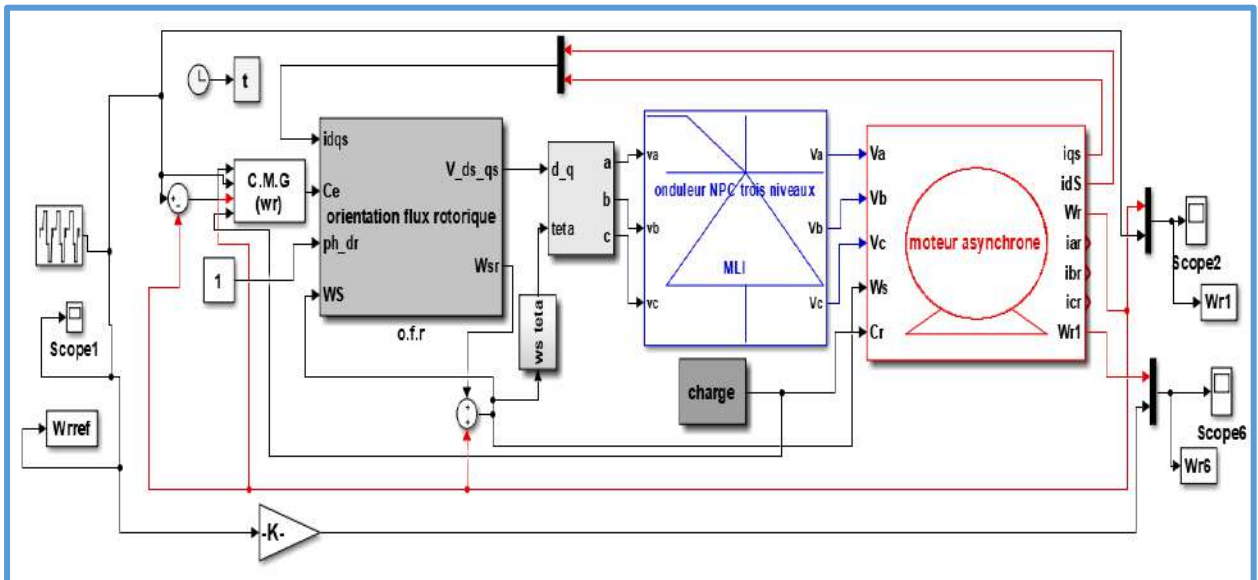
**Figure. III. 5** Régulateur par mode glissant de vitesse de MAS

### III.7 Résultat de Simulation de la commande par mode glissement :

Nous appliquons maintenant la théorie de régulation à mode glissant sur la machine asynchrone associée avec un onduleur trois niveaux structure NPC en précisant notre travail sur la régulation de vitesse par mode glissant de la MAS.

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-6) 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.



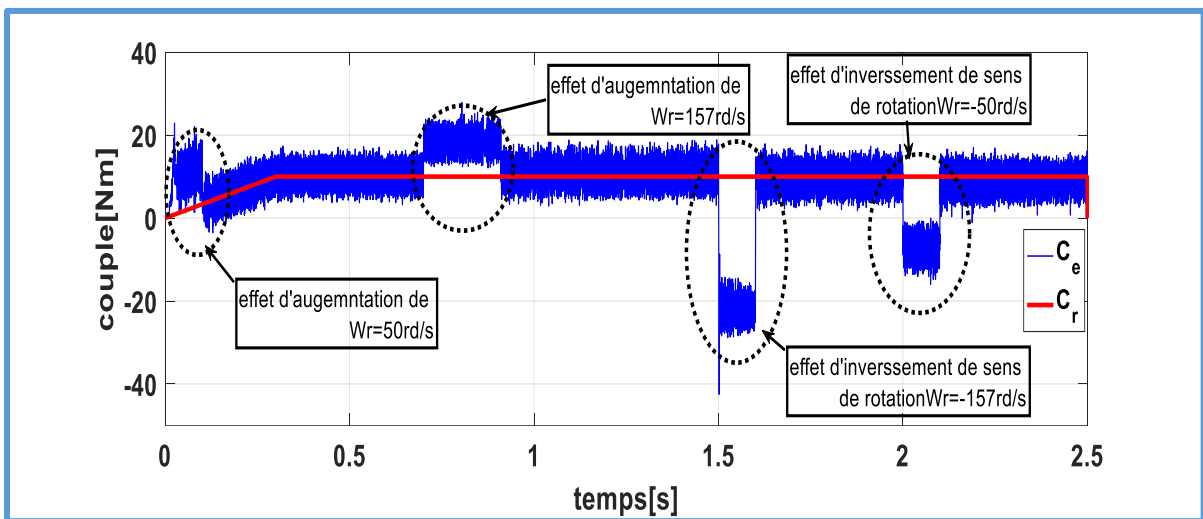
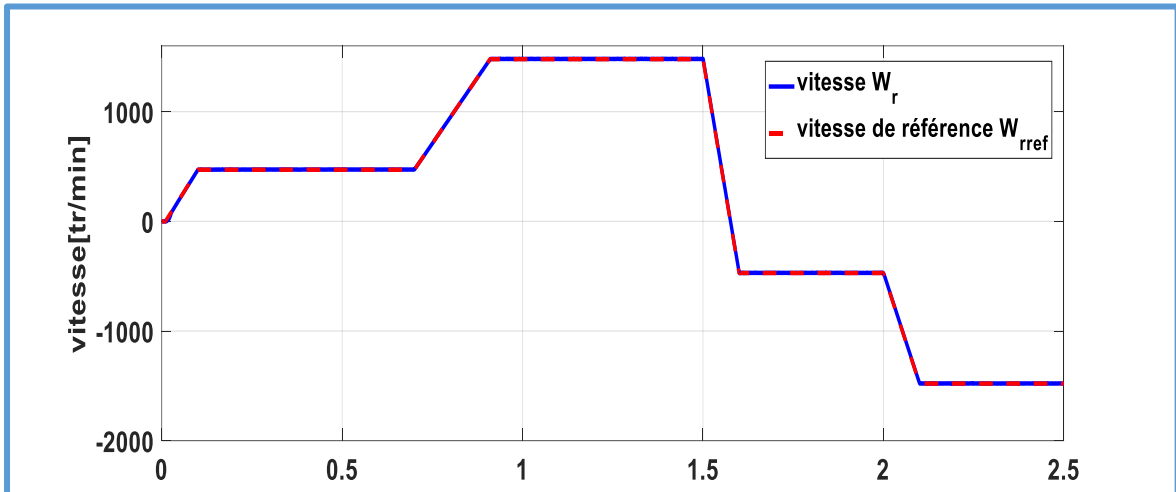
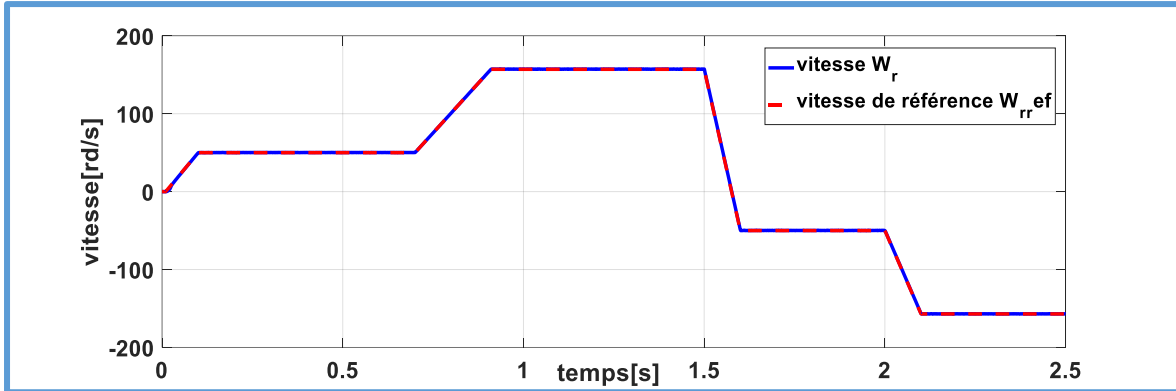
**Figure. III. 6** Modèle Matlab/Simulink de régulateur par mode glissant de vitesse associé à la MAS

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

### CHAPITRE III : REGULATEUR GLISSANT NEURONAL DE VITESSE

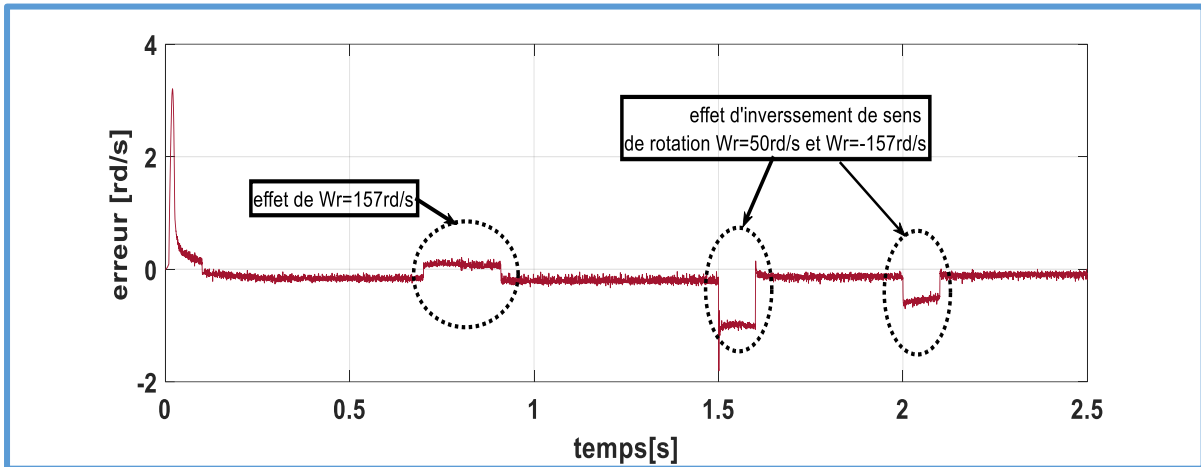
Les figures représentent le comportement dynamique de la MAS à cage associée à l'onduleur NPC trois niveaux avec régulation par mode glissement.

Au départ on impose à la machine à une vitesse de référence égale à 50 rad/s, et à  $t=0.3s$  en introduit un couple de charge égale à 10Nm. Les résultats obtenus sont présentés par les figures suivantes.

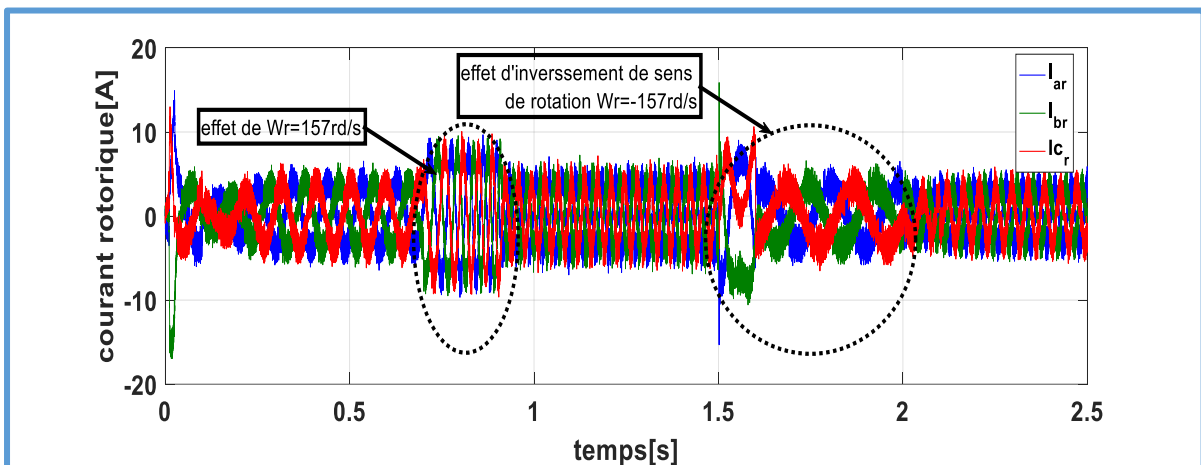
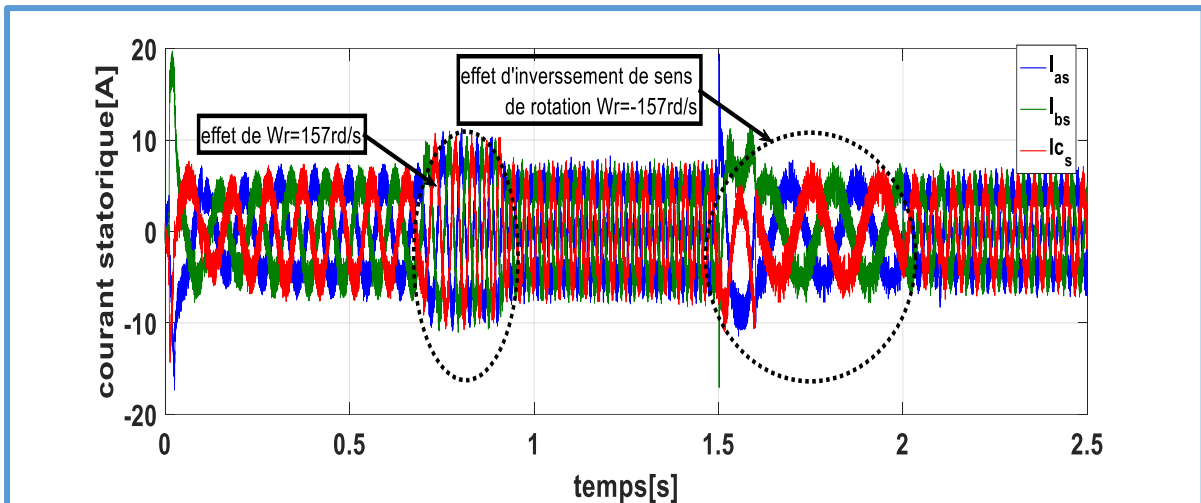


### CHAPITRE III : REGULATEUR GLISSANT NEURONAL DE VITESSE

**Figure. III. 7** Résultat de vitesse et couple électromagnétique de régulateur de vitesse par mode glissant



**Figure. III. 8** Résultat d'erreur de régulateur de vitesse par mode glissant



**Figure. III. 9** Résultat de courant statorique et rotorique de régulateur de vitesse par mode glissant

### ❖ Interprétation des résultats de simulation :

Nous commençons notre étude par une vitesse de référence égale 50rd/s à l'instant  $t = [0.1s, 0.7s]$ , en observe que la vitesse suit sa référence, puis à l'instant  $t = [0.91, 1.5s]$  en fait une augmentation de vitesse de référence à 157rd/s en vois que la vitesse atteint sa référence.

Nous avons inversé la vitesse de référence de 157 rad/s à -50 rad/s à l'intervalle de temps  $t = [1.6s, 2s]$  et a -175rd/s à l'intervalle de temps  $t = [2.5s, 2.5s]$ , en remarque que la vitesse atteint sa consigne négative sans aucun dépassement, en peut remarquer aussi aucun 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 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, concernant l'augmentation et l'inversement de vitesse en 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  $C_r=10Nm$  à  $t=0.3$ , au moment de l'augmentation et l'inversement de la vitesse de référence présente des pics sur sa réponse, puis revient à sa valeur du régime permanent. Concernant le courant rotorique et statorique en observe une augmentation durant l'inversement et l'augmentation de la vitesse de référence puis il redonne lieu au régime permanent. Le flux en quadrature et directe sont légèrement sensible à l'inversion et l'augmentation de vitesse de référence.

### III.8 Neurone artificiel

Un réseau de neurones est un outil puissant de la modélisation des relations complexes entre les données d'entrée et de sortie. Le développement de cette technologie a été motivé par l'ambition d'avoir un système artificiel capable d'accomplir des tâches "intelligentes" de manière semblable à celles qui sont exécutées par le cerveau humain. Un réseau de neurones ressemble au cerveau humain dans le sens où il apprend des connaissances par apprentissage, et ses connaissances sont stockées dans des connexions inter-neurones connues sous le nom « poids synaptiques ». [12] [15] [16]

L'avantage des réseaux de neurones se situe dans leur capacité d'apprendre à résoudre des problèmes complexes à partir la modélisation des exemples d'apprentissage réels.

#### III.8.1 Définition

Les réseaux de neurones sont des algorithmes d'apprentissage et d'optimisation basés sur des concepts inspirés du fonctionnement d'un cerveau humain. Ils se sont généralement constitués des cinq composants suivants : [12][14] [21]

- Un graphe dirigé qui représente la topologie du réseau.
- Une variable d'état associée à chaque nœud.
- Un poids associé à chaque connexion.
- Un biais associé à chaque nœud.

## CHAPITRE III : REGULATEUR GLISSANT NEURONAL DE VITESSE

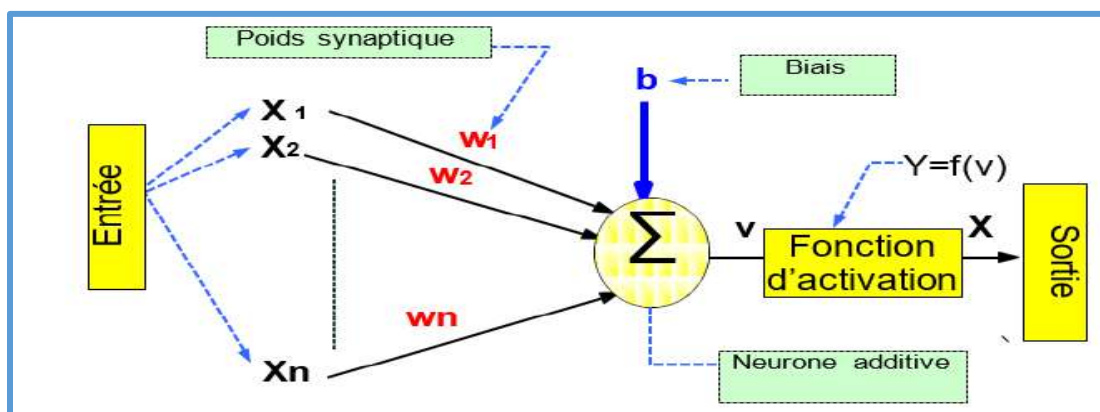
- Une fonction de transfert pour chaque nœud qui détermine l'état d'un nœud en fonction des poids de ses liens entrants, son biais et les états des nœuds reliés à ce nœud. Cette fonction est habituellement une fonction sigmoïde.

Un réseau de neurones possède les avantages suivants :

- ✚ Un apprentissage adaptatif : qui est sa capacité d'apprendre comment résoudre de nouvelles tâches basée sur l'expérience initiale ou les données d'apprentissage.
- ✚ L'auto-Organisation : qui est la capacité d'un réseau de neurones à créer sa propre architecture ou sa propre représentation d'information qu'il reçoit au cours de la phase d'apprentissage.
- ✚ Exécution en temps réel : les calculs d'un réseau de neurones se font en temps réel comme ils peuvent être effectués en parallèle à l'aide des dispositifs particuliers

Un neurone artificiel est une unité élémentaire qui reçoit un nombre d'entrées ou des sorties en provenance des autres neurones du réseau, un poids est associé à chacune de ces entrées qui représente la puissance de sa connexion avec un neurone.

La Figure III.10 montre le modèle du neurone artificiel.



**Figure. III. 10 :** .Architecture de neurone artificiel

La sortie du neurone est une somme pondérée, de ses entrées plus un biais, propagée par une fonction d'activation qui peut être (sigmoïde, tangente ou hyperbolique, etc.) [11][16] [17]

$$y = \sum_{j=1}^n w_j x_j + b \tag{III.32}$$

$$x = f(y) \tag{III.33}$$

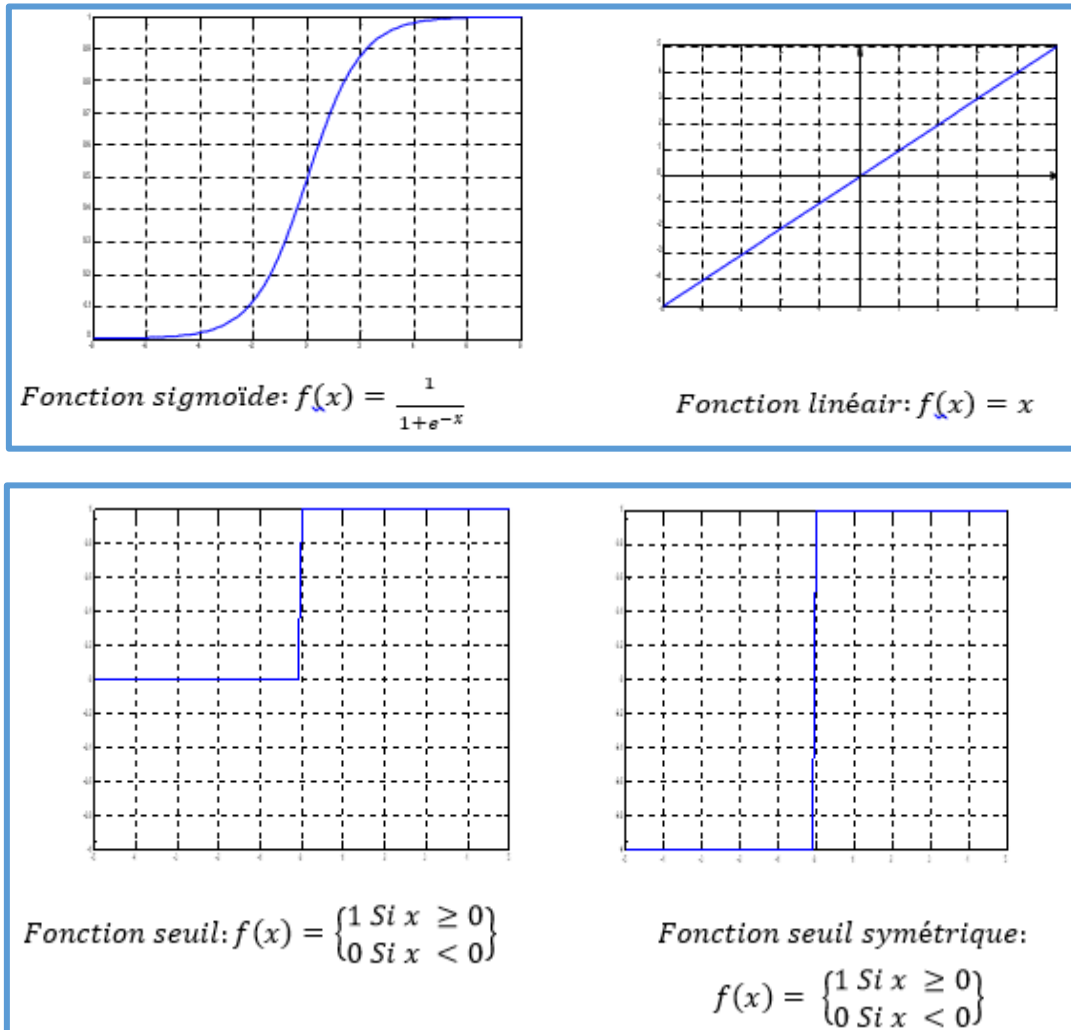
$x_j$  : Est la valeur de la  $j^{\text{eme}}$  entrée du neurone,  $w_j$  :Est le poids synaptique correspondant au neurone  $j$ ,  $b$ : désigne le biais et  $f(y)$  la fonction d'activation. La fonction la plus utilisée est du type sigmoïde. Elle est définie par :

$$f(y) = \frac{1}{1+e^{-\delta y}} \tag{III.34}$$



Où  $\delta$  : Le paramètre de la sigmoïde qui définit le degré de non-linéarité.

L'utilisation d'une fonction d'activation non-linéaire permet au RNA de modéliser des équations dont la sortie n'est pas une combinaison linéaire des entrées. Cette caractéristique confère au RNA de grandes capacités de modélisation fortement appréciées pour la résolution de problèmes non-linéaires. Voici quelques exemples de fonctions d'activation :



**Figure. III. 11** fonctions d'activation

### III.8.2 Le perceptron multi couches (m.minsky and s.papert, 1969)

Un réseau de neurones est un ensemble de processeurs élémentaires, les neurones qui sont largement connectés les uns aux autres et qui sont capables d'échanger des informations au moyen des connexions qui les relient. Les connexions sont directionnelles et à chacune d'elle est associé un réel appelé poids de la connexion. [12] [13] [15]

L'information est ainsi transmise de manière unidirectionnelle du neurone  $j$  vers le neurone  $i$ , affectée du coefficient pondérateur  $w_{ij}$ .

Un neurone calcule son état à d'informations venues de l'extérieur, ou bien il détermine son entrée à partir des neurones auxquels il est connecté et calcule son état comme une transformation souvent non linéaire de son entrée. Il transmet à son tour son état vers d'autres neurones ou vers l'environnement extérieur.

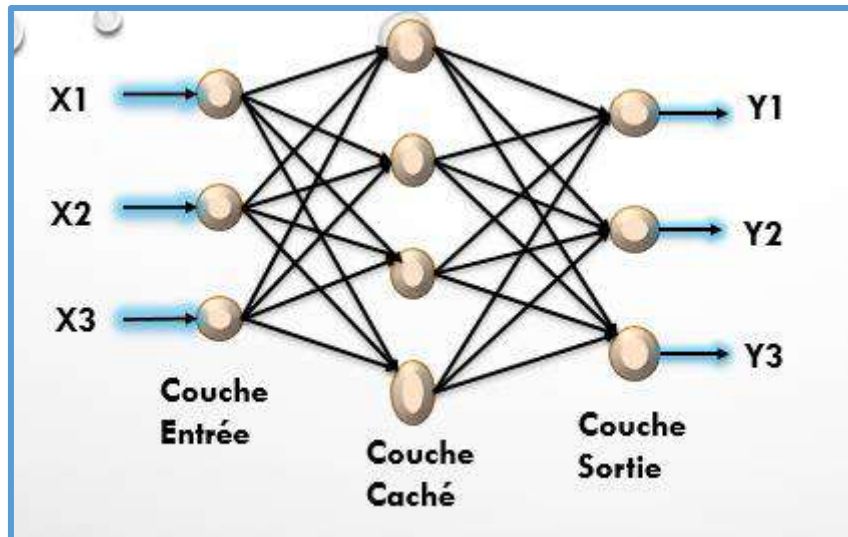


Figure.III.12 : Topologie d'un réseau monocouche (MLP)

### III.8.3 Apprentissage d'un réseau de neurones

#### III.8.3.1 Définition apprentissage supervisé et apprentissage non Supervisé

L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. [19] [20] [21]

On distingue deux grandes classes d'algorithmes d'apprentissage :

- L'apprentissage supervisé
- L'apprentissage non supervisé

##### III.8.3.1.1 Apprentissage non-supervisé :

Il n'y pas de connaissances à priori des sorties désirés pour des entrées données. En fait, c'est de l'apprentissage par exploration où l'algorithme d'apprentissage ajuste les poids des liens entre neurones de façon à maximiser la qualité de classification des entrées. [18] [20] [23]

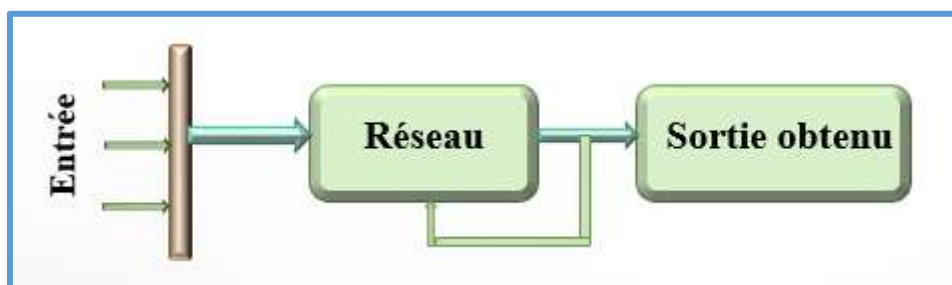


Figure.III.12 : Apprentissage non supervisé

III.8.3.1.2 Apprentissage supervisé (La rétro propagation) :

Cet algorithme d'apprentissage ne peut être utilisé que lorsque les combinaisons d'entrées-sorties désirés sont connus. [20] [21] [22]

L'apprentissage est alors facilité et par là, beaucoup plus rapide que pour les deux autres algorithmes puisque l'ajustement des poids est fait directement à partir de l'erreur, soit la différence entre la sortie obtenue par le RNA et la sortie désirée.

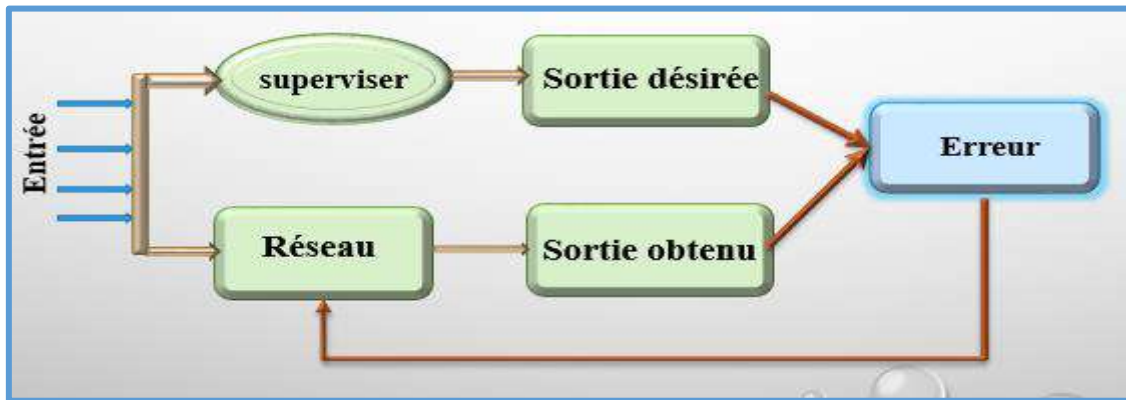


Figure.III.13 : Apprentissage supervisé

III.9 Résultat de Simulation de la commande glissement neuronal :

Nous appliquons maintenant l'association de deux commandes l'un robuste c'est le mode glissant et l'autre intelligent c'est le réseau de neurone où on peut avoir un régulateur nommé par glissant neuronal pour contrôlé la vitesse de la machine asynchrone qui est associé avec un onduleur trois niveaux structure NPC.

La Figure (III-14) présente le schéma bloc qui montre le régulateur glissant neuronal de vitesse d'un moteur asynchrone à cage d'écurie associé d'un onduleur trois niveaux structure NPC, et le Figure III.15 présente le régulateur glissant neuronal de vitesse et le Figure III.16 présent l'architecture de réseau de neurone utilisant dans le régulateur par mode glissant de vitesse.

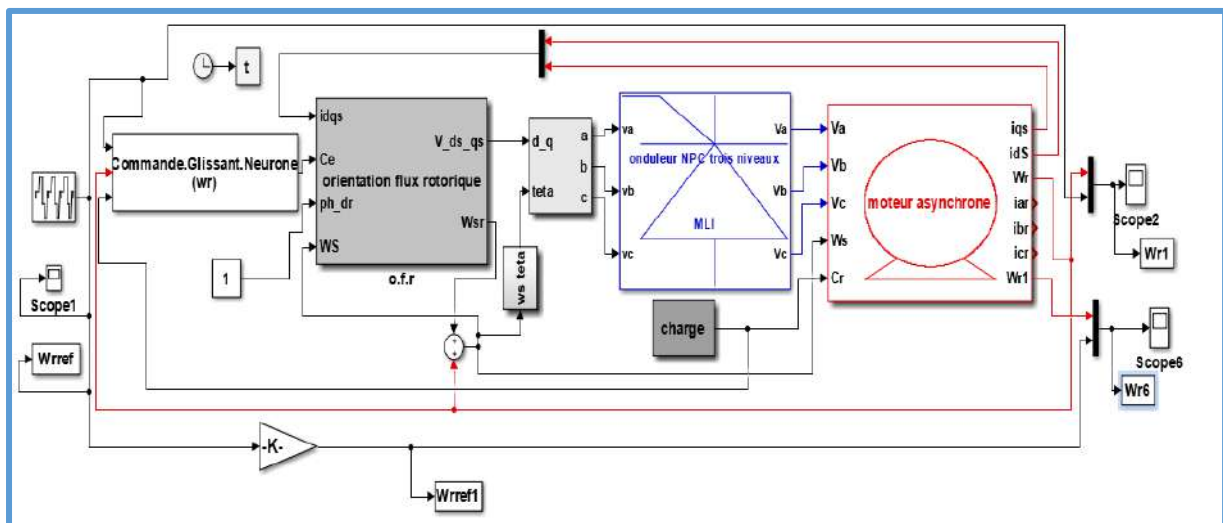


Figure.III.14 : Régulateur glissant neuronal de vitesse de machine asynchrone associé d'un onduleur NPC trois Niveaux

## CHAPITRE III : REGULATEUR GLISSANT NEURONAL DE VITESSE

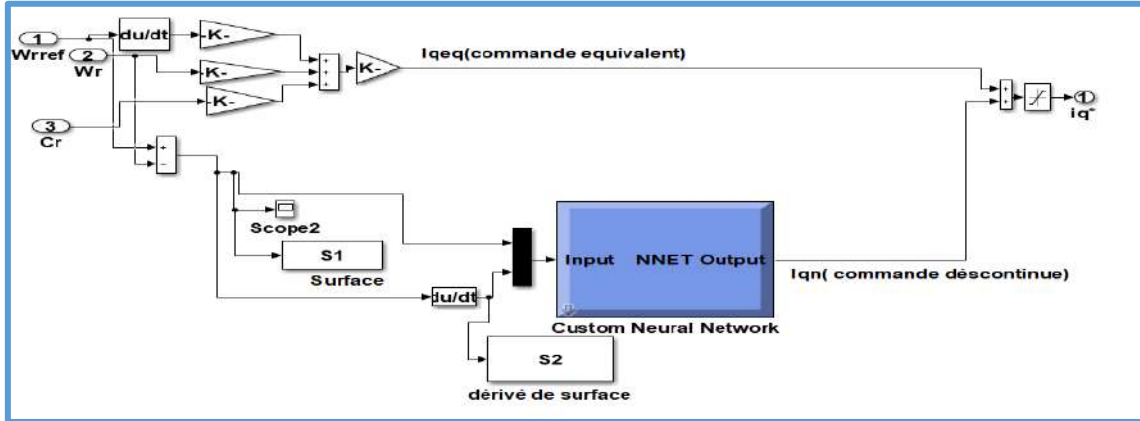


Figure.III.15 : Régulateur glissant neuronal de vitesse de MAS

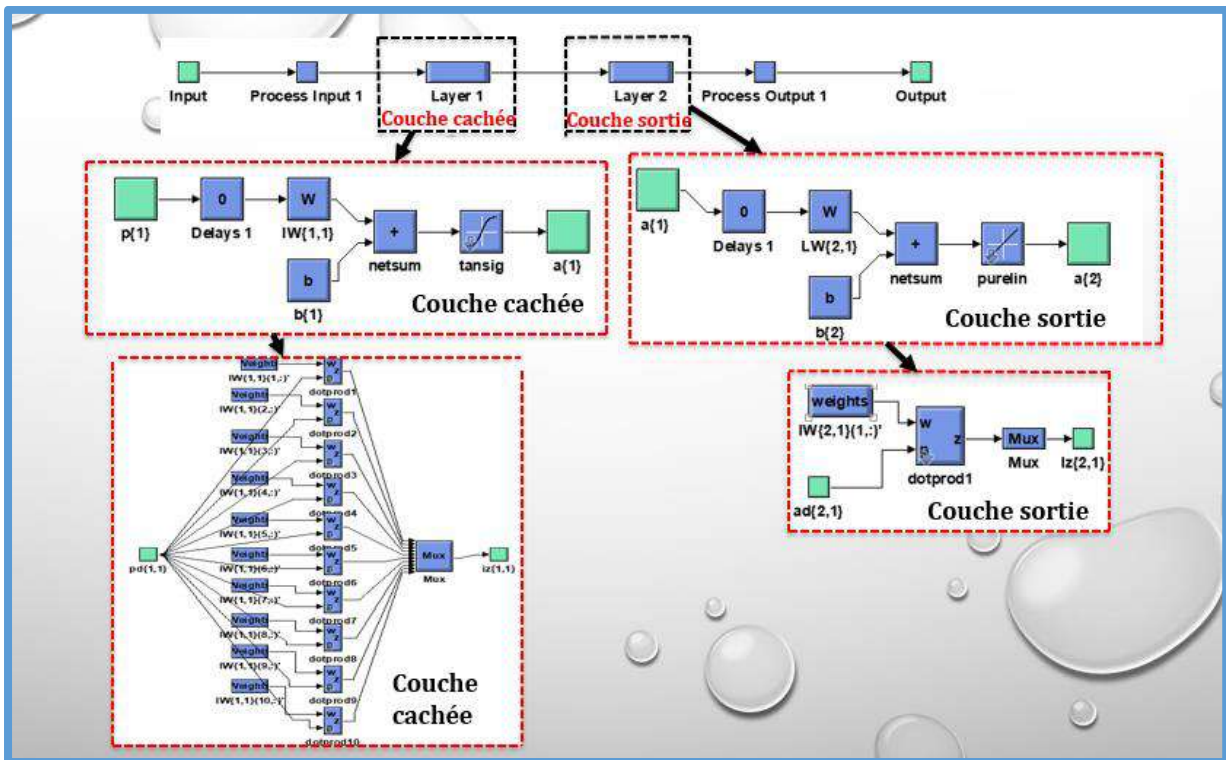
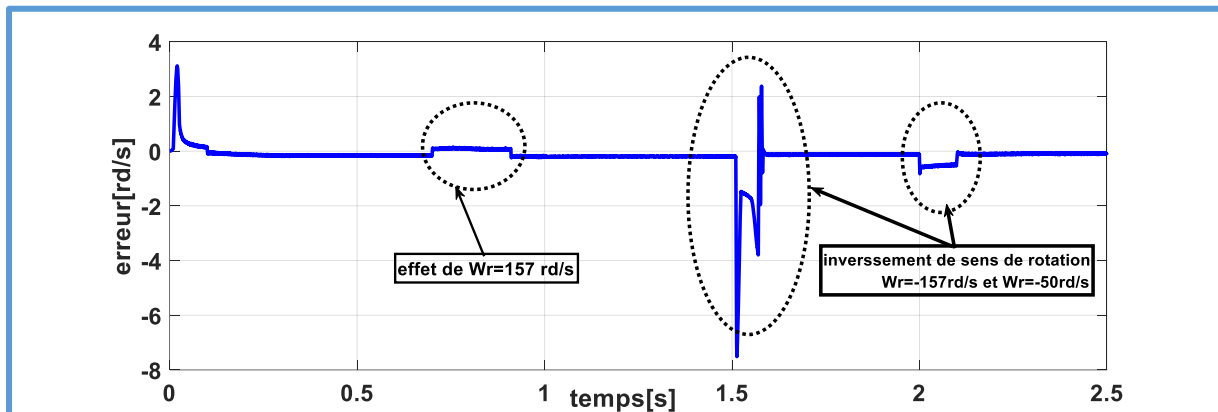
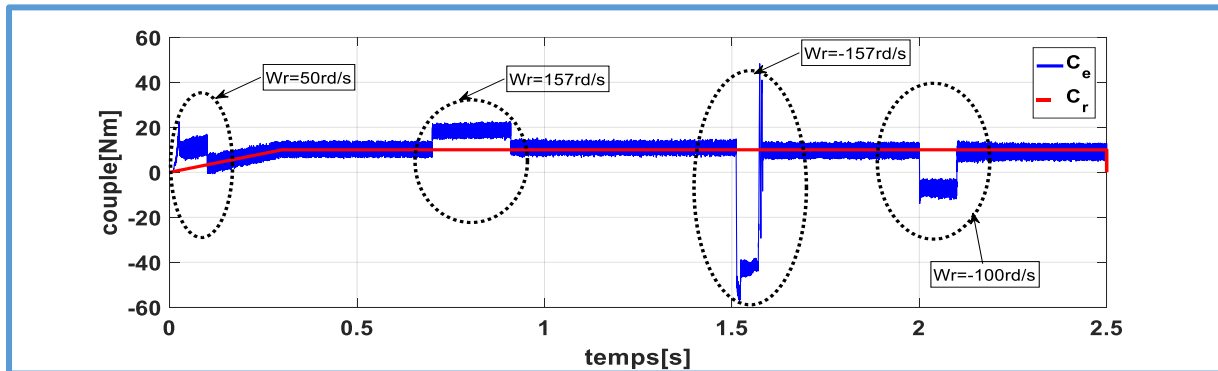
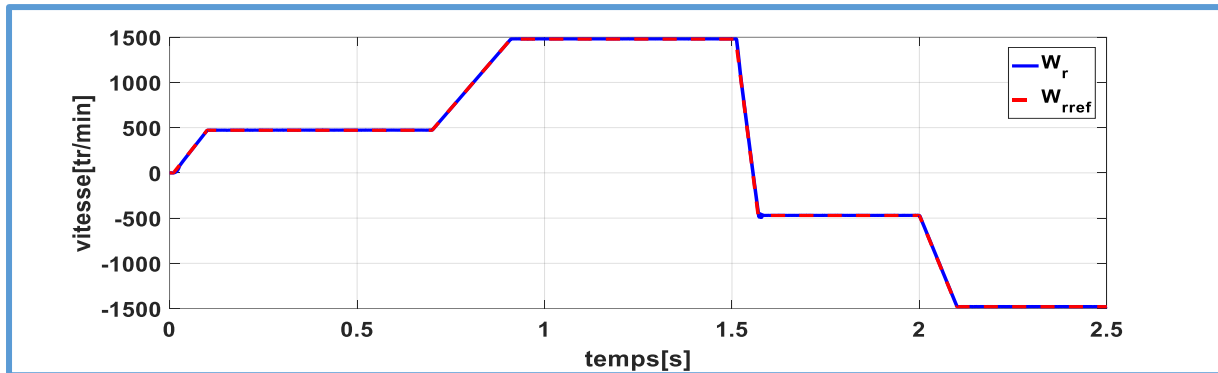
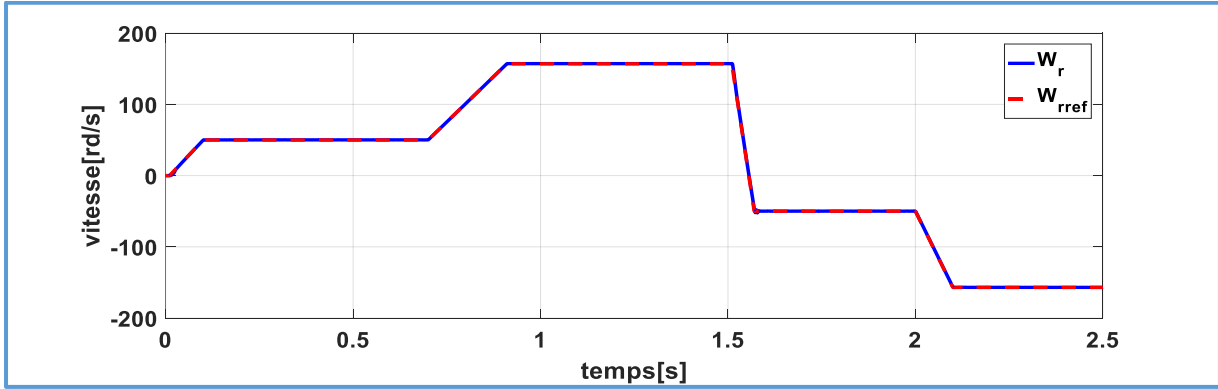


Figure. III. 136 : Architecture réseau de neurone

Les simulations que nous présenterons visent à évaluer l'évolution de courant rotorique, le couple électromagnétique, la vitesse et l'erreur de vitesse (Figure.III.17).

## CHAPITRE III : REGULATEUR GLISSANT NEURONAL DE VITESSE



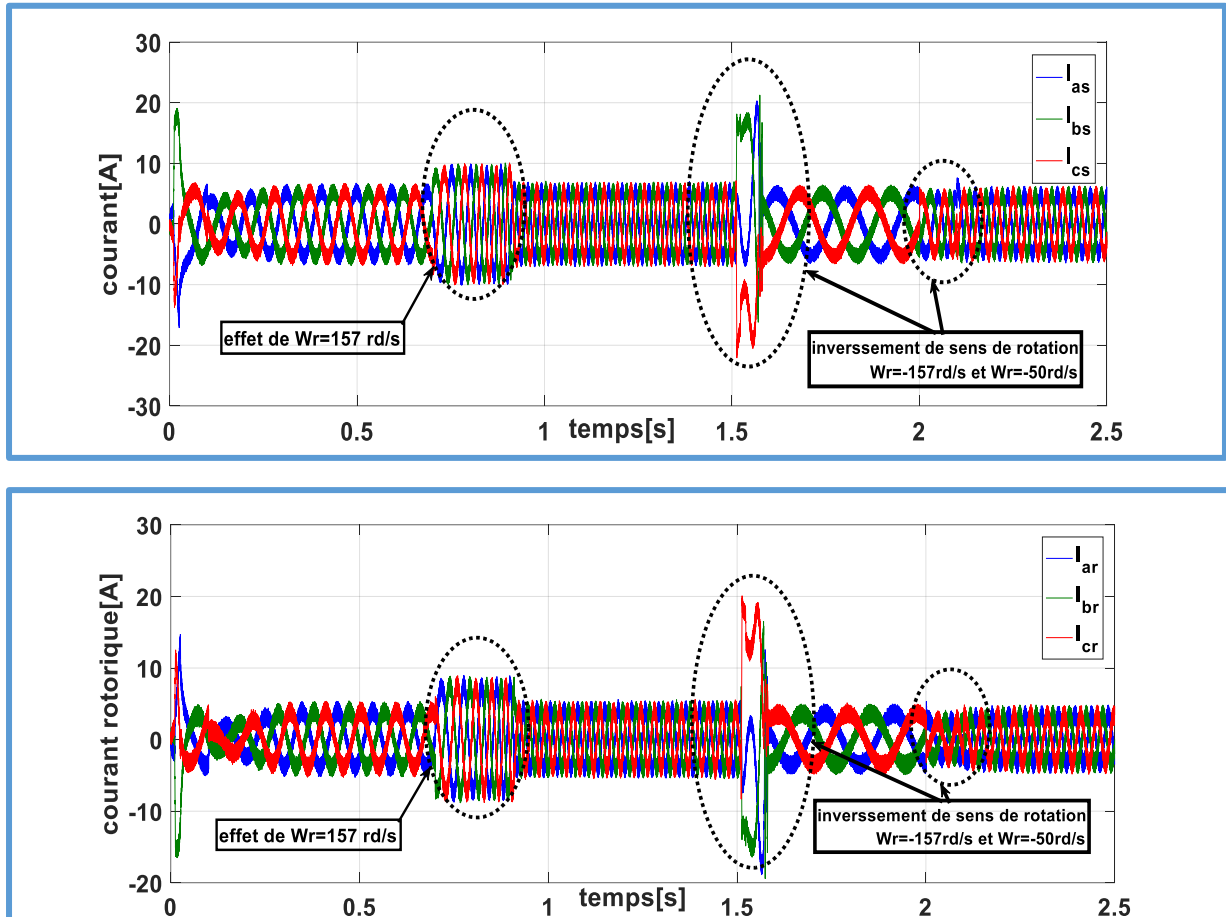


Figure.III.17 : Résultat de simulation de vitesse, couple, erreur et courant de régulateur glissant neuronal de vitesse de MAS associe onduleur NPC trois niveaux

#### ❖ Interprétation des résultats de simulation :

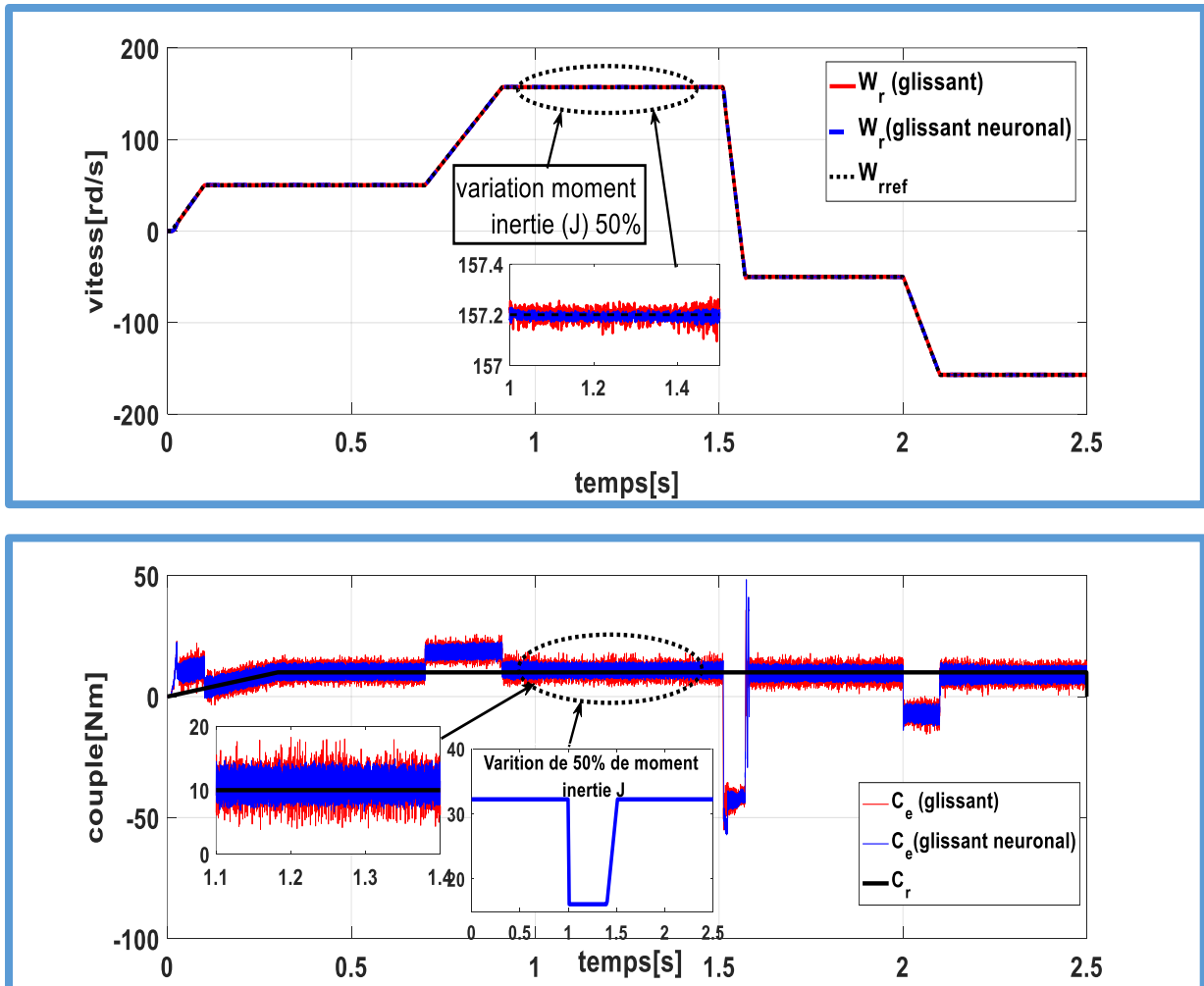
Les résultats obtenus montrent que la vitesse suit sa référence, durant l'intervalle de temps  $t = [0.1, 1.7]$ s la vitesse de référence est 50rd/s puis à l'instant  $t = [0.91, 1.5]$ s nous augmentons la vitesse de référence à 157rd/s on voit que la vitesse atteint sa référence. Durant l'inversement de sens de rotation ou la vitesse de référence prend la valeur -50 rad/s à l'intervalle de temps  $t = [1.6, 2]$ s et à l'intervalle de temps  $t = [2.5, 2.5]$ s est -157rd/s, on remarque que la vitesse atteint sa consigne négative sans aucun dépassement, on peut remarquer aussi aucune influence de l'application de charge à  $t=0.3$ s sur la réponse de vitesse. Par rapport à la réponse 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, concernant l'augmentation et l'inversement 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  $t=0.3$ , au moment de l'augmentation et l'inversement de la vitesse de référence présente 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'inversement et l'augmentation de la vitesse de référence puis il retourne au régime permanent.

### ❖ Test de robustesse

Les résultats suivants montrent le test de robustesse du régulateur glissant neuronal via une variation paramétrique externe (moment d'inertie) et une variation paramétrique interne (résistance rotorique) :

#### ➤ Variation paramétrique externe (variation moment inertie «50% J»)



**Figure.III.18** : Résultat de simulation de vitesse et couple de Régulateur glissant neuronal de vitesse via une variation du moment d'inertie J.

#### ➤ Variation paramétrique interne (variation résistance rotorique «50% Rr»)

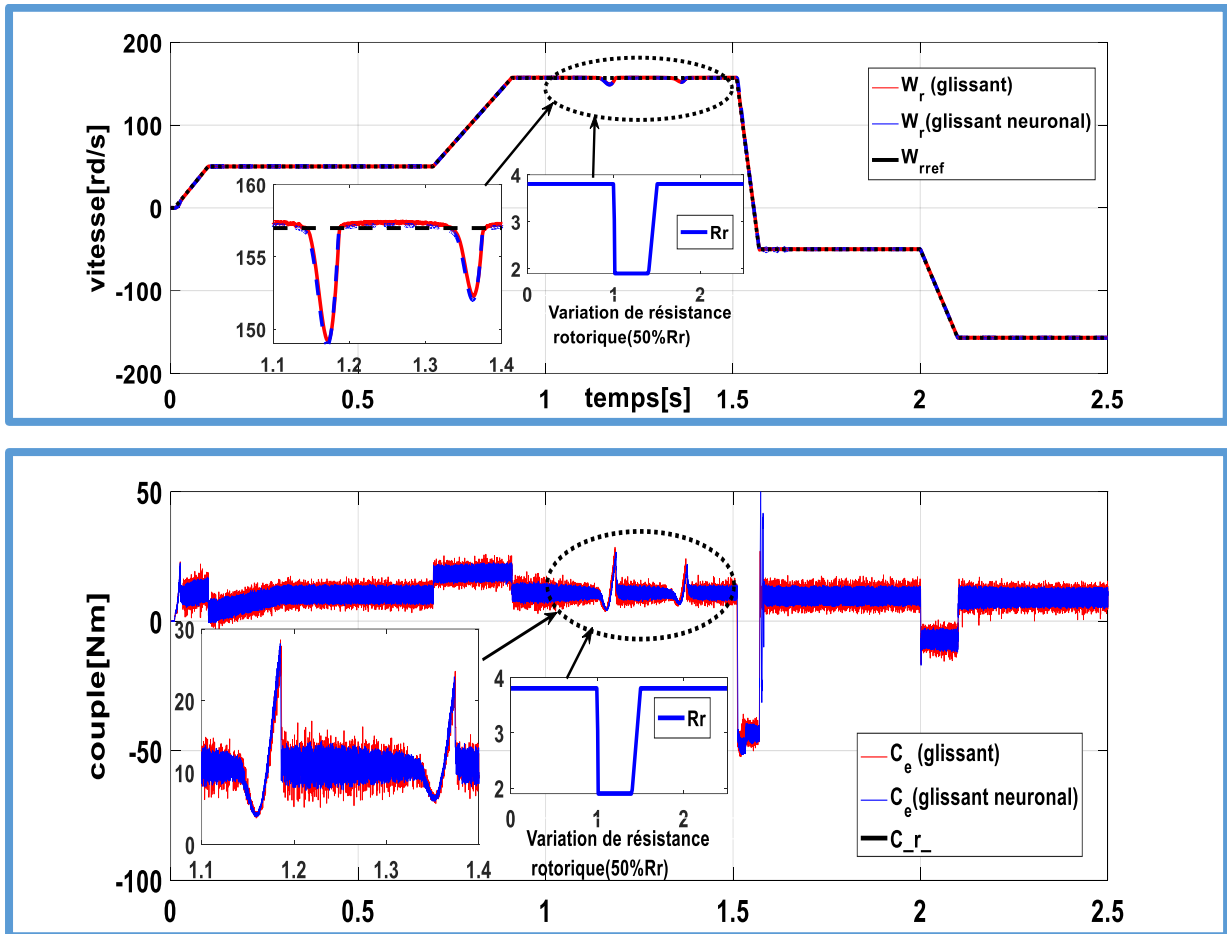


Figure.III.19 : Résultat de simulation de vitesse et couple de Régulateur glissant neuronal de vitesse via une variation de résistance rotorique «50%  $R_r$ »

❖ **Interprétation des résultats de simulation :**

D'après la Figure (III.18) on observe dans les deux résultats de vitesse et couple de régulateur glissant et régulateur glissant neuronal aucune influence de l'application du moment d'inertie  $J$  à l'intervalle de temps  $t = [1, 1.5]$  s sur la réponse de vitesse et le couple électromagnétique mais on observe bien que le régulateur glissant neuronal de vitesse réduit les perturbations créées par la commande discontinue de régulateur mode glissant de vitesse.

Au contraire la figure (III.19) montre que les deux régulateurs sont influencés par la variation paramétrique interne (résistance rotorique) qui est montrée par les pics qui se trouvent sur les réponses de vitesse et couple à l'instant  $t = [1, 1.5]$  s, mais on remarque que le régulateur glissant neuronal de vitesse réduit les perturbations de couple électromagnétique que crée la commande discontinue de régulateur mode glissant de vitesse.



### III.10 Conclusion

Ce chapitre était consacré à l'étudier et application de la commande par mode glissant et la technique intelligente celle des réseaux de neurones artificiels pour la régulation de vitesse de MAS.

Dans ce chapitre, on a présenté la loi de commande basée sur la commande par mode glissant pour contrôler la vitesse de rotation du moteur asynchrone et l'association de la commande non linéaire c'est le mode glissant et intelligent celle de réseau de neurone qui donne un régulateur avancée nommé par glissant neuronal à raison de minimiser l'effet de Chattering(perturbation) crée par la commande discontinue de régulateur glissant.

Les résultats de simulation montrent clairement que le régulateur glissant neuronal est performant que le contrôleur glissant de vitesse. Cependant, La commande par mode glissant de vitesse a présenté un inconvénient des perturbations à cause de la commande discontinue appliquées au moteur donc ce problème peut être résolu, grâce à l'algorithme de rétro-propagation de la technique des réseaux de neurones artificiels.

L'association glissant neuronale minimise les perturbations créées par la commande discontinue du mode glissant mais il garde le principe de ce régulateur c'est la robustesse via la variation paramétrique externe et l'influence des paramètres physique (vitesse et couple) via la variation paramétrique interne.

**CONCLUSION GENERALE**

# Conclusion générale :

Ce mémoire de fin d'études a comme objectif de réguler la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone par la commande par mode glissant basé sur la technique de réseaux de neurone.

La caractéristique principale de la commande par mode glissant est que sa loi de commande est constituée de deux composantes ; la commande équivalente qui attire la trajectoire du système vers la surface de glissement et quant cette trajectoire atteint cette surface, la commande discontinue l'amène vers l'état désiré.

La discontinuité dans la commande en mode glissant engendre des oscillations hautes fréquences (phénomène de chattering). Ce phénomène peut endommager les organes mécaniques et les systèmes électriques. Ce phénomène peut être réduit ou éliminé en modifiant la partie discontinue dans la commande par une autre commande plus adéquate qui filtre les hautes fréquences c'est la technique intelligente celle des réseaux de neurones artificiels.

La commande par mode glissant utilisée pour commander la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone donne des résultats très satisfaisants et performant mais possède un inconvénient c'est le phénomène de chattering crée par la partie discontinue représentée par des perturbation est oscillation appliquée sur les paramètres physique de moteur (couple, courant) qui rend cette commande moins performant. Pour résoudre ce problème, la technique intelligente des réseaux de neurones peut être utilisée pour améliorer l'adaptabilité de la commande par mode glissant contre l'effet de brouttement (phénomène de chattering).

# BIBLIOGRAPHIE

# Bibliographie

## Bibliographie

- [1] M. O, « commande sans capteur d'une machine asynchrone a cage.» mémoire de magister en automatique et informatique industrielle, Université -Boumerdes, 2015.
- [2] A. S, « Commande Vectorielle d'une Machine à Induction.» Projet de Fin d'Étude master académique en génie électrotechnique, Université -d'El-Oued, 2018.
- [3] A. Z, « Commande par retour d'état d'une machine asynchrone.» Projet de Fin d'Étude master académique en Commande des systèmes électriques, Université-BEJAIA, 2015.
- [4] L. M, « Commande non linéaire de la machine asynchrone par logique floue.» Projet de Fin d'Étude master académique en électromécanique, Université -Sidi Bel-Abbes, 2012.
- [5] L. A, «Commande Vectorielle directe d'un Moteur Asynchrone sans capteur mécanique.» Projet de Fin d'Étude master académique en électromécanique, Université -Sidi Bel-Abbes, 2011.
- [6] B. 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-Nancy, 1999.
- [7] CH. M, «Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle.» Mémoire de Magister en électrotechnique, Université-Oran, 2012.
- [8] M. B, «Contrôle par la logique floue d'une machine asynchrone.» Projet de Fin d'Étude master académique en Electrotechnique, Université-BEJAIA, 2013.
- [9] S. M, «commande non linéaires de la machine asynchrone.» Projet de Fin d'Étude en vue de l'obtention du diplôme master en génie électrique, Université-M'SILA 2012/2013.
- [10] H. A, « Commande Basée Sur Les Réseaux De Neurones Dune Machine Asynchrone Sans Capteur Mécanique.» Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université -Sidi Bel-Abbes, 2009.
- [12] A. Kh, « Techniques de commande avancées appliquées aux machine de type asynchrone. » Thèse de doctorat en Sciences en Electrotechnique, Université - Constantine, 2010.

## Bibliographie

- [13] H. N, «Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).» Projet de Fin d'Étude en vue de l'obtention du diplôme master en Commande électrique, Université-Setif, 2011.
- [14] H. R, «Modélisation et commande d'une machine asynchrone associée à un onduleur MLI avec défaut dans le convertisseur .» Projet de Fin d'Étude en vue de l'obtention du diplôme master en électronique option machines électriques, Université -BLIDA ,2016.
- [14] CH. S, «étude,Modélisation et commande d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC.» Projet de Fin d'Étude en vue de l'obtention du diplôme master en électrotechnique option commande électrique, Université –ADRAR,2021.
- [16] A. S, "Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ", magister en électrotechnique, Université-Sidi-Bel-Abbes, 2010.
- [17] Y. E, " Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté ", mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna, 2009.
- [18] B. B, " Commande par mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse", mémoire de magistère en électrotechnique, Université-Sidi belabbès, 2008.
- [19] M. A, " Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI ", Thèse de doctorat d'état en électrotechnique, Université -Sidi Bel-Abbès, 2009.
- [20] H. A, " Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement ", mémoire de magistère en Electrotechnique, Université-Batna, 2008.
- [21] L. A, "Méthodologie d'optimisation de la commande du procédé de traitement des eaux usées par boues activées basée sur les algorithmes évolutionnaires", Doctorat en électronique, Université-Tébessa,2021.
- [22] Y. H, "Comparaison de plusieurs méthodes pour la prédiction de la charge Electrique nationale " , mémoire de magistère en informatique, université - Annaba, 2009.
- [23] M. B ,"Contrôle par réseau de neurones", mémoire de magistère en informatique industrielle , université-Oum El Bouaghi, 2012.
- [24] A. K," Contrôle les système non linéaires par les réseaux de neurones RBF et le mode glissant" mémoire de Master en systèmes embarqués , université-Oum- el- Bouaghi ,2021.
- [25] Y. M , "Etude et synthèse sur les réseaux de neurones et leus application".thèse de magist, ENP, 1998.

## **Bibliographie**

[26] M. KH, « Logique floue et réseaux de Neurone ‘ application à l’électrotechnique’» polycopie de cours commande avancée, commande système électrique, université-d’Ain Témouchent, 2017.

**RESUME**



## Résumé

La technique de commande par mode glissant est une type particulier de commande à structure variable. Elle s'adapte qu'avec les systèmes non-linéaire, Ce qui montre l'intérêt d'utiliser cette technique pour contrôler la vitesse de la machine asynchrone. Sa dynamique est insensibilité aux variations paramétriques et perturbations externes.

Dans ce travail, l'intégration des réseaux de neurones avec la commande par mode glissant pour contrôler la vitesse de la machine asynchrone combine les avantages de minimiser l'ondulation.

Les résultats de simulations (sous le logiciel Matlab/Simulink) sont très satisfaisants. Cependant, la commande par mode glissant nécessite une connaissance du modèle mathématique du système avec des incertitudes bornées. Pour remédier à ce problème, la technique des réseaux neuronaux est utilisée pour réduire le phénomène de chattering. Cette approche adaptative et intelligente offre une performance de contrôle améliorée, particulièrement utile dans des environnements avec des incertitudes dynamiques et des variations de charge.

## الخلاصة

تقنية التحكم في وضع الانزلاق هي نوع معين من التحكم في الهيكل المتغير. يتكيف فقط مع الأنظمة التي يكون التحكم فيها متقطعاً، مما يجعلها مناسبة للتحكم في سرعة المحرك غير المتزامن. تتميز ديناميكيات هذه التقنية بمقاومتها للتغيرات المعلوماتية للنظام والاضطرابات الخارجية.

يعمل دمج تقنية التحكم بالانزلاق مع الشبكات العصبية للتحكم في سرعة المحرك غير المتزامن على الجمع بين مزايا كلتا التقنيتين. توفر تقنية التحكم بالانزلاق المتانة، بينما توفر الشبكات العصبية القدرة على تقليل من ظاهرة التذبذبات.

نتائج المحاكاة (تحت برنامج ما تلاب/سيملينك) مرضية للغاية. ومع ذلك، فإن التحكم عن طريق وضع الانزلاق يتطلب معرفة النموذج الرياضي للنظام مع عدم اليقين المحدود. لعلاج هذه المشكلة، يتم استخدام تقنية الشبكة العصبية لتحسين المتانة وتقليل ظاهرة التذبذبات. يوفر هذا النهج التكيفي والذكي أداء تحكما محسناً، مفيداً بشكل خاص في البيئات ذات الشكوك الديناميكية وتغيرات السرعة.

## Abstract

The sliding mode control technique is a particular type of variable structure control. It adapts only with nonlinear systems, which shows the interest of using the technique in sliding mode to control the speed of the asynchronous machine. Its dynamics are insensitive to the parametric variations and external disturbances.

In this work, the integration of neural networks with sliding mode control for asynchronous machine speed control combines the advantages of decrease of undulation.

The results of simulations (under the Matlab / Simulink software) are very satisfactory. However, the control by sliding mode requires knowledge of the mathematical model of the system with uncertainties born. To remedy this problem, the neural network technique is used to reduce the chattering phenomenon. This adaptive and intelligent approach offers an improved control performance, particularly useful in environments with dynamic uncertainties and load variations.