



**Université Sultane Moulay Slimane**

**Faculté des Sciences et Techniques**

**Béni-Mellal**



*Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques*  
*Formation Doctorale : Maths Physiques Appliquées*

## **THESE**

Présentée par

**Weam EL MERRASSI**

Pour l'obtention du grade de

**DOCTEUR**

Spécialité : Génie Electrique

Option : Electrotechnique, Electronique de Puissance et Automatique

---

---

# **Contribution à l'Optimisation et à la Robustesse de la Commande d'un Moteur Asynchrone par Approche Neuro- Prédictive**

---

---

Sous l'encadrement de :

**Pr. Mohamed RAMZI**

Directeur de thèse

**Pr. Abdelouahed ABOUNADA**

Encadrant

# Résumé

**Abstract :** The induction machine technology offers new perspectives in many industrial fields, mainly that values its simple mechanical structure, robustness and low cost. However, fast and accurate torque control and low current harmonic distortion of electrical drives are mandatory requirements in most industrial applications. To fulfil these requirements model predictive control (MPC) is expected to be an effective control strategy in the near future. The finite-state predictive torque control (FS-PTC) of motor drives is one of the MPC strategy most used. However, the conventional FS-PTC is computationally expensive, as it uses all voltage vectors available from the inverter for the predictions of control objectives. The computational burden is increased rapidly with the number of admissible voltage vectors and objectives to be controlled, resulting in a low sampling frequency and consequent degraded control performance. This thesis develops, as a first objective, a simplified FS-PTC algorithm based on selected prediction vectors (SPVs). This reduces the number of voltage vectors required to be predicted and the objectives to be controlled. The sign of torque or stator flux deviation and the position of stator flux are used to select the prediction vectors. The proposed strategy improves the performance of the conventional FS-PTC in terms of computational efficiency, cost function design, torque and flux responses, robustness and average switching frequency. Moreover, as a second objective, sensorless control based on a neural speed observer is designed and tested for a high-speed performance under all speed ranges, the observer assures high immunity to parameter variation and noise. Finally, the insertion of losses minimization strategy for efficiency optimization was evaluated for static converter. The dynamic performances of the proposed strategies are validated through experimental and simulation results.

**Keywords:** Asynchronous motor, nonlinear control, predictive control, FS-PTC, ANN, Artificial Intelligence, MRAS observer, Solar Converter, Losses optimization.

**Résumé :** La machine à induction offre de nouvelles perspectives dans de nombreux domaines industriels, principalement en raison de sa structure mécanique simple, de sa robustesse et de son faible coût. Cependant, la précision du couple, la rapidité du contrôle, en surplus à la faible distorsion harmonique du courant des entraînements électriques sont des exigences obligatoires dans la plupart des applications industrielles. Pour combler ces exigences, la commande prédictive par modèle (MPC) est prévue être une stratégie de commande effective et avantageuse. Dans ce contexte, la commande prédictive du couple à ensemble fini (FS-PTC) est l'une des stratégies MPC les plus utilisées. Cependant, la FS-PTC conventionnelle est coûteuse en calcul, car elle utilise tous les vecteurs de tension disponibles de l'onduleur pour les prédictions des objectifs de commande ( couple et flux). La charge de calcul augmente rapidement avec l'augmentation du nombre de vecteurs de tension admissibles et d'objectifs à contrôler, ce qui entraîne une faible fréquence d'échantillonnage et donc une dégradation des performances de contrôle. Cette thèse développe, comme premier objectif, un algorithme FS-PTC amélioré basé sur une sélection des vecteurs de prédiction (SVP), ce qui permet de réduire le nombre de vecteurs de tension à prédire et les objectifs à contrôler. Le signe de la déviation du couple ou du flux du stator et la position du flux du stator sont utilisés pour sélectionner les vecteurs de prédiction. La stratégie proposée améliore les performances du FS-PTC classique en termes

d'efficacité de calcul, de la fonction de coût, de réponses au couple et au flux, de robustesse et de fréquence de commutation. En outre, comme deuxième objectif, le contrôle sans capteur basé sur un observateur de vitesse neuronal est conçu et testé pour une meilleure performance pour toutes les gammes de vitesse, l'observateur assure une immunité à la variation des paramètres et au bruit. Enfin, l'insertion d'une stratégie de minimisation des pertes pour l'optimisation du rendement a été évaluée pour le convertisseur statique. Les performances dynamiques des stratégies proposées sont validées par des résultats expérimentaux et de simulation.

Mot clé : Moteur asynchrone, Commande non linéaire, commande prédictive, FS-PTC, réseaux de neurones, L'intelligence Artificielle, Observateur de vitesse, Convertisseur statique solaire, pertes par commutation.

# Remerciements

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à ceux qui m'ont guidé et accompagné tout au long du chemin et tout particulièrement à Pr. **Mohamed RAMZI** pour son aide et ses multiples conseils, très humblement : merci pour la richesse de ton enseignement.

J'adresse toute ma gratitude à Pr. **Abdelouahed ABOUNADA** qui m'a fait part de son expérience tout au long de mon apprentissage, merci pour sa disponibilité et les heures qu'il m'a consacrées pendant lesquelles j'ai énormément appris sur le monde industriel, qui m'a aidé et apporté son soutien durant la réalisation de ces travaux.

Je remercie également les membres extérieurs de mon jury pour m'avoir fait l'honneur d'examiner mon travail de thèse. Monsieur **Ahmed ABOU**, professeur à l'Université Mohamed V- Ecole Mohammedia des Ingénieurs. Ainsi, Monsieur **Ali NEJMI**, professeur à l'Université Sultan Moulay Slimane- Faculté des Sciences et Techniques. De plus, à Madame **Loubna LAZRAK SENHAJI**, professeur à l'Université Sultan Moulay Slimane- Ecole National des Sciences Appliquées, qui ont tout d'abord accepté de rapporter sur mes travaux, et qui ont lu attentivement mon rapport. Ainsi, ils m'ont adressé des remarques pertinentes sous de nombreuses discussions passionnantes afin d'améliorer le travail proposé. Je n'oublie pas de remercier Monsieur **Hicham AISSAOUI**, professeur à l'Université Sultan Moulay Slimane- Faculté des Sciences et Techniques d'avoir présidé le jury lors de ma soutenance.

Je tiens aussi à remercier toutes les personnes formidables mes collègues et amis qui m'ont encouragé et soutenu depuis le début et qui ont su être présents pendant les périodes de doutes. Bien entendu, je ne peux continuer sans remercier sincèrement ma grande et petite famille, et notamment mes parents, pour leur support et amour.

Et comme un dernier mot, je suis redevable à mes parents, mon papa Monsieur **Jamal Eddine EL MERRASSI** et ma mère Madame **Sadia LEBRIGUI** pour leur soutien moral et matériel, leur confiance indéfectible dans mes choix, et pour m'avoir gâté de ma naissance. C'est à ces moments que je sens la bénédiction du Dieu d'avoir ce trésor nommé : des parents aimants et protectives. Leur présence et support sont pour moi les piliers fondateurs de ce que je suis et de ce que je fais.

## Table des Matières

Résumé .....	ii
Remerciements .....	iv
Liste des abréviations .....	x
Liste des tableaux .....	xiii
Liste des figures.....	xiv
Introduction Générale.....	1
Introduction et Situation Technologique :.....	1
Problématique, Objectifs et Etat de l’art : .....	2
Organisation du rapport de thèse :.....	6
Liste des Publications :.....	8
Chapitre 1 : Etat d’Art des Commandes de la machine Asynchrone.....	10
1. Introduction : .....	11
2. Les techniques de commandes de la machine asynchrone :.....	12
2.1 Commande Conventiennelle :.....	13
2.2 Commandes Modernes : .....	16
3. PROBLEMATIQUE DES LOIS DE COMMANDE : CAPTEUR DE VITESSE.....	25
3.1 Suppression du capteur de vitesse : .....	25
3.2 Techniques d’estimation indirecte : .....	25
4. Conclusion.....	29
Chapitre 2 :Modélisation de la machine asynchrone et des convertisseurs .....	30
1. Introduction : .....	31
2. Modélisation de la machine asynchrone .....	31
2.2 Présentation de la machine : .....	31
1.1. . Modèle dynamique de la machine asynchrone .....	33
3. Modélisation des convertisseurs statiques : .....	41

3.1	Topologies des convertisseur statique DC-DC: .....	43
3.2	Convertisseur statique DC-AC : .....	46
4.	Conclusion : .....	54
<b>Chapitre 3 : Commande prédictive améliorée.....</b>		<b>55</b>
1.	Introduction .....	56
2.	Les limitations de la commande FS-PTC conventionnelle .....	56
2.1	Estimation .....	57
2.2	Prédiction.....	58
2.3	Optimisation de la fonction coût : .....	58
2.4	Les inconvénients de la commande FS-PTC conventionnelle .....	60
3.	La commande FS-PTC améliorée : .....	61
3.1	Sélection des vecteurs de prédiction.....	62
3.2	Sélection optimale du vecteur de tension .....	65
3.3	Réduction des ondulations du couple : .....	66
3.4	Réduction de la fréquence de commutation moyenne.....	67
3.5	Structure générale de contrôle .....	67
3.6	Algorithme de contrôle proposé .....	68
4.	Résultats de simulation et évaluation .....	69
4.1	Test de performance d'un démarrage à vide suivi d'une introduction d'un couple de charge : .....	69
4.2	Test de performance de variation du sens de rotation.....	75
4.3	Test de performance d'opération dans les régions de basse vitesse : .....	78
4.4	Evaluation de l'amélioration de l'efficacité de calcul dans l'algorithme FS-PTC amélioré : .....	80
5.	Conclusion : .....	81
<b>Chapitre 4 : Commande prédictive améliorée pour un onduleur NPC .....</b>		<b>82</b>
1.	Introduction .....	83
2.	La stratégie FS-PTC améliorée pour un onduleur multiniveaux NPC : .....	84
2.1	Estimation des flux rotorique et statorique : .....	85

2.2	Prédiction des variables de contrôle :	85
2.3	Optimisation de la fonction de coût :	86
2.4	Réduction des ondulations du couple :	87
2.5	Sélection optimale du vecteur de tension :	87
2.6	Structure d'algorithme proposé:	91
3.	Amélioration de la boucle de vitesse externe pour la stratégie de commande FS-PTC améliorée	92
3.1	Contrôle par mode glissant :	92
3.2	Contrôle par mode glissant du second ordre :	96
4.	Résultats de simulation et évaluation:	99
4.1	Test de performance démarrage et régime permanent	99
4.2	Analyse comparative des contrôleurs PI et ST (Super-Twisting) :	102
5.	Comparaison des performances du FS-PTC pour l'onduleur à deux niveaux et à trois niveaux	104
6.	Conclusion:	105
<b>Chapitre 5 : Commande sans Capteur de vitesse</b>		<b>106</b>
1.	Introduction	107
2.	Observateur à model adaptatif (MRAS)	107
2.1	Classification des observateurs MRAS	108
2.2	Les limitations des observateurs MRAS :	110
3.	Notions de base sur les réseaux neuronaux artificiels	111
3.1	Modèle de neurones artificiels :	113
3.2	Les Fonctions d'activation	115
4.	Topologie des réseaux de neurones :	116
4.1	Les couches de neurones	117
4.2	Réseaux neuronaux multicouches (RNM) :	117
4.3	Apprentissage et dressage du réseau de neurone RN	119
5.	Modélisation du MRAS par approche neurale :	123
5.1	Modèle neuronal du modèle adaptatif:	124

5.2	Modèle de référence du réseau neuronal :	125
5.3	Processus de formation :	126
6.	Simulation et Discussions :	126
6.1	Performance dynamique :	127
6.2	Performances dans les gammes de vitesse moyenne :	129
6.3	Performances dans les plages de vitesses faibles et très faibles :	130
6.4	Performance sous variation de la résistance statorique :	134
7.	Conclusion :	138
Conclusion Générale et Perspectives .....		139
Travaux Future et Perspectives :		140
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :		141
<i>Annexe A : Réalisation et Optimisation des Convertisseurs Statiques .....</i>		<i>157</i>
1.	Introduction :	157
2.	Propriétés de la commutation dure du MOSFET :	159
2.1	Propriétés de la commutation on :	159
2.2	Propriétés de la commutation off :	160
3.	Analyse des pertes dans un hacheur conventionnel :	160
3.1	Pertes par conduction :	161
3.2	Pertes par commutation :	161
4.	Convertisseur hacheur survolteur à commutation douce :	162
4.1	Circuit d'aide à la commutation proposé :	163
4.2	Principe de fonctionnement du convertisseur proposé :	164
4.3	Dimensionnement du convertisseur Hacheur à commutation douce :	165
5.	Résultats et discussion.....	166
5.1	Simulation et résultats :	166
5.2	Implémentation pratique :	168
6.	Conclusion.....	174
<i>Annexe B : Paramètre et spécification : .....</i>		<i>175</i>



1. <i>Caractéristique du moteur</i> : .....	175
2. <i>Paramètres du moteur</i> : .....	175
3. <i>Paramètres de contrôle de la commande FS-PTC</i> : .....	176
4. <i>Caractéristique du convertisseur statique</i> : .....	176

## Liste des abréviations

$s, r$ :	Indice relatif au stator et rotor respectivement
$d$ :	Indice de l'axe direct
$q$ :	Indice de l'axe en quadrature
$[V_s]$ :	Vecteur tension statorique
$[I_s]$ :	Vecteur courant statorique
$[I_r]$ :	Vecteur courant rotorique
$[\Phi_s]$ :	Vecteur flux statorique
$[\Phi_r]$ :	Vecteur flux rotorique
$[R_s]$ :	Matrice résistance statorique
$[R_r]$ :	Matrice résistance rotorique
$[L_{ss}]$ :	Matrice inductance statorique
$[L_{rr}]$ :	Matrice inductance rotorique
$[M_{sr}]$ :	Matrice inductance mutuelle stator-rotor
$[P(\theta)]$ :	Matrice de Park
$P$ :	Nombre de paires de pôles
$\theta_s$ :	L'angle électrique entre l'axe $a_s$ et l'axe $d$
$\theta_r$ :	L'angle électrique entre l'axe $a_r$ et l'axe $d$
$\theta$ :	La position angulaire du rotor par rapport au stator
$\omega_s$ :	Pulsation électrique statorique
$\omega_r$ :	Pulsation de glissement ( $\omega_s - \omega$ )
$\omega$ :	Vitesse angulaire de rotation
$\Omega$ :	Vitesse de rotation mécanique
$C_e$ :	Couple électromagnétique
$C_r$ :	Couple résistant
$R_s$ :	Résistance statorique
$R_r$ :	Résistance rotorique

$l_s$ :	Inductance propre d'une phase statorique
$l_r$ :	Inductance propre d'une phase rotorique
$M_s$ :	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
$M_r$ :	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
$M_{sr}$ :	Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe as coïncide avec l'axe ar
$L_s$ :	Inductance cyclique statorique
$L_r$ :	Inductance cyclique rotorique
$L_m$ :	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor
$j$ :	Moment d'inertie des masses tournantes
$f$ :	Coefficient de frottement visqueux
$X_{ref}$ :	Grandeur de référence
$T_s, T_r$ :	Constantes de temps statorique et rotorique
$\sigma$ :	Coefficient de dispersion
FOC	Contrôle à flux orienté
VOC	Commande vectorielle basée sur orientation de la tension
DTC	Contrôle Direct du Couple
DSC	Auto-control direct
DPC	Contrôle direct de la puissance
SVM	Modulation du vecteur spatial
SFO	Commande orienté stator flux
CNL	Commande non-linéaire
CMG	Commande par mode de glissement
ST-SM	Contrôleur à mode glissant de type Super-Twisting
MPC	Commande prédictive par modèle
CCS-MPC	MPC à ensemble de contrôle continu
FS-MPC	MPC à ensemble de contrôle fini
FS-PTC	Commande Prédictive du couple à ensemble fini
SVP	Sélection des vecteurs prédictive
VSI	Onduleur de tension

PID	contrôleurs proportionnels linéaires intégrés différentiels
MAS	Machine asynchrone
AIC	Commande par intelligence artificielle
NPC	Onduleur de tension à diode de bouclage
3L-NPC	Onduleur de type NPC à trois niveaux
2L-VSI	Onduleur conventionnel à 2 niveaux de tension
MRAS	Système adaptatif avec modèle de référence
RF-MRAS	MRAS basée sur le flux rotorique
EFM-MRAS	MRAS basée sur la force contre électromotrice
PR-MRAS	MRAS basée sur la puissance réactive
NNRF-MRAS	RF-MRAS par approche neural
RN	Réseau des neurones
RNA	Réseaux neuronaux artificiels
MNN	Réseau neural multicouche
FFNN	Réseau neural à anticipation
EMI	Interface électromagnétique
CALC	Circuit d'aide à la commutation
ZVT	Transition à tension nulle
ZCS	Commutation à courant nul
CCM	Mode de Courant Continu
DCM	Mode de Courant Discontinu
PV	Panneau Photovoltaïque

# Liste des tableaux

<b>Tableau 1-1:</b> <i>comparaison paramétrique des différentes commande Foc, DTC et PTC</i> .....	22
<b>Tableau 2-1 :</b> <i>Combinaisons possibles de commutation de chaque phase <math>x = \{ a, b, c \}</math></i> .....	52
<b>Tableau 3-1:</b> <i>Variation des vecteurs de prédiction active en fonction de la position du flux statorique <math>\Theta(N)</math> et de l'erreur du couple <math>\delta T_e</math>.</i> .....	64
<b>Tableau 3-2 :</b> <i>Variation des vecteurs de prédiction active en fonction de la position du flux statoriques <math>\Theta(N)</math> et de l'erreur du flux <math>\delta \psi_s</math>.</i> .....	65
<b>Tableau 4-1 :</b> <i>Variation des vecteurs de prédiction active en fonction de la position du flux statoriques <math>\Theta(N)</math> pour une erreur de couple <math>\delta T_e &gt; 0</math>.</i> .....	90
<b>Tableau 4-2:</b> <i>Comparaison quantitative des performances dynamiques entre la stratégie de commande par onduleur à deux et trois niveaux.</i> .....	105
<b>Tableau 5-1 :</b> <i>Récapitulatif exhaustif des différents résultats de simulation de l'observateur RF-MRAS1 conventionnel et de l'observateur NNRF-MRAS1 proposé par rapport aux observateurs de vitesse [PHA20] et [SRI19]</i> .....	137
<b>Tableau 6-1:</b> <i>Résultats comparatifs pour les différents convertisseurs.</i> .....	173

# Liste des figures

<b>Figure. 2.1 :</b> Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée. ....	33
<b>Figure. 2.2 :</b> Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la machine asynchrone. ....	36
<b>Figure.2.3 :</b> Association machine asynchrone à une source solaire à travers un onduleur de tension et un convertisseur hacheur élévateur. ....	42
<b>Figure. 2.4 :</b> Structure des différents hacheurs , (a) abaisseur, (b) élévateur, (c) abaisseur-élévateur .....	43
<b>Figure.2.5 :</b> Circuit équivalent du convertisseur hacheur survolteur (a) à l'état fermé et (b) à l'état ouvert. ....	45
<b>Figure.2.6 :</b> Onduleur de tension à deux niveaux. ....	46
<b>Figure.2.7 :</b> Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux.....	49
<b>Figure. 2.8 :</b> Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux pour différentes topologies , (a) Onduleur à diode de blocage, (b) Onduleur à condensateurs flotteurs, (c) Onduleur en cascade. ....	50
<b>Figure.2.9 :</b> Structure de l'onduleur triphasé de type NPC à trois niveaux (3L-NPC) montrant la convention positive pour les tensions et les courants.....	51
<b>Figure.2.10 :</b> Vecteurs de tension admissibles 27 du VSI 3L-NPC montrant les petits vecteurs d'amplitude égale (mais d'effet opposé sur la charge du condensateur du lien continu) avec une couleur similaire. ....	53
<b>Figure 4.1:</b> Structure de la commande FS-PTC à l'horizon $(k+2)$ pour un onduleur de trois niveaux NPC (3L-NPC). ....	85
<b>Figure. 4.2 :</b> Structure FS-PTC améliorée basés sur l'erreur du couple pour un onduleur de trois niveaux NPC (3L-NPC). ....	88
<b>Figure.4.3:</b> Sélection des vecteurs de prédiction possible basée sur l'erreur du couple pour un onduleur 3L-NPC à base de la stratégie SVP, les cases rectangulaires en jaune indiquent les vecteurs de prédiction lorsque $\psi$ est situé dans le secteur I et $\delta T_e \geq 0$ .....	89
<b>Figure.4.4 :</b> Principe de mode glissant de la trajectoire d'état. ....	92
<b>Figure.4.5 :</b> Structure équivalente du contrôle .....	94
<b>Figure 4.6 :</b> Démarrage et régime permanent de la réponse de vitesse suivis par l'application de la charge à $t=0.5s$ . ....	99
<b>Figure 4.7 :</b> Réponse du couple électromagnétique avec application d'une charge de 5 N.m à $t=0.5s$ ....	100

<b>Figure 4.8 :</b> Réponse du courant de phase du stator $I_{sa}$ [A].	100
<b>Figure 4.9 :</b> Magnitude du flux statorique [Wb].	100
<b>Figure 4.10 :</b> Composantes des axes du flux statorique [Wb].	101
<b>Figure 4.11 :</b> Trajectoire circulaire du flux statorique [Wb].	101
<b>Figure 4.12 :</b> Réponse de la vitesse du rotor (1000 tr/min ; -1000 tr/min) pour les contrôleurs de vitesse PI et ST	102
<b>Figure 4.13 :</b> Réponse du couple (charge appliquée à $t=0.5s$ ) pour les contrôleurs de vitesse PI et ST.	102
<b>Figure 4.14 :</b> Réponse de la vitesse pour PI et ST à des vitesses faibles à moyennes (200-600 rpm).	103
<b>Figure 4.15 :</b> Réponse de la vitesse pour PI et ST dans la région basse vitesse (50tr/min -25 tr/min).	103
<b>Figure 4.16 :</b> Réponse de vitesse suivant la trajectoire de référence dans différentes régions (PI et ST).	103
<b>Figure 5.1 :</b> Configuration de la structure du MRAS conventionnel.	108
<b>Figure 5.2 :</b> Structure d'un neurone biologique	112
<b>Figure 5.3:</b> Structure d'un seul neurone.	114
<b>Figure 5.4 :</b> Fonctions d'activation linéaires	115
<b>Figure 5.5 :</b> Fonction d'activation échelon	115
<b>Figure 5.6 :</b> Architecture d'une seule couche RN.	117
<b>Figure 5.7 :</b> Architecture d'un réseau de neurones multicouches avec plusieurs entrées ( $k$ ) et couches ( $R$ ).	118
<b>Figure 5.8 :</b> Structure de l'observateur MRAS neurale proposée.	124
<b>Figure 5.9 :</b> Architecture du modèle adaptatif de réseau neuronal de l'observateur RF-MRAS.	125
<b>Figure 5.10 :</b> Architecture du modèle de référence du réseau neuronal de l'observateur RF-MRAS.	126
<b>Figure 5.11 :</b> Analyse des performances à grande vitesse de l'observateur NN RF-MRAS : (a) Réponses de vitesse, (b) erreur de vitesse estimée, (c) couple électromagnétique, et (d) forme d'onde de phase du courant statorique.	128
<b>Figure 5.12:</b> Analyse des performances de l'observateur NN RF-MRAS en cas d'inversion à basse vitesse : (a) réponses de vitesse, (b) erreur de vitesse estimée, (c) couple électromagnétique, et (d) erreur de suivi.	129
<b>Figure 5.13 :</b> Analyse des performances des observateurs MRAS conventionnel et NN RF-MRAS à la vitesse du palier moyen : (a) réponse de vitesse du MRAS conventionnel, (b) réponse de vitesse du NN RF-MRAS, (c) erreur de vitesse estimée du MRAS conventionnel, (d) erreur de vitesse estimée du NN RF-MRAS.	130

<b>Figure 5.14:</b> Analyse des performances à basse vitesse de l'observateur MRAS conventionnel pour la variation de la vitesse par paliers sans perturbation de la charge : (a) Réponses de vitesse, (b) erreur de suivi et (c) erreur de.....	131
<b>Figure 5.15:</b> Analyse des performances à basse vitesse de l'observateur MRAS conventionnel pour la variation de la vitesse par paliers avec perturbation de la charge : (a) Réponses de vitesse, (b) erreur de suivi et (c) erreur de vitesse estimée. ....	131
<b>Figure 5.16:</b> Analyse des performances à basse vitesse de l'observateur NN RF-MRAS proposé pour une variation de vitesse par palier sans perturbation de la charge : (a) Réponses de vitesse, (b) erreur de suivi et (c) erreur de vitesse estimée. ....	132
<b>Figure 5.17:</b> Analyse des performances à basse vitesse de l'observateur NN RF-MRAS proposé pour la variation de la vitesse par paliers avec perturbation de la charge : (a) Réponses de vitesse, (b) erreur de suivi et (c) erreur de vitesse estimée. ....	132
<b>Figure 5.18 :</b> Analyse des performances de la région zéro des observateurs MRAS conventionnel et NN RF-MRAS pour une variation palier de la vitesse : (a) Réponses à la vitesse de l'observateur MRAS conventionnel,(b) Réponses à la vitesse de l'observateur NN RF-MRAS, (c) erreur de suivi de l'observateur MRAS conventionnel, (d) erreur de suivi de l'observateur NN RFMRAS. ....	133
<b>Figure 5.19 :</b> Analyse des performances des observateurs MRAS conventionnel et NN RF-MRAS pour un décalage de 5% de la résistance du stator à une vitesse de référence de 5rad/s : (a) Cercle du flux rotorique MRAS conventionnel, (b) Cercle du flux rotorique NN RF-MRAS, (c) Réponse de vitesse MRAS conventionnel, et (d) Réponse de vitesse NN RF-MRAS. ....	135
<b>Figure 5.20 :</b> Analyse des performances des observateurs MRAS conventionnel et NN RF-MRAS pendant un décalage de 50 % de la résistance du stator à une vitesse de référence de 5rad/s : (a) Cercle de flux du rotor MRAS conventionnel, (b) Cercle de flux du rotor NN RF-MRAS, (c) Réponse de vitesse MRAS conventionnel et (d) Réponse de vitesse NN RF-MRAS.....	136
<b>Figure 6.1:</b> Convertisseur statique conventionnel type hacheur survolteur .....	157
<b>Figure 6.2 :</b> Les caractéristiques de commutation du MOSFET. ....	159
<b>Figure 6.3 :</b> Circuit équivalent du convertisseur DC-DC avec des éléments parasites. ....	161
<b>Figure 6.4 :</b> Forme d'onde de la tension et courant de l'interrupteur pour une commutation dure pendant les phases transitoires. ....	162
<b>Figure 6.5 :</b> Convertisseur solaire DC-DC avec le circuit CALC proposé, (a) hacheur survolteur à commutation douce à deux cellules RLD et RCD, (b) forme d'onde du courant et de la tension de l'interrupteur active durant les phases de transition.....	163



<b>Figure 6.6 :</b> <i>Modèle Pspice du convertisseur DC-DC proposé à commutation douce.</i> .....	167
<b>Figure 6.7 :</b> <i>Forme d'onde de l'interrupteur active d'un hacheur conventionnel sous commutation dure, (a) tension et courant de l'interrupteur actif, (b) Zoom sur au moment d'ouverture de l'interrupteur.</i>	167
<b>Figure 6.8 :</b> <i>Forme d'onde de l'interrupteur active de l' hacheur proposé sous commutation douce, (a) tension et courant de l'interrupteur actif, (b) Zoom sur au moment d'ouverture de l'interrupteur.</i>	168
<b>Figure 6.9 :</b> <i>Pertes de puissance dans l'interrupteur actif: (a) sous commutation dure (b) sous commutation douce.</i> .....	168
<b>Figure 6.10 :</b> <i>Circuit d'isolation galvanique (a) Configuration matérielle du convertisseur élévateur avec le circuit d'isolation galvanique. (b) le signal de l'interrupteur à la sortie de l'optocoupleur 6N137 et du driver IR2112.</i> .....	169
<b>Figure 6.11 :</b> <i>Allure de la tension <math>V_k</math> de l'interrupteur actif, (a) en cas de commutation dure, (b) en cas de commutation douce.</i> .....	170
<b>Figure 6.12 :</b> <i>Les formes d'onde de la tension <math>V_k</math> et le courant <math>I_k</math> de l'interrupteur actif, (a) en cas de convertisseur conventionnel à commutation dure, (b) en cas du convertisseur proposée à commutation douce.</i> .....	171
<b>Figure 6.13 :</b> <i>Les températures de jonction mesurées du MOSFET (a) en cas de commutation dure, (b) en cas de commutation douce.</i> .....	171
<b>Figure 6.14 :</b> <i>Courbe des rendements du convertisseur proposé en commutation dure et douce, comparées au convertisseur doux proposé par [ZHA17], [DOH11], [LIN18],[ZHA18].</i> .....	173

# Introduction Générale

## Introduction et Situation Technologique :

Dans l'industrie moderne, particulièrement dans les pays développés, plus de la moitié de l'énergie électrique totale produite est convertie en énergie mécanique dans les moteurs électriques. Que ce soit accroître l'efficacité énergétique ou pour optimiser et améliorer les contrôles des procédés, les industriels s'équipent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable par moteurs électriques. Selon les statistiques relatives, les systèmes de moteurs électriques sont actuellement la plus grande utilisation finale d'électricité, ce qui représente 43 % à 46 % de la consommation mondiale d'électricité. Il existe une grande variété de moteurs électriques pouvant être utilisés comme moteurs d'entraînements et par conséquent, plusieurs types d'entraînements électroniques à vitesse variable. Ces derniers se distinguent les uns des autres par les technologies mises en œuvre et par type de commande.

Il est bien connu que la machine à courant continu a occupé la place d'honneur dans les applications concernant les systèmes à haute performance dynamique. Ceci est dû essentiellement à la simplicité de la commande de cette machine. Cette simplicité s'explique par le découplage naturel des champs magnétiques d'excitation et d'armature, ce qui rend possible le contrôle du couple de la machine simplement par le courant d'armature (induit) indépendamment du courant d'excitation (inducteur). Néanmoins, l'inconvénient majeur dans l'utilisation de cette machine réside dans la complexité de sa fabrication et de son coût élevé. Cependant, la présence du système bague-balais constituait un frein au développement de ces machines notamment pour des applications dans des environnements sévères. Ce qui rend cette machine fragile et exige beaucoup d'entretien. L'absence du collecteur mécanique dans les moteurs synchrones à aimant permanent conduit à une utilisation de plus en plus grande dans les entraînements électriques de puissance relativement réduite. L'utilisation des aimants au rotor augmente le coût de ce type de machine et trouve ses limites dans des conditions d'utilisation sévères : température élevée ou surcharges importantes. A ces inconvénients s'ajoute aussi le phénomène encore mal connu du vieillissement des aimants permanents utilisés dans les machines synchrones.

D'autre part, la machine asynchrone était la plus couramment utilisée dans le domaine des applications à vitesse constante en raison des nombreux avantages qu'elle présente par rapport aux autres machines. L'utilisation de ce type de moteur dans la variation de vitesse n'est pas une chose nouvelle. Elle

se distingue des moteurs à courant continu par sa puissance massique, sa vitesse maximale supérieure, sa robustesse et son faible coût. L'absence de collecteur mécanique lui permet d'être le moteur privilégié dans de nombreux domaines comme l'aérospatiale, la chimie ou la médecine (entretien moins fréquent), l'industrie ainsi que les sciences modernes telles que les véhicules électriques, et les applications de l'énergie de solaire (pompage solaire). Cependant ces avantages ont longtemps été inhibés par la complexité de la commande. Le couplage existant entre le flux magnétique et couple moteur est de nature non linéaire plus complexe à mettre en œuvre que celui d'un moteur à courant continu. Malgré cela, depuis plusieurs années, la place du moteur asynchrone dans les applications industrielles ne cesse de croître. Elle représentait l'année dernière un marché de 12 000 millions de dollars avec une augmentation annuelle de 15% [Hol,21]. Cette présence régulée est due à l'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs, qui a permis la construction des convertisseurs de puissances élevées, capables de délivrer des tensions ou des courants d'amplitudes et de fréquence réglables. En parallèle, l'apparition des processeurs numériques de signaux de plus en plus performants a rendu possible l'implantation à moindres coûts des lois de commandes sophistiquées ; la commande vectorielle, les commandes non linéaires (linéarisation entrée-sortie, linéarisation exactes, ...). Ces dispositifs électroniques ont donc permis de retrouver, avec le moteur asynchrone, la souplesse de contrôle et la qualité de la conversion électromagnétique, naturellement obtenues jusqu'alors avec le moteur à courant continu.

## **Problématique, Objectifs et Etat de l'art :**

Le comportement dynamique de la machine est souvent très complexe, puisque sa modélisation aboutit à un système d'équations non linéaires, fortement couplées et multivariées. De plus, certaines de ses variables d'état, comme le flux, ne sont pas mesurables. Ces contraintes nécessitent des algorithmes de contrôle plus avancés pour contrôler le couple et le flux de ces machines en temps réel. Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles sont menées pour remédier au problème de contrôle de la machine électrique et pour développer des contrôles robustes et efficaces.

Plusieurs techniques ont été proposées à cet effet. Elles sont classées principalement dans les contrôles scalaires et vectoriels [Buj14]. La commande scalaire, appelée aussi volts/hertz, est une stratégie simple qui est appliquée pour contrôler la vitesse des machines électriques en fonction du rapport constant de magnitude de tension et de fréquence en utilisant le modèle de circuit équivalent à l'état stationnaire de la machine. Cependant, cette méthode ne se consacre pas aux applications de haute performance en raison de sa lente réponse et de l'existence d'un couplage entre le couple et le flux. Le contrôle vectoriel, qui est également connu sur terrain par le contrôle à flux orienté (FOC), a été développé pour surmonter la limitation du contrôle scalaire. Il a été présenté dans les années 1970 par Hasse [Has69] et Blaschke [Bla72]

pour fournir un contrôle indépendant du couple et du flux de manière similaire à la machine CC d'excitation séparée. La représentation vectorielle des quantités motrices permet de travailler dans des conditions stables et dynamiques, ce qui permet d'obtenir une bonne réponse transitoire. Néanmoins, les principaux inconvénients de la FOC sont la transformation des coordonnées qui nécessite l'angle de flux qui ne peut pas être mesuré directement. En outre, la sensibilité à la variation des paramètres de la machine, comme les résistances du rotor et stator.

Une autre méthode classique garantit un contrôle séparé du flux et du couple est appelée Contrôle Direct du Couple (DTC). Elle a été introduite par Takahashi et Nagochi au milieu des années 1980 au Japon [Tak86], et aussi en Allemagne par Depenbrock sous le nom d'auto-control direct (DSC) [Dep88]. Contrairement à la FOC, cette commande est entièrement effectuée dans une trame fixe (coordonnées fixes du stator). De plus, DTC génère les signaux de synchronisation de l'onduleur directement via une table de commutation de recherche et l'utilisation du modulateur n'est pas nécessaire. Elle offre une excellente réponse au couple en utilisant moins de paramètres du modèle que FOC [Wan14]. Cependant, la méthode DTC standard souffre d'un flux élevé et des ondulations de couple en raison de l'utilisation de contrôleurs d'hystérésis. De nombreux schémas DTC modifiés ont été proposés afin de réduire les ondulations. L'insertion de la modulation du vecteur spatial (SVM) a été une solution très utile [Hab92]. Cette méthode, connue par SVM-DTC, réduit le niveau d'ondulation élevé malgré sa complexité. Plusieurs schémas de contrôle SVM-DTC ont été mentionnés dans la littérature [Las00]; [Rod04], une des méthodes développées est orientée stator flux (SFO). Cette méthode combine les avantages des méthodes COT et TTT et élimine leurs inconvénients. L'algorithme SVM-DTC utilise des contrôleurs de couple et de flux PI linéaires au lieu de comparateurs d'hystérésis pour générer les tensions de contrôle de référence.

Les contrôleurs proportionnels linéaires intégrés différentiels (PID) ont rencontré un grand intérêt pour les applications industrielles. Cependant, des extensions supplémentaires devraient être faites pour remplir un comportement acceptable comme la limitation de sortie et anti-windup. [Sto13]. Les processus de contrôle industriel traitent habituellement des systèmes complexes comportant de multiples paramètres variables qui peuvent avoir un couplage non linéaire (c'est-à-dire la machine à induction en particulier) [Pan13]. Le modèle mathématique initial basé sur des méthodes analytiques conventionnelles contient généralement des hypothèses approximatives et une dynamique non codée. De plus, il peut également être affecté par la variation des paramètres due aux conditions environnementales et aux perturbations externes pendant l'exploitation. Par conséquent, l'utilisation de méthodes linéaires ne permet pas d'obtenir des performances prometteuses

Certes que dans la formulation d'un problème de commande conventionnelle, il y a des anomalies spécifiques entre le système réel et le modèle mathématique développé dans le but de concevoir la ou les

lois de commande. Cette particularité peut être due à la variation paramétrique du système ou de l'approximation du comportement complexe du système par un modèle direct. Concernant le modèle, celui-ci n'est autre qu'une approximation du système physique qu'il doit représenter. L'écart entre le modèle de commande et le procédé réel résulte d'une méconnaissance totale ou partielle de certains phénomènes physiques qui sont mal connus ou volontairement négligés. Il convient donc d'étudier la robustesse de la loi de commande appliquée afin d'être capable de garantir la stabilité avec un certain degré de performance, en dépit des incertitudes. Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commande classique (à base de PI) en général peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes. Cependant, lorsque la dynamique du modèle s'éloigne de celle du processus réel (cas des procédés non linéaires et/ou à paramètres variant dans le temps), les performances d'une commande linéaire se dégradent au fur et à mesure que l'écart entre les paramètres réels et ceux utilisés dans le calcul de la commande augmente. Pour remédier à ce dysfonctionnement, les recherches se sont orientées vers des techniques de commande plus sophistiquées assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. On peut citer dans ce contexte la commande adaptative [FRE99], [KRI95], [MAR95], [ÂST84], la linéarisation par retour d'état adaptatif [CAL99], [KOK01], la commande  $H_\infty$  [DOY89] [FRA87] [BAL91], et également des méthodologies de commande non linéaire comme la commande par mode de glissement (CMG) [LOU02][UTK99][BAR99][BÜH86][DRA69]. Cette dernière commande s'inscrit dans la théorie des systèmes à structure variable qui a pour vocation l'obtention, en boucle fermée, d'une dynamique largement indépendante de celle du processus et surtout de ses variations éventuelles, en ce sens, la commande à structure variable est une commande non linéaire qui possède la propriété de robustesse [EFE04][EDW00][UTK77][EME67] [ITK76]. Il existe aussi d'autres types de commande robuste telle que la logique floue [HAJ96] [MIH12], la linéarisation entrée sortie [BEN01][ETI02], les réseaux de neurones [MIH02], la commande par backstepping [BEN00][BOU06], et la commande prédictive [PER02]. Cette dernière commande est très récente, elle présente une procédure récursive qui combine entre le choix de la fonction de Lyapunov et la synthèse de la loi de commande. Cette méthode transforme le problème de synthèse de la loi de commande pour le système global en une synthèse de séquence de commande pour des systèmes réduits. En exploitant la flexibilité de ces derniers, le model prédictif peut répondre aux problèmes de régulation, de poursuite et de robustesse avec des conditions moins restrictives que d'autres méthodes [BOU06]. L'ingéniosité de l'idée nous a conduits à proposer l'utilisation de cette loi de commande pour le réglage de la vitesse de la MAS avec capteur mécanique et qui fera l'objet du premier volet de notre thèse.

Concernant le deuxième volet, pour ces lois de commande dites sophistiquées, se pose un problème majeur qui est la nécessité d'emploi d'un capteur mécanique (vitesse, couple de charge). Ceci impose un

surcoût et augmente la complexité des montages. Dans certains domaines industriels tels que la sûreté de fonctionnement, le fonctionnement sans capteur mécanique permet d'une part de réduire les coûts de fabrication (pas de capteur à implémenter) et de maintenance, et d'autre part de proposer une solution dégradée mais fonctionnelle aux applications avec capteurs en cas de panne de ceux-ci. De ce point de vue, l'objectif premier de ce volet consiste à concevoir des techniques de détermination des grandeurs mécaniques (vitesse et position) de la machine asynchrone en utilisant comme seules mesures les grandeurs électriques. Ces techniques, utilisées pour remplacer l'information donnée par les capteurs mécaniques, sont parfois appelées capteurs logiciels. Une attention particulière est donnée au fonctionnement de la machine asynchrone sans capteur mécanique à basse vitesse. la conception d'une loi de commande non linéaire associée à l'une des techniques de détermination des grandeurs mécaniques pour réaliser une commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone est le second objectif de ce volet. Plusieurs approches d'observation sans capteur mécanique de la machine asynchrone sont développées dans la littérature. Il existe deux approches basiques. Celle qui est qualifiée d'approche sans modèles : nous pouvons citer celles reposant sur une heuristique et qui sont proches de l'intelligence artificielle (réseaux de neurones [WOL14],[KUC17]) et celles qui utilisent les phénomènes parasites liés à la géométrie de la machine. Ces dernières introduisent des harmoniques fonctions de la vitesse de la machine [OBR17], [RER18],[MOR19]. Une autre approche est basée sur un modèle de comportement de la machine qui s'appuie sur les techniques d'observation issues de l'automatique. Plusieurs catégories sont distinguées, dont ils sont classifiés comme : les filtres de Kalman étendus [ZEI15],[SAH14],[WES94],[MOR20] et les filtres de Luenberger étendus [ZEI20],[SAH18], qui ne peuvent garantir que la convergence locale, les méthodes adaptatives : [SCH92],[LUB99], [CAM17] et les observateurs non linéaires tels que par exemple les observateurs par modes glissants [GAR98],[AUR19] et les observateurs à grand gain [STR10], [KHA14]. C'est principalement dans cette dernière direction que le travail de thèse s'est orienté pour l'observation de la machine asynchrone sans capteur mécanique. Dans le domaine de la commande sans capteur mécanique, il existe aussi de nombreux articles consacrés à ce sujet (voir [TAJ17],[LIN17], [PER18],[MAR19],[GUI20],[MON20],[FEE21], [MAR21], [AUR19],[KHA21],[BAR20][Mar21]). Cependant, les méthodes de commandes sans capteur mécanique proposées dans la littérature sont testées et évaluées dans des conditions de fonctionnement à haute vitesse de la machine alors que les difficultés sont essentiellement à basse vitesse à cause de l'inobservabilité de la machine asynchrone. Dans ces travaux cités auparavant, Il n'existait pas de benchmark permettant de tester expérimentalement les lois de commandes sans capteur mécanique prenant en compte le fonctionnement à basse vitesse. Il est aussi constaté que pour ces lois de commande sans capteur mécanique proposées dans la littérature, il n'existait pas de démonstration de convergence globale de l'ensemble "Commande + Observateur" en boucle fermée excepte les travaux de [FEE18] et [MAR21]. Néanmoins, ces méthodes

proposées ont été testées et évaluées à haute vitesse et considèrent le couple de charge comme étant une variable connue (mesurée). Ainsi, le travail de thèse s'est aussi orienté dans cette direction dans le but de proposer une loi de commande non linéaire sans capteur mécanique qui réponde aux questions posées.

Dans un dernier volet, toute commande n'est performante si les convertisseurs statiques ne sont pas efficaces. La complexité d'un convertisseur augmente avec la puissance qu'il est capable de transmettre. Il existe en effet plusieurs topologies de convertisseurs spécialement étudiées pour répondre aux besoins des applications forte puissance. Ces convertisseurs doivent transmettre l'énergie avec le meilleur rendement possible compte-tenu des contraintes liées notamment aux pertes dans les interrupteurs, qui assurent la fonction de commutation, et qui sont généralement des IGBT ou MOSFET. Outre l'efficacité énergétique de la conversion de puissance, l'un des aspects primordiaux de la conception de convertisseur de puissance est le control ainsi que le rendement de la chaîne. Aujourd'hui, l'enjeu est de pouvoir accroître le rendement de la conversion tout en minimisant les dimensions des convertisseurs. A cet égard, de nombreuses recherches ont introduit des circuits d'aide à la commutation dans le but de minimiser les pertes et assurer une commutation douce pour les interrupteurs. Ces modèles se catégorisent soit sous le modèle actif ou le modèle passif du circuit d'aide de commutation. Le modèle actif a été adopté par [DOH17], assurant une minimisation des pertes par contre il nécessite un circuit auxiliaire de commande qui complique les deux parties du convertisseurs (control et puissance). Contrairement au modèle passif [ELM20], qui ne comporte que des composants passifs, sans le besoin des circuits additionnels de commande. Ce modèle est favorisé pour la simplicité du circuit dans l'implantation expérimentale ainsi que son faible coût. C'est principalement dans cette dernière direction que ce volet de thèse s'est focalisé sur l'optimisation des convertisseurs statiques, et l'augmentation de l'efficacité de la chaîne de puissance.

## **Organisation du rapport de thèse :**

Outre cette introduction qui fait office à la fois de motivation et de présentation générale du sujet, le mémoire de thèse s'articule donc autour des chapitres suivants :

*Le chapitre 1* est consacré à l'état de l'art des différentes stratégies de commandes. Dans la première partie de ce chapitre, l'historique chronologique de la commande de la machine asynchrone est introduit ; partant des méthodes linéaires classiques (scalaire et control vectoriel) aux nouvelles structures et stratégies de commande rénovées qui se cadrent dans les commandes non linéaires par mode glissant, approches intelligentes, ou par mode prédictif. La deuxième partie de ce chapitre est dédiée à la philosophie des commandes sans capteur de vitesse. Par suite, une classification des différents observateurs de vitesses est détaillée ainsi qu'une analyse comparative des avantages et inconvénients de ces observateurs.

Le *chapitre 2* fera l'objet d'élaboration analytique du modèle dynamique de la machine asynchrone, le modèle ainsi obtenu sera utilisé pour aboutir à une représentation permettant la simulation de la machine. Au surplus, ce chapitre abordera la classification des topologies et le principe de fonctionnement des convertisseurs statiques (Hacheur et Onduleur) sont rappelés, ainsi que leur principe de fonctionnement et de modélisation mathématiques.

Le *chapitre 3* étale la commande proposée FS-PTC simplifiée basée sur la technique *sélections des vecteurs de prédiction SVP*, pour réduire le nombre des vecteurs de prédiction et minimiser le taux de calcul. Cette stratégie de commande est intégrée pour le control d'un moteur asynchrone via un onduleur de tension de deux niveaux. Par suite, une étude comparative entre le modèle proposé et la FS-PTC conventionnelle est entamée pour démontrer les vertus apportées par le model proposé en termes de simplicité et conception. La performance des stratégies proposées est évaluée par des simulations dans l'environnement Matlab/Simulink.

Le *chapitre 4* propose l'intégration de cette commande via un onduleur de trois niveaux de type 3L-NPC. Une évaluation comparative des performances dynamiques du système est fournie pour les modèles FS-PTC amélioré et FS-PTC conventionnel. En outre a une analyse comparative établie pour la boucle externe de la vitesse sous régulation linéaire (PI) et non linéaire via un contrôleur à mode glissant du deuxième ordre et ce dans le but d'améliorer les performances de l'ensemble du système en termes de robustesse et variation paramétrique. La performance de la commande est évaluée par des simulations dans l'environnement Matlab/Simulink.

Le *chapitre 5* sera dévoué à la commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse après avoir fait un état de l'art sur les différentes techniques de synthèses d'observateurs de position pour la machine asynchrone présentés dans la littérature. Les principaux inconvénients communs entre ces multiples techniques de synthèses sont détaillés, ainsi leurs performances lacunaires dans les régions de petite vitesse. De ce fait, pour améliorer les performances de contrôle et réduire la sensibilité des observateurs conventionnels, une approche fructueuse repose sur l'union de l'intelligence artificielle à l'observateur MRAS est proposée. Dans ce contexte, les principes des réseaux de neurones et leur application dans le modèle de l'observateur classique MRAS sont introduits. Au surplus, une démonstration de convergence globale de l'ensemble "Commande + Observateur" est donnée dans ce chapitre. Ainsi, une évaluation de sensibilité et robustesse de l'ensemble vis-à-vis des variations paramétriques de la machine asynchrone est fournie.



Finalemment, une conclusion générale clôturera le manuscrit afin de mettre en relief les différentes remarques concernant les résultats présentés dans cette thèse. Plusieurs perspectives seront également présentées.

## Liste des Publications :

Ces travaux ont fait l'objet de plusieurs publications :

### Publications en Revues internationales :

[ELM,20] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi. "Switching Losses Analysis of A Concepted Solar DC-DC Static Boost Converter", *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, Vol 18, No.3,pp.132-141, September 2020. ( CiteScore : 2.7)

[ELM,21] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, "Advanced Speed Sensorless Control Strategy for Induction Machine Based on Neuro-MRAS Observer", *Materials Today; Proceeding*, Vol 45, pp.7615-7621, March 2021. ( CiteScore : 2.4)

[ELM,21\_1] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, "Performance Analysis of Novel Robust ANN-MRAS Observer Applied To Induction Motor Drive", *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, *Under Review* ( CiteScore : 3.0)

[ELM,21\_4] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, " A simplified Finite-State Predictive Direct Torque Control for induction Motor" , *in preparation*

[ELM,21\_5] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi " Finite-State Predictive Current control for induction Motor Drive supplied from a three-level NPC Voltage Source Inverter", *in preparation*

### Publications en Ouvrages Scientifiques :

[ELM,18] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, "A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Space Vector PWM of an Induction Machine", 2018, *Big Data and Smart Digital Environment (Springer)*, Vol.53,2018,p307-313.

[ELM,19\_1] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, " Design of a PWM sliding Mode Voltage controller of a DC-DC boost Converter in CCM at variable conditions", *Lecture Notes in Electrical Engineering (Springer)*, Vol.684, pp263-270.

[ELM,21] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, " Experimental Investigation of Efficiency and Dynamic Losses for a Constructed Solar Boost", *Digital Technologies and Applications (Springer)*, Vol.211,

### Publications en Congrès Internationaux :

- [ELM,18] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, "A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Space Vector PWM of an Induction Machine", International Conference on Big and Smart Digital Environment (ICBDSDE'18), Casablanca, Morocco, 2018.
- [ELM,19] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, "Conception of a Solar DC-DC Static Converter with a switching losses evaluation" , Conférence International sur les Energies Nouvelles et Renouvelables ( COFMER'03), Marrakech, Morocco, 2019.
- [BRA,19] A.Brahmi, A.Abounada, W.E.Merrassi, "Behavioral study a new DC-AC Boost Inverter For Photovoltaic Applications: Theory and simulation", International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC'19), Agadir, Morocco, 2019.
- [ELM,19\_1] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, " Design of a PWM sliding Mode Voltage controller of a DC-DC boost Converter in CCM at variable conditions" , International Conference on Smart Information Communication technologies (SmartICT'19), Saidia, Morocco, 2019.
- [ELM,20\_1] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, " Advanced Speed Sensorless Control Strategy for induction machine based on neuro-MRAS observer", International Conference on Materials Environmental Science (ICMES'20), Saidia, Morocco, 2020.
- [ELM,21] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, " Experimental Investigation of Efficiency and Dynamic Losses for a Constructed Solar Boost" , International Conference on Digital Technologies and Applications ( ICDTA'21), Fez, Morocco, 2021.
- [ELM,21\_2] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, " A Finite Set model predictive current control technique for an asynchronous machine operating a 2-Level Voltage source inverter" , Conference sur la corrosion et Environnement (JC&E2021), Oujda, Morocco,2021.
- [ELM,21\_3] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, " Optimal Switching Vector Model Predictive Current Control Strategy of Asynchronous Motor Supplied From a 3L-NPC Inverter" , International Conference in Mechanical Industrial Energy Systems and Automotive Technology, Oujda, Morocco,2021.

# **C** h**apitre.1 :** **Etat d'Art des commandes de la machine Asynchrone**

## 1. Introduction :

L'évolution des systèmes industriels vers des processus automatisés, impose de plus en plus l'intégration des moteurs électriques dans un environnement électronique de régulation et de commande. Dans cette optique, le moteur à courant continu, dont le modèle électrique laisse présager des lois de commandes simples, occupe une large part du marché des actionneurs électriques. Cependant, les faiblesses structurelles de cette machine ont orienté les recherches vers l'utilisation des moteurs à courant alternatif, spécialement les moteurs asynchrones, moins coûteux et plus robustes.

La machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques, est à l'heure actuelle, la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, où de hautes performances en couple sont requises [DON20]. L'omniprésence de cette machine dans les entraînements régulés est due essentiellement à l'évolution technologique considérable, notamment en matière des composants de l'électronique de puissances permettant la construction des convertisseurs statiques à commutation rapide, de puissance élevée et assurant une maniabilité accrue de l'alimentation des machines en ondes réglables en amplitude et en fréquence [RAJ18].

En parallèle, l'amélioration des performances de la commande du moteur asynchrone est un soucis constant menant de plus en plus à des philosophies et des structures de commandes évoluées. Dans ce contexte, plusieurs approches de commande ont été introduites dans la littérature, tels les commandes classiques, non linéaire, prédictive...etc. Les moteurs, associés à ces commandes modernes, réalisent actuellement des performances dynamiques comparables, voire supérieures à celles de la machine à courant continu. Il demeure que les algorithmes de commande qui découlent des modèles de la machine asynchrone restent assez laborieux avec un degré de complexité relatif. Néanmoins, dans la plupart des cas, chacune de ces commandes reposent sur la nécessité de mesure de la vitesse, entre autres, pour effectuer les transformations de coordonnées.

Physiquement, cette mesure est réalisée au moyen de capteur mécanique de vitesse monté en bout d'arbre du rotor qui, malheureusement, contribue à augmenter la complexité et le coût de l'installation (câblage supplémentaire et maintenance). Le fonctionnement sans capteur mécanique est devenu dès lors un sujet de préoccupation majeur et l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs contemporains [XU18].

Dans ce chapitre, il sera question de mettre en exergue les principales techniques liées au control de la machine asynchrone ainsi que les nouvelles approches pour l'observation de vitesse sans capteur mécanique. Il est fréquent d'omettre le terme "capteur mécanique" grâce à les nouvelles thématiques pour la détermination de la vitesse via des commande dites "sans capteur" ou encore "sensorless" en anglais. Ce

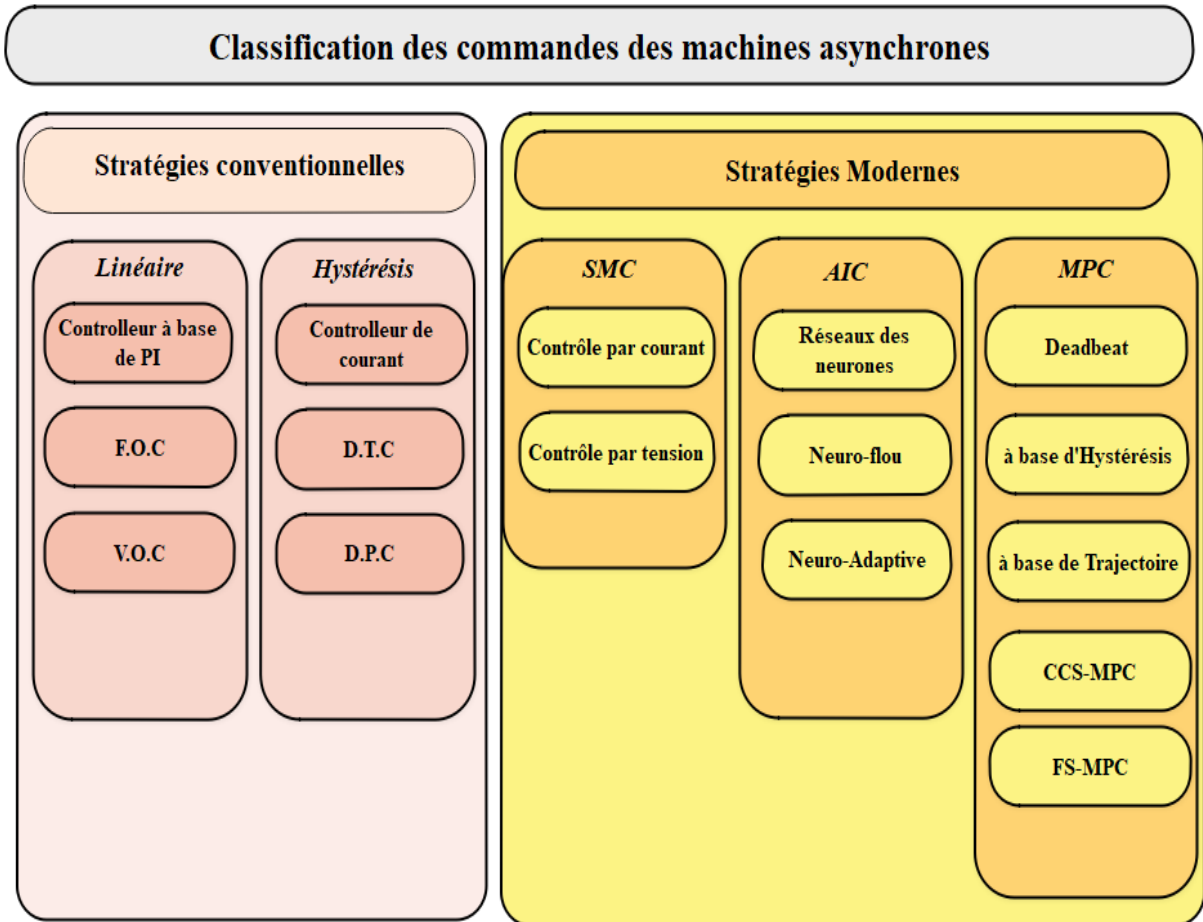
chapitre est structuré comme suit : dans un premier temps, les différentes méthodes de commande de la machine asynchrone seront amplement exposées, et dans un second temps, les différentes approches d'estimation de la vitesse, présentées dans la littérature, pour une commande sans capteur seront à leur tour exhaustivement citées.

## 2. Les techniques de commandes de la machine asynchrone :

En général, les commandes de la machine asynchrone peuvent être classées en deux catégories majeurs (fig.1.1) : les méthodes conventionnelles et les commandes modernes. Les stratégies de contrôle classiques englobent les commandes à base des contrôleurs linéaires ou des contrôleurs non linéaires (hystérésis). Dans ce type de commande linéaire, la nature hybride du système est traitée par un étage de modulation supplémentaire, qui transforme les signaux de commande continus en signaux discrets à haute fréquence pour les convertisseurs de puissance. A cet égard, la commande vectorielle classique basée sur l'orientation de la tension (VOC) [OHN85], [JOE83] et la commande par flux orientée (FOC) [Has68], [BLA72] qui garantit la dynamique et la performance statique via des boucles de commande de courant internes avec un contrôleur linéaire proportionnel-intégral (PI) se catégorisent parmi les commandes conventionnelles linéaires distinguées. Ces commandes garantissent les performances dynamiques et statiques via des boucles de contrôle du courant interne avec un contrôleur linéaire proportionnel-intégral (PI). L'implémentation de ces commandes dans plusieurs applications industrielles est élue en raison de leurs procédures de conception bien connues et de la simplicité de leur mise en œuvre [GOR18].

D'autre part, les contrôleurs à hystérésis sont également devenus populaires. Ils ont été utilisés dans les industries, car ils peuvent gérer la nature hybride du système sans utiliser de modulateur, contrairement aux contrôleurs linéaires [HAS18], [ABD11]. Ce schéma a été appliqué dans plusieurs applications telles que le contrôle basé sur le courant, le contrôle direct du couple (DTC) [TAK86] et le contrôle direct de la puissance (DPC) [NOG98]. Au départ, les méthodes conventionnelles étaient mises en œuvre dans une plate-forme de commande analogique, puis elles ont été adoptées à grande échelle dans une plate-forme de commande numérique, qui est en fait une norme industrielle très demandée. Dans ce cadre, les progrès rapides et continus de la plate-forme de commande numérique (par exemple, les DSP et les FPGA) facilitent la pratique de schémas de commande modernes qui peuvent considérer et résoudre de manière convaincante la plupart des exigences de commande susmentionnées. En général, la commande par mode glissant (CMG), la commande par intelligence artificielle (AIC) et la commande prédictive par modèle (MPC) sont classées parmi les méthodes de commande modernes, voir Fig. 1.1. Comme indiqué dans la littérature

[MOH19], [KOM19], [KUM18] , les méthodes modernes peuvent être plus viables que leurs homologues linéaires dans les applications avec des systèmes à dynamiques complexes, non linéaires et très contraints.



**Figure.1.1** : classification des différentes commandes de la machines asynchrones

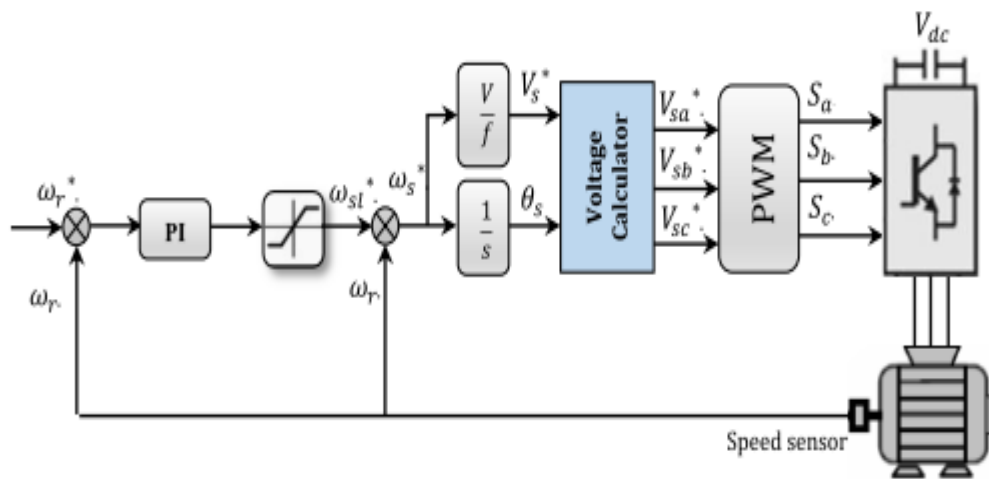
Le principe de fonctionnement des différentes commandes inclut dans les deux classes conventionnelle et moderne seront amplement détaillée dans la section suivante.

## 2.1 Commande Conventionnelle :

### a. Commande Scalaire (v/f) :

Cette première méthode de commande, la plus ancienne, équipe un grand nombre de variateurs à dynamique relativement lente et ne nécessitant pas de fonctionnement à très basse vitesse avec fort couple par exemple le ventilateur, le compresseur, le climatiseur et la pompe où les performances dynamiques très élevés ne sont pas requises [KRE93]. Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine asynchrone nécessite le contrôle de son flux magnétique réalisé selon deux méthodes dites directes et indirectes. Les

premières dérivent à partir de sa mesure physique ou de son estimation. Les secondes sont réalisées sur la base du maintien du rapport tension-fréquence égal à une constante, souvent appelées les lois V/f et qui sous entendent généralement toutes les commandes scalaires (Volt/Hertz en anglais). Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent du moteur asynchrone [COM05]. En cherchant à maximiser les capacités de couple ( $C_{max}$ ), le flux doit être maintenu dans une large plage égale à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport  $V/f = \text{constante}$ . Certes, comme inconvénient, cette technique est sensible dans les phases transitoires aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique [MAR21], [TRI19].

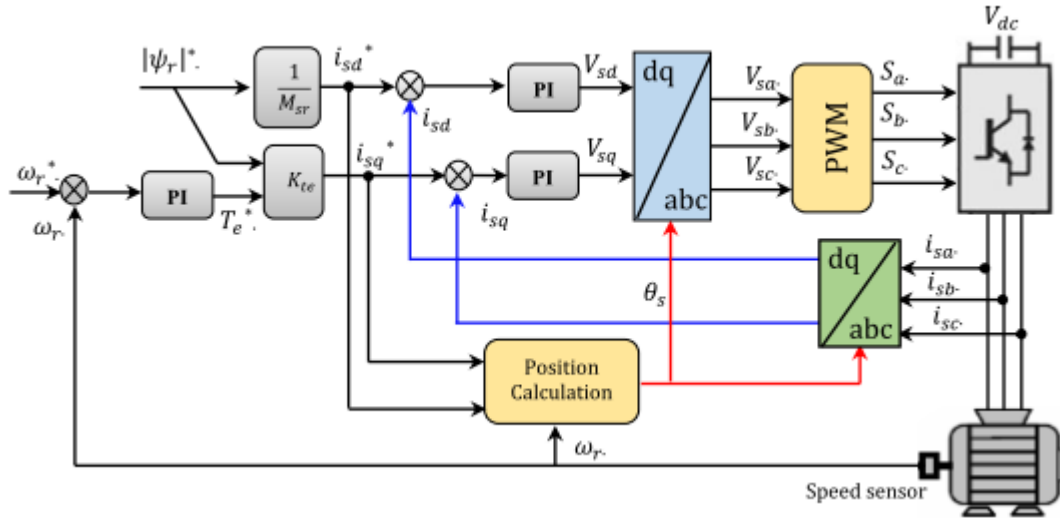


**Figure.1.2** : Structure de la boucle fermée de la commande scalaire (v/f)

### **b. Commande vectorielle par orientation de flux (F.O.C)**

L'objectif de la commande vectorielle dite par orientation du flux, est d'obtenir de la machine asynchrone des performances comparables à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante où le découplage entre le flux et le couple existe naturellement. Cette approche est largement répandue chez les fabricants de variateurs de vitesse depuis son introduction par Blaschke en 1972 [BLA72]. Elle octroie des performances bien meilleures en régime dynamique, et a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution, car jusque-là on n'utilisait que la commande scalaire [KRE60]. Désormais, cette commande constitue aujourd'hui la référence universelle et industrielle en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines à courant alternatif [DEK21]. De nombreuses études ont été menées autour de cette base de travail pour obtenir les structures de commande vectorielle [IFF17], [HAN18], [ELO19]. Il existe des méthodes vectorielles directes et indirectes selon la détermination de l'angle de position du flux, ou angle d'orientation. Si cet angle est donné directement à partir des composantes biphasées du flux, ces méthodes sont dites directes, sinon elles sont indirectes et

l'angle en question devrait être calculé par l'intégrale de la pulsation du stator déduite à partir de la combinaison linéaire de la pulsation de glissement et la vitesse du rotor. De ce fait, les méthodes directes nécessitent un capteur de flux ou son estimation; alors que les méthodes indirectes nécessitent un capteur de vitesse ou l'estimation de celle-ci.



**Figure.1.3** : Structure de contrôle de la commande vectorielle F.O.C

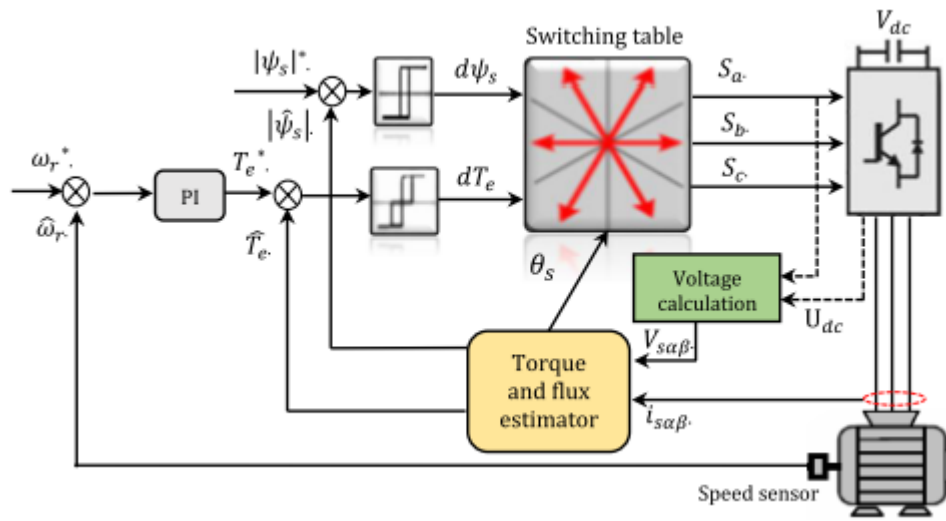
### c. Contrôle direct du couple (DTC)

La structure de contrôle direct du couple (DTC) ou encore sous la terminologie DSC (Direct Self Control) de la machine asynchrone a été introduite par Depenbrock [DEP87] et Takahashi [TAK86] pour concurrencer les méthodes classiques. Par la suite, de nombreux travaux ont été menés sur ce thème [LVK19], [TAR20], et [RUB20] ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande, notant aussi que l'approche DTC est traitée en détail dans la référence [HAM19]. A l'opposé de la commande vectorielle, cette approche ne reproduit pas le comportement électromécanique de la machine à courant continu [BER17], mais elle a pour but d'exploiter les performances du flux et du couple en utilisant une alimentation par modulation de largeur d'impulsion MLI qui consiste à chercher, à tout instant, la combinaison optimale des interrupteurs de l'onduleur de tension.

Les principaux avantages de la DTC sont la dynamique rapide de la réponse en couple, la robustesse contre les variations paramétriques et l'absence des transformations de coordonnées [LEH99]. Dans les travaux de thèse donné dans [DJE15], [BEN14], une étude comparative entre le contrôle vectoriel FOC et le contrôle direct du couple DTC fut menée et il ressort qu'il y'a une certaine difficulté dans la commande du couple et du flux à très basse vitesse car présentant des ondulations élevées du courant et du couple. Ainsi,



un certain nombre de stratégies ont été proposées pour pallier à ce problème et qui donnent lieu à divers degrés de complexité.



**Figure.1.4** : la structure de commande directe du couple basée sur la table de commutation.

## 2.2 Commandes Modernes :

### a. Commande par mode glissant (CMG):

La stratégie de commande à structure variable, utilisant les modes glissants a été développée par plusieurs études et recherches pour la commande des moteurs asynchrones, [UTK 93], [YUX01], [BEN00], [CAN01]. La théorie des modes glissants est devenue l'une des éventualités du contrôle de la vitesse et du flux de la machine asynchrone en raison de son insensibilité aux variations paramétriques, de son rejet de perturbations externes, de sa réponse dynamique rapide et, en particulier, de sa simplicité d'implémentation au sein des convertisseurs de puissance [BKE18]. La commande par mode glissant est basée sur une logique de commutation, son objectif est de synthétiser une variété de surfaces telles que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulation et de stabilité. Par la suite, on détermine une loi de commande (commutation) qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface en se basant sur la théorie de Lyapunov [BKE18]. Ainsi dans [Rom 07] [BEN19], l'association de la commande par mode de glissement et la commande par DTC permet de réduire les ondulations de couple et de flux. Sa principale caractéristique est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de commutation, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés. L'inconvénient de cette association (DTC-CMG) réside dans l'utilisation de la fonction saturation

qui introduit une erreur statique persistante ainsi que la nécessité de disposer d'une connaissance de la dynamique du système.

Cependant, la commande par mode glissant (CMG) n'est pas tout à fait sans problèmes. En effet, quelques difficultés sont typiquement liées à cette technique tels que le broutement (Chattering), les effets des dynamiques non modélisés, la sensibilité des capteurs vis-à-vis des bruits à haute fréquence, l'infinité du temps de convergence et l'amélioration de la robustesse. Ces inconvénients restent les défis de recherche qui ont sans cesse attiré l'attention de la communauté des chercheurs [PAN13]. Diverses approches ont été développées pour répondre à ces problèmes, mais il n'y a toujours pas une solution panacée, à commencer par ceux qui ont introduit de nouvelles formes de surfaces de commutations afin d'augmenter la robustesse et de réduire l'erreur statique, à savoir des surfaces non-linéaires [YEM19], [WAN20], [SHI20] qui contiennent un terme intégral comme dans [PAN17], [SUX18], ou des surfaces imitant les formes proportionnelles-intégrales-dérivées (PID) [FEI20], ou encore des surfaces variables dans le temps qui prennent les conditions initiales en considération pour augmenter le temps de réponse et éliminer la phase d'atteinte [CHU19]. Toutefois, trouver des fonctions non linéaires entraîne des difficultés analytiques telles que le choix de la structure de la fonction non linéaire et la définition des paramètres de la fonction non linéaire [WAJ20], et les surfaces variables peuvent ne pas être robustes pendant la phase de changement.

### **b. Commande non linéaire (CNL) :**

La technique de backstepping a été développée au début des années 90 [KOK92]. L'arrivée de cette commande a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, il manquait des approches générales. Cette technique est une méthode systématique et récursive de synthèse des lois de commande non linéaires qui utilise le principe de stabilité de Lyapunov et qui peut s'appliquer à un grand nombre de systèmes non linéaires, [DEJ18], [UML17]. L'idée de base de la commande de type Backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi étapes. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse. La commande en vitesse de la machine asynchrone par la technique de backstepping a été abordée par Kanellakopoulos [KAN17] où ils ont eu recours à un estimateur en boucle ouverte de flux. Cet estimateur a été conçu sous l'hypothèse d'une parfaite connaissance des paramètres du modèle et de la régularité d'une certaine matrice de découplage. Cependant, la nécessité des informations du système à tout

état ainsi la large magnitude du signal de cette commande mènent non seulement à une expansion de calcul, mais aussi à la persistance d'une erreur en régime permanent [ALY19].

### **c. Commande par intelligence artificielle :**

L'introduction des régulateurs intelligents tels basés sur la logique floue (fuzzy logic) établie au début des années 1965 par le professeur Zadeh [ZAD96], et les réseaux de neurones par McCulloch et Pitts [MCC43], a permis d'ouvrir d'autres horizons dans le domaine de la commande de la machine asynchrone, surtout que ce type de régulateurs ne requiert pas de modèle précis.

Parmi les travaux originels: [ZEB18], [ELO19] , où les auteurs ont proposé l'adoption de deux contrôleurs flous au lieu d'un blocs d'hystérésis. La logique floue est utilisée pour obtenir un compromis entre le contrôle du couple et le contrôle du flux, et ils ne nécessitent pas un modèle mathématique exact de la machine. Le vecteur actif et sa durée d'application sont déterminés de manière à ce que la moyenne du couple obtenu soit égale au couple de référence sauf dans le cas où le flux est très différent de la consigne de flux, alors une heuristique est utilisée pour déterminer un autre vecteur actif ou une autre durée. Néanmoins, elle entraîne de fortes impulsions de courant qui traduit normalement par ondulation de couple plus élevé, de plus les performances lorsque les paramètres de la machine varient n'ont pas été abordés. Dans [LFT17] , les auteurs ont appliqué deux types de régulateurs flous au contrôle vectoriel indirect de la position, en conséquence, la réponse transitoire et l'erreur statique sont améliorées par un contrôle standard et un contrôle précis respectivement. La méthode a présenté une robustesse lors des perturbations ainsi qu'en petites variations (10%) de la résistance rotorique. En outre, [GED18] s'intéresse à la commande à couple direct (DTC) par logique floue à fréquence de commutation imposée. Pour cette stratégie, le vecteur tension était déplacé de façon adjacente dans le plan de phase, cela permet de minimiser les dérivées de tension. Dans ces conditions, la fréquence d'ondulation du couple et du flux est parfaitement maîtrisée et fixée. Les résultats obtenus en simulation montrent que, les performances sont nettement meilleures que celui obtenu avec une stratégie DTC conventionnelle. Dans la même optique, [FAR18] présente des résultats expérimentaux pour la commande par approche flou d'une machine asynchrone alimenté par un convertisseur matriciel triphasé. En plus du contrôle du couple et du flux obtenus avec la commande DTC appliquée à un onduleur triphasé à deux niveaux, l'application à un convertisseur matriciel permet de contrôler une variable supplémentaire. Ici c'est le facteur de puissance en entrée qui est maintenu égale à 1. Les auteurs précisent que la durée nécessaire pour effectuer l'ensemble des calculs est supérieur à celle obtenue avec un onduleur triphasé à deux niveaux. Aussi, les auteurs dans [SAA17] ont conclu que les régulateurs flous sont capables d'améliorer la dynamique de poursuite sous des perturbations externes, ou lorsque le contrôle vectoriel du système d'entraînement subit un découplage imparfait en raison de

variations dans la constante de temps rotorique. Toutefois, l'application des régulateurs flous classiques (ou type-1) a fait face à certains inconvénients, car outre leurs grands efforts de calcul lors de la mise en œuvre expérimentale, ils ne pouvaient pas s'adapter aux changements des conditions de fonctionnement, comme la variation excessive des paramètres [SAT17]. Par conséquent, afin de garantir des performances de commande optimale sur une large gamme de variations des paramètres et des conditions de fonctionnement, certaines formes d'adaptation se sont révélées nécessaires comme ceux dans [MIT20], [MEL19], ou d'autres méthodes qui ont utilisé les nouveaux concepts des régulateurs flous type-2 qui sont autant compliqués que performant [SAR17], [NAI17].

Quant aux réseaux de neurones, ils sont surtout connus dans le domaine de l'identification, leur introduction aux boucles de contrôle a connu un essor considérable vu leur propriété intrinsèque d'être adaptatifs et tolérants aux défauts. Ils ont été utilisés dans plusieurs cas de figure, notamment : la commande rapprochée [RAO18], la régulation des courants statoriques [BHA09], la boucle éloignée [MON02], et dans le découplage de la commande [FEI17]. Dans ce contexte, les auteurs de [ELS17] ont réalisé un prototype de la commande vectorielle par DSP basé sur un contrôleur neuronal dans la boucle des courants incluant la transformation de repère. Toutefois, toutes ces méthodes utilisant l'apprentissage hors-ligne (off-line training) ne répondaient pas à toutes les performances exigées dans certaines conditions de fonctionnement, alors même que les solutions qui ont proposé des méthodes d'identification et de contrôle en même temps [HAR20], [LEE17], ou adaptatives comme dans [YEN19] où les paramètres du régulateur correspondant aux ensembles des différentes variables de la commande sont trouvés et utilisés pour adapter les poids du réseau de neurones et ensuite les injecter dans le régulateur, ce qui augmentaient la complexité de la commande. C'est alors que Wishart [GAD18] a utilisé l'apprentissage en ligne (on-line training) aux boucles de régulations des courants statoriques et de la vitesse de rotation, mais il s'est heurté aux limites des calculateurs de l'époque. Toutefois, au fur et à mesure que le développement des moyens de calcul puissants rendait cela possible, cette technique a gagné l'intérêt des chercheurs désirant de plus amples performances. En effet, l'adaptation de paramètres dans [GLO18] a été réalisée par auto-tuning des poids et des biais en fonction d'une équation d'erreur choisie. Les auteurs de [FEI19] ont proposé un contrôleur neuronal adaptatif qui émule la loi de commande de linéarisation par retour d'état. Dans [TALL18], les auteurs ont repris le travail de [ELS17] où ils ont proposé un algorithme d'apprentissage basé sur la théorie de Liapunov afin d'améliorer la vitesse d'apprentissage par rapport à l'algorithme de retro-propagation couramment utilisé. Tandis que [BEN18], [KUM21] ont entériné l'utilisation d'une multicouche de réseau de neurones à émuler la table de commutation de la DTC traditionnelle afin d'obtenir les caractéristiques optimales de commutation. Après avoir choisi le meilleur type de réseau de neurones, ce qui représente la table de commutation, une configuration est déduite, puis testé.

L'utilisation des outils à base de l'intelligence artificielle est parfois très utile lorsque les modèles des systèmes sont fortement non-linéaires et dont la synthèse des coefficients de la commande devient fastidieuse, c'est pourquoi les auteurs ont adopté ces approches dans la commande équivalente, mais au risque d'augmenter le temps de calcul.

#### **d. Commande Hybrides :**

Dans le cadre innovatif, les techniques de contrôles ont été conceptualisées autrement en reposant sur la combinaison des approches intelligentes tels les réseaux de neurone et la logique floue ou encore l'algorithme génétique afin de profiter des avantages et minimiser les inconvénients des méthodes classiques. A cet égard, plusieurs travaux ont entériné les méthodes dites hybrides en tirant un meilleur compromis entre la régulation floue et neurale. Parmi les travaux originels on peut citer, [MIN18], [RAO18] dont la commande se réfère à l'adoption des contrôleurs neurone-floue pour une commande DTC. Cette structure s'est valorisée par ses avantages tels que : fréquence de commutation constante, la tension unipolaire, aucune distorsion dans la réponse sur le couple fait par les changements du secteur, pas de problèmes de fonctionnement à faible vitesse.

D'autres techniques d'optimisations qui imitent le comportement biologique humain sont utilisées pour approcher ou avoir une solution optimale dans la commande de la machine asynchrone tels que; l'algorithme génétique qui s'est basé sur la théorie de l'évolution par un processus d'optimisation résultant du meilleur individu (survivant) [GUA18], [MAL17], ou le mécanisme de traitement des émotions dans le cerveau, basé essentiellement sur une sélection d'action qui repose sur les entrées sensorielles et les signaux émotionnels, les régulateurs proposés dans [ALI19] sont appelés contrôleurs intelligents à base d'apprentissage émotionnel cérébrale, où ils ont été utilisés comme régulateurs du flux et de la vitesse. Cette commande est réalisé expérimentalement via une carte FPGA. Dans [BOU19] [H.LI10], l'auteur présente une combinaison de contrôleur PI-flou et algorithme génétique afin d'assurer l'optimisation de la commande. Dans cette approche, selon l'erreur vitesse et sa dérivée, le coefficient proportionnelle  $K_p$  et intégrale  $K_i$  peut être ajusté en ligne par un PI flou adaptatif de vitesse, et les paramètres flous sont optimisés par l'algorithme génétique pour améliorer l'autoadaptation de la vitesse. En outre, le second contrôleur flou est appliqué pour choisir le vecteur de tension au lieu des contrôleurs d'hystérésis classiques. En comparant les résultats de la structure proposée à celle de la commande conventionnelle DTC, il est marqué que non seulement la vitesse et le dépassement ont été améliorés, mais aussi le couple, le flux et le courant statorique ont été effectivement diminués à basse vitesse, et la robustesse de l'ensemble du système a été améliorée par nouvelle approche PI-flou.

D'autre part, comme autre forme de commande hybride, La combinaison de la commande neuro-adaptative avec la commande DTC classique a porté ses fruits et a été source de nombreux travaux. Les lois adaptatives pouvaient mener à l'instabilité en cas de perturbations externes. Notamment, [KAB17], [NIZ17] ont tenté de donner une certaine robustesse vis-à-vis de ces problèmes en modifiant la loi d'adaptation. Les résultats obtenus en simulation montrent que, les performances sont nettement meilleures que celles obtenus avec une stratégie de commande conventionnelle.

#### **e. Commande Prédictive (MPC) :**

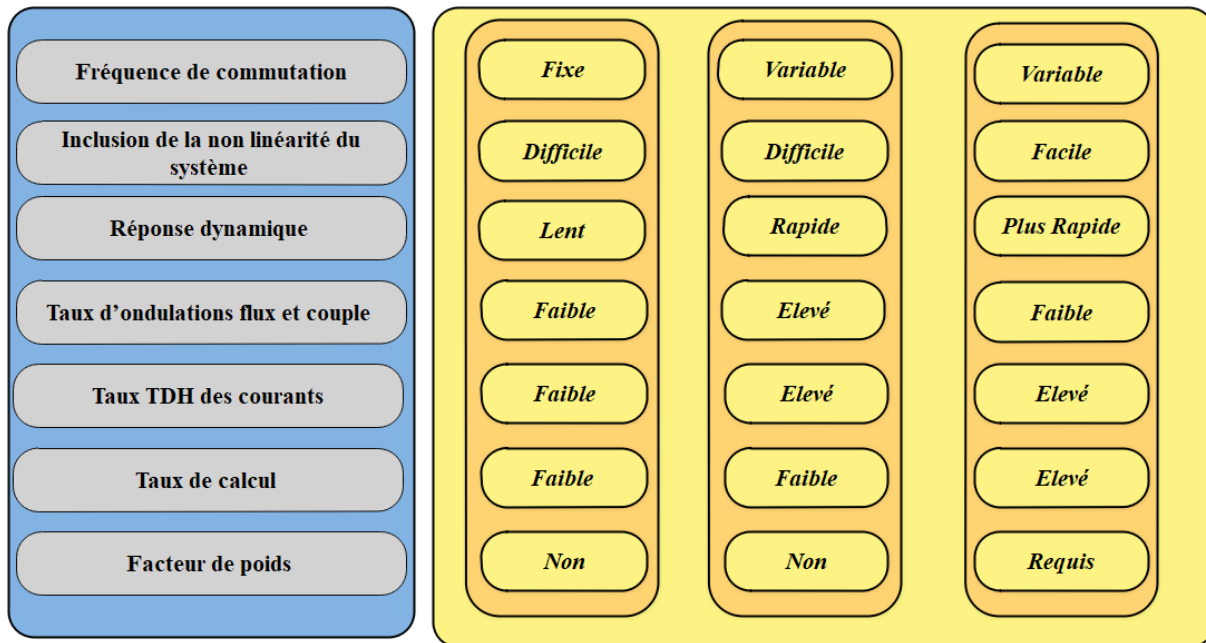
La commande prédictive par modèle (MPC) a été introduite pour la première fois dans les années 1960 et son acceptation industrielle a été mise à la fin des années 1970 [RIC70]. Depuis lors, l'entraînement des moteurs par cette commande a suscité une grande attention de la part de la communauté des chercheurs au cours des dernières années, en raison de son concept simple, de ses caractéristiques intuitives, de la facilité d'inclusion des non-linéarités, de l'optimisation multivariable et de la facilité de mise en œuvre pratique [TOW11], [GEL15], [HUJ20]. En outre, le MPC répond aux exigences des systèmes de contrôle modernes, comme l'utilisation de modèles d'usine et de plates-formes de contrôle numérique, et permet de prendre en compte les contraintes et les restrictions du système [MAR21]. L'arrivée récente de nouveaux processeurs puissants et leurs applications réussies en électronique de puissance ont également accru l'intérêt pour les MPC [HUA17]. Il existe deux types de MPC [SUL17], [LUN18]: le MPC à ensemble de contrôle continu (CCS-MPC) et le MPC à ensemble de contrôle fini (FCS-MPC). Dans le CCS-MPC, le contrôleur établit une sortie continue pour un modulateur, et le modulateur engendre les états de commutation pour l'onduleur afin de générer la tension requise. En raison de la présence du modulateur, le contrôleur produit une fréquence de commutation constante. Contrairement à la FCS-MPC, le nombre fini d'actions de commande disponibles dans le système - états de commutation de l'onduleur pour les commandes de moteur - est évalué par rapport aux objectifs de commande souhaités. Les sorties du contrôleur sont discrètes, et sont directement utilisées pour commuter les interrupteurs de puissance on/off dans l'onduleur. Le contrôleur produit une fréquence de commutation variable en raison de l'absence d'un modulateur.

Dans la stratégie d'entraînement de moteur FS-PTC, le couple et les flux du stator sont prédits pour le nombre fini d'états de commutation admissibles d'un onduleur de source de tension (VSI) [VIET19], [VIN19], [XIA20]. L'état de commutation qui minimise le plus l'ondulation du couple et du flux est choisi comme l'état de commutation optimal, il est obtenu en actionnant une fonction de coût prédéfinie. Plusieurs cibles, variables et contraintes avec des facteurs de pondération appropriés, peuvent être incluses dans la fonction de coût et contrôlées simultanément. L'état de commutation optimal sélectionné est appliqué

directement à l'onduleur pour produire le vecteur de tension à appliquer aux bornes du moteur à l'instant d'échantillonnage suivant, sans nécessiter d'étape de modulation intermédiaire [CHA20]. Un autre avantage important du PTC est qu'il n'a pas de boucle de contrôle de courant interne. Par conséquent, le contrôleur offre une réponse dynamique rapide. Cependant, pour le contrôle de la vitesse, la structure PTC possède un contrôleur PI linéaire en cascade basé sur la boucle de vitesse externe. La vitesse peut également être contrôlée directement en introduisant une fonction d'erreur de vitesse dans la fonction de coût [WAN17]. Dans ce cas, l'état de la vitesse doit être prédit à l'aide d'un modèle de moteur à pas de temps discrets. Néanmoins, la structure PTC est plus simple que les stratégies de contrôle classiques FOC et DTC [AMM18], [ABE18], [KAR18]. Une étude complète comparant le PTC et les stratégies de commande classiques existantes est détaillée dans [AMI18], [AMM18]. D'après cette recherche, la PTC peut atteindre une performance similaire ou même meilleure (sous certaines conditions) par rapport aux stratégies DTC et FOC. Une comparaison détaillée entre la commande classique et la PTC est présentée dans le tableau 1.1 pour mieux illustrer les méthodes existantes et la nécessité de développer de nouveaux algorithmes. Il est constaté que, dans la plupart des cas, la PTC peut concurrencer les stratégies FOC et DTC. Cependant, elle présente certaines limites inhérentes, telles que la fréquence de commutation variable, un coût de calcul plus élevé, le réglage du facteur de pondération et une distorsion de courant plus importante [WAF18]. Les chercheurs tentent actuellement de surmonter ces problèmes [ZOU17] [ABH18].

**Tableau 1-1:** comparaison paramétrique des différentes commande Foc, DTC et PTC

	Commande à flux orienté (F.O.C)	Commande à couple directe (D.T.C)	Commande à couple prédictive (P.T.C)
Complexité de la structure	Elevée	Inférieur	Inférieur
Transformation des axes	Requise	Non	Non
Modulation	Requise	Non	Non
Sensibilité aux changements paramétriques	Elevée	Inférieur	Elevée
Angle de position	Requise	Non	Non



Dans ce contexte, plusieurs recherches ont été établies pour pallier les limitations de la commande par approche prédictive. C'est ainsi, [MIR07] propose un algorithme de commande prédictive qui utilise un modèle d'espace d'état, basé sur le contrôle classique théoriquement. Un modèle discret dans le temps exact d'une machine à induction est développé en améliorant la précision de prédiction d'état. Un algorithme de commande de couple et l'amplitude du flux statorique évalue une fonction de coût pour chaque état de commutation disponible dans un onduleur à deux niveaux. Le vecteur de tension est sélectionné pour être appliqué dans l'intervalle d'échantillonnage suivant. Un haut degré de flexibilité est obtenu avec la technique de contrôle proposé en raison de l'optimisation à temps réel, où linéarités et restrictions du système peuvent être comprises. Par contre, [GEY09] présente un schéma de modèle prédictif généralisé de commande Direct de couple avec un horizon étendu, qui est composé de plusieurs groupes de transitions de commutation reliées par plusieurs segments d'extrapolation. La performance de l'unité de commande est en outre améliorée en réduisant au minimum les pertes de commutation dans l'onduleur. Les premiers résultats indiquent que par rapport à l'état de l'art de la commande Direct de couple, les pertes de commutation sont réduites jusqu'à 60%, tandis que la distorsion harmonique totale du couple est en même temps améliorée de 20%. Pour les entraînements moyenne tension, le modèle prédictif Direct Torque Control (MPDTC) réduit de manière significative les pertes de commutation et / ou les distorsions harmoniques des courants statoriques et du couple, par rapport aux systèmes classiques, tels que le contrôle direct de couple ou de modulation de largeur d'impulsion [ZEI11]. L'extension de l'horizon de prédiction dans MPDTC améliore encore les performances. Dans le même temps, la charge de calcul est considérablement augmentée en raison de l'explosion combinatoire du nombre de séquences de



commutation admissibles. Ce dernier peut être considérablement réduit en éliminant les séquences sous-optimales. Cela réduit le temps de calcul par un ordre de grandeur, ce qui permet MPDTC avec des horizons de prédiction longs à exécuter sur le matériel disponible aujourd'hui. Un nouveau modèle de contrôle prédictif est proposé par [LIG18], qui maintient le couple moteur, le flux de stator, et (le cas échéant) le potentiel du point neutre de l'onduleur dans des limites d'hystérésis données tout en minimisant la fréquence de commutation de l'onduleur, basé sur un modèle interne de l'entraînement, le contrôleur prédit plusieurs transitions futures de commutation, extrapole les trajectoires de sortie, et choisit la séquence des positions de commutation de l'onduleur (vecteurs de tension) qui minimise la fréquence de commutation. Les avantages du dispositif de commande proposé sont de deux ordres. Tout d'abord, un rendement supérieur par rapport à l'état industriel de l'art est obtenu. Plus précisément, la fréquence de commutation est réduite jusqu'à 50%, tandis que le couple et le flux sont conservés avec plus de précision à l'intérieur dans leurs bandes. Nonobstant, la réponse dynamique de couple, les ondulations sont remarquables. Par conséquent, pour compenser le retard (le délai entre la mesure et l'application du vecteur de tension) et amollir les ondulations du couple, le courant du stator est mesuré deux fois dans chaque période d'échantillonnage et la valeur attendue à la fin de la période est prédite conformément à un algorithme d'extrapolation linéaire [YAN20]. De ce fait, aucun des paramètres de la machine n'est utilisé dans la prédiction et, l'algorithme est assez robuste contre les variations des paramètres de la machine. Le calcul du couple électromagnétique est réalisé en utilisant la valeur prédite du courant de stator. Ainsi, la sélection du vecteur de tension est plus réaliste et empêche l'ondulation supplémentaire du couple. Ce contrôleur est tout à fait approprié pour les convertisseurs de puissance où la fréquence d'échantillonnage est faible, et il n'y a pas assez de temps pour les mesures supplémentaires. Les simulations et résultats expérimentaux confirment la capacité de cette méthode pour réduire considérablement l'ondulation du couple.

Néanmoins, la charge de calcul élevée reste un inconvénient majeur de la commande MPTC. En particulier, pour les applications à des convertisseurs multiniveaux où la charge de calcul augmente de façon exponentielle, ce qui mène à la limitation de la fréquence d'échantillonnage et la dégradation des performances de contrôle. De ce fait, l'optimisation de la commande prédictive PTC sera un intéressant axe de recherche pour pallier la contrainte du taux de calcul élevée et simplifier l'implémentation de ces algorithmes pour les applications pratiques à convertisseurs multiniveaux.

### **3. PROBLEMATIQUE DES LOIS DE COMMANDE : CAPTEUR DE VITESSE**

Les lois de commande de la machine asynchrone présentées précédemment, dépendent de 3 facteurs, le convertisseur statique, les contrôleurs et les capteurs. Le convertisseur statique fournit les forces actives et/ou correctives. Les capteurs évaluent le fonctionnement réel du système et transmettent l'information au contrôleur. Ces derniers génèrent les grandeurs nécessaires à la commande des convertisseurs statiques compte tenu des références de commande et des divers algorithmes utilisés. En effet, ces commandes présentent tout de même l'inconvénient de nécessiter, dans la majorité des cas, l'emploi d'un capteur mécanique, ce qui impose un surcoût, une perte de fiabilité pour le moteur asynchrone et augmente la complexité des montages. C'est donc tout logiquement que le contrôle du moteur asynchrone sans capteur mécanique engendre une attention particulière de la part de nombreux industriels.

Deux problématiques liées à la suppression du capteur se présentent :

- Sensibilité du capteur ce qui explique en gros sa cherté.
- Estimation de vitesse à basse vitesse.

#### **3.1 Suppression du capteur de vitesse :**

La commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse est un axe de recherche et de développement industriel fondamental, car il représente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des actionneurs électriques [XUD20]. De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine asynchrone comme actionneur électromécanique privilégié. En effet, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse des variateurs asynchrones est devenu l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle, qui essaient de faire remplir sa fonction implicitement par des capteurs des grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstruire la vitesse de la machine. Les méthodes d'estimation de la vitesse ainsi développées sont divisées en deux groupes [YIN19]. Le premier utilise les composantes fondamentales des tensions et des courants statoriques, le second se base sur l'injection des composantes à hautes fréquences par l'alimentation et sur l'utilisation des harmoniques d'encoches de la machine.

#### **3.2 Techniques d'estimation indirecte :**

Les techniques, appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse, exploitent l'équation tension du stator pour estimer l'amplitude, la position angulaire et/ou la fréquence du flux du rotor, et

l'équation tension du rotor pour estimer la vitesse. Ces approches indirectes ont été déjà utilisées dans l'industrie, en étant particulièrement appropriées pour équiper les milieux qui nécessitent des performances moindres où la compensation des variations paramétriques et le fonctionnement à basse vitesse ne sont pas exigés. Toutefois, ces techniques présentent un intérêt certain lorsque la machine fonctionne à des vitesses relativement élevées [KAD20]. Un des problèmes de la commande sans capteur est de considérer la vitesse comme paramètre constant et inconnu, et donc d'employer la technique de la commande adaptative pour estimer ce paramètre. Cette approche a été formulée la première fois par Schauder [ÖZD20] et une amélioration a été donnée par Peng et Fukao [LIZ19]. Dans la littérature, généralement les modèles de la tension et du courant de la machine d'induction ont été employés ensemble pour l'estimation du flux à partir duquel la vitesse a été estimée. Les modèles de courant et de tension de la machine d'induction sont nécessaires pour obtenir l'information sur le flux. Cependant, l'implémentation d'un intégrateur pour l'estimation du flux du moteur n'est pas une tâche facile, il présente des problèmes de conditions initiales. Pour résoudre ce problème, l'intégrateur pur a été remplacé par un filtre passe bas (LPF) qui devrait avoir une fréquence de coupure ostensiblement bien choisie [BAS17] [ABD19] [SRI19]. Cependant l'estimation dépend habituellement des paramètres de la machine. Par conséquent, bien que les commandes "sensorless" soient disponibles actuellement dans le marché, les incertitudes des paramètres imposent un défi dans le fonctionnement de la commande. En effet, plusieurs travaux ont été attribués à l'estimation en ligne des paramètres de la machine, et concentrés habituellement sur un ou deux paramètres seulement (résistance du rotor ou du stator) [SAA19] [KAR17] et [HOL18].

### **a. Système adaptatif avec modèle de référence MRAS.**

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par Schauder [SCH89]. Par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux [MOA20], [TAR18] [PAL17]. Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure MRAS se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes variables du moteur, le premier est un modèle de référence que constitue le moteur asynchrone et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs de flux est utilisée pour corriger l'estimation de la vitesse. Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable  $x$ , tels que le flux rotorique, la force contre électromotrice ou la puissance réactive. Ces structures seront traitées en détail dans le chapitre cinq. Comparée à d'autres approches, la technique MRAS permet d'améliorer les performances de l'estimation de vitesse qui peuvent s'étendre à très basse vitesse. Toutefois, elles ne peuvent toujours pas travailler à très basses fréquences statoriques [KOR19]. Dans les structures adaptatives, les paramètres de la matrice de

rétroaction du système non linéaire influence considérablement le taux de convergence du mécanisme adaptatif, qui n'est pas une tâche facile, particulièrement dans des conditions variables de fonctionnement.

## **b. Les observateurs**

Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Ces observateurs marquent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse. Les algorithmes d'observation font l'utilisation du modèle analytique de la machine permettant l'estimation de la vitesse et du flux de rotor à partir des courants et des tensions du stator.

Parmi les méthodes d'observation, on peut citer les observateurs déterministes (Luenberger [BEN17], observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet [MYN20]), le filtre de Kalman et l'observateur à structure variable par mode glissant [WAL20]. Ces observateurs sont utilisés pour l'observation du flux et l'estimation de vitesse en boucle fermée. Bien que, de telles approches mènent à des performances différentes en regard du degré de complexité algorithmique et des efforts de calculs, elles offrent généralement de bonnes performances dans une gamme à vitesse assez large mais ne peuvent pas estimer les très basses vitesses d'une manière stable [LAA17] [REG17] et [ZAK18].

## **c. Observateurs déterministes**

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les observateurs présentent une entrée supplémentaire qui assure éventuellement la stabilité exponentielle de la reconstruction, et impose la dynamique de convergence. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain. Il existe aussi une autre gamme d'observateurs adaptatifs dont le calcul de la matrice gain de correction s'effectue par la méthode de Lyapunov [VAR21]. Parmi les chercheurs qui ont travaillé dans ce thème, il y'a [BOU20, YIS19] qui se sont basés sur le modèle biphasé d'ordre 4 ou 2 de la machine asynchrone (équation mécanique ignoré), ce qui suppose la séparation entre les modes électriques et le mode mécanique, ainsi la vitesse est considérée comme un paramètre et non un état. L'autre type de chercheurs [SAL19, CHE18, FAN19 et GUO18], ont utilisé des observateurs d'ordre complet (5) en considérant la vitesse comme un état et non un paramètre. Ces observateurs sont sensibles aux variations de la résistance statorique, ce qui dégrade fortement l'observation aux basses vitesses. En effet, les observateurs d'ordre complet avec des dispositifs d'adaptation des paramètres de type résistif, semblent être la meilleure solution du point de vue compromis robustesse souhaitée et complexité lors de l'implantation [CUI18].

#### **d. Filtre de kalman :**

Le filtre de kalman est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. Plusieurs travaux ont déjà enrichi ce sujet en donnant des solutions d'observateurs d'ordre complet (ordre 5; en considérant la vitesse comme un état) ou d'ordre réduit (exemple ordre 3) [AME17] [DEM18] [ZED18]. Ces solutions sont aussi sensibles aux variations de résistance rotorique et notamment lors des fonctionnements en basse vitesse. Dans la référence [CHE20], l'auteur a soulevé le problème d'insensibilité de la résistance rotorique en utilisant un filtre de kalman d'ordre complet (5), étendu à la résistance rotorique permettant ainsi de compenser l'effet de la dérive de la résistance rotorique sur les boucles du flux et du couple.

Malheureusement, cet observateur a quelques inconvénients inhérents, tels que l'influence de caractéristiques du bruit et le fardeau de calcul [ZER21], [YUA20]. Pour une bonne exploitation de l'algorithme du filtre de kalman, il est donc nécessaire de rechercher des modèles étendus et réduits de la machine asynchrone dans le but d'estimer le flux rotorique, la résistance rotorique et la vitesse de rotation, ce qui semble être une solution délicate dans une commande en boucle fermée.

#### **e. Observateur à structure variable (Mode glissant)**

Les observateurs par mode glissant sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains. Ils ont également les mêmes dispositions robustes que les contrôleurs par mode glissant. Pour les deux dernières décennies, beaucoup de chercheurs ont proposé différents algorithmes basés sur les modes glissants [ZEH21], [GUE21], [ILT19]. Ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, dont l'annulation définit la surface de glissement. Préservant les principaux avantages de la commande par mode glissant tels que les propriétés de convergence en temps fini ou de robustesse par rapport aux incertitudes [KIM17], ils garantissent une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections du modèle ou d'organes de commande. Les auteurs de [AMM20], ont proposé une commande et une observation d'un moteur asynchrone en utilisant la technique par mode glissant, le modèle d'observateur est une copie du système original, qui a des gains correcteurs avec des limites de commutation. Par contre, les auteurs de [WUS19] ont présenté un observateur adaptif par mode glissant pour la commande à flux orienté sans capteur de la machine asynchrone, l'observateur détecte les composants de flux de rotor dans le référentiel stationnaire par des équations électriques du moteur. Ainsi, il a identifié la vitesse par une relation additionnelle obtenue par une fonction de Lyapunov. Cependant, dans [LIA19], la

vitesse a été considérée comme un paramètre, et pour soulever le problème de la variation paramétrique, une estimation de la résistance rotorique a été faite.

#### **f. Intelligence artificielle**

Récemment, la commande sans capteur de vitesse basée sur l'intelligence artificielle (Réseau de neurones et logique floue) n'exige pas la connaissance d'un modèle mathématique [XUD18]. Les contrôleurs à logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage [DEV21]. Cette dernière doit être construite par tâtonnement à l'aide des tests sur le système à régler. D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure. Certes, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance expert du système, bornent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bien spécifique [BOZ18].

## **4. Conclusion**

Au cours de ce chapitre, l'historique chronologique de la commande est balayée, en parcourant les différents axes de recherches du conventionnelle aux tendances actuelles pour les stratégies de commande avancées des machines électriques et surtout celle de la machine asynchrone. La commande à model prédictif s'est marquée comme l'une des avantageux techniques avancée non seulement par la dynamique de réponse, mais aussi par la simplicité de l'algorithme pour les implémentations pratiques. D'où l'intérêt croissant de plusieurs recherches à optimiser et perfectionner cette technique. C'est dans ce contexte que s'inscrit l'objectif du présent travail. En effet, pour améliorer les performances dynamiques du moteur asynchrone et minimiser les charges de calcul, la commande prédictive basée sur la sélection des vecteurs prédictive est établie.

# **C** hapitre.2 : **Modélisation de la Machine Asynchrone et des Convertisseurs statiques**

## 1. Introduction :

**D**ans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. La machine asynchrone, de part sa construction, fait l'objet d'un intérêt accru dans le domaine de l'industrie et occupe une large plage d'applications au détriment des machines synchrones et à courant continu [KHE18]. Elle présente un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétiques et mécanique. La progression technologique de la microélectronique et l'électronique de puissance a rendu possible l'implémentation des commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et le contrôle rapide du couple [BOI20]. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [ELM19]. La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui associe.

Le chapitre est structuré comme suit. La section 2 élabore le modèle mathématique triphasée de la machine asynchrone. Ensuite, une classification et modélisation de fonction d'état des convertisseurs statique DC-DC et DC-AC est traité dans la section 3.

## 2. Modélisation de la machine asynchrone

### 2.2 Présentation de la machine :

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier.

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [XUE19]. En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de  $\Omega_r$  exprimée en [rad/s], et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme  $\Omega_s$  exprimée en [rad/s], mais la vitesse  $\Omega_r$  généralement inférieure à  $\Omega_s$  et on a :



$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (2.1)$$

Avec :  $\omega_s$  : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

$p$  : nombre de paire de pôles de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à  $\Omega_s$ , et on note  $g$  le glissement de la vitesse par rapport à celle du champ tournant statorique, dont son expression se définit comme suit :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (2.2)$$

### a. Avantages et inconvénients la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, fabriqué en grande série, robuste, fiable et économique. Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement en général ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

En revanche, dans le moteur asynchrone, les courants statoriques génèrent le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part, la connaissance des variables internes du rotor à cage ne se fait qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor mène à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres ( $R_r$  en particulier).

### b. Les hypothèses simplificatrices :

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation il est obligatoire d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [CAN00] [CAR95] qui sont:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.

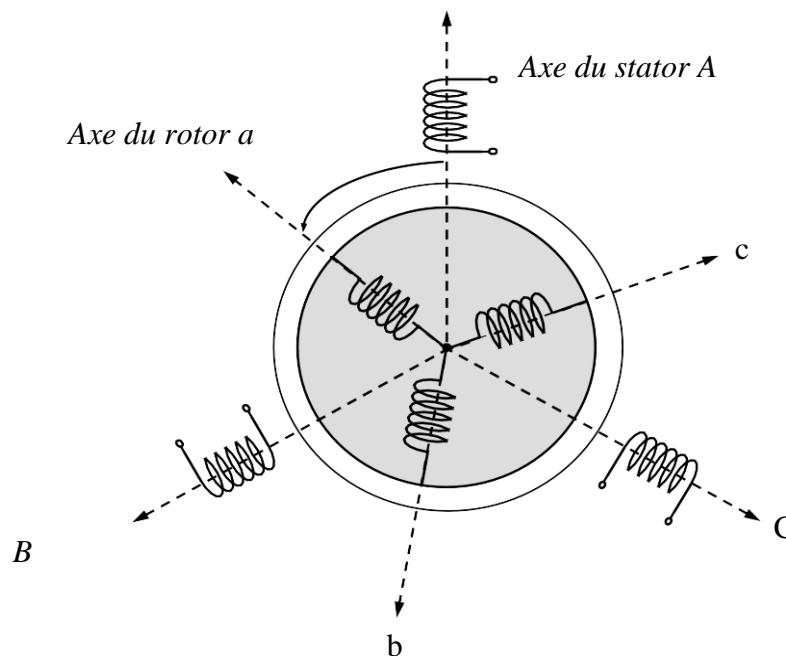
- il est supposé que le fonctionnement soit en régime non saturé.
- Les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligés.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### 1.1. . Modèle dynamique de la machine asynchrone

La Machine asynchrone triphasée est représentée schématiquement par la Fig. 2.1. Elle est munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.



*Fig. 2.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.*

### a. Equation général de la machine asynchrone triphasée :

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

#### ➤ Equation électrique :

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de fig. 2.1 donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Sous forme condensée :

$$[V_{si}] = [R_s][I_{si}] + \frac{d}{dt} [\phi_{si}] \text{ avec } i \in \{a, b, c\} \quad (2.4)$$

Les équations des tensions rotoriques, peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Sous forme condensée :

$$[V_{ri}] = [R_r][I_{ri}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ri}] \text{ avec } i \in \{a, b, c\} \quad (2.6)$$

#### ➤ Equation magnétique :

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine, qui s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Sous forme condensée :

$$[\phi_{si}] = [l_{ss}][I_{si}] + [M_{sr}][I_{ri}] \text{ avec } i \in \{a, b, c\} \quad (2.9)$$

$$[\phi_{ri}] = [l_{rr}][I_{ri}] + [M_{sr}]^t [I_{si}] \text{ avec } i \in \{a, b, c\} \quad (2.10)$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = M_o \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix};$$

$$[l_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [l_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

En mettant (2-8) et (2-9) dans, (2-4) et (2-6), respectivement, les expressions des deux équations deviennent :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [l_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][I_r]) \quad (2.11)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + [l_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^t [I_s]) \quad (2.12)$$

La résolution du système d'équations (2.11)-(2.12) est difficile du fait que les termes des matrices des inductances  $[M_{sr}]$  et  $[M_{sr}]^t$  varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator (angles  $\theta$ ) et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [CAN00]. Alors, des transformations mathématiques sont utilisées, permettant de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Ces transformations doivent conserver la puissance instantanée et la valeur de l'induction dans l'entrefer. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de Park.

### **b. Transformation de Park :**

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (a, b, c) en des enroulements fictifs équivalents (fig.2.2), du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes (d, q), tel que :

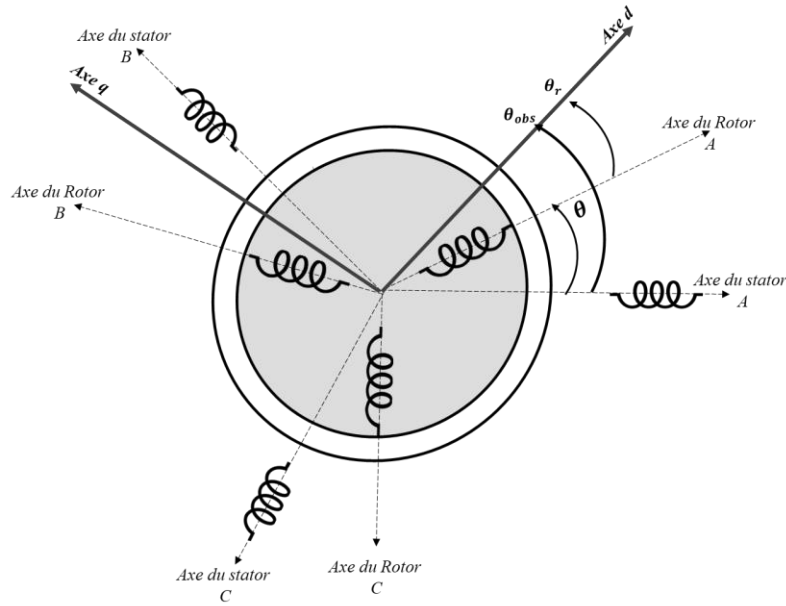
$\theta$  : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

$\theta_{obs}$  : angle de rotation de (d, q) par rapport au stator.

$\theta_r$  : angle de rotation de (d, q) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par la relation suivante :

$$\theta_{obs} = \theta + \theta_r \quad (2.13)$$



**Fig. 2.2** : Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la machine asynchrone.

Le passage des grandeurs réelles aux grandeurs équivalentes se fait de la même façon pour les tensions, courants et flux. En adoptant la conversion suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Où k est une constante qui peut prendre soit la valeur ( $\sqrt{2/3}$ ) pour la conservation des puissances, soit la valeur (2/3) pour la conservation des amplitudes.

### **b.1 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée :**

➤ **Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :**

Dans ce paragraphe, les équations électriques de la machine asynchrone dans le système biphasé sont présentées. En appliquant la transformation de Park (2.14) et (2.15) aux équations (2.4) et (2.5). Pour le stator on obtient :

$$[P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} ([P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [\phi_{sdq}]) \quad (2.16)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par  $[P(\theta_{obs})]$  et en simplifiant, l'expression devient :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sdq}] + [P(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [\phi_{sdq}] \quad (2.17)$$

or:

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_{obs}}{dt} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{obs}) & -\cos(\theta_{obs}) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Donc, après un calcul direct, il est trouvé que :

$$[P(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_{obs})] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Et l'expression (2.17) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\phi_{sdq}] \quad (2.20)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, l'expression matricielle du rotor s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

### ➤ Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :

En appliquant la transformation de Park (2.14) et (2.15) aux équations (2.6) :

$$[P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [\phi_{sdq}] = [l_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})][I_{sdq}] + ([M_{sr}]([P^{-1}(\theta_{obs})]) \cdot [I_{sdq}]) \quad (2.23)$$

Soit :

$$[\phi_{sdq}] = [P(\theta_{obs})][l_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})][I_{sdq}] + ([P(\theta_{obs})][M_{sr}]([P^{-1}(\theta_{obs})]) \cdot [I_{sdq}]) \quad (2.24)$$

Un calcul simple résulte :

$$[P(\theta_{obs})][l_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M_s \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$[P(\theta_{obs})][M_{sr}]([P^{-1}(\theta_{obs})]) = 3/2 \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Or, d'après l'égalité (2.24), l'expression peut s'écrire, comme suit:

$$[P(\theta_{obs})][M_{sr}]([P^{-1}(\theta_{obs})]) = 3/2 \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

En introduisant les inductances cycliques :

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique propre du stator

$L_m = 3/2 \cdot M_0$  : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

L'expression de l'équation (2.24) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

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

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique propre du rotor

L'expression du flux rotorique devient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

D'après les équations électriques et magnétiques modélisant la machine dans le repère biphasé(d-q) . De manière générale, les équations des tensions et des flux de la machine asynchrone, écrites dans le plan (d-q) d'après (2-11), (2-12), (2-28) et (2-29), sont les suivantes :

$$\text{Equation des tensions : } \left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (2.30)$$

$$\text{Equation des flux: } \left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + L_m \cdot I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + L_m \cdot I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + L_m \cdot I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + L_m \cdot I_{sq} \end{array} \right. \quad (2.31)$$

## b.2 Choix du repère de référence :

Jusqu'à présent, les équations des tensions et des flux de la machine sont exprimées dans le repère (d, q), faisant un angle électrique  $\theta_{obs}$  avec le stator, et  $\theta_r$  avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendant de l'objectif de l'application, et de la commande

### ➤ Référentiel (d, q) lié au stator ( $\alpha, \beta$ )

Caractérisé par  $\frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = 0$ , et par conséquence  $\frac{d\theta_r}{dt} = -p\Omega$  : Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif ainsi que l'observation et la commande non linéaire, le système d'équation (2-30) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \omega_s \cdot \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (2.32)$$

### ➤ Référentiel (d, q) lié au rotor :

Caractérisé par  $\omega_{obs} = \omega$ , ce référentiel utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones. Le système d'équation (2-30) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega \cdot \phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{array} \right. \quad (2.33)$$



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

Dans ce cas, la vitesse de repère (d, q) est la vitesse du synchronisme ( $\omega_{obs} = \omega_s$ ), est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues. Le système d'équation (2-30) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (2.34)$$

**b.3 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance :**

L'expression du couple électromagnétique peut être s'obtenue à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulement statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d, q) est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{sd} \cdot I_{sd} + V_{sq} \cdot I_{sq} + V_{rd} \cdot I_{rd} + V_{rq} \cdot I_{rq} \quad (2.35)$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules :

$$P_j = R_s \cdot (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r \cdot (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (2.36)$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source :

$$P_{em} = I_{sd} \cdot \frac{d\phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \cdot \frac{d\phi_{sq}}{dt} + I_{rd} \cdot \frac{d\phi_{rd}}{dt} + I_{rq} \cdot \frac{d\phi_{rq}}{dt} \quad (2.37)$$

- Puissance magnétique :

$$P_{em} = \omega_s (I_{rd} \cdot \phi_{rq} - I_{rq} \cdot \phi_{rd}) \quad (2.38)$$

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

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \cdot \frac{P_{mec}}{\omega} \quad \text{Tel que :} \quad \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (2.39)$$

$\Omega$  : la vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]

$\omega$  : la vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]

En tenant compte les expressions (2-31), (2-38) et (2-39), plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales peuvent s'introduire :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = p \cdot (\phi_{rq} \cdot I_{rd} - \phi_{rd} \cdot I_{rq}) \\ C_e = p \cdot (\phi_{sd} \cdot I_{sq} - \phi_{sq} \cdot I_{sd}) \\ C_e = p \cdot L_m \cdot (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{sd} \cdot I_{rq}) \\ C_e = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\phi_{rd} \cdot I_{sq} - \phi_{rq} \cdot I_{sd}) \end{array} \right\} \quad (2.40)$$

#### b.4 Mise sous forme d'équations d'état :

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse ...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (2.41)$$

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, le choix s'est fixé sur le référentiel immobile par rapport au stator, les tensions statoriques  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  sont les variables de commande, les flux rotoriques  $(\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})$ , et les courants statoriques  $(I_{s\alpha}, I_{s\beta})$  sont considérés comme variables d'état. En utilisant les expressions (2-31), (2-32) et après arrangement, le modèle est défini comme suit :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s\sigma} \left( R_s + \frac{L_m^2}{t_r \cdot L_r} \right) & 0 & \frac{L_m}{t_r \cdot L_r \cdot L_s \cdot \sigma} & \frac{p \cdot L_m}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \Omega \\ 0 & -\frac{1}{L_s\sigma} \left( R_s + \frac{L_m^2}{t_r \cdot L_r} \right) & -\frac{p \cdot L_m}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \Omega & \frac{L_m}{t_r \cdot L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \\ \frac{L_m}{t_r} & 0 & -\frac{1}{t_r} & -p \cdot \Omega \\ 0 & \frac{L_m}{t_r} & p \cdot \Omega & -\frac{1}{t_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \quad (2.42) \end{aligned}$$

### 3. Modélisation des convertisseurs statiques :

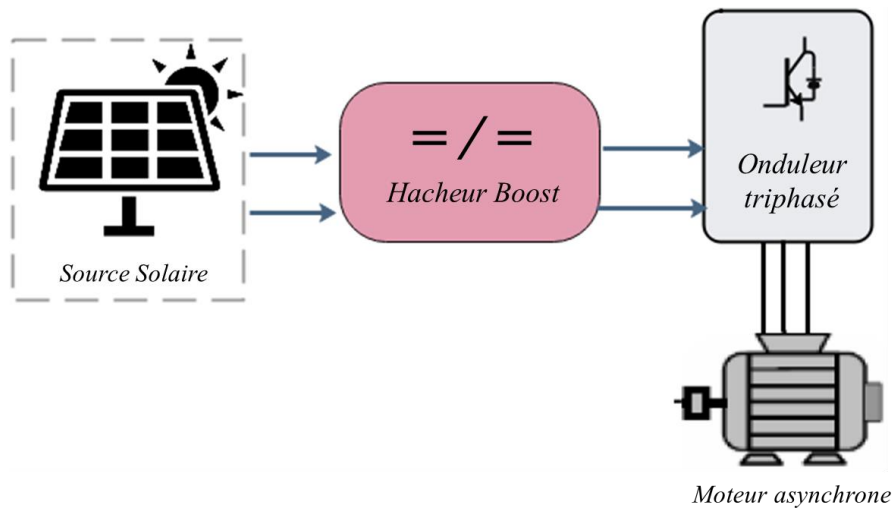
Le moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique au moteur et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension. L'onduleur de tension est un convertisseur statique

permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré.

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

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

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes. Dans cette partie, les convertisseurs statiques adoptés dans la chaîne de contrôle de la machine asynchrone seront détaillés. La chaîne est constituée d'un moteur asynchrone MAS associée à un onduleur de tension triphasé, d'où l'alimentation de ce dernier est constituée d'une source d'énergie solaire (PV) connectée à un bloc d'hacheur élévateur. Comme l'illustre-la (Fig. 2.3):



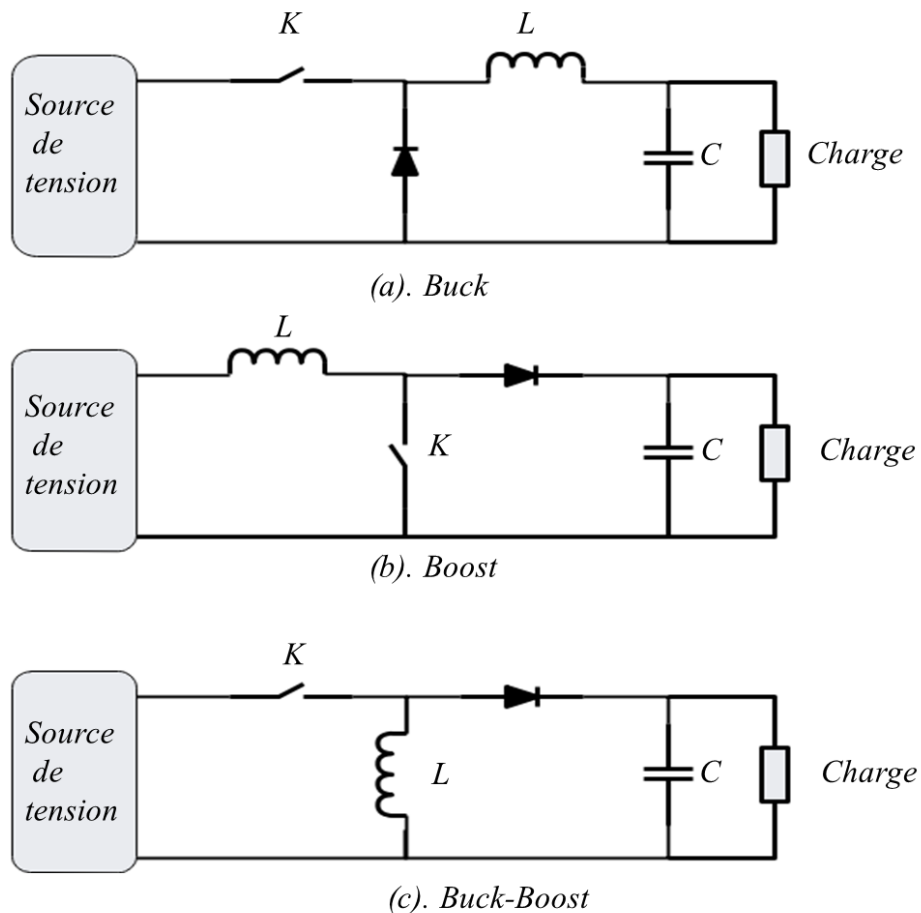
**Fig.2.3 :** Association machine asynchrone à une source solaire à travers un onduleur de tension et un convertisseur hacheur élévateur.

### 3.1 Topologies des convertisseur statique DC-DC:

#### a. Topologies des convertisseurs DC-DC

Il existe plusieurs types des convertisseurs DC- DC qui regroupent des convertisseurs à isolement galvanique entre l'entrée et la sortie et des convertisseurs qui présentent une borne commune entre l'entrée et la sortie. Dans ce contexte, trois types des convertisseurs statiques sont distinguée :

- **Hacheur abaisseur « Buck converter »** : Le hacheur série (hacheur abaisseur ou bien dévolteur) est un appareil qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur (Fig.2.4.(a)). La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant [HOS18] .



**Fig. 2.4** : Structure des différents hacheurs , (a) abaisseur, (b) élévateur, (c) abaisseur-élévateur

- **Hacheur parallèle « Boost Converter »** : est appelé aussi hacheur élévateur, hacheur survolteur ou hacheur de type Boost (Fig 2.4(b)). La source d'entrée est de type courant continu (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive). L'interrupteur « K » peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). Le commutateur peut être un transistor MOSFET ou un IGBT qui peut commuter sur deux positions, marche ou arrêt rapidement [FER19].
- **Hacheur abaisseur-élévateur (Buck-Boost)** : est aussi appelé dévolteur-survolteur ou de type Buck-Boost (Fig2.4.(c)). Le hacheur abaisseur-élévateur est un convertisseur indirect DC–DC à stockage inductif. La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive). Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs précédents [VEE18].

## b. Principe de fonctionnement de l'Hacheur Boost

Le schéma de la (fig.2.5) représente le circuit électrique et les circuits équivalent du convertisseur Hacheur survolteur. Pendant le fonctionnement, le transistor commute à une fréquence constante  $f$  avec un temps de fermeture égal à  $(\alpha.T)$  et un temps d'ouverture égal  $((1-\alpha).T)$  où :

- $T$  est la période de commutation qui est égale à  $1/f$
- $\alpha$  le rapport cyclique du commutateur ( $\alpha \in [0,1]$ )

### 3.1.1 Modèle mathématique équivalent :

Pour extraire le modèle mathématique du convertisseur, il faut étudier dans les deux phases de fonctionnement (S fermé, et S ouvert), ensuite donner un modèle approximé, qui englobe les différentes grandeurs moyennes d'entrée et de sortie du convertisseur.

**Phase  $[0 < t < \alpha T]$**  : Lorsque le Mosfet est en état fermé, le courant d'entrée croissant circule à travers l'inductance  $L$ , stockant de l'énergie dans son champ magnétique. Pendant ce mode de fonctionnement, comme illustré sur la fig 2.5 (a), le côté charge est complètement isolé du côté source.

**Phase  $[\alpha T < t < T]$**  : lorsque le Mosfet est en état ouvert, le courant d'entrée circule à travers la diode provoquant la charge du condensateur  $C$  et alimentant la charge. Le chemin de conduction est illustré à la fig2.5(b)

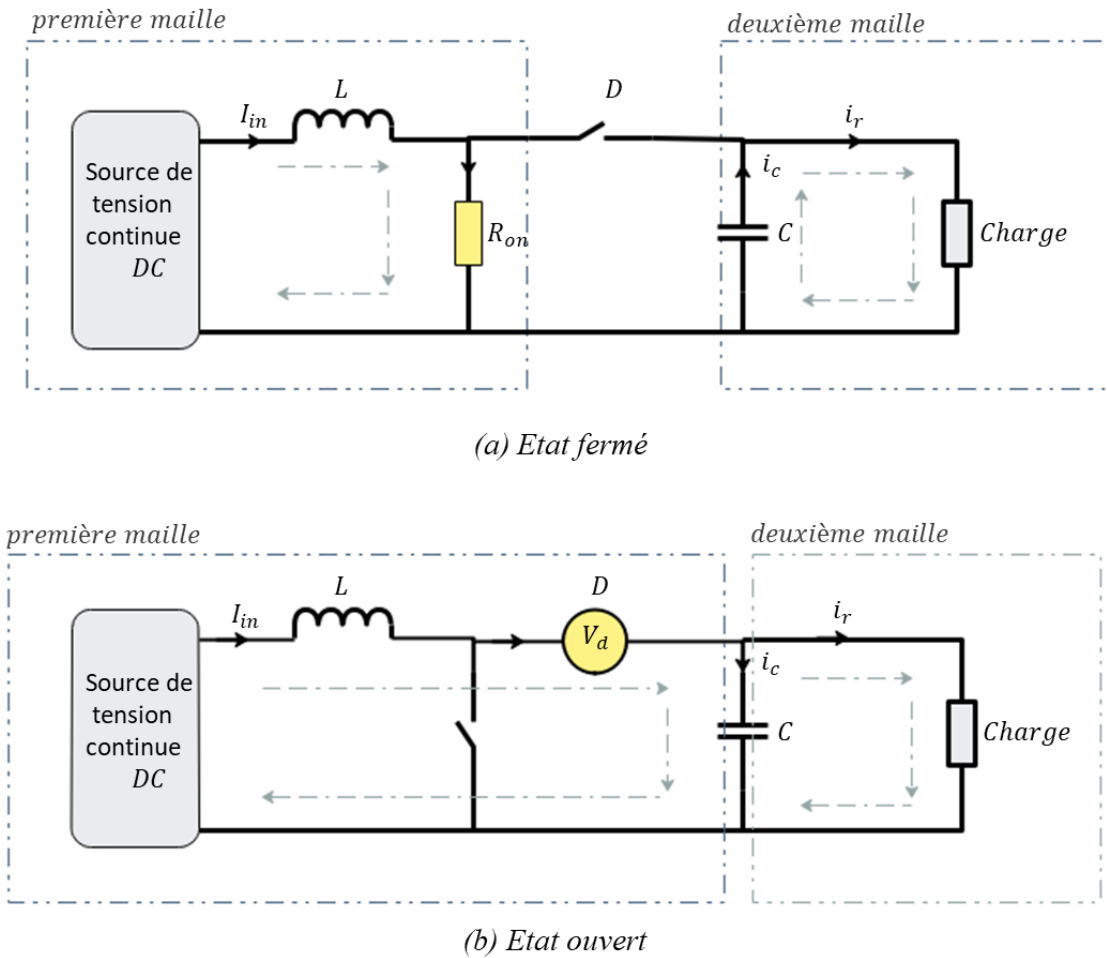
La tension de l'inductance, le courant du condensateur et le courant de l'inductance principale sont représentés pour chaque mode de fonctionnement comme suit:

Lorsque l'interrupteur est activé:

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in} - R_{on} i_L(t) \\ C \frac{V_c(t)}{dt} = -\frac{V_{out}}{R} \\ i_L(t) = i_{in}(t) \end{cases} \quad (2.43)$$

Par conséquent lorsque l'interrupteur est ouvert, les équations s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in}(t) - V_{out}(t) - V_d(t) \\ C \frac{V_c(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V_{out}}{R} \\ i_L(t) = i_{in}(t) \end{cases} \quad (2.44)$$



**Fig.2.5** : Circuit équivalent du convertisseur hacheur survolteur (a) à l'état fermé et (b) à l'état ouvert.

## 3.2 Convertisseur statique DC-AC :

### a. Onduleur de tension conventionnel :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence réglables à partir d'un réseau standard. Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé conventionnel à deux niveaux est illustré par (fig.2.6). Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation. Les couples d'interrupteurs ( $K_a$  et  $K'_a$ ), ( $K_b$  et  $K'_b$ ), ( $K_c$  et  $K'_c$ ) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les six diodes antiparallèles sont des diodes de roue libre assurant la protection des transistors.

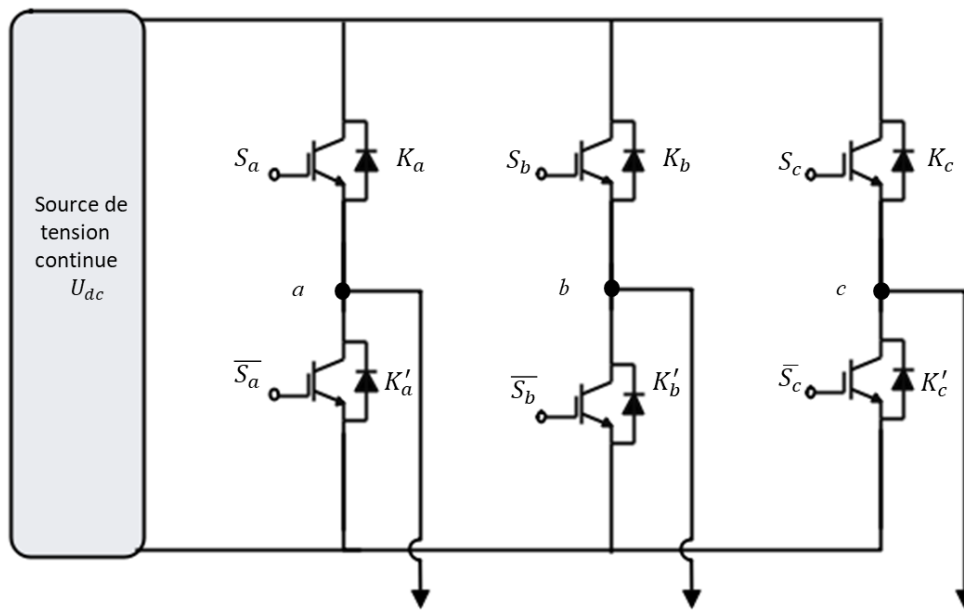


Fig.2.6 : Onduleur de tension à deux niveaux.

Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants, ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne :

$S_{a,b,c}=1$  : Interrupteur du demi-bras haut ( a, b ou c ) fermé.

$S_{a,b,c}=0$  : Interrupteur du demi-bras bas ( a, b, ou c ) fermé.

Pour simplifier l'étude, les suppositions suivantes sont tenues en considération :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;

- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et  $U_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.45)$$

Tel que  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (2.46)$$

Sachant que:

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  sont les tensions simples de la machine et  $V_{no}$  est la tension fictive entre le neutre de la machine asynchrone et le point fictif « o ».

$$\text{Soit :} \quad V_{jo} = V_j - V_o = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K_j \text{ fermé } (S_j = 1) \\ -\frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K'_j \text{ fermé } (S_j = 1) \end{cases} \quad j = a; b; c \quad (2.47)$$

Le système  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.48)$$

La substitution de (2-48) dans (2-46) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.49)$$

En remplaçant (2-49) dans (2-46), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (2.50)$$

L'équation (2-47) peut être réécrite se forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \text{ soit } [V_{jn}] = [T][V_{jo}] \quad (2.51)$$



$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  sont considérées comme des tensions de sortie de l'onduleur en fonction de  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  comme tensions d'entrée, et par conséquent la modélisation de l'onduleur par matrice  $[T]$ . En substituant les valeurs de  $V_{jo}$  de (2-47) dans le système (2-51), les tensions aux bornes de la charge sont exprimées en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} ; [V_{jn}] = U_{dc}[T][S_j] \quad (2.52)$$

### **b. Aperçue sur les topologies des onduleurs multiniveaux :**

Un onduleur est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement les avantages suivants :

- Limitation des contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension continue que le nombre de niveaux est élevé.
- L'utilisation des tensions de sortie plus élevées permet d'augmenter la puissance du convertisseur sans augmenter le courant.
- L'augmentation de la fréquence apparente de sortie permet une dynamique du système plus élevée.
- la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. En conséquence, les éléments de filtrage nécessaires sont plus réduits et moins coûteux.

[OUA20].

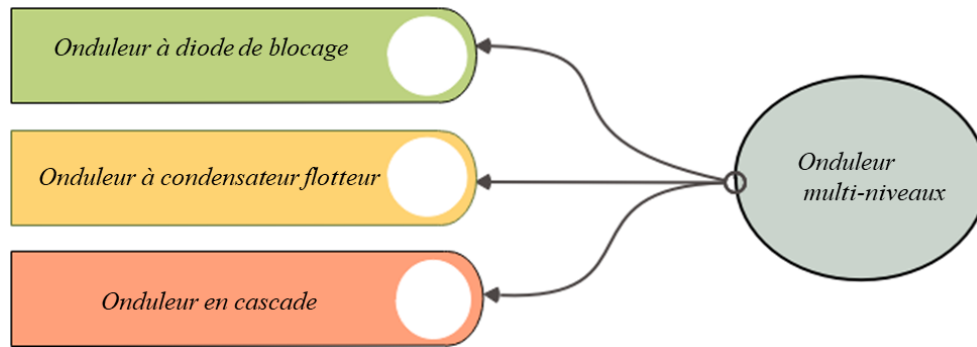
Cependant ces convertisseurs présentent aussi quelques inconvénients :

- Au fur et à mesure que les niveaux de tension augmentent la structure de contrôle devient plus complexe.
- Des problèmes de déséquilibres de tension des condensateurs apparaissent. Les publications de ces dernières années nous montrent que l'étude des onduleurs multiniveaux (analyse de la topologie, contrôle, modulation, etc.) est à présent un des sujets le plus important de l'électronique de puissance.

Le développement de la technologie multiniveaux a été marqué par deux facteurs. D'un côté, l'évolution technologique des matériaux semi-conducteurs permettant la réalisation d'interrupteurs de puissance supportant des tensions plus élevées lorsqu'ils sont bloqués. D'un autre côté, même si le contrôle des onduleurs multiniveaux est complexe, l'évolution des processeurs numériques de signal avec capacité

de calcul et vitesse de réaction très élevées et coût réduit ont rendu possible la mise en œuvre de ce contrôle [TRO21]. Les principales topologies de la conversion multi-niveaux sont:

- La topologie à diode de blocage (NPC) ;
- La topologie au condensateur flotteur (à cellule imbriquées) ;
- La topologie en cascade.



**Fig.2.7** : Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux

#### ➤ **Onduleur de tension à diode de blocage :**

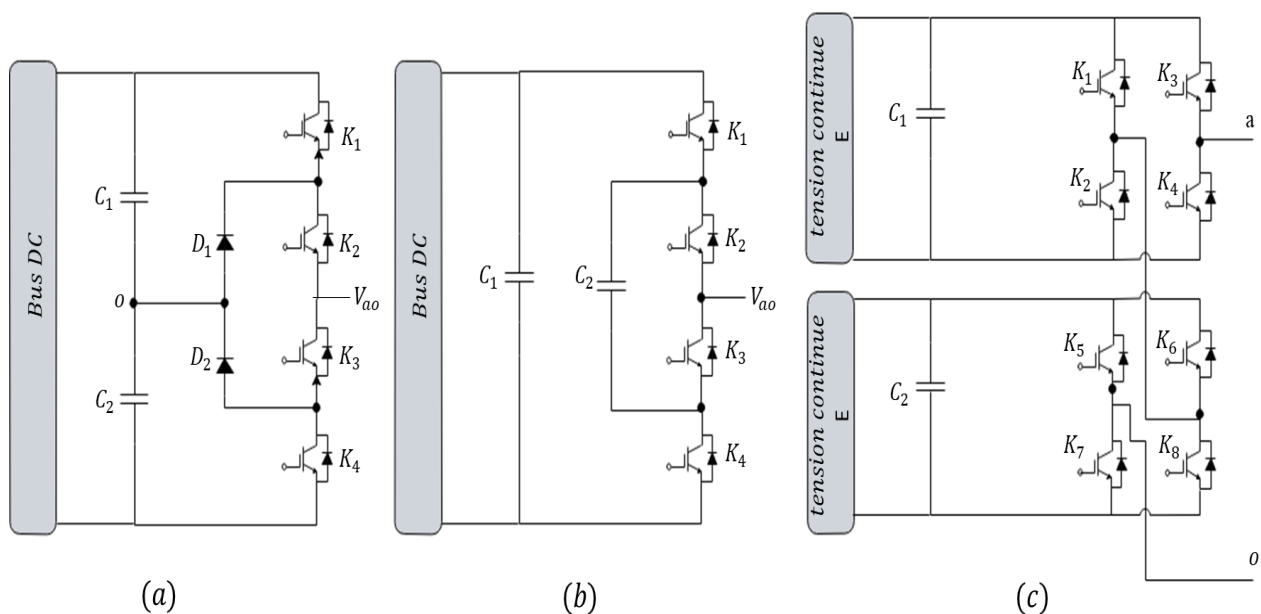
La première topologie d'onduleur de tension multi-niveaux est la structure NPC (Neutral Point Clamped) [4]. Le modèle de l'onduleur NPC à trois niveaux est donné par la figure 2.8(a). Les diodes sont utilisées pour réaliser la connexion avec le point de référence  $o$ . Pour l'obtention d'une tension de  $N$  niveaux,  $N-1$  capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à  $V_{dc} / (N-1)$ ,  $V_{dc}$  étant la tension d'entrée totale appliquée. Les deux interrupteurs dans un même bras sont commandés de façon complémentaire. Cet onduleur présente des avantages par rapport à la topologie d'onduleur à deux niveaux [SOU18]. Ces avantages sont:

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue.
- cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.

➤ **Onduleur à capacité flottante :**

La topologie de l'onduleur multiniveaux à condensateur flotteur (flying capacitor multilevel inverter), figure 2.8(b), a été proposée en 1992. L'avantage de cette topologie est d'éliminer le problème des diodes de bouclages présenter dans les topologies des onduleurs NPC multiniveaux. Cette topologie a quelques inconvénients [HUM20]:

- Le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.
- Peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC.
- La présence d'un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.



**Fig. 2.8 :** Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux pour différentes topologies , (a) Onduleur à diode de blocage, (b) Onduleur à condensateurs flotteurs, (c) Onduleur en cascade.

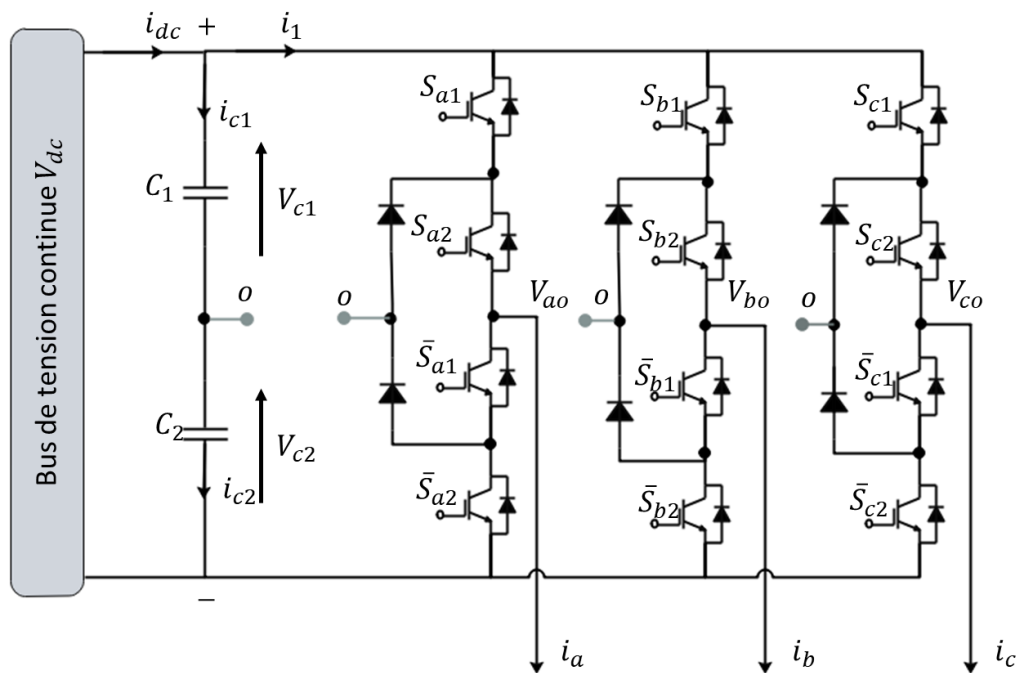
➤ **Onduleur de tension en cascade :**

Les onduleurs multi-niveaux en cascade est une structure relativement nouvelle. Un onduleur multiniveau en cascade est tout simplement une connexion en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasés; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées (fig2.8(c)). L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance, en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système.

Contrairement à l'onduleur à diode de blocage et à condensateur flottant, aucune diode supplémentaire n'est nécessaire. Mais il est essentiel d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux.

### c. Principe de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux de type NPC :

La structure d'un onduleur triphasé de trois niveaux type 3L-NPC est illustrée par (fig 2.9). L'onduleur produit trois niveaux différents de tension  $-V_{dc}/2$ ,  $0$  et  $+V_{dc}/2$  - aux bornes de la sortie. Ces niveaux sont basés sur la sélection appropriée des signaux de commutation appliqués à chaque interrupteur en phase  $x = \{ a, b, c \}$ . Les variables d'état de commutation  $\{ S_{x1}, S_{x2} \}$  avec la phase  $x$  peuvent être soit logiques '0' soit logiques '1'. Les deux signaux de commutation inférieurs de chaque phase sont complémentaires des deux signaux de commutation supérieurs. Les combinaisons possibles de signaux de commutation pour chaque phase  $x$  sont indiquées dans le tableau 2.1. Dans chaque phase de l'onduleur, le pôle de sortie est connecté à '+', '-' ou '0', en activant simultanément les deux commutateurs supérieurs, les deux commutateurs inférieurs ou les deux commutateurs du milieu, respectivement. En connectant le pôle de sortie à '+', '-' ou '0', le convertisseur génère respectivement  $V_{dc}/2$ ,  $-V_{dc}/2$  ou  $0$  aux bornes de sortie de la phase du convertisseur [AVC20]. En incluant 19 vecteurs de tension différents, l'onduleur peut produire 27 vecteurs



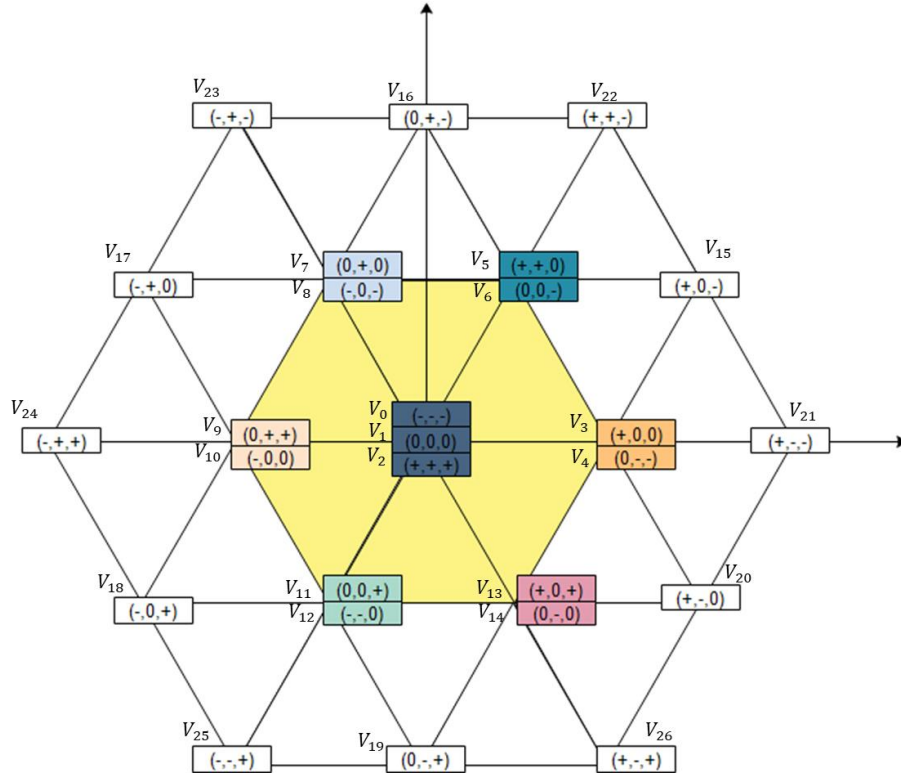
**Fig.2.9 :** Structure de l'onduleur triphasé de type NPC à trois niveaux (3L-NPC) montrant la convention positive pour les tensions et les courants.

de tension, comme le montre la figure 2.10. Chacun des vecteurs de tension est représenté avec les niveaux requis de tension du circuit intermédiaire, enfermés dans une boîte rectangulaire, pour les trois phases. Sur la base de leurs amplitudes, les vecteurs de tension sont classés en quatre groupes : les vecteurs nuls {  $V_0 - - V_2$  }, les petits vecteurs {  $V_3 - - - V_{14}$  }, les vecteurs moyens {  $V_{15} - - - V_{20}$  } et les grands vecteurs {  $V_{21} - - - V_{26}$  }. La représentation complexe de tous les vecteurs de tension possibles avec les composantes  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  et les deux états de commutation supérieurs correspondants de chaque phase est présentée dans le tableau 2.1.

**Tableau 2-1** : *Combinaisons possibles de commutation de chaque phase  $x = \{ a, b, c \}$*

<i>Etats de commutation des interrupteurs</i>				<i>Tension de sortie du convertisseur</i>
$S_{x1}$	$S_{x2}$	$\bar{S}_{x1}$	$\bar{S}_{x2}$	$V_{xo}$
1	1	0	0	$+V_{dc}/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

Un modèle discret non linéaire de l'onduleur [WAF20] est utilisé pour produire ces vecteurs de tension. Les états de commutation avec une couleur similaire et une position de phase similaire dans le plan  $\alpha - \beta$  de la Fig. 2.10 produisent des vecteurs de tension similaires en magnitude. Cependant, les petits vecteurs ont un effet opposé sur la charge du condensateur du bus continu.



**Figure.2.10 :** Vecteurs de tension admissibles 27 du VSI 3L-NPC montrant les petits vecteurs d'amplitude égale (mais d'effet opposé sur la charge du condensateur du lien continu) avec une couleur similaire.

Le déséquilibre de la tension du condensateur dans un onduleur 3L-NPC se produit au point neutre '0', ce qui est appelé variation de tension au point neutre [WAF20]. Comme la variation de tension au point neutre est la différence entre deux tensions de condensateur, elle est simplement appelée " tension au point neutre ". Pour les applications d'entraînement de moteur, la tension du point neutre augmente le couple et l'ondulation du flux, ainsi que la distorsion du courant de sortie du stator. En outre, elle impose une contrainte de tension supplémentaire aux commutateurs à semi-conducteurs. Par conséquent, la tension du point neutre est contrôlée en utilisant un modèle dynamique du condensateur. Les équations dynamiques discrètes des deux tensions de condensateur sont exprimées comme suit :

$$V_{c1}(k + 1) = V_{c1}(k) + \frac{1}{C_1} i_{c1}(k). T_s \quad (2.53)$$

$$V_{c2}(k + 1) = V_{c2}(k) + \frac{1}{C_2} i_{c2}(k). T_s \quad (2.54)$$

où  $V_{c1}(k)$  et  $V_{c2}(k)$  sont les deux tensions mesurées du condensateur,  $C$  est la capacité de chaque condensateur,  $i_{c1}(k)$  et  $i_{c2}(k)$  sont les courants traversant les condensateurs et  $T_s$  est le temps

d'échantillonnage. Les courants  $i_{c1}(k)$  et  $i_{c2}(k)$  sont calculés sur la base des deux états de commutation supérieurs  $\{ S_{x1}, S_{x2} \}$  dans chaque phase  $x = \{ a, b, c \}$  de l'onduleur. Les calculs sont les suivants :

$$i_{c1}(k) = i_{dc} - S_{a1}(k).i_a(k) - S_{b1}(k).i_b(k) - S_{c1}(k).i_c(k) \quad (2.55)$$

$$i_{c2}(k) = i_{dc} + (1 - S_{a2}(k)).i_a(k) + (1 - S_{b2}(k)).i_b(k) + (1 - S_{c2}(k)).i_c(k) \quad (2.56)$$

où  $i_{dc}$  est le courant du bus continu fourni par la source de courant continu. Les équations (2.53) à (2.56) montrent que les tensions des condensateurs et la tension du point neutre à l'instant  $k+1$  peuvent être calculées en utilisant seulement les courants de charge, les tensions de condensateur instantanés et l'état de commutation appliqué.

#### 4. Conclusion :

Ce chapitre s'est consacré à modéliser les différents blocks de la chaîne. Introduisant dans un premier lieu le modèle mathématique du moteur asynchrone à cage d'écureuil après application d'hypothèse de simplification. Ensuite, la présentation des différentes topologies des convertisseurs statiques DC-DC et DC-AC leurs classifications, les principes de fonctionnement ; ainsi les modèles mathématiques de chaque convertisseur.

# **C** hapitre.3 : **Commande Prédictive Améliorée**



## 1. Introduction

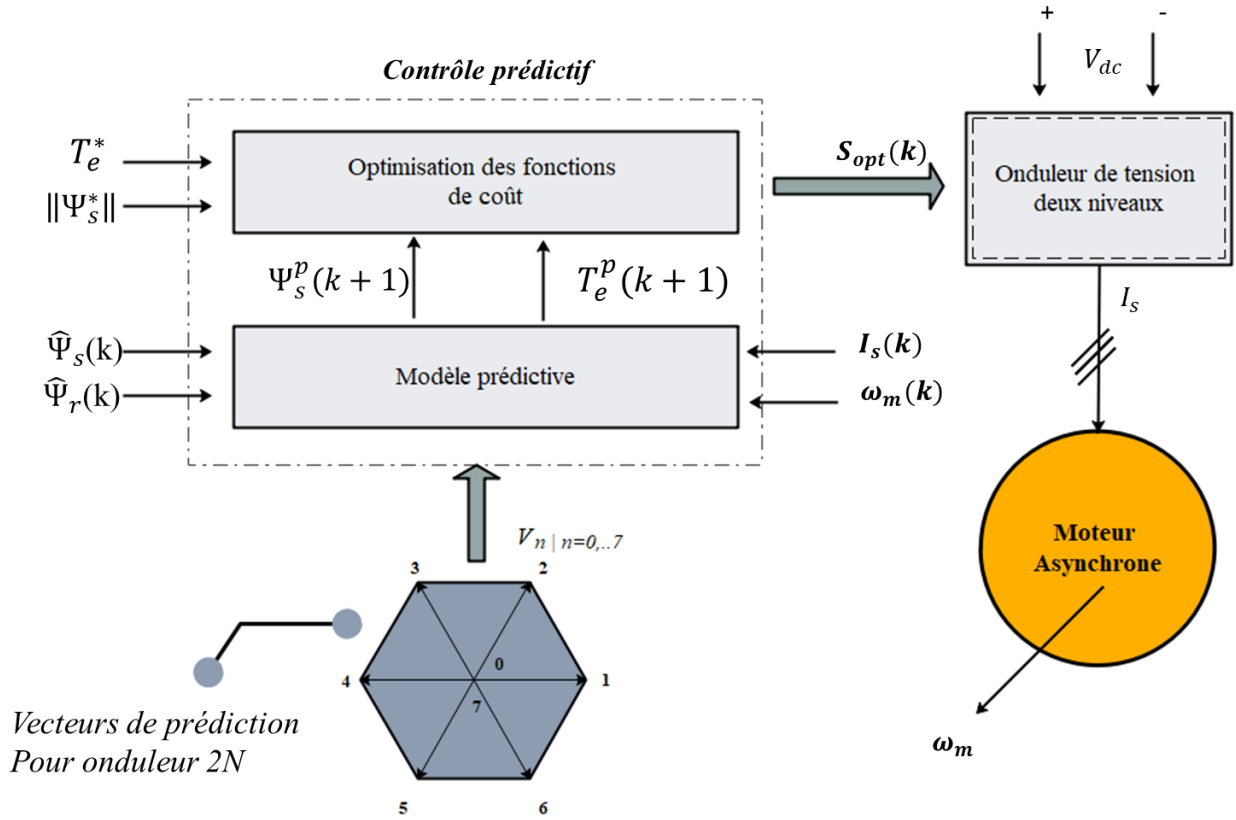
Ce chapitre présente un FS-PTC amélioré basé sur la sélection des vecteurs prédictive (SVP) pour réduire le nombre de vecteurs de prédiction et donc la charge de calcul. Les vecteurs de prédiction sont définis comme le nombre de vecteurs de tension requis pour les prédictions des objectifs de commande souhaités, tels que le couple et les flux. La position du flux du stator et le signe de l'erreur de couple ont été pris en compte pour diminuer le nombre de vecteurs de prédiction. Deux vecteurs de tension avant/arrière adjacents avec un vecteur zéro approprié sont toujours sélectionnés comme vecteurs de prédiction ainsi, la fréquence de commutation moyenne du convertisseur de puissance est réduite par rapport à une stratégie FS-PTC classique.

L'inclusion du terme de fréquence dans la fonction de coût n'est pas nécessaire, ce qui simplifierait la conception de la fonction de coût par rapport à la stratégie FS-PTC classique. Pour faire une comparaison avec le schéma FS-PTC existant, basé sur tous les vecteurs de tension, un onduleur à 2 niveaux de tension 2L-VSI est utilisé pour produire les vecteurs de tension nécessaires.

Ce chapitre aborde le premier objectif de la thèse, il est organisé comme suit . La section 2 décrit le FS-PTC conventionnelle étape par étape, et souligne certaines de ses limites. Ensuite, la commande FS-PTC améliorée basé sur les SVP est décrit dans la section 3. Enfin, la section 4 illustre les résultats de simulation et l'évaluation de l'efficacité de calcul pour la stratégie proposée.

## 2. Les limitations de la commande FS-PTC conventionnelle

Un modèle FS-PTC classique comprend deux étapes : la prédiction et l'optimisation de la fonction de coût, comme le montre la figure 3.1. Cependant, la prédiction nécessite une étape d'estimation préliminaire. Certaines variables non disponibles pour la mesure sont estimées lors de l'étape d'estimation. La performance et la charge de calcul requise du modèle sont analysées pour un onduleur de tension à deux niveaux (2L-VSI).



**Figure.3.1 :** Schéma FS-PTC conventionnelle du moteur asynchrone alimenté via un onduleur de tension à deux niveaux (2L-VSI), où tous les vecteurs de tension possibles sont utilisés comme vecteurs de prédiction.

## 2.1 Estimation

Dans un système FS-PTC, les estimations du flux du stator  $\hat{\Psi}_s$  et du flux du rotor  $\hat{\Psi}_r$  sont nécessaires, ils sont basés des mesures actuelles du courant statorique  $I_s$  et de la vitesse du rotor  $\omega_m$ . Par convention, le modèle du courant du rotor du moteur asynchrone montré dans l'équation (2.33) est employé pour estimer le flux du rotor. Ensuite, la relation simple entre le flux du stator et du rotor est utilisée pour estimer le flux du stator. La fréquence d'exécution de l'estimateur est la même que celle du contrôleur. En utilisant l'approximation standard de backward Euler, les estimations des flux rotor et stator sous forme discrète peuvent être exprimées comme suit :

$$\hat{\psi}_r(k) = \hat{\psi}_r(k-1) + T_s \left[ R_s \frac{L_m}{L_r} I_s(k) - \left( \frac{R_r}{L_r} - j\omega_e(k) \right) \hat{\psi}_r(k-1) \right] \quad (3.1)$$

$$\hat{\psi}_s(k) = \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r(k) + \sigma L_s I_s(k) \quad (3.2)$$

Le couple électromagnétique estimé peut alors être obtenu comme suit :

$$\hat{T}_e(k) = 1.5pIm\{\hat{\psi}_s(k)^* \cdot I_s(k)\} \quad (3.3)$$

## 2.2 Prédiction

La première étape de la commande prédictive est réalisée en prédisant le flux et le couple du stator. La sélection des variables à prédire dépend des objectifs souhaités. Un plus grand nombre de variables signifie que le contrôleur nécessite plus de calculs. Par convention, tous les vecteurs de tension possibles  $\{V_0, \dots, V_7\}$  sont évalués pour prédire les objectifs souhaités.

Le modèle de tension du stator du moteur asynchrone est généralement utilisé pour la prédiction du flux du stator. En utilisant l'approximation d'Euler, le modèle de tension en pas de temps discrets peut s'exprimer comme suit :

$$\psi_s^p(k+1) = \hat{\psi}_s(k) + T_s V_s(k) - T_s R_s I_s(k) \quad (3.4)$$

Afin de prédire le couple électromagnétique, le courant statorique doit être également prédit. Dans ce sens, la discrétisation de l'équation (2.42) par approche d'Euler du courant statorique entraîne l'expression du courant prédit Eq.(3.5) et ensuite celle du couple. Ces deux grandeurs peuvent être exprimées comme suit :

$$I_s^p(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma}\right) I_s(k) + \frac{T_s}{(\tau_\sigma + T_s)} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[ \left( \frac{k_r}{\tau_r} - j k_r \omega_e(k) \right) \hat{\psi}_r(k) + V_s(k) \right] \right\} \quad (3.5)$$

$$T_s^p(k) = 1.5pIm\{\psi_s^p(k+1)^* \cdot I_s^p(k+1)\} \quad (3.6)$$

## 2.3 Optimisation de la fonction coût :

Les variables prédites sont évaluées par une fonction de coût prédéfinie. Généralement, en FS-PTC conventionnel, la fonction de coût comprend les valeurs absolues de l'erreur de couple ( $T_e^* - T_e^p$ ) et de l'erreur de flux ( $|\Psi_s^*| - |\Psi_s^p|$ ). Par conséquent, la fonction de coût peut être définie comme suit :

$$g = |T_e^*(k+1) - T_e^p(k+1)| + \lambda_f \left| |\Psi_s^*| - |\Psi_s^p(k+1)| \right| \quad (3.7)$$

où  $T_e^*(k+1)$  est le couple de référence et  $T_e^p(k+1)$  est le couple prévu,  $\Psi_s^*$  est le flux statorique de référence (qui est toujours maintenu constant si l'affaiblissement du champ n'est pas pris en compte) et

$\Psi_s^p(k+1)$  est le flux statorique prédit ; k et k + 1 sont respectivement l'instant actuel et le suivant d'échantillonnage. Dans cette stratégie, le facteur de pondération  $\lambda_f$  fixe l'importance relative du flux statorique par rapport au couple. Comme le temps d'échantillonnage est très petit, il est courant de supposer que  $T_e^*(k+1)$  égale à  $T_e^*(k)$ .

Pour réduire la fréquence de commutation moyenne, un terme de transition de commutation  $n_{sw}$  est inclus dans la fonction de coût, et peut être défini comme [28] :

$$n_{sw}(k+1) = \sum_{x=\{a,b,c\}} |S_x(k+1)_i - S_x(k)| \quad (3.8)$$

où  $S_x(k+1)$  est l'état de commutation probable pour le prochain instant k +1,  $S_x(k)$  est l'état de commutation appliqué à l'onduleur à l'instant k et i est l'indice des vecteurs de tension possibles  $\{V_0, \dots, V_7\}$ . En utilisant le nombre total de transitions de commutation  $n_{sw}(T)$  sur la durée T, la fréquence de commutation moyenne  $\bar{f}_{sw}$  par interrupteur est calculée par :

$$\bar{f}_{sw} = n_{sw}(T)/12/T \quad (3.8^*)$$

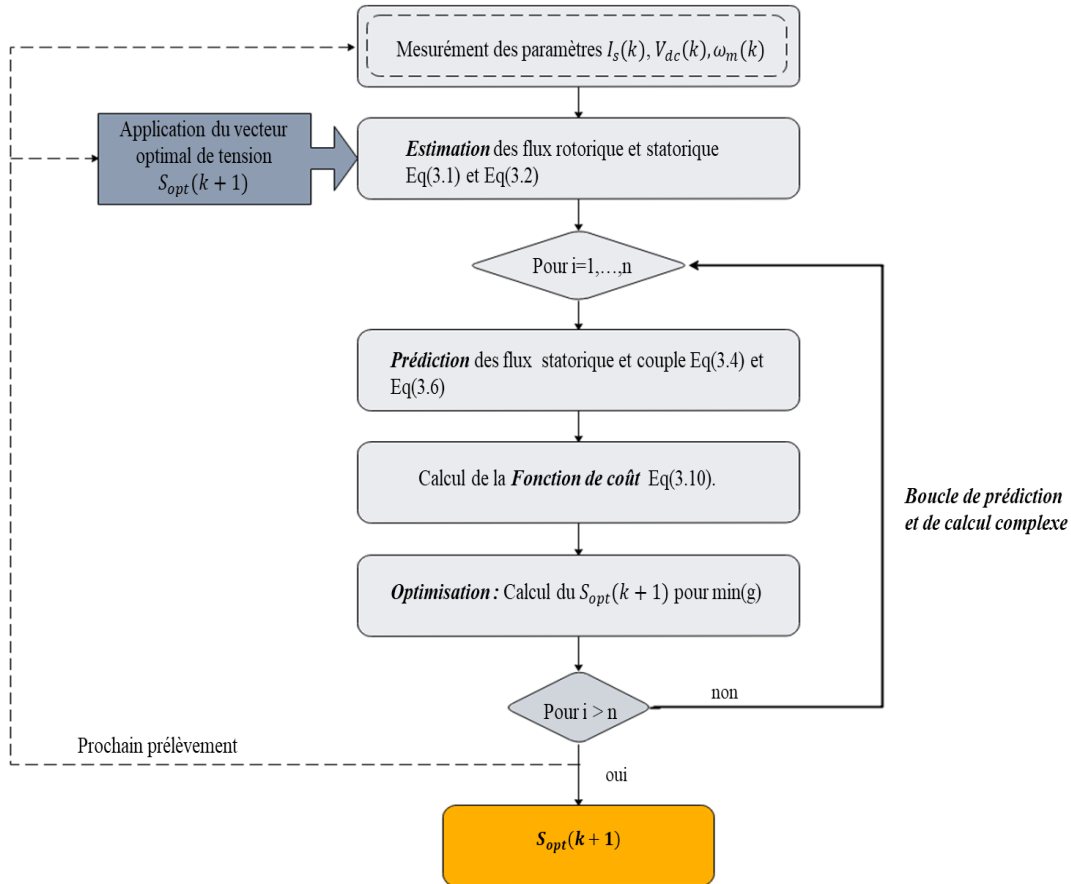
Dans la suite de ce chapitre, le FS-PTC classique avec un terme de transition de commutation dans la fonction de coût est défini comme FS-PTC( $\bar{f}_{sw}$ ). Afin de protéger contre les surintensités, la fonction de coût g doit inclure un autre terme  $I_m$  qui est conçu sur la base de la capacité de courant maximal de l'enroulement du stator. Par conséquent, le terme  $I_m$  peut être défini comme suit

$$I_m = \begin{cases} \infty, & \text{si } |I_s^p(k+1)| > I_{max} \\ 0, & \text{Sinon} \end{cases} \quad (3.9)$$

Ainsi, la fonction de coût complète g, pour le contrôleur, est la suivante :

$$g = |T_e^*(k+1) - T_e^p(k+1)| + \lambda_f \left| |\psi_s^*| - |\psi_s^p(k+1)| \right| + \lambda_n n_{sw}(k+1) + I_m \quad (3.10)$$

où  $\lambda_n$  est le facteur de pondération de  $n_{sw}$ . Dans des conditions normales de fonctionnement, la valeur de  $I_m$  est 0 et il n'a donc aucun effet sur g, le terme  $I_m$  n'a pas besoin de facteur de pondération. Pendant l'expérience, la valeur de  $I_{max}$  est fixée à 130% du courant nominal. Par conséquent, l'ondulation du courant n'entraînera pas d'instabilité. La sélection des facteurs de pondération appropriés pour les trois autres objectifs est une tâche ésotérique. De ce fait, les performances souhaitées du système peuvent ne pas être atteintes en raison d'une sélection inadéquate des facteurs de pondération.



**Figure3.2** : Algorithme FS-PTC conventionnel montrant la boucle complexe de prédiction et d'optimisation.

L'état de commutation qui engendre un minimum de la fonction de coût 'g' Eq(3.10) est stocké comme un état de commutation optimal  $S_{opt}(k+1)$  qui est utilisé comme  $S_{opt}(k)$  au prochain instant d'échantillonnage. L'état de commutation  $S_{opt}(k)$  produit un vecteur de tension  $V_{opt}(k)$  qui est appliqué aux bornes du moteur à l'instant  $k$ .

L'algorithme du FS-PTC classique est illustré à la figure 3.2. Une boucle complexe de prédiction et d'optimisation est apparente ; elle doit être exécutée pour tous les vecteurs de tension possibles provenant du convertisseur de puissance.

## 2.4 Les inconvénients de la commande FS-PTC conventionnelle

Les inconvénients du FS-PTC classique peuvent être résumés comme suit :

- 1) Tous les vecteurs de tension sont évalués pour la prédiction et l'optimisation, ce qui est coûteux en termes de calcul. La charge de calcul limite la fréquence d'échantillonnage et, par conséquent, dégrade les performances du contrôle.

2) Lorsqu'un terme de transition de commutation est inclus dans la fonction de coût pour réduire la fréquence de commutation moyenne, la charge de calcul augmente encore. De plus, la sélection des facteurs de pondération pour trois objectifs de contrôle différents est épineux et, par conséquent, la conception d'une fonction de coût est complexe.

### 3. La commande FS-PTC améliorée :

La structure du FS-PTC proposée est similaire à celle du FS-PTC classique, comme le montre la figure 3.3. Les principales différences sont la sélection des vecteurs de prédiction  $V_j$  et la conception de la fonction de coût, où  $j$  peut prendre trois valeurs parmi  $n = \{ 0, \dots, 7 \}$ . Par convention, tous les vecteurs de tension d'un 2L-VSI sont utilisés pour la prédiction et l'optimisation. Dans le FS-PTC proposé, seuls trois vecteurs de tension - un vecteur nul et deux vecteurs actifs - sur les huit vecteurs de tension possibles sont évalués. Ainsi, la charge de calcul est réduite.

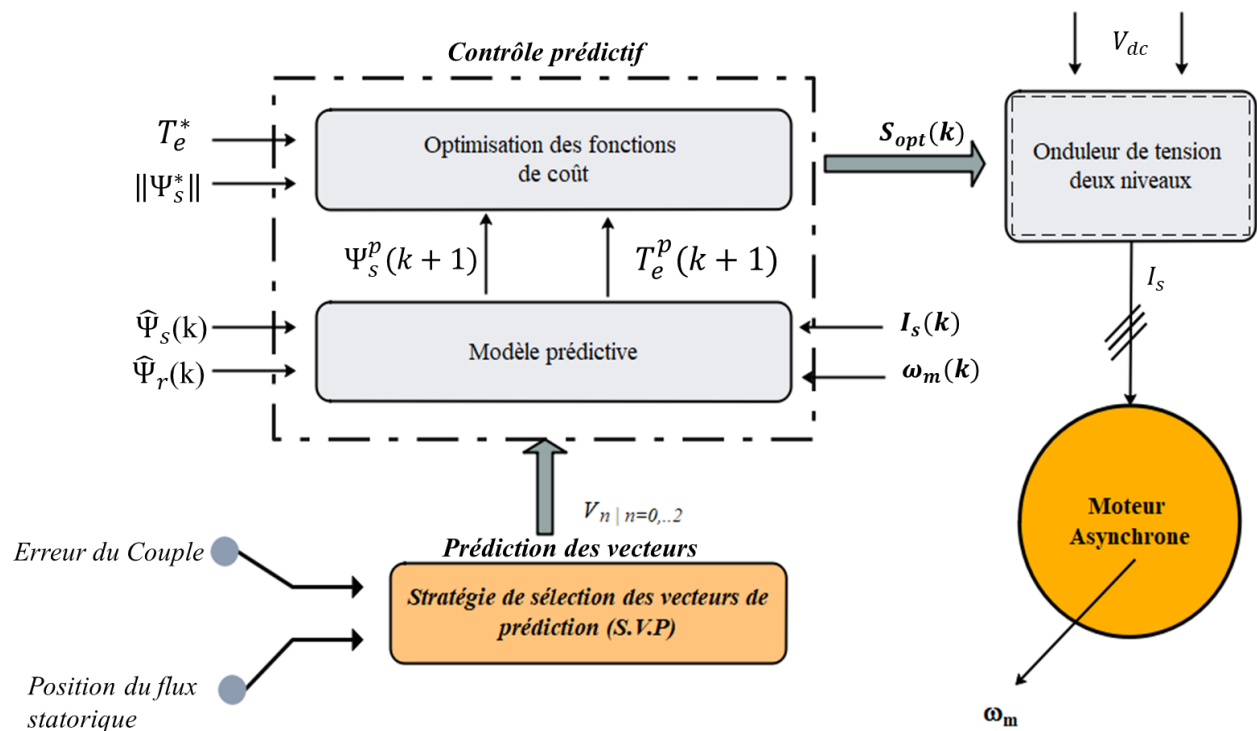
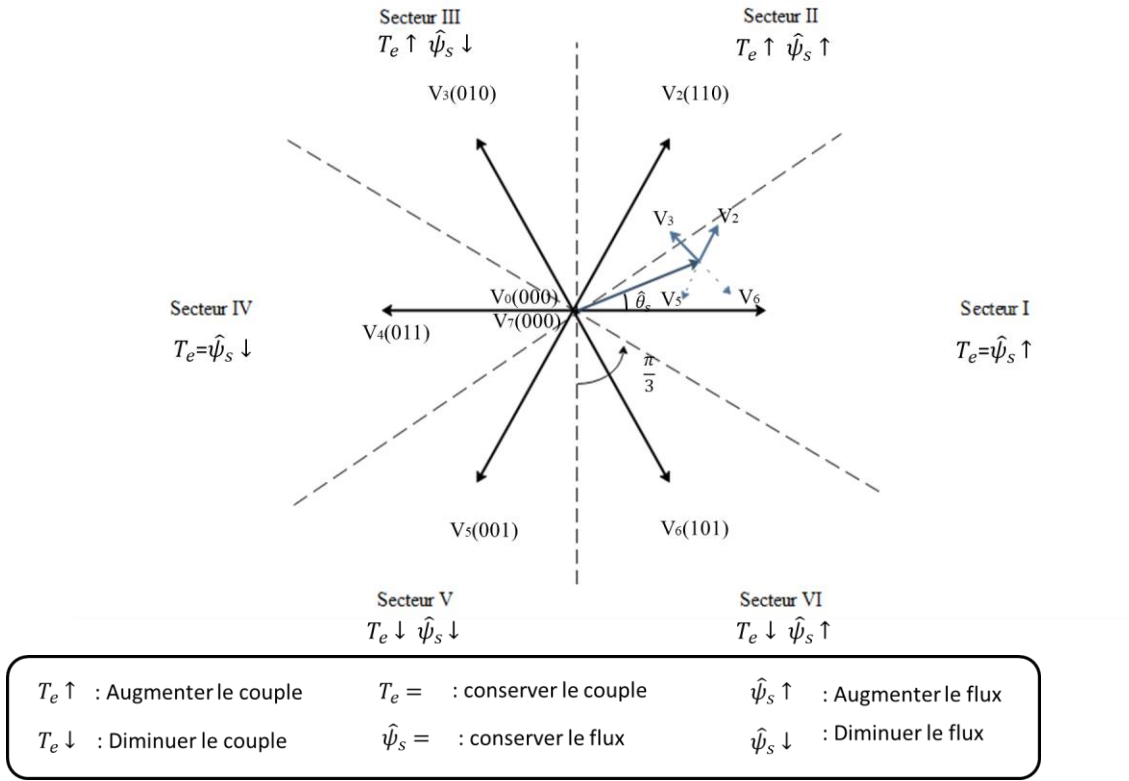


Figure.3.3 : la structure proposée de la commandé FS-PTC améliorée par SVP stratégie.



**Figure.3.4.** Répartition spatiale de tous les vecteurs de tension admissibles d'un onduleur de tension à deux niveaux à base de la stratégie de sélection des vecteurs de prédiction.

### 3.1 Sélection des vecteurs de prédiction

Le processus de sélection des vecteurs de prédiction est proposé à la base de la stratégie DTC [BLA20]. Les vecteurs de prédiction sont sélectionnés en utilisant la position actuelle du flux statorique  $\hat{\psi}_s$  et le signe de l'erreur de couple  $\delta T_e = (T_e^* - T_e)$ . La position du flux statorique  $\hat{\theta}_s$  est estimée comme suit:

$$\hat{\theta}_s = \arctan \left( \frac{\hat{\psi}_{\beta s}}{\hat{\psi}_{\alpha s}} \right) \quad (3.11)$$

Rappelons qu'un onduleur de tension à deux niveaux produit six vecteurs actifs  $\{ v_1, \dots, v_6 \}$  et deux vecteurs nuls  $\{ v_0, v_7 \}$ . Pour la méthode proposée seul  $v_0$  est considéré comme le vecteur zéro dans les étapes de prédiction et d'optimisation, afin de réduire la charge de calcul. Cette hypothèse est valable car aucun terme de fréquence de commutation n'est inclus dans la fonction de coût, ainsi les effets des vecteurs de tension  $v_0$  et  $v_7$  sur le couple et le flux sont similaires.

Après optimisation, si le vecteur de tension optimal stocké est un vecteur nul, un vecteur nul approprié (soit  $v_0$ , soit  $v_7$ ) est sélectionné de sorte qu'une transition de commutation se produise. Le nombre de transitions de commutation est calculé à partir de l'état de commutation optimal appliqué à l'instant  $k$ .

La distribution spatiale de tous les vecteurs de tension dans le plan  $\alpha - \beta$  ; montrant la stratégie de sélection des vecteurs de prédiction ; est illustrée à la Fig. 3.4. Ici, il est apparent que les vecteurs de tension actifs changent périodiquement par un pas d'angle de  $\pi/3$  rad. En conséquence, le plan  $\alpha - \beta$  est divisé en six secteurs. De ce fait, pour identifier la direction de la rotation l'Eq (3.12) est optée. Elle est définie comme suit :

$$(2N - 3)\pi/6 \leq \Theta(N) \leq (2N - 1)\pi/6 \quad (3.12)$$

où  $\Theta(N)$  est le secteur avec  $N = 1, \dots, 6$ .

Considérons que le flux statorique  $\hat{\psi}_s$  tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. À un instant donné, différents vecteurs de tension influencent sur le couple et le flux de manière différente. Les conditions possibles de déviation du couple sont  $\delta T_e > 0$ ,  $\delta T_e < 0$  et  $\delta T_e = 0$ , et les flux sont  $\delta \psi_s > 0$ ,  $\delta \psi_s < 0$  et  $\delta \psi_s = 0$ , où  $\delta \psi_s = |\psi_s^*| - \hat{\psi}_s$ .

Dans la Fig. 3.4, l'impact de tous les vecteurs actifs en termes d'augmentation, de diminution ou de conservation du couple et du flux sont indiqués par les symboles ' $\uparrow$ ', ' $\downarrow$ ' et '=' , respectivement. Ces effets sur le couple et le flux sont analysés pour déterminer le signe de la variation de l'erreur du couple ou du flux. Si le flux statorique  $\hat{\psi}_s$  est situé dans le secteur I et que l'erreur de couple  $\delta T_e > 0$ , alors les vecteurs de tension qui satisfont la condition d'augmentation du couple ( $T_e \uparrow$ ) (comme indiqué sur la figure 3.4) sont sélectionnés comme vecteurs de prédiction. Par conséquent, les vecteurs de prédiction actifs possibles sont deux vecteurs avant adjacents  $v_2 (1 \ 1 \ 0)$  et  $v_3 (0 \ 1 \ 0)$ , qui sont représentés par des flèches pleines sur la pointe du flux statorique  $\hat{\psi}_s$ , comme il est illustré sur la figure 3.4. La sélection des deux vecteurs de tension avant adjacents assure également la condition possible de déviation du flux du stator  $\delta \psi_s > 0$  ou  $\delta \psi_s < 0$ . De même, pour la même position du flux du stator, si  $\delta T_e < 0$ , les vecteurs de prédiction active possibles sont deux vecteurs arrière adjacents  $v_6 (1 \ 0 \ 1)$  et  $v_5 (0 \ 0 \ 1)$ . Ceux-ci sont représentés par des flèches en pointillés sur la pointe du stator flux  $\hat{\psi}_s$  de la figure 3.4.

En général, les vecteurs actifs sont toujours employés avec un vecteur nul pour le moteur afin de réduire effectivement le couple et l'ondulation du flux. L'inclusion d'un vecteur zéro satisfait les conditions possibles de  $\delta T_e = 0$  et  $\delta \psi_s = 0$ . D'après la figure 3.4, il est visualisé que les vecteurs actifs  $v_1 (1 \ 0 \ 0)$  ou  $v_4 (0 \ 1 \ 1)$  pourraient également satisfaire la condition  $\delta T_e = 0$ . Cependant, l'application d'un vecteur nul est plus effective que les vecteurs actifs lorsque  $\delta T_e = 0$ . Cela s'explique par le fait que la vitesse du flux du stator doit être contrôlée pour qu'elle soit la plus lente possible. Par conséquent, le nombre total de vecteurs de prédiction est de trois, alors qu'il est de sept (en considérant un vecteur nul) dans le FS-PTC classique.



Une analyse similaire est effectuée lorsque le flux du stator est situé dans les autres secteurs. Les vecteurs de prédiction actifs sélectionnés pour tous les secteurs sont présentés dans le tableau 3.1.

Il est évident que si  $\hat{\theta}_s(k-1)$  et  $\hat{\theta}_s(k)$  se trouvent dans le même secteur et que les signes de  $\delta T_e(k-1)$  et  $\delta T_e(k)$  sont les mêmes, alors une transition de commutation au maximum est possible entre deux vecteurs actifs, en raison de la méthode SVP. Par conséquent, la stratégie SVP proposée réduit également la fréquence de commutation moyenne du convertisseur de puissance.

**Tableau 3-1:** Variation des vecteurs de prédiction active en fonction de la position du flux statorique  $\Theta(N)$  et de l'erreur du couple  $\delta T_e$ .

$\Theta(N) \backslash \delta T_e$	I	II	III	IV	V	VI
$\delta T_e > 0$	$v_2, v_3$	$v_3, v_4$	$v_4, v_5$	$v_5, v_6$	$v_6, v_1$	$v_1, v_2$
$\delta T_e < 0$	$v_5, v_6$	$v_6, v_1$	$v_1, v_2$	$v_2, v_3$	$v_3, v_4$	$v_4, v_5$

Il ressort de la figure 3.4 qu'une autre table de commutation basée sur  $\hat{\theta}_s$  (voir Eq. 3.11) et l'erreur du flux  $\delta \psi_s$  au lieu de l'erreur du couple  $\delta T_e$ , peut être développée. Les vecteurs de prédiction active possibles basés sur  $\delta \psi_s$  pour tous les secteurs sont présentés dans le tableau 3.2. Cependant, une priorité relativement plus faible sur le flux du stator dans la fonction de coût doit être fixée par rapport aux vecteurs de prédiction basés sur  $\delta T_e$  pour obtenir des performances du couple et du flux satisfaisantes. Ceci est dû au fait que le flux du stator a la priorité sur le couple lorsque les vecteurs de prédiction basés sur  $\delta \psi_s$  sont considérés (voir Tableau 3.2). Les performances en termes de charge de calcul, d'ondulation du couple et du flux seront presque similaires. Cependant, les vecteurs de prédiction basés sur  $\delta T_e$  sont considérés pour la stratégie de contrôle FS-PTC amélioré dans ce qui suit.

**Tableau 3-2 :** Variation des vecteurs de prédiction active en fonction de la position du flux statoriques  $\Theta(N)$  et de l'erreur du flux  $\delta\psi_s$ .

$\Theta(N)$ $\delta\psi_s$	I	II	III	IV	V	VI
$\delta\psi_s > 0$	$v_6, v_2$	$v_1, v_3$	$v_2, v_4$	$v_3, v_5$	$v_4, v_6$	$v_1, v_5$
$\delta\psi_s < 0$	$v_3, v_5$	$v_4, v_6$	$v_1, v_5$	$v_6, v_2$	$v_1, v_3$	$v_2, v_4$

### 3.2 Sélection optimale du vecteur de tension

Puisque deux vecteurs de tension adjacents sont sélectionnés pour la prédiction et l'optimisation, une seule transition de commutation se produit à un instant particulier dans une certaine condition, comme mentionné précédemment. Par conséquent, la fréquence de commutation moyenne est réduite, et l'inclusion du terme de fréquence de commutation dans la fonction de coût n'est pas nécessaire. Cela réduit également la charge de calcul de la stratégie de contrôle proposée. De ce fait, la fonction de coût utilisée dans la FS-PTC améliorée proposée est la suivante :

$$g = |T_e^*(k+1) - T_e^p(k+1)| + \lambda_f \left| |\psi_s^*| - |\psi_s^p(k+1)| \right| + I_m \quad (3.13)$$

Il est évident que la sélection des facteurs de pondération dans l'équation (3.13) est plus simple que celle de l'équation (3.10) utilisée dans le FS-PTC conventionnel.

En temps réel, le temps de calcul de l'algorithme de contrôle introduit un retard d'une étape qui doit être compensé [111]. Ceci est réalisé par une prédiction en deux étapes. Le flux statorique prédit  $\psi_s^p(k+1)$  et le courant statorique  $i_s^p(k+1)$  sont utilisés comme états initiaux pour les prédictions à l'instant  $k+2$ . Pour prédire  $\psi_s^p(k+1)$  et  $i_s^p(k+1)$ , le vecteur de tension optimal  $V_{opt}(k)$  appliqué aux bornes du moteur à l'instant  $k$  est employé dans les équations (3.4) et (3.5), respectivement. Dans ce cas, pour sélectionner les vecteurs de prédiction,  $\psi_s^p(k+1)$  au lieu de  $\widehat{\psi}_s(k)$  et  $T_e(k+1)$  au lieu de  $\widehat{T}_e(k)$  sont utilisés pour calculer  $\widehat{\theta}_s$  et  $\delta T_e$ , respectivement. Les prédictions du flux et du couple du stator à l'instant  $k+2$  peuvent être exprimées comme suit .

$$\psi_s^p(k+2) = \hat{\psi}_s(k+1) + T_s V_{opt}(k) - T_s R_s i_s(k+1) \quad (3.14)$$

$$i_s^p(k+2) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma}\right) i_s(k+1) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \times \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[ \left( \frac{k_r}{\tau_r} - j k_r \omega_e(k+1) \right) \hat{\psi}_r(k+1) + V_{opt}(k) \right] \right\} \quad (3.15)$$

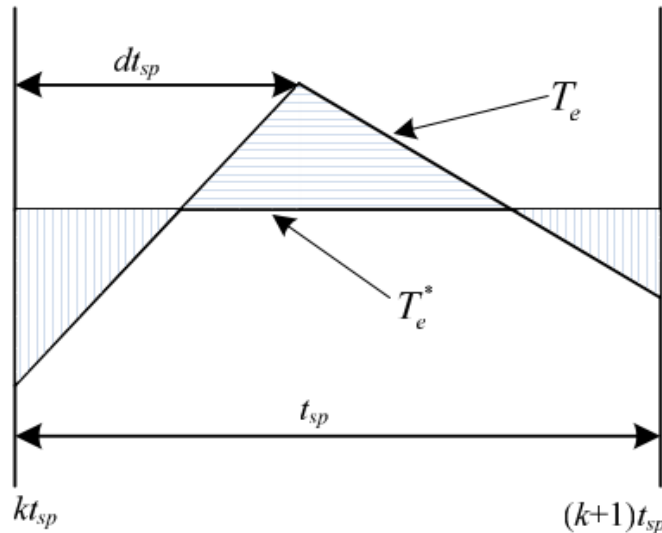
$$T_e^p(k+2) = 1.5 \text{Im} \{ \psi_s^p(k+2)^* \cdot i_s^p(k+2) \} \quad (3.16)$$

Comme la constante de temps du rotor  $\tau_r$  est beaucoup plus grande que le temps d'échantillonnage  $T_s$  et que le flux du rotor change lentement par rapport au flux du stator,  $\omega_e(k) = \omega_e(k+1)$  et  $\hat{\psi}_r(k) = \hat{\psi}_r(k+1)$ , respectivement. Par conséquent, pour mettre en œuvre le schéma de compensation de retard [111], le vecteur de tension optimal est sélectionné en minimisant la fonction de coût suivante :

$$g = |T_e^*(k+2) - T_e^p(k+2)| + \lambda_f \left| |\psi_s^*| - |\psi_s^p(k+2)| \right| + I_m \quad (3.17)$$

### 3.3 Réduction des ondulations du couple :

Après avoir sélectionné le vecteur actif, la durée du vecteur actif doit être déterminée sur la base d'un certain principe. Comme une amélioration de plus de la stratégie, le principe de minimisation de l'ondulation du couple est utilisé. Une forme d'onde typique du couple pendant une période de commande est illustrée à la figure 3.5.



**Figure 3.5 :** Forme d'onde typique du couple pendant une période de contrôle.

L'ondulation du couple pendant une période de contrôle peut être exprimée comme suit :

$$\frac{1}{T_{sc}} \int_{kT_{sc}}^{(k+1)T_{sc}} (T_e^* - T_e)^2 dt \rightarrow \min. \quad (3.18)$$

En résolvant équation (3.18), la durée optimale  $t_{opt}$  pour le vecteur actif sélectionné à partir de l'équation (3.19) peut être obtenue comme suit [15]-[17] :

$$t_{opt} = \frac{2 \cdot (T_e^* - T_e^{k+1}) - p_2 T_{sc}}{2p_1 - p_2} \quad (3.19)$$

où  $p_1$  et  $p_2$  sont les pentes du couple du vecteur actif et du vecteur nul respectivement, qui peuvent être facilement obtenues à partir de (3.6). Il convient de noter que  $t_{opt}$  est limité à la plage de  $[0, T_{sc}]$  dans l'application pratique.

### 3.4 Réduction de la fréquence de commutation moyenne

La sélection d'un seul vecteur zéro, soit  $v_0$  soit  $v_7$ , avec deux vecteurs actifs pour la prédiction et l'optimisation peut augmenter la fréquence de commutation moyenne. C'est pourquoi, si  $v_0$  est sélectionné comme vecteur de tension optimal, un vecteur zéro approprié, soit  $v_0$  soit  $v_7$ , est sélectionné de telle sorte qu'une seule transition de commutation se produise à un instant particulier. Par exemple, si le vecteur de tension appliqué à l'instant  $k$  est  $v_2$  (110) et que le vecteur de tension optimal actionné pour l'instant suivant  $k + 1$  est  $v_0$ , alors l'état de commutation '111' est sélectionné au lieu de '000' comme état de commutation optimal. Par conséquent, l'état '000' est sélectionné après '100', '010' et '001' ; sinon, '111' est sélectionné comme vecteur zéro.

### 3.5 Structure générale de contrôle

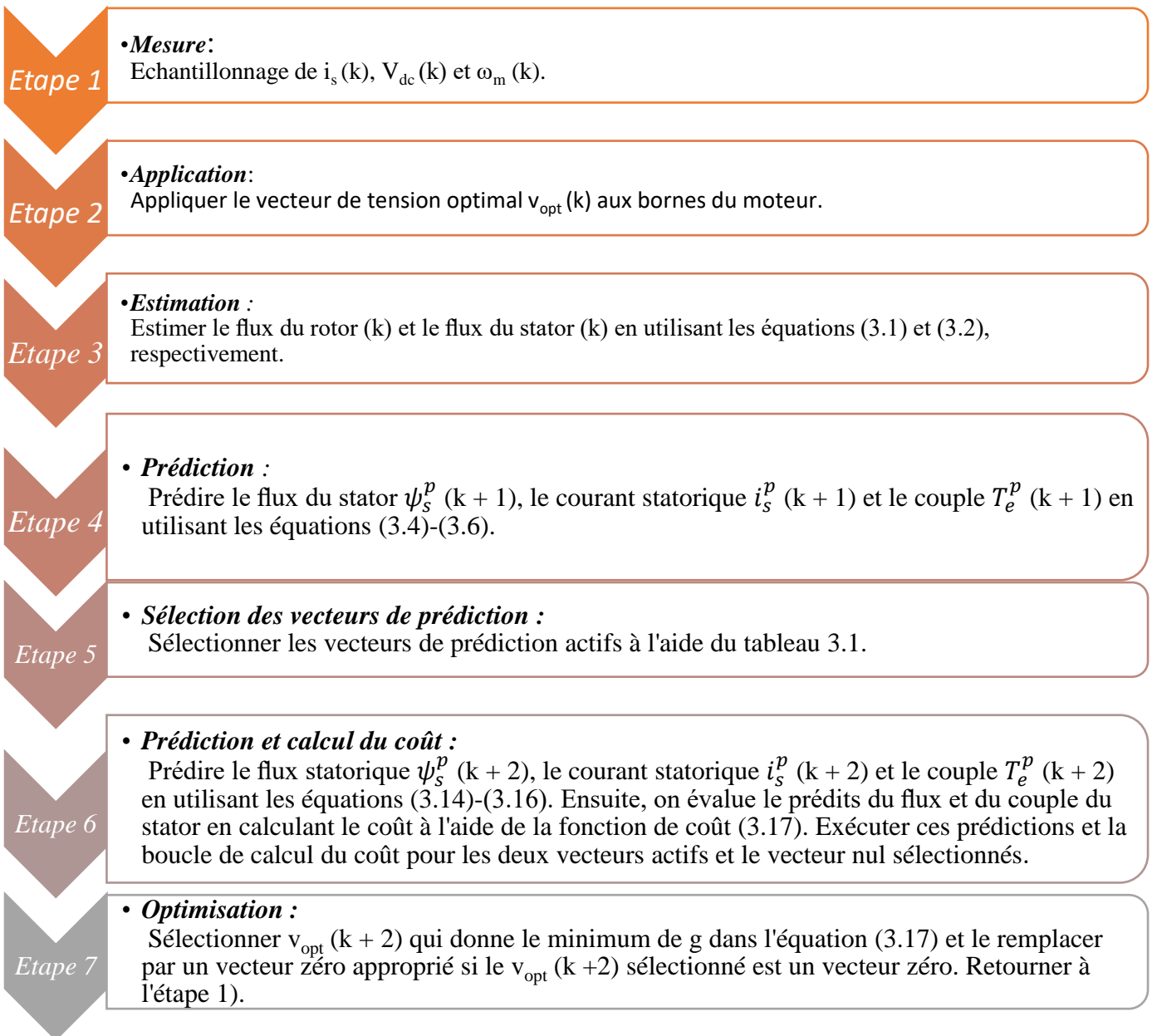
Le schéma complet du FS-PTC simplifié proposé est présenté à la Fig. 3.5, qui comprend quatre parties : 1) estimation des flux du rotor et du stator ; 2) sélection des vecteurs de prédiction ; 3) prédiction du flux et du couple du stator ; et 4) optimisation de la fonction de coût (sélection du vecteur de tension optimal).

Un contrôleur PI est utilisé pour produire le couple de référence, basé sur l'erreur de vitesse, où l'erreur de vitesse est calculée en comparant la vitesse mesurée avec la vitesse de référence. D'autre part, la référence du flux nominal constant du stator est commandée de l'extérieur du contrôleur, car l'affaiblissement du champ n'est pas pris en compte dans la présente analyse. Les deux grandeurs de

référence susmentionnées (couple et flux) sont utilisées directement dans la fonction de coût pour actionner l'état de commutation optimal  $S_{opt}$ , qui produit un vecteur de tension optimal.

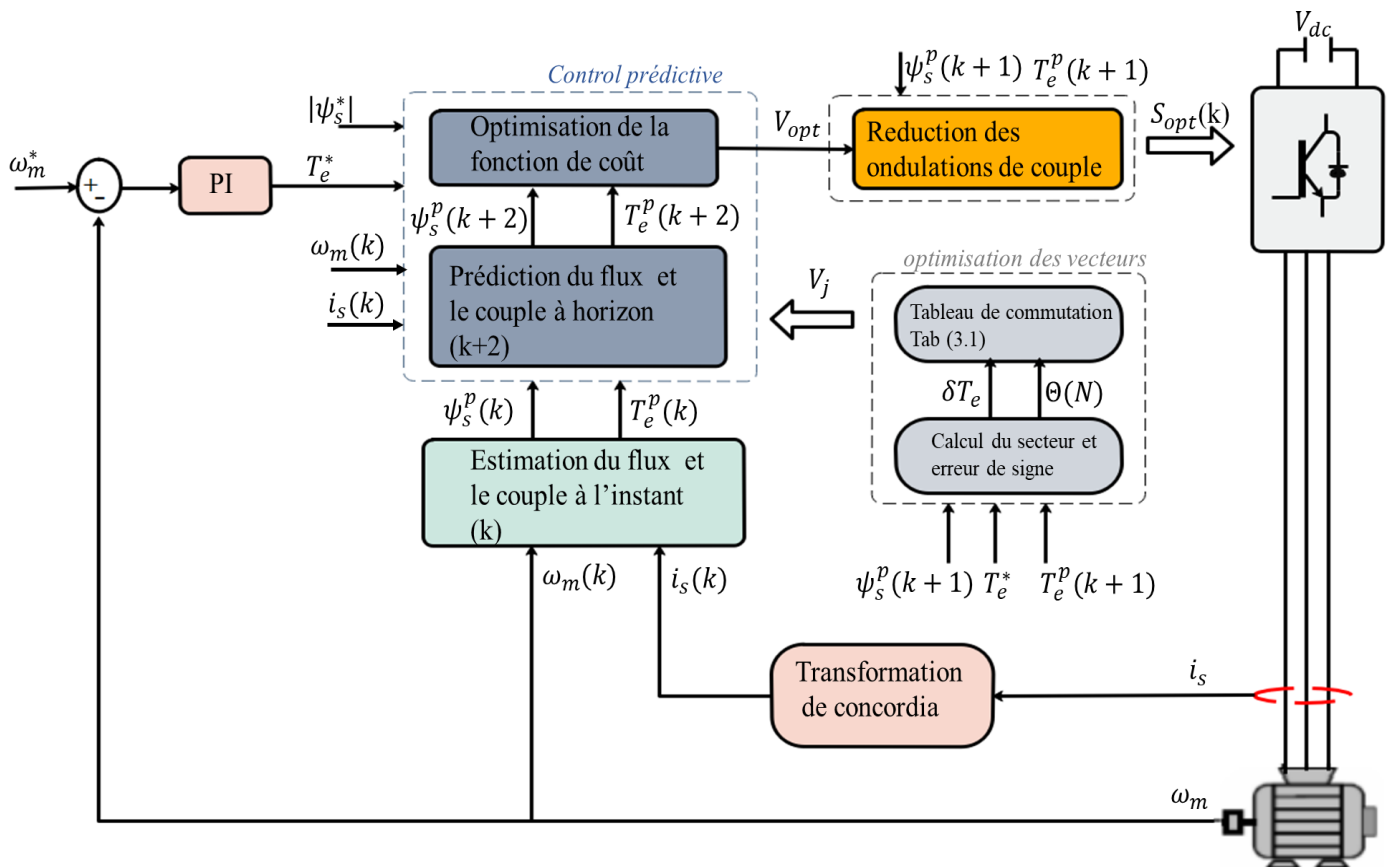
### 3.6 Algorithme de contrôle proposé

La procédure globale de contrôle peut être résumée par les séquences suivantes :



## 4. Résultats de simulation et évaluation

Afin de conclure sur les performances de la commande proposée, une étude comparative entre la stratégie proposée et la FS-PTC conventionnelle est présentée. Les deux algorithmes sont menés sur un moteur triphasé asynchrone à cage d'écureuil de 1.5kw, dont les caractéristiques paramétriques sont données dans l'annexe B. Le moteur asynchrone est alimenté via un onduleur de tension à deux niveaux (2L-VSI). Le schéma bloc de la simulation de la commande proposée est présenté par la figure (3.6). La simulation des blocs est établie sous l'environnement Simulink/Matlab. L'évaluation des performances sont établies à partir de la simulation des modes de fonctionnements suivants : un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge, test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge, la robustesse de la commande vis-à-vis de l'inversion du sens de rotation et le fonctionnement à faible vitesse.

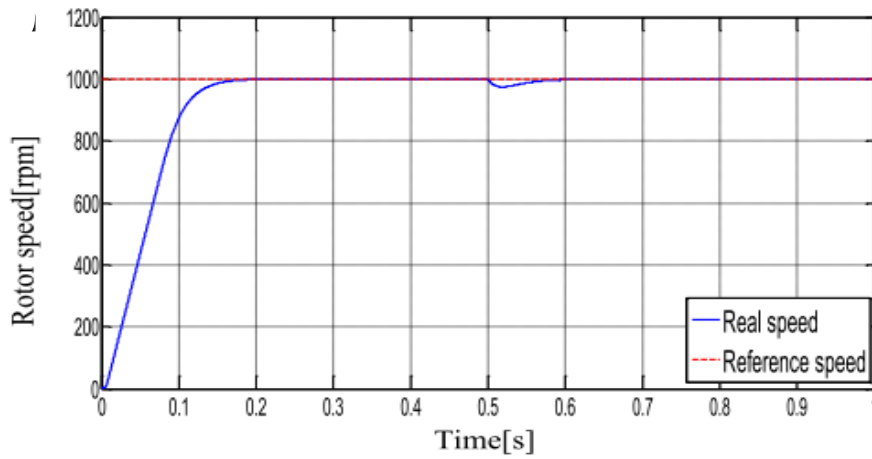


**Figure 3.6 :** la structure FS-PTC proposée basée sur l'erreur du couple appliquée à un moteur asynchrone via un onduleur à deux niveaux 2L-VSI.

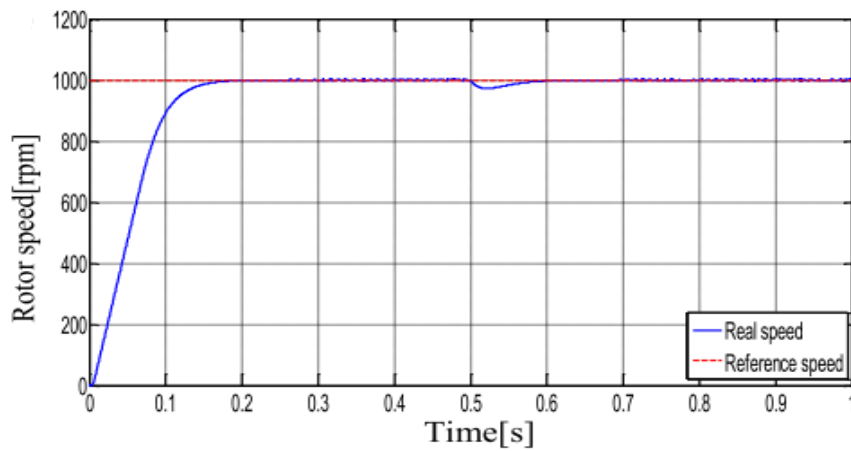
### 4.1 Test de performance d'un démarrage à vide suivi d'une introduction d'un couple de charge :

Cette section présente l'état de démarrage du moteur asynchrone à cage en fonction de la référence de la vitesse de 1000 tr/min. Ensuite, une charge de 5N.m à t=0.5s est introduite. Les Figs.3.7-3.16 montrent

respectivement la vitesse du rotor, le couple, le courant de phase du stator  $I_{sa}$  avec l'analyse THD, les composantes du flux du stator, l'amplitude du flux et la trajectoire circulaire. Les figures sont spécifiées : ((a) pour FS-PTC conventionnelle, et (b) pour le FS-PTC améliorée. )

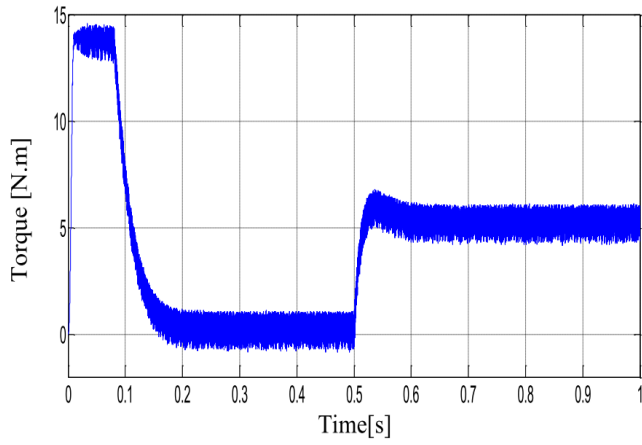


(a)

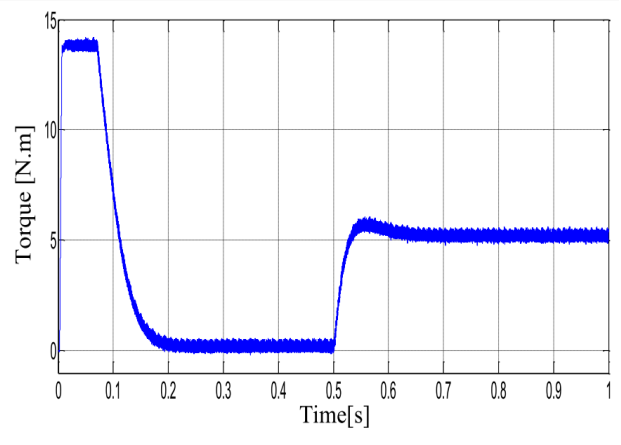


(b)

**Figure 3.7 :** Réponse de la vitesse du rotor au démarrage et aux états stables suivis d'une application de la charge à l'instant  $t=0.5s$ .

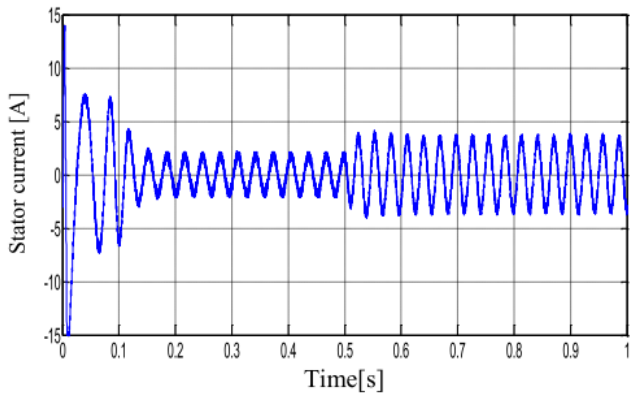


(a)

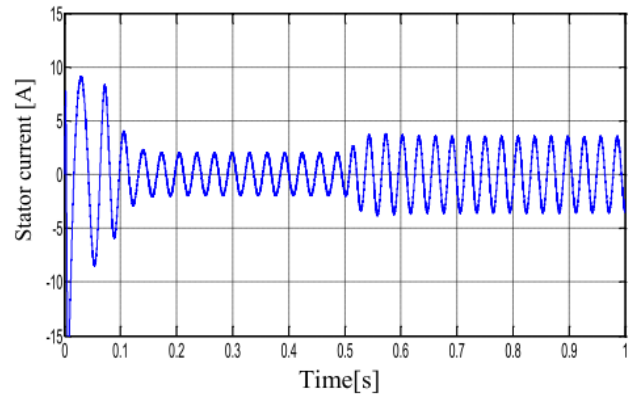


(b)

**Figure 3.8 :** Couple électromagnétique avec application d'une charge de 5 N.m à  $t=0.5s$ .

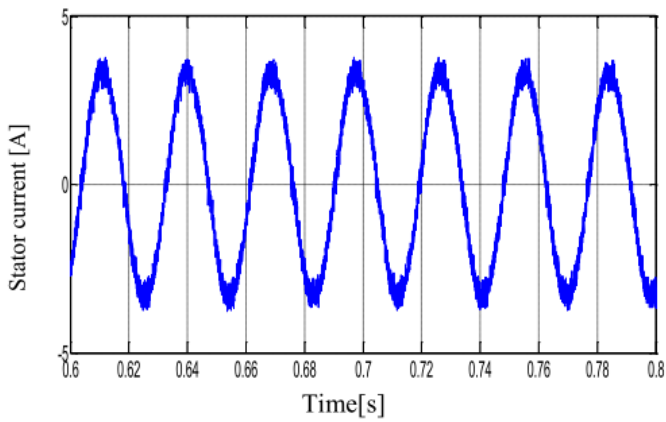


(a)

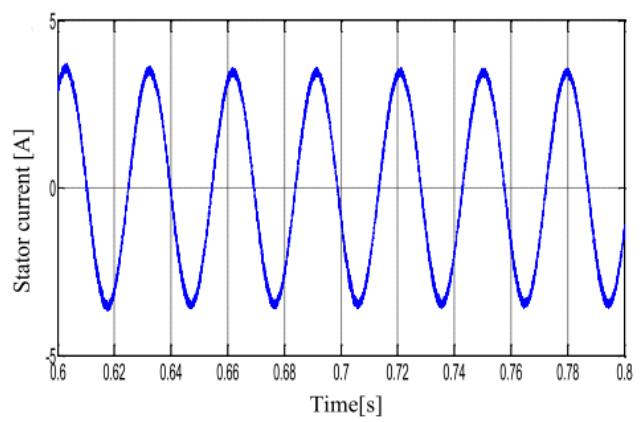


(b)

**Figure 3.9 :** Forme d'onde du courant de phase statorique  $I_{sa}$



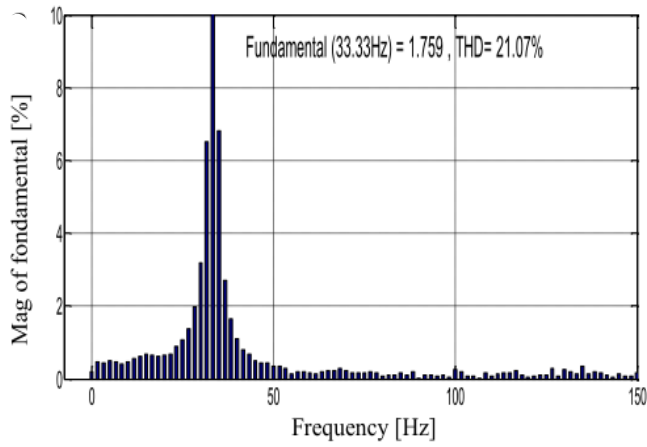
(a)



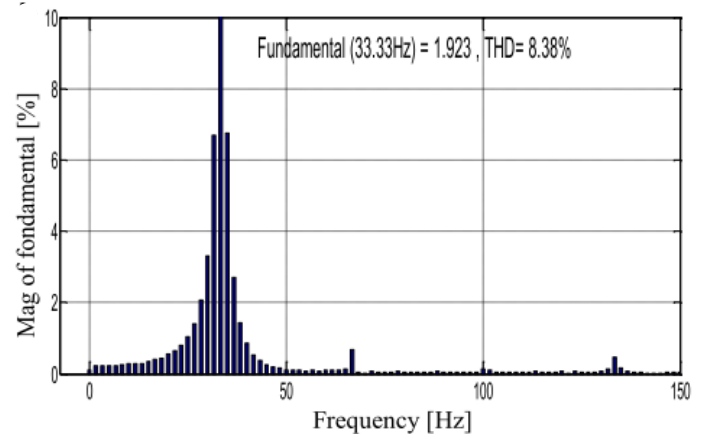
(b)

**Fig 3.10 :** Zoom sur l'intervalle  $[0.6s, 0.8s]$  de la forme d'onde du courant de phase statorique  $I_{sa}$ .



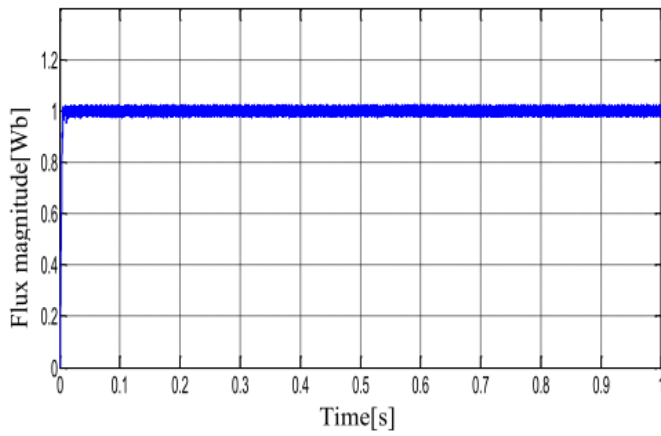


(a)

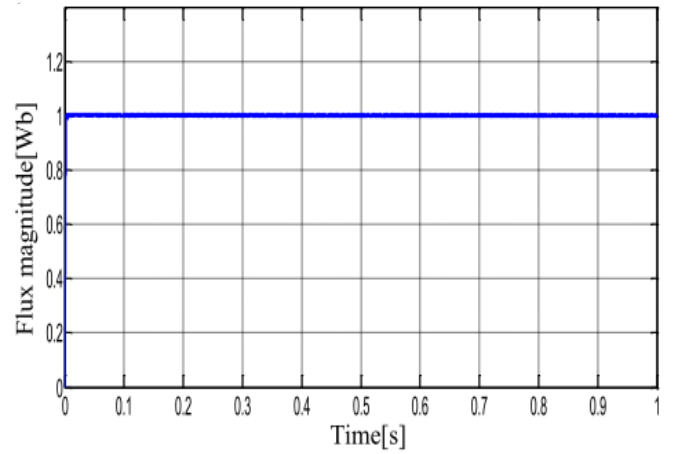


(b)

Figure 3.11 : Analyse FFT et spectre de la THD du courant statorique de phase  $I_{sa}$ .

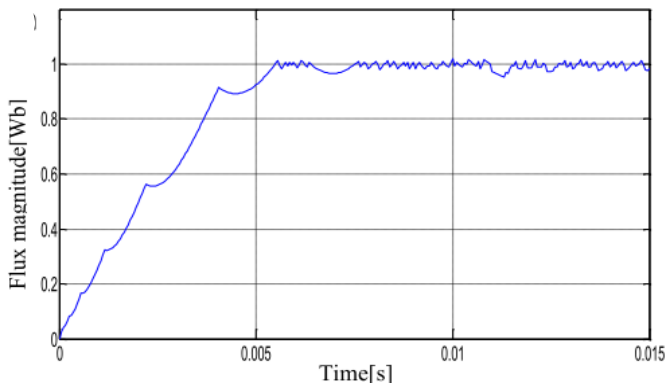


(a)

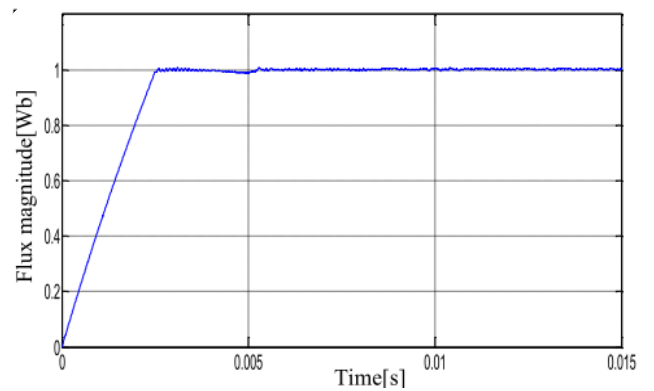


(b)

Figure 3.12 : Forme d'onde du module flux statorique  $\psi_s$  [Wb]

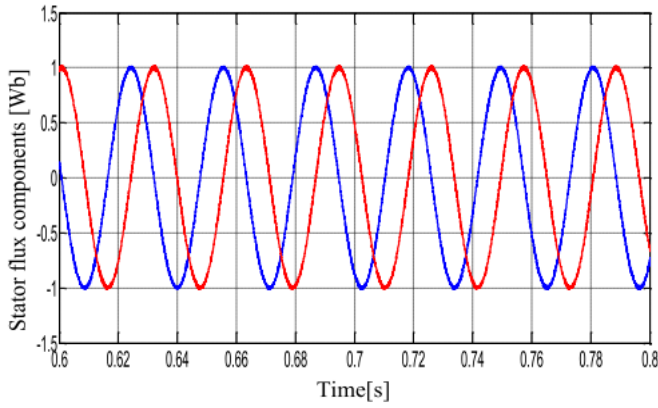


(a)

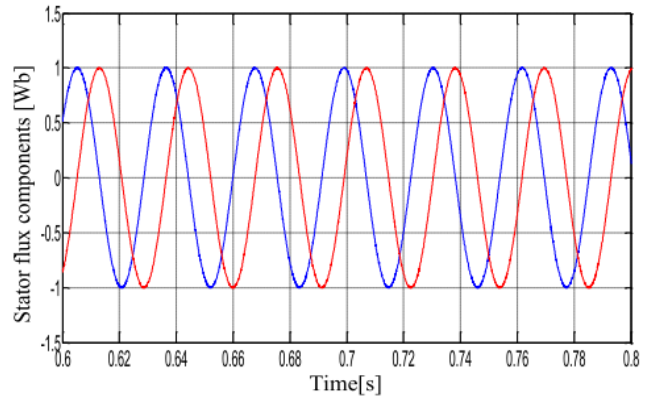


(b)

Figure 3.13 : Zoom sur le régime transitoire du module flux statorique  $\psi_s$ .

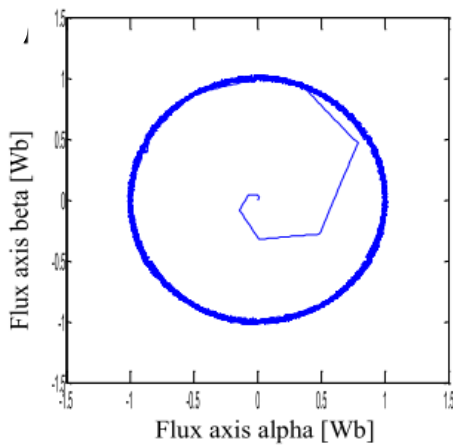


(a)

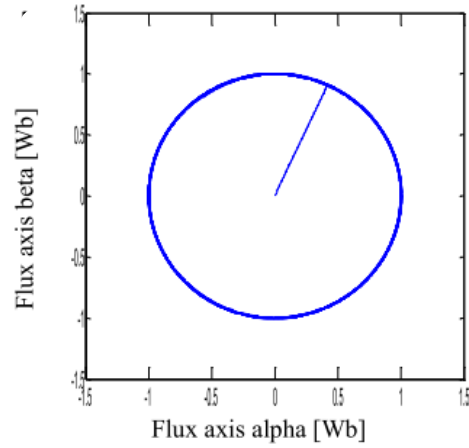


(b)

**Figure 3.14 :** Zoom sur l'intervalle [0.6s, 0.8s] des composantes  $\alpha$ - $\beta$  du flux statorique  $\psi_s$ .

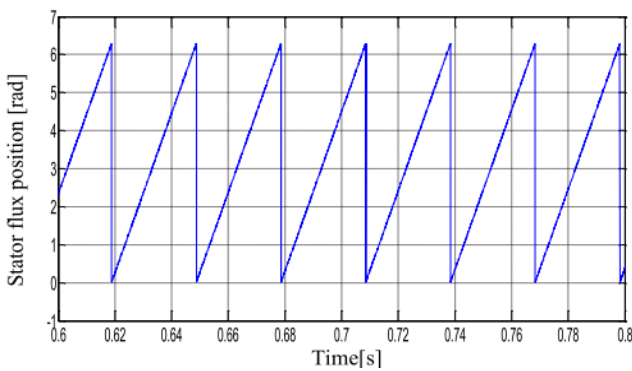


(a)

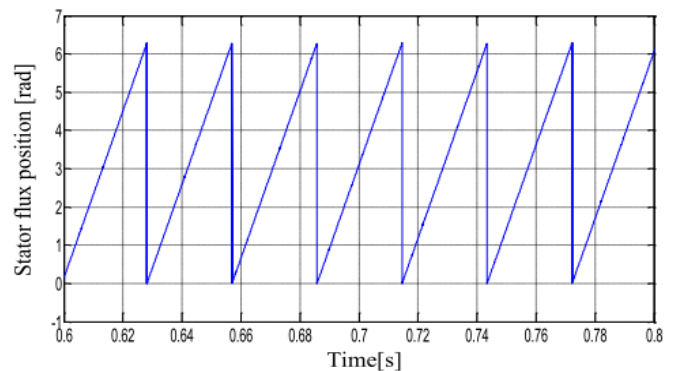


(b)

**Figure 3.15 :** Trajectoire circulaire des composantes  $\alpha$ - $\beta$  du flux statorique  $\psi_s$ .



(a)



(b)

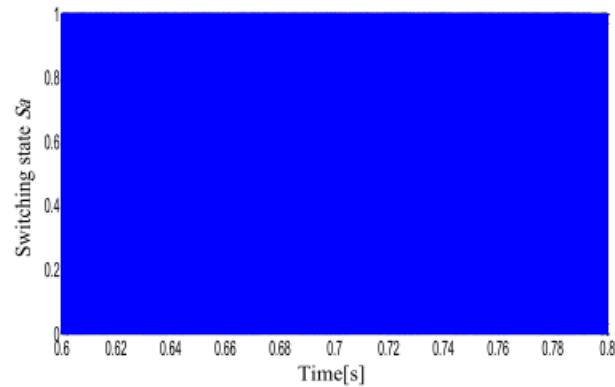
**Figure 3.16 :** Position du vecteur de flux du stator  $\psi_s$ .

Les résultats de simulation affichés ci-dessus (Figs.3.7-3.16) montrent le démarrage et les états stables avec introduction de la charge pour le moteur asynchrone à cage contrôlé par le FS-PTC. La figure 3.7 illustre la comparaison entre les réponses de vitesse du FS-PTC conventionnel et le modèle proposé FS-PTC amélioré en fonction du pas de référence de vitesse de 1000 tr/min. La perturbation de la charge a été introduite à ( $t=0.5s$ ). La figure montre que les deux techniques présentent une bonne dynamique au démarrage. Il est remarqué que la boucle de régulation de vitesse rejette rapidement la perturbation de charge appliquée. Le modèle amélioré proposé du FS-PTC de la Fig.3.7(b) a conservé la même réponse rapide de la stratégie FS-PTC conventionnel. Comme le même contrôleur de vitesse PI est utilisé pour les deux schémas, il n'y a pas de différence dans la réponse transitoire.

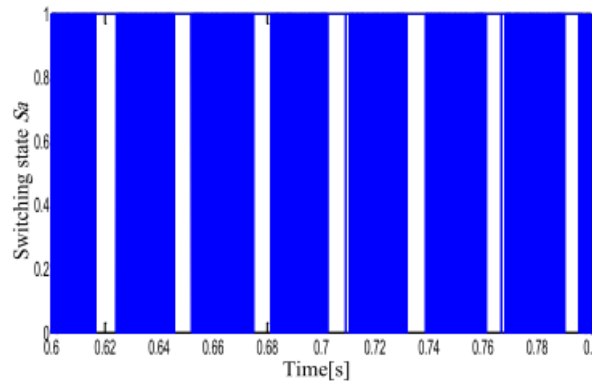
Ensuite, la Fig.3.8 illustre les réponses du couple en fonction de l'application de la charge. La figure montre qu'au début, le contrôleur de vitesse fait fonctionner le système à la limite physique. Il est clairement visualisé qu'en utilisant la stratégie de minimisation de l'ondulation du couple dans la FS-PTC amélioré (Fig.3.8(b)), a réduit les ondulations du couple de manière significative par rapport au FS-PTC conventionnel dans la Fig.3.8(a), où il est observé que les ondulations du couple sont largement élevées. Ensuite, les figures 3.9-3.11 présentent le courant de phase du stator avec ZOOM et son analyse FFT. Le FS-PTC conventionnel dans la Fig.3.10(a) montre une forme d'onde sinusoïdale hachée du courant qui indique un niveau élevé d'harmoniques, tandis que le FS-PTC dans la Fig.3.10(b) montre une forme d'onde sinusoïdale plus lisse. Cela peut être justifié dans la figure suivante où le FS-PTC amélioré a un niveau de THD (distorsion harmonique totale) inférieur, 8.38% dans la Fig.3.11(b) comparé à 21.07% pour le modèle classique dans la Fig.3.11(a).

En revanche, les figures 3.12 à 3.15 montrent l'évolution du flux statorique (c'est-à-dire l'amplitude, les composantes et la trajectoire circulaire du flux statorique). Sur la figure 3.12(a), il est clair que les ondulations du flux du FS-PTC classique ont dépassé la limite d'hystérésis. L'amplitude et la trajectoire illustrent le fait que le flux fait quelques pas avant d'atteindre la valeur de référence (1Wb) au stade initial en raison du changement de zone (Fig. 3.13(a), Fig. 3.15(a)). Les composantes du flux statorique présentent une forme d'onde acceptable mais un niveau d'ondulation élevé (figure 3.14(a)). Le FS-PTC amélioré des Figs.3.13(b)-3.15(b) montre une réduction des ondulations du flux, un suivi plus rapide de la magnitude au démarrage et une meilleure forme d'onde des composantes que le FS-PTC conventionnel. La figure 3.16 présente la position du vecteur de flux statorique.

Enfin, la figure 3.17 montre la comparaison de l'état de commutation des deux techniques pour la première phase de tension via un onduleur deux niveaux. Pour le FS-PTC classique de la Fig.3.17(a), on observe que la fréquence de commutation est variable, ce qui entraîne des pertes de commutation considérables, ce qui est un inconvénient majeur de cette stratégie. En revanche, l'état de commutation présenté à la figure 3.17(b) montre que la fréquence de commutation du FS-PTC amélioré est constante et que chaque interrupteur d'onduleur a un moment de repos (arrêt), ce qui peut réduire les pertes de commutation.



(a)

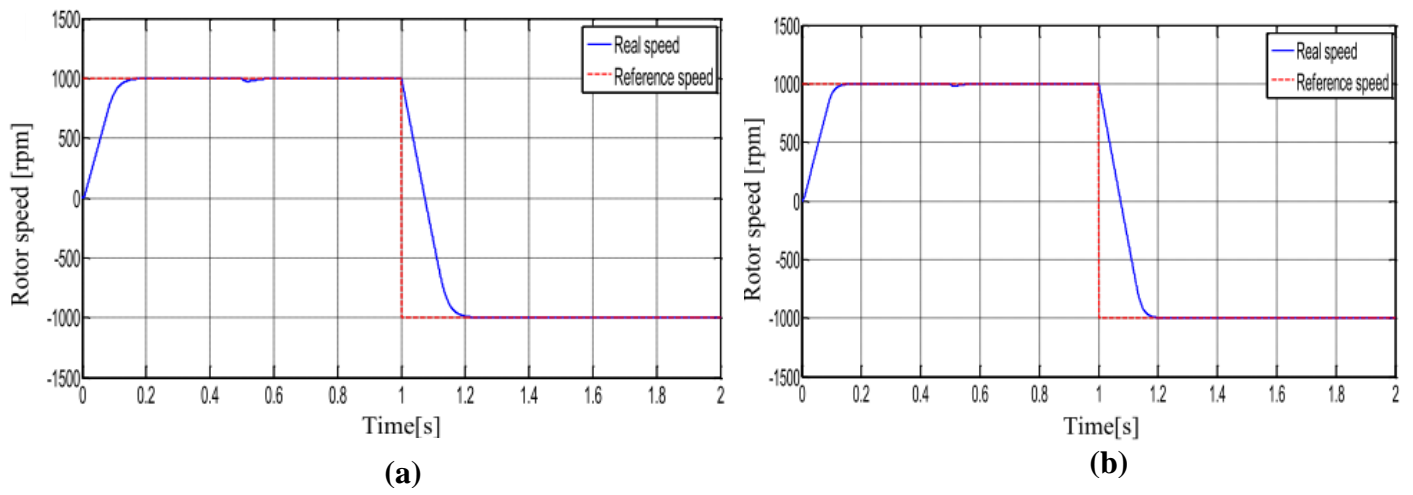


(b)

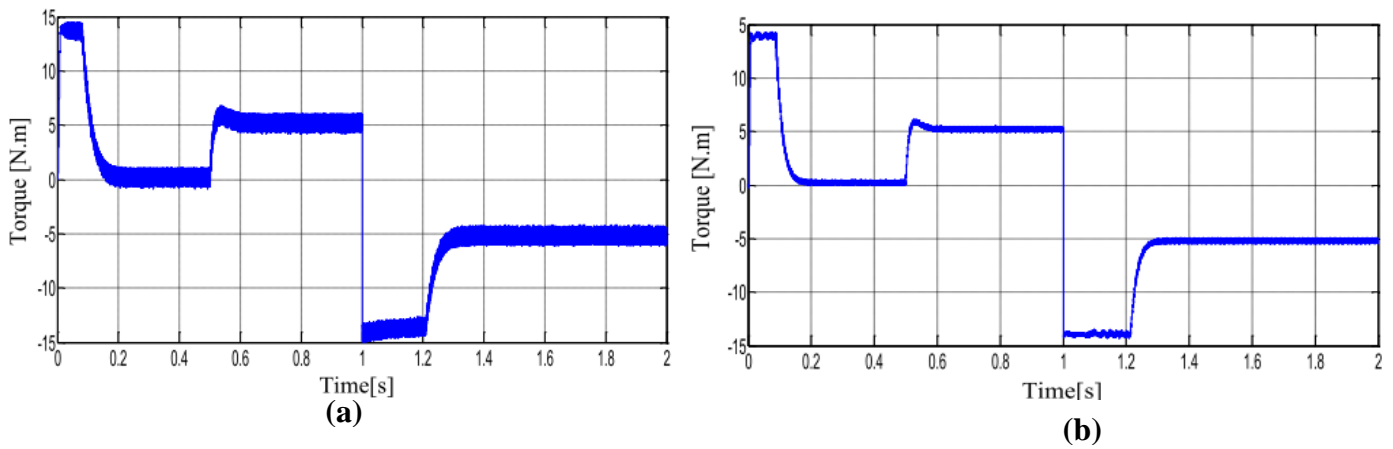
**Figure 3.17 :** *Etat de commutation d'interrupteur de l'onduleur.*

## 4.2 Test de performance de variation du sens de rotation

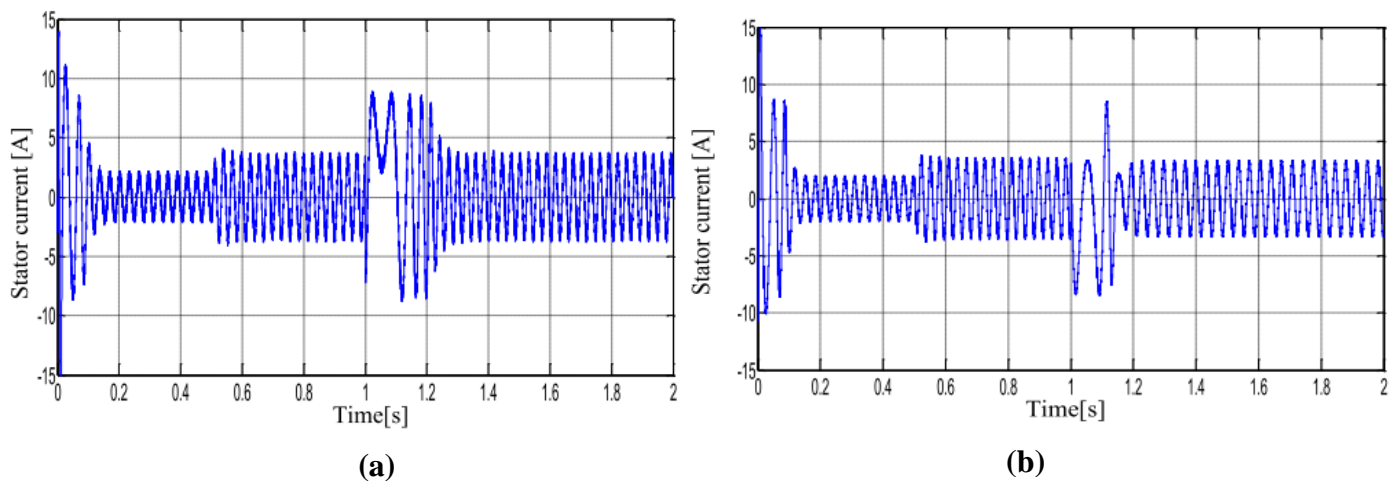
Cette section présente l'essai d'inversion du sens de rotation du moteur asynchrone de (1000 [tr/min] à -1000 [tr/min]). Les figures suivantes montrent la vitesse du rotor, le couple, le courant et les composantes du flux. Les figures sont spécifiées : ((a) pour le FS-PTC conventionnel, et (b) pour le FS-PTC amélioré).



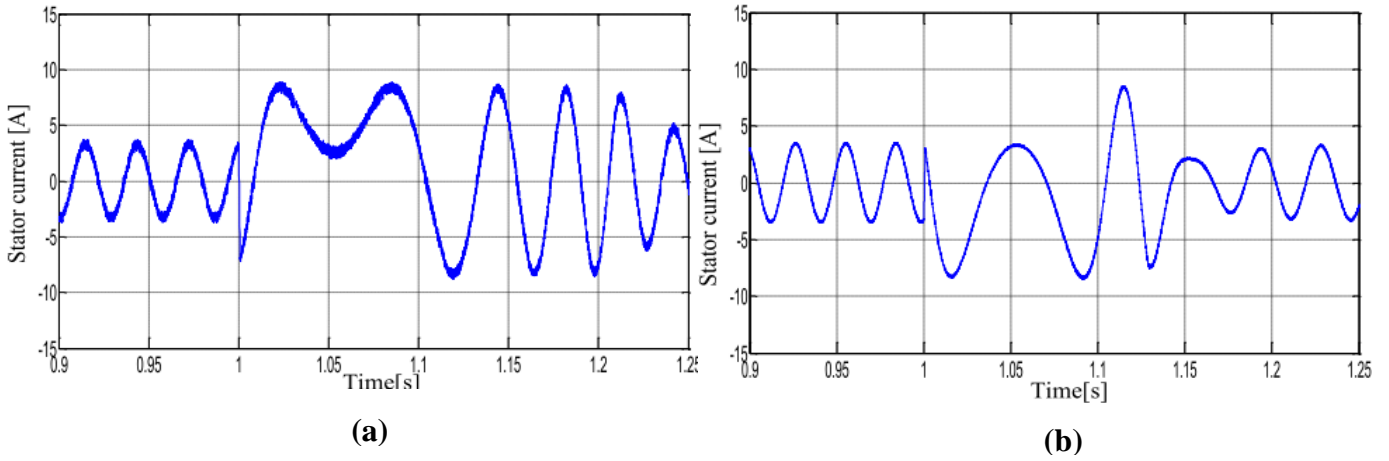
**Figure 3.18 :** *Inversion du sens de rotation du moteur asynchrone : vitesse du rotor varie de 1000tr/min à -1000 tr/min.*



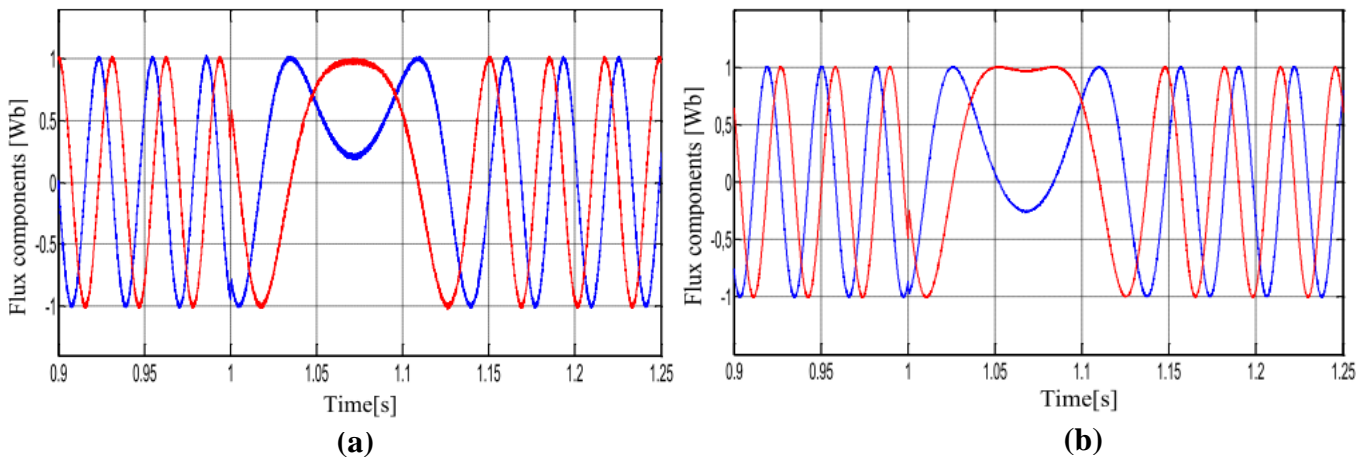
**Figure 3.19 :** *Réponse du Couple électromagnétique vis-à-vis l'inversion de sens de rotation [N.m].*



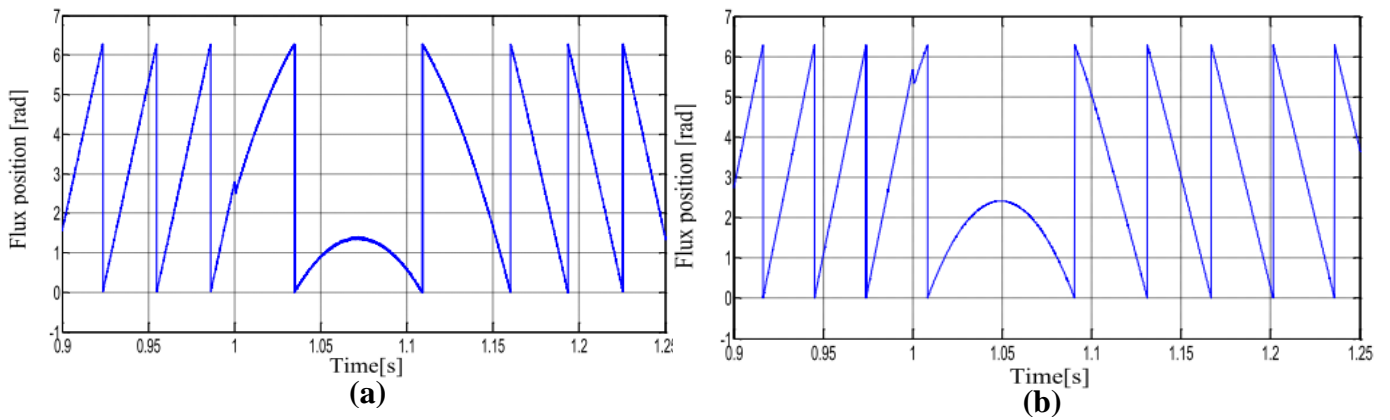
**Figure 3.20 :** *Réponse du courant statique de phase Ia [A].*



**Figure.3.21 :** *Inversion du sens de rotation : ZOOM du courant de phase du stator [A].*



**Figure.3.22 :** *Réponse des composantes du flux statorique dans le repère  $(\alpha, \beta)$  pour l'inversion du sens de rotation.*

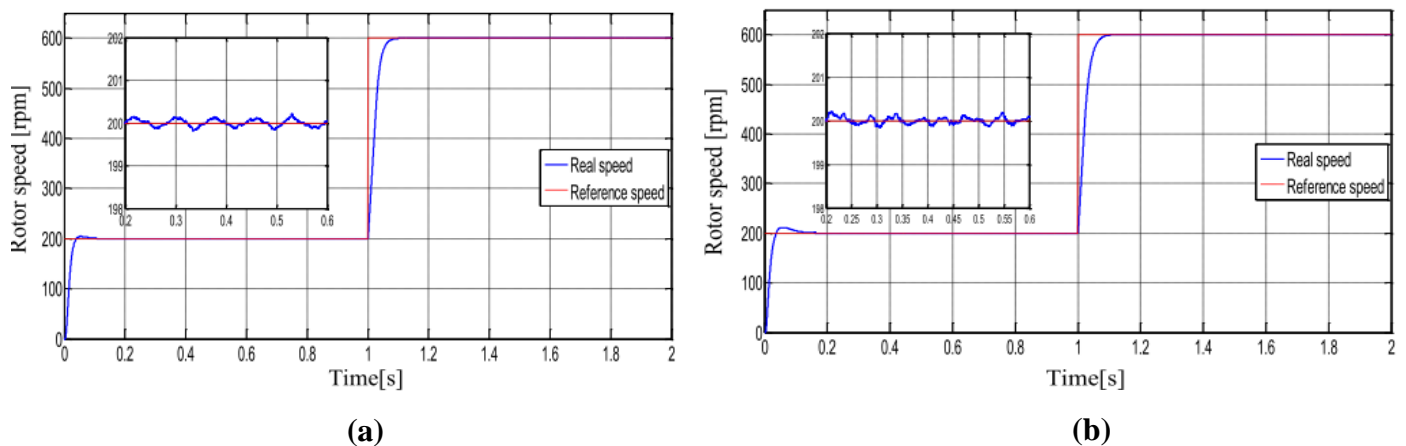


**Figure.3.23 :** *Réponse de la position du vecteur flux statorique [rad].*

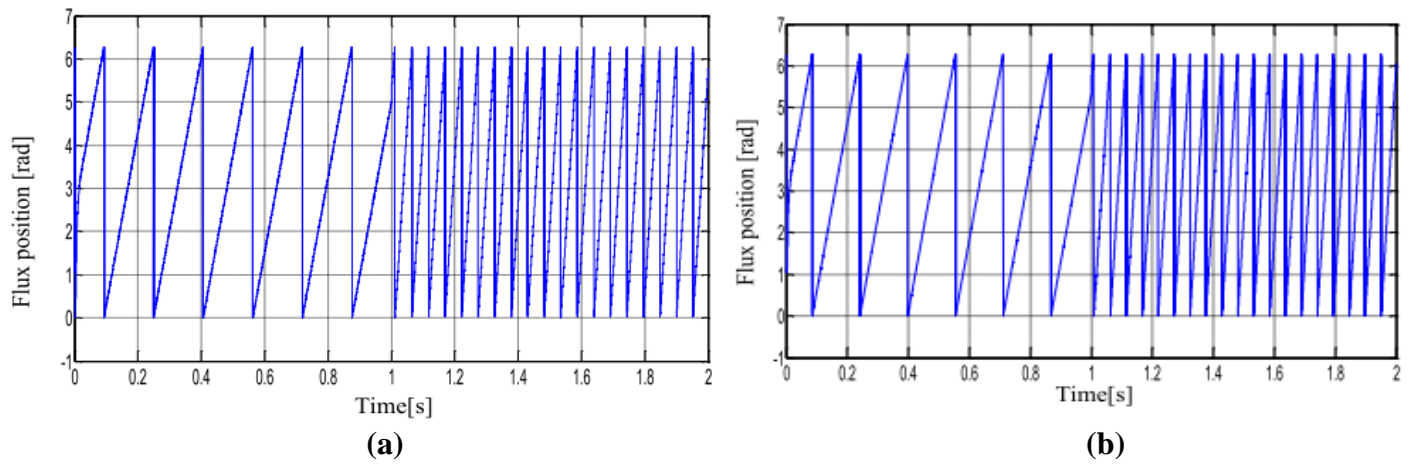
Une inversion de vitesse d'une valeur positive à une valeur négative (1000 tr/min ; -1000 tr/min) est exécutée dans les figures 3.18 à 3.23 afin de montrer que le FS-PTC peut fonctionner à différents points de vitesse. Pendant la phase d'inversion, le contrôleur de vitesse présente un comportement similaire à celui de l'état de démarrage en faisant fonctionner le système à la limite physique. Ceci est clairement visible dans la réponse du couple (Fig.3.19). La réponse de la vitesse et du couple dans (Figs.3.18-3.19) montre une bonne dynamique et un bon suivi de la référence pendant les états transitoires et permanents. Le FS-PTC amélioré fournit une meilleure dynamique avec des ondulations de couple réduites dans cette condition également. Dans les figures 3.20-3.22, l'inversion du sens des composantes du courant et du flux du stator est présentée pour les deux techniques. Les résultats montrent une bonne forme d'onde sinusoïdale avec un niveau réduit d'harmoniques pour le FS-PTC amélioré. L'angle de flux a été montré dans la Fig.3.23 afin d'indiquer l'inversion du sens de rotation.

### 4.3 Test de performance d'opération dans les régions de basse vitesse :

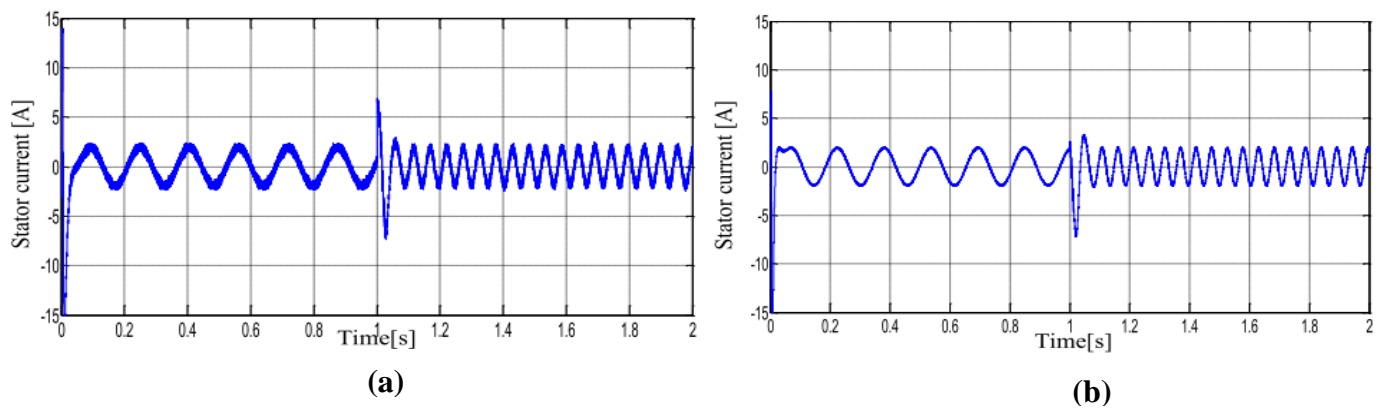
Les figures ci-dessous décrivent le test de fonctionnement à basse et moyenne vitesse du moteur asynchrone contrôlé par les deux stratégies de contrôle FS-PTC conventionnel et amélioré . Ce test a été employé comme une variation de vitesse dans la région basse de (200 [tr/min] à 600 [tr/min]  $\approx$  20,93 rad/s à 62,8 rad/s). Les figures montrent la vitesse du rotor, la position du flux, le courant de phase du stator, l'amplitude du flux et le couple électromagnétique. Les figures sont spécifiées : ((a) pour le FS-PTC conventionnel, et (b) pour le FS-PTC amélioré).



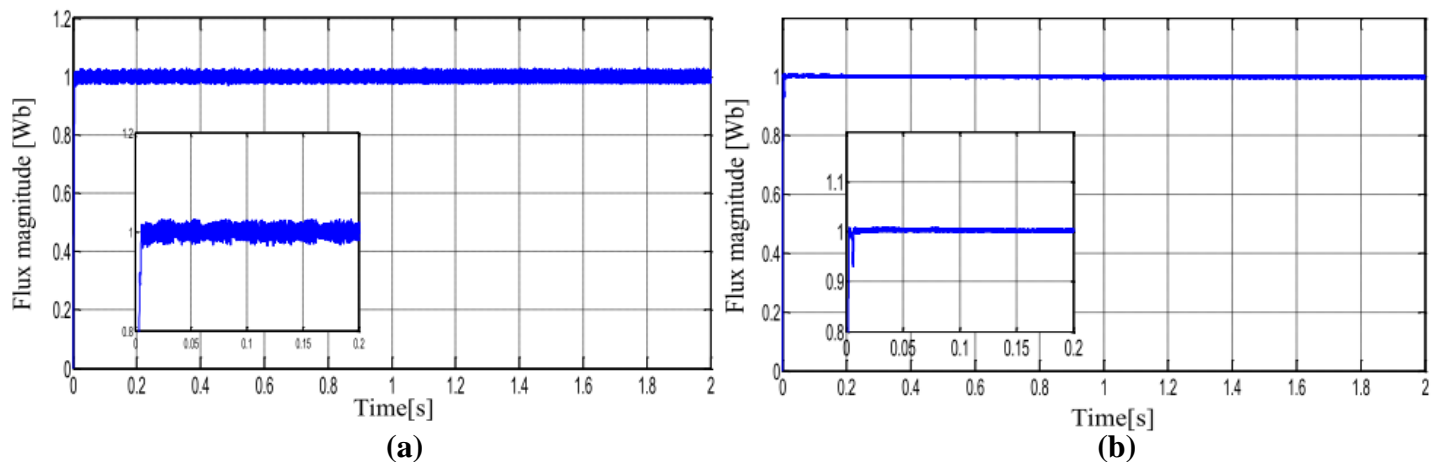
**Figure.3.24** : Fonctionnement à faible vitesse : Réponse de la vitesse du rotor en [tr/min].



**Figure.3.25 :** *Fonctionnement à faible vitesse : Réponse de la position du flux statorique [rad].*

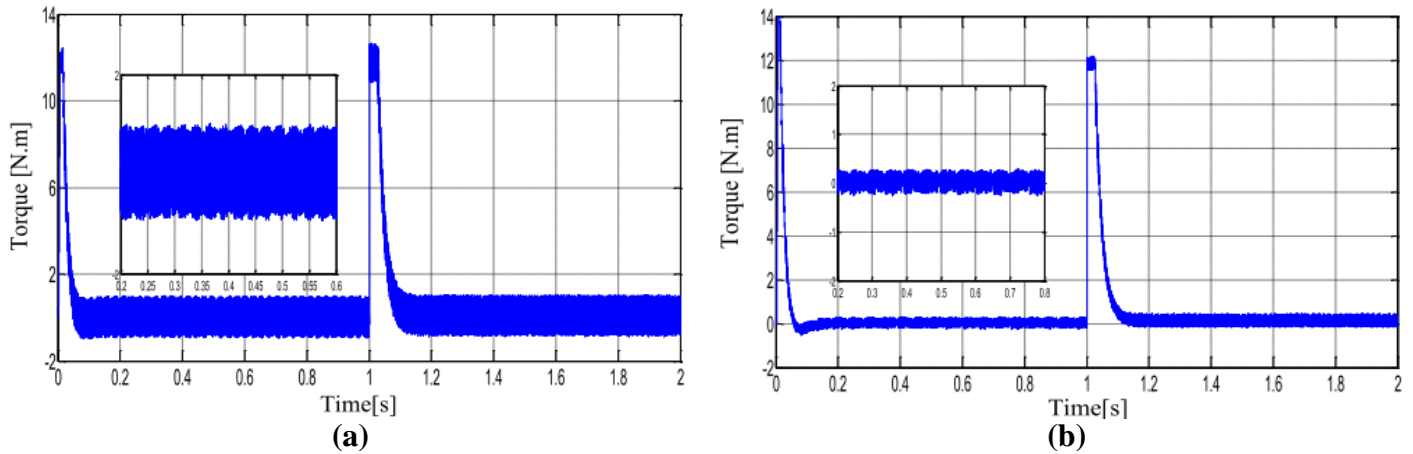


**Figure.3.26 :** *Fonctionnement à faible vitesse : Réponse du courant de phase du stator [A].*



**Figure.3.27 :** *Fonctionnement à faible vitesse : Réponse de la magnitude du flux statorique[Wb].*





**Figure.3.28** : Fonctionnement à faible vitesse : Réponse du couple électromagnétique [N.m].

La Figure.3.24 montre la variation de la référence de vitesse de (200 [tr/min]-600 [tr/min]), l'angle de flux a été ajouté dans la Fig.3.25 pour indiquer la variation de la fréquence de rotation. On peut voir que la vitesse du rotor présente un dépassement au démarrage, de plus, elle a présenté quelques fluctuations pour les deux stratégies de contrôle.

En outre, le niveau des harmoniques de courant et des ondulations de flux a augmenté pour le FS-PTC classique dans la Fig.3.26(a), tandis que le FS-PTC amélioré a maintenu une forme d'onde de courant acceptable. Ensuite, dans les Figs.3.27-3.28, les magnitudes du flux et celle du couple électromagnétique sont présentées avec ZOOM. Il convient à noter que la magnitude du flux a été déformée ainsi que celle du couple, surtout à 200 tr/min pour la FS-PTC conventionnel. En général, à basse vitesse, la machine devient instable, la performance du couple est diminuée et la régulation de la vitesse peut être imprécise. En revanche l'approche FS-PTC améliorée a présenté une diminution visible des oscillations pour le flux, ainsi que pour le couple.

#### 4.4 Evaluation de l'amélioration de l'efficacité de calcul dans l'algorithme FS-PTC amélioré :

Dans le but d'analyser l'efficacité de l'algorithme proposée, une étude comparative des temps d'exécutions des deux étapes de l'algorithme : prédiction-optimisation. La sélection des vecteurs de prédiction est menée pour les deux commandes FS-PTC proposée et conventionnelle. Le temps d'exécution de ces étapes est calculé à l'aide des fonctions Matlab 'tic' et 'toc'. Comme il est déjà connu, l'étape de sélection des vecteurs de prédiction persiste seulement dans la commande proposée. De ce fait, l'algorithme FS-PTC amélioré nécessite des calculs supplémentaires. Certes, ces calculs sont très simples. Par

conséquent, le temps d'exécution supplémentaire requis est bien moins de  $1.3 \mu s$ . Par contre, pour l'étape de prédiction et optimisation, la commande FS-PTC conventionnelle marque un large temps d'exécution vis-à-vis l'algorithme proposé. Le temps d'exécution est noté pour la commande FS-PTC conventionnelle et FS-PTC amélioré sous  $30 \mu s$  et  $23.7 \mu s$ . D'après cette étude, l'algorithme proposé assure un temps d'exécution moyens réduit de 30%.

## **5. Conclusion :**

Ce chapitre a proposé un algorithme FS-PTC amélioré qui emploie seulement trois vecteurs de tension au lieu de huit utilisés dans le FS-PTC conventionnelle pour la prédiction et l'optimisation. Le nombre de vecteurs de prédiction est réduit sans aucun calcul complexe. Une réduction de la fréquence de commutation moyenne de chaque commutateur semi-conducteur est obtenue en n'incluant pas le terme de transition de commutation dans la fonction de coût, comme c'est le cas avec le FS-PTC conventionnelle. L'algorithme FS-PTC proposé est vérifié par simulation. La réduction maximale du temps d'exécution moyen et de la fréquence de commutation moyenne de chaque commutateur à semi-conducteurs est de 30 % par rapport au FS-PTC conventionnelle, ceci est réalisé sans sacrifier la bonne performance de la commande. Il résulte, que la commande proposée introduit une amélioration de performance en termes de THD du courant statorique, renforce la robustesse contre les perturbations du couple de charge et l'inversement de sens de rotation, ainsi que la réduction des ondulations du couple et l'optimisation du temps de calcul.

# **C** hapitre.4 : **Commande Prédicative** **Améliorée pour un onduleur** **NPC**

# 1. Introduction

**E**n général, les onduleurs de tension à deux niveaux (2L-VSI) sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement électrique pour produire les vecteurs de tension appliqués aux bornes du moteur. Malheureusement, ce type d'onduleurs présente certaines limitations inhérentes. La tension nominale maximale des interrupteurs de l'onduleur limite la tension maximale du circuit intermédiaire. Ainsi, l'onduleur nécessite une fréquence de commutation plus élevée et produit plus de contenu harmonique dans la tension et le courant de sortie en raison du nombre limité de niveaux de tension. En outre, pour les stratégies conventionnelles susmentionnées avec des onduleurs à deux niveaux 2L-VSI, la fréquence de commutation varie dans une large gamme de fréquence. Par conséquent, les contrôleurs souffrent de grandes ondulations de couple et de flux. De plus, un onduleur 2L-VSI produit un  $dV/dt$  élevé à la tension de sortie, ce qui entraîne des contraintes sur l'isolation des enroulements de la machine et la défaillance des enroulements [KOS17]. Il est également l'origine de certaines interférences électromagnétiques conduites (EMI) pendant le fonctionnement du système d'entraînement.

En revanche, les topologies d'onduleurs multiniveaux - dont le plus courant est l'onduleur à trois niveaux avec fixation du point neutre (3L-NPC) - peuvent réduire considérablement nombre de ces limitations [OME20]. Par rapport à l'onduleur conventionnel 2L-VSI, le modèle 3L-NPC présente de multiples avantages tels qu'une ondulation plus faible, une fréquence de commutation plus basse, moins de contraintes sur les commutateurs à semi-conducteurs et moins de contenu harmonique dans la tension et le courant de sortie [RAN19]. Cependant, l'onduleur présente certains inconvénients tels que la tension du point neutre [KOS17] - causée par le déséquilibre de la tension du condensateur, une tension de mode commun plus élevée [18], et une distribution inégale des pertes entre les dispositifs semi-conducteurs [ELH17]. La tension du point neutre a des effets importants sur les performances de la commande [VAN17]. Elle augmente le couple et les ondulations du flux et la distorsion des courants du stator également. L'onduleur nécessite des condensateurs de plus grande valeur en raison du partage inégal de la tension. En outre, il impose une contrainte de tension plus élevée sur les commutateurs à semi-conducteurs, ce qui peut l'emporter sur les avantages susmentionnés de l'onduleur 3L-NPC. Fortuitement, l'effet opposé des vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs peut être utilisé pour équilibrer les tensions des condensateurs [KOS17].

Dans la majorité des cas, une commande à haute performance est obtenue en sacrifiant la simplicité de la commande de base [SIN18]. D'autre part, il a été prouvé que MPC peut contrôler efficacement la tension du point neutre d'une manière très intuitive sans sacrifier la simplicité de la structure de contrôle [WFE20]. Pour tirer parti des entraînements à convertisseurs multiniveaux qui offrent les bénéfices cités auparavant,

ce chapitre propose, dans un premier temps, d'intégrer la stratégie FS-PTC améliorée à un moteur asynchrone piloté par un onduleur de tension 3L-NPC multiniveaux. L'inconvénient hérité de la topologie de l'onduleur 3L-NPC, tel que la tension du point neutre, est facilement traité en le considérant comme une variable de la fonction de coût. De même, outre la topologie du convertisseur elle-même, la fréquence de commutation moyenne est encore réduite. La plage de variation de la fréquence de commutation moyenne est faible, voire presque constante à une vitesse particulière pour des couples de charges différentes. La charge de calcul de l'algorithme de contrôle est réduite en utilisant la stratégie de sélection des vecteurs de prédictions (SVP) proposée.

Et d'autre côté, comme deuxième objectif principal de ce chapitre, c'est d'améliorer la boucle de vitesse externe de la commande prédictive améliorée pour l'entraînement du moteur asynchrone via un contrôleur à mode glissant du deuxième ordre (ST-SM). Ce dernier peut piloter la vitesse du rotor avec précision et montre une grande robustesse face aux variations des paramètres et aux différentes incertitudes. En outre, le ST-SM génère une référence de couple plus rapide et plus précise pour optimisation de la fonction de coût, ce qui peut être très utile pour assurer une amélioration complète des performances du FS-PTC amélioré, en particulier en présence de perturbations de la charge.

Ce chapitre traite la stratégie FS-PTC améliorée pour un onduleur de tension à trois niveaux est discuté dans la section 4.2. Ensuite, l'amélioration de la boucle de vitesse externe par un régulateur non linéaire à mode glissant d'ordre 2 est analysée dans la section 4.3. Enfin, la section 4.4 illustre les résultats de simulation des différentes stratégies proposées.

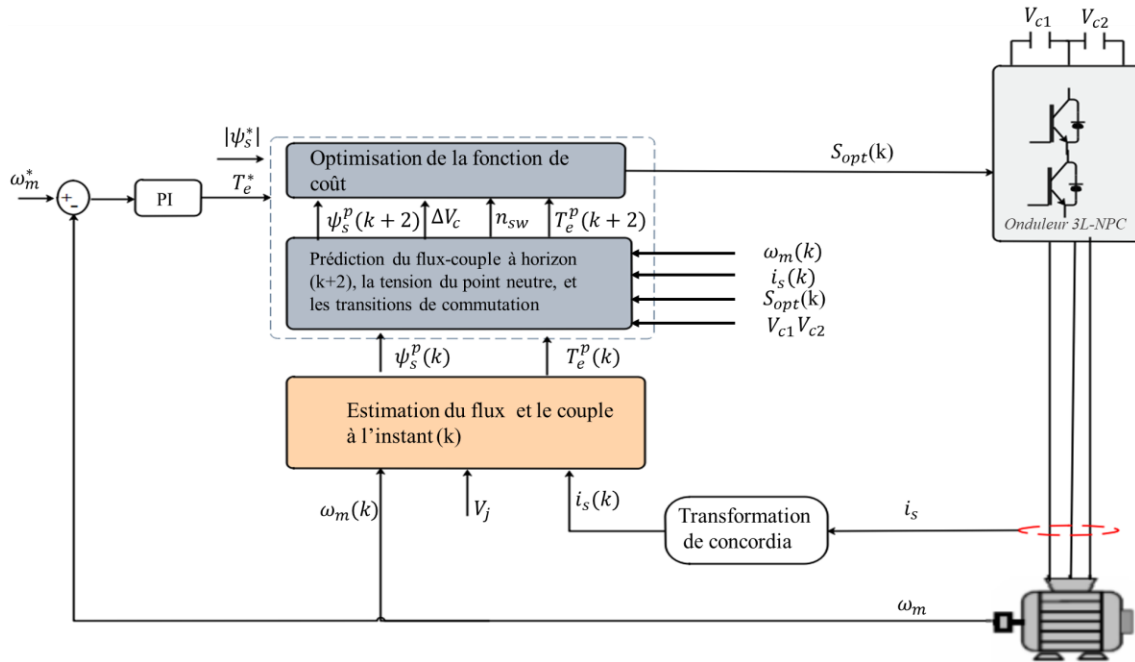
## **2. La stratégie FS-PTC améliorée pour un onduleur multiniveaux NPC :**

La structure de base de la commande du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur 3L-NPC proposé est similaire à celle de l'entraînement via un onduleur à deux niveaux 2L-VSI, comme il est expliqué au chapitre 3. Il existe deux différences structurelles :

1) le remplacement de l'onduleur 2L-VSI par un onduleur 3L-NPC.

2) le nombre des secteurs de commutation requis pour les onduleurs (12 pour le 3L-NPC et 6 pour le 2L-VSI). En raison de la caractéristique de l'onduleur 3L-NPC, la présente analyse considère la tension du point neutre, un objectif de contrôle supplémentaire.

Le modèle FS-PTC proposé se compose de trois étapes : estimation, prédiction et optimisation de la fonction de coût, comme le montre la figure 4.1. Le vecteur de tension dans le cadre de référence stationnaire  $V_{opt}$  illustré à la figure 4.1 est calculé à l'aide des tensions mesurées du circuit intermédiaire  $\{V_{c1}, V_{c2}\}$  et de l'état de commutation appliqué  $S_{opt}$ . Les sous-sections suivantes décrivent les principales étapes du FS-PTC proposée.



**Figure 4.1:** Structure de la commande FS-PTC à l'horizon  $(k+2)$  pour un onduleur de trois niveaux NPC (3L-NPC).

## 2.1 Estimation des flux rotorique et statorique :

Similairement au contrôle du moteur par l'algorithme FS-PTC amélioré via un onduleur à deux niveaux 2L-VSI présenté au chapitre 3, le modèle du courant de rotor discret du moteur, exprimé par l'équation (3.1), est utilisé pour l'estimation du flux rotorique. Ainsi, le flux statorique est estimé à partir de la relation entre les flux statorique et rotorique, comme indiqué dans l'équation (3.2).

## 2.2 Prédiction des variables de contrôle :

Après avoir estimé les flux statorique et rotorique, toutes les variables de commande - tels que le flux statorique, le couple électromagnétique, la tension du point neutre, la fréquence de commutation moyenne - sont prédits dans le FS-PTC proposé. Le flux et le couple du stator sont prévus à l'aide des équations (3.4)-(3.6).

Comme susmentionné précédemment, il est nécessaire de contrôler le déséquilibre de la tension du condensateur, également appelée tension du point neutre  $\Delta V_{c12}$ . Un déséquilibre important de la tension du condensateur peut endommager les dispositifs semi-conducteurs. Il est également l'origine d'un couple important et des ondulations du flux. Par conséquent, il est primordial de maintenir la tension du point neutre à une valeur nulle. Dans ce contexte, l'étude des répercussions d'un état de commutation donné sur les tensions des condensateurs à l'instant  $k+1$ , est nécessairement considérée. En utilisant les équations (2.53)-(2.56), la tension du point neutre prévue à l'instant  $k + 1$ ,  $\Delta V_{c12}(k + 1)$  peut être défini comme suit [ELM21\_3] :

$$\Delta V_{c12}(k + 1) = \Delta V_{c12}(k) - \Delta i_{c12}(k + 1) \frac{T_s}{C} \quad (4.1)$$

Où les variations des tensions et des courants du point neutre sont définies par :  $\Delta V_{c12}(k) = V_{c1}(k) - V_{c2}(k)$ ,  $\Delta i_{c12}(k + 1) = i_{c1}(k + 1) - i_{c2}(k + 1)$ . Il est utile de mentionner que  $\Delta i_{c12}(k+1)$  peut être calculé à partir des équations (2.55) et (2.56) sans calculer le courant du lien continu  $i_{dc}$ .

Pour la réduction de la fréquence de commutation moyenne, le nombre de transitions de commutation  $n_{sw}$  est prédit à chaque pas de temps. Le calcul de  $n_{sw}$  est différent de l'équation (3.8), car deux commutateurs sont activées à un instant particulier dans chaque bras pour l'onduleur 3L-NPC. La nouvelle expression du  $n_{sw}$  est définie comme suit :

$$n_{sw}(k + 1) = \sum_{x=\{a,b,c\}} |S_{x1}(k + 1)_i - S_{x1}(k)| + |S_{x2}(k + 1)_i - S_{x2}(k)| \quad (4.2)$$

où  $S_x(k+1)$  est l'état de commutation probable pour chaque phase  $x = \{ a, b, c \}$  à l'instant  $k+1$ ,  $S_{x1}(k)$  et  $S_{x2}(k)$  sont l'état de commutation  $S_{opt}(k)$  appliqué à l'onduleur à l'instant  $k$  et  $i$  est l'indice des vecteurs de tension possibles  $\{ V_0, \dots, V_{26} \}$  illustrés à la figure 2.10.

### 2.3 Optimisation de la fonction de coût :

A cette étape, toutes les variables prédites susmentionnées sont évaluées à l'aide d'une fonction de coût prédéfinie pour déterminer le vecteur de tension optimal  $V_{opt}$ . La fonction de coût comprend les valeurs absolues de l'erreur de couple ( $T_e^* - T_e^p$ ), de l'erreur de flux ( $|\psi_s^*| - |\psi_s^p|$ ), la tension du point neutre  $\Delta V_{c12}$  et le nombre de transition de commutation  $n_{sw}$ . Par conséquent, la fonction de coût peut être définie comme suit :

$$g = |T_e^*(k + 1) - T_e^p(k + 1)| + \lambda_f \left| |\psi_s^*| - |\psi_s^p(k + 1)| \right| + \lambda_n n_{sw}(k + 1) + \lambda_{cv} |\Delta V_{c12}(k + 1)| \quad (4.3)$$

où  $\lambda_f$ ,  $\lambda_{cv}$  et  $\lambda_n$  sont les facteurs de pondération de l'erreur de flux, de la tension du point neutre et du nombre de transition de commutation, respectivement. Dans cette étude, le facteur de pondération  $\lambda_f$  fixe l'importance relative du flux du stator par rapport au couple.

Toutes les variables de commande sont prédites pour l'instant  $k+2$ . Le flux statorique, le courant statorique et le couple sont prédits à l'aide des équations (3.14)-(3.16). La tension du point neutre et le nombre de transitions de commutation sont prédits simplement en faisant avancer d'un pas les variables prédites  $\Delta V_{c12}(k+1)$  et  $n_{sw}(k+1)$  à l'aide des équations (4.1) et (4.2), respectivement, et les expressions sont les suivantes :

$$\Delta V_{c12}(k+2) = \Delta V_{c12}(k+1) - \Delta i_{c12}(k+2) \frac{T_s}{C} \quad (4.4)$$

$$n_{sw}(k+2) = \sum_{x=\{a,b,c\}} |S_{x1}(k+2)_i - S_{x1}(k+1)| + |S_{x2}(k+2)_i - S_{x2}(k+1)| \quad (4.5)$$

où  $\Delta V_{c12}(k+1)$  est supposé être égale à  $\Delta V_{c12}(k)$ , puisque la variation est très faible entre deux instants d'échantillonnage adjacents. Les états de commutation  $S_{x1}(k+1)$  et  $S_{x2}(k+1)$  sont égaux à  $S_{opt}(k)$ .

Tous les vecteurs de tension admissibles doivent être évalués pour les prédictions à l'instant  $k+2$ . De ce fait, la fonction de coût finale devient :

$$g = |T_e^*(k+2) - T_e^p(k+2)| + \lambda_f \left| |\psi_s^*| - |\psi_s^p(k+2)| \right| + \lambda_n n_{sw}(k+2) + \lambda_{cv} |\Delta V_{c12}(k+2)| \quad (4.6)$$

Dans le cas du FS-PTC conventionnel, le vecteur de la tension qui entraîne une valeur minimale de la fonction  $g$ , est sélectionné comme vecteur de tension optimale  $V_{opt}$ , parmi les 27 vecteurs de tension disponibles de l'onduleur NPC. Ainsi, il est appliqué aux bornes du moteur via l'onduleur à l'instant d'échantillonnage suivant.

## 2.4 Réduction des ondulations du couple :

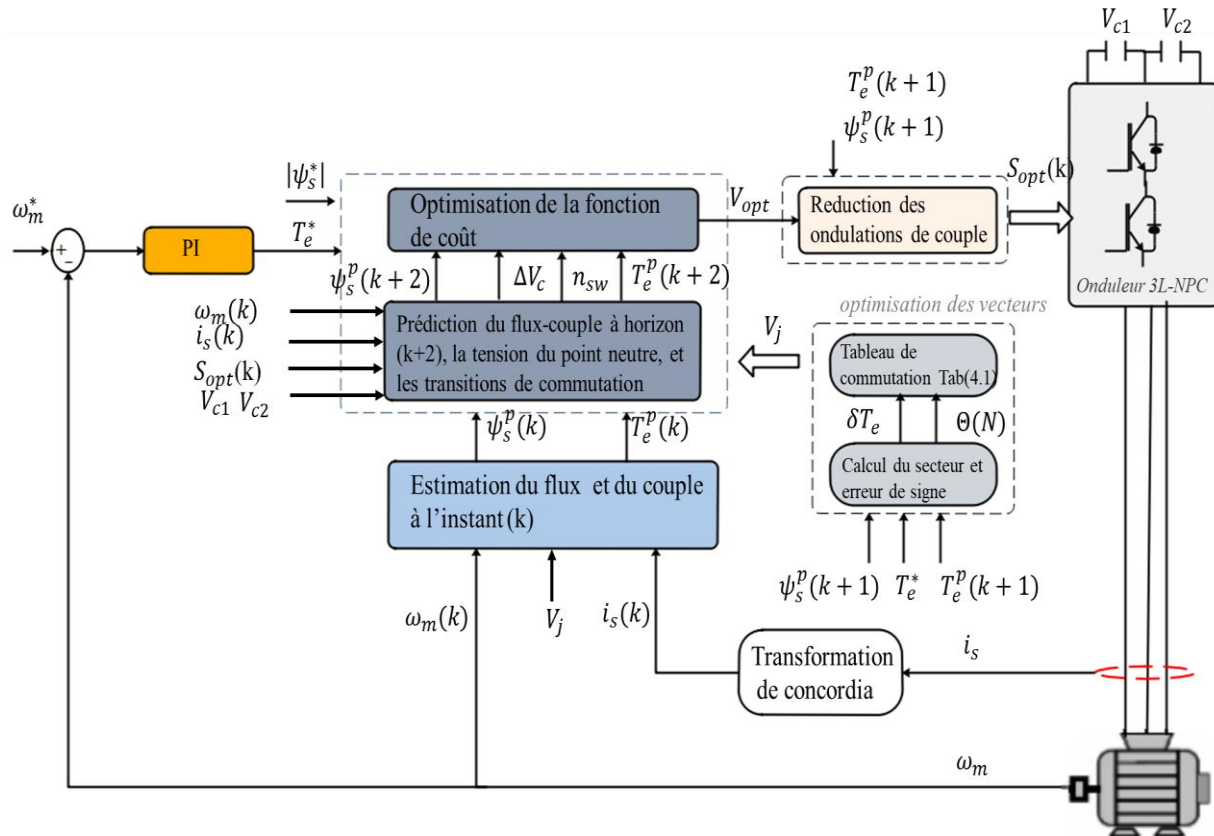
Afin d'assurer une réduction des ondulations au niveau du couple, les équations (3.18)-(3.19) introduites pour le modèle de la commande via un onduleur deux niveaux 2L-VSI présenté au chapitre 3, sont explorées pour minimiser les ondulations et améliorer plus la stratégie proposée.

## 2.5 Sélection optimale du vecteur de tension :

L'évaluation de tous les vecteurs de tension possibles dans l'étape de prédictions nécessite un long temps d'exécution. Le temps de traitement de l'étape de prédictions est considérable par rapport aux autres étapes. La nécessité d'un calcul plus important limite la fréquence d'échantillonnage et dégrade ainsi les



performances de la commande. Pour éviter l'inconvénient susmentionné, la stratégie de sélection des vecteurs de prédictions est utilisée pour les étapes de prédiction et d'optimisation du FS-PTC proposé, comme le montre la figure 4.2.



**Figure. 4.2 :** Structure FS-PTC améliorée basés sur l'erreur du couple pour un onduleur de trois niveaux NPC (3L-NPC).

À l'exception des blocs des vecteurs de prédiction et la réduction des ondulations de couple, la structure du FS-PTC basée sur les SVP est similaire à celle du FS-PTC conventionnel basée sur tous les vecteurs, comme on peut le voir sur les figures 4.1 et 4.2 . Le nombre sélectionné de vecteurs de prédiction réduit la charge de calcul de l'algorithme sans affecter les performances du système.

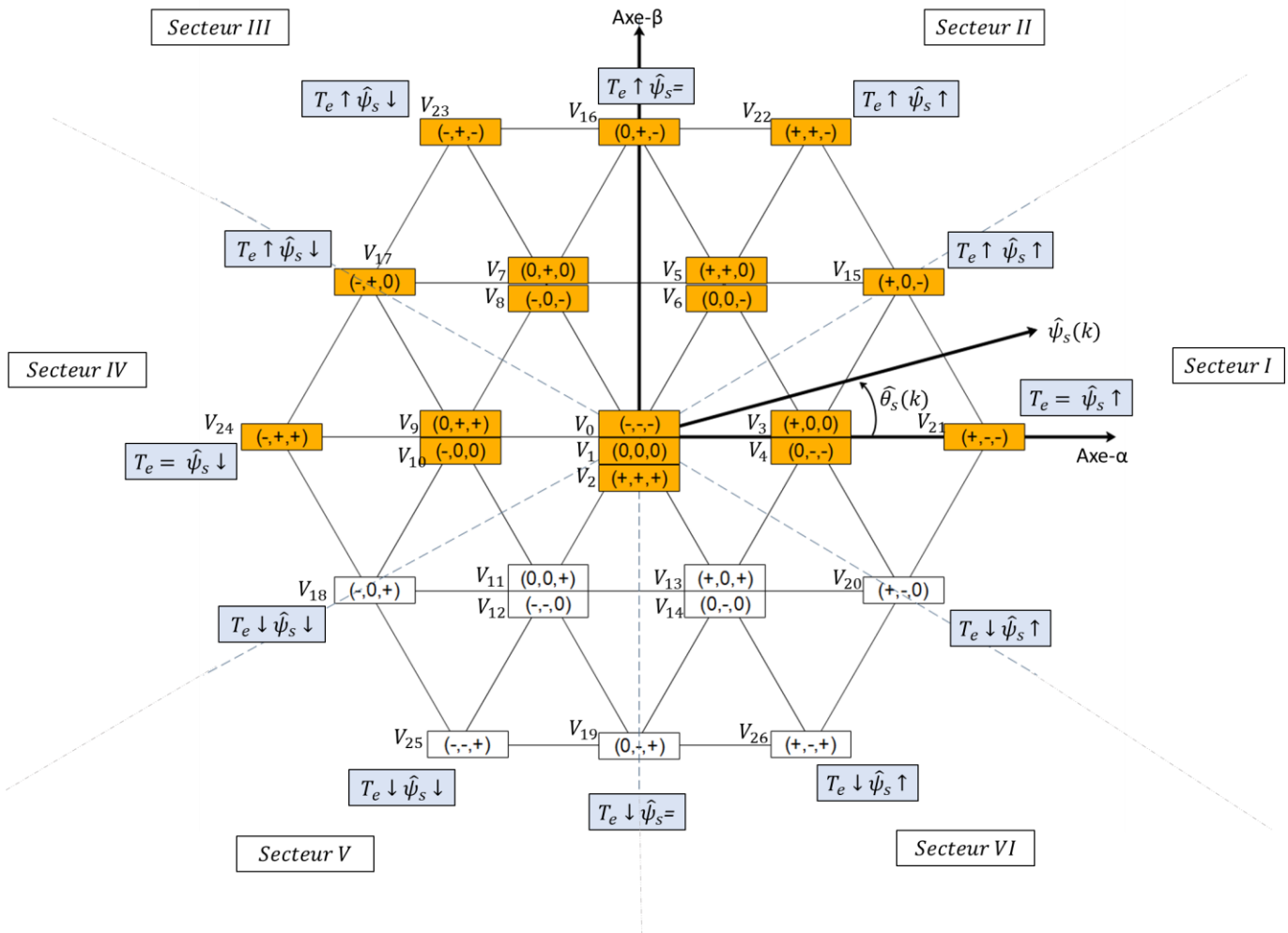
La stratégie de sélection des vecteurs de prédiction a déjà été expliquée dans la section 3.1 pour le 2L-VSI. Il y avait deux options pour sélectionner les vecteurs de prédiction :

- 1) basée sur l'erreur du couple.

2) basée sur l'erreur du flux.

Pour le 2L-VSI, la stratégie basée sur l'erreur du couple a été discutée dans la section 3.2. La présente analyse considère la stratégie de sélection (SVP) basée sur l'erreur du couple seulement.

Considérons que le flux du stator  $\hat{\psi}_s$  tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre dans le plan  $\alpha - \beta$  divisé en six secteurs, comme le montre la figure 4.3. Si  $\hat{\psi}_s$  est situé dans le secteur I et que l'erreur du couple  $\delta T_e \geq 0$ , alors les vecteurs de tension qui satisfont à la condition couple en augmentation



**Figure.4.3:** Sélection des vecteurs de prédiction possible basée sur l'erreur du couple pour un onduleur 3L-NPC à base de la stratégie SVP, les cases rectangulaires en jaune indiquent les vecteurs de prédiction lorsque  $\hat{\psi}_s$  est situé dans le secteur I et  $\delta T_e \geq 0$

' ↑ ', comme indiqué sur la figure 4.3, sont sélectionnés comme vecteurs de prédiction. En conséquence, les vecteurs de prédiction actifs possibles sont les vecteurs se trouvant dans la moitié supérieure du plan  $\alpha - \beta$ , comme indiqué en jaune sur la Fig. 4.3. De même, pour la même position du flux

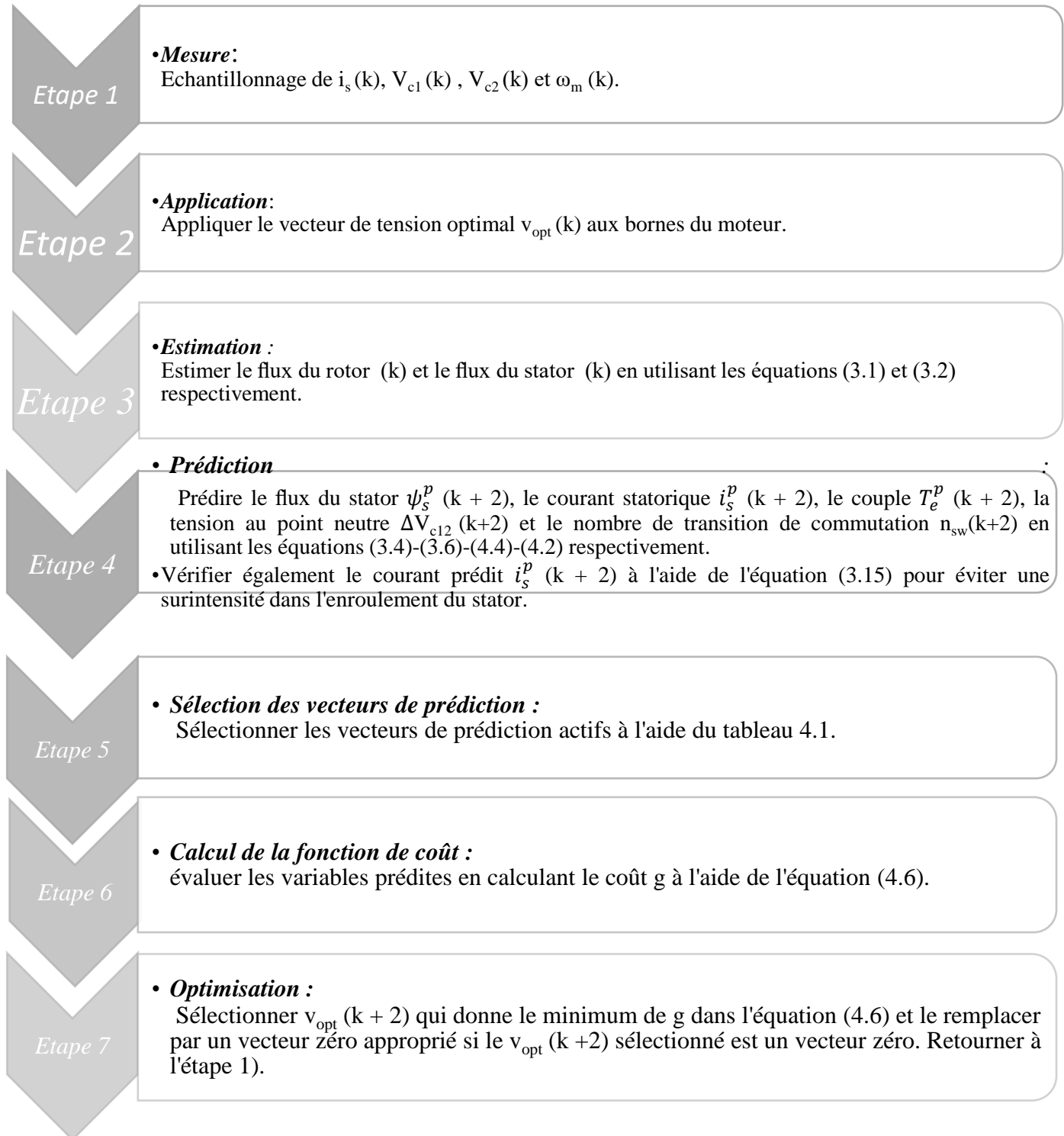
de stator, si  $\delta T_e < 0$ , les vecteurs de prédiction actifs possibles sont les vecteurs de tension qui se trouvent dans la moitié inférieure du plan  $\alpha$ - $\beta$ . En général, les vecteurs actifs sont toujours employés avec un vecteur nul pour le moteur à induction afin de réduire les ondulations du couple et du flux. L'inclusion d'un vecteur zéro permet de satisfaire également les conditions possibles de  $\delta T_e = 0$  et  $\delta \psi_s = 0$ . Par conséquent, en considérant un vecteur zéro, le nombre total de vecteurs de prédiction est de quatorze, alors qu'il est de 27 dans le cas de la stratégies FS-PTC conventionnelle. L'évaluation d'un seul vecteur zéro dans la boucle de prédiction peut augmenter la fréquence de commutation moyenne. Cependant, l'utilisation des trois vecteurs zéro dans la boucle de prédiction est coûteuse en calcul. Pour cette raison, il serait utile de sélectionner un vecteur zéro approprié après la boucle de prédiction. Par conséquent, compte tenu de la complexité du calcul, un seul vecteur zéro est utilisé dans la boucle de prédiction. Les vecteurs de prédiction possibles pour tous les secteurs pour  $\delta T_e \geq 0$  sont présentés dans le tableau 4.1. Le même tableau de vecteurs de prédiction peut également être utilisé pour  $\delta T_e < 0$  ; cependant, le secteur dans lequel le flux statorique se trouve doit être inversé. Par exemple, si le flux statorique est situé dans le secteur I et que  $\delta T_e < 0$ , le secteur IV doit être sélectionné pour les vecteurs de prédiction possibles.

**Tableau 4-1** : Variation des vecteurs de prédiction active en fonction de la position du flux statoriques  $\Theta(N)$  pour une erreur de couple  $\delta T_e > 0$ .

Secteur	Vecteurs de prédiction sélectionnés
I	$v_1, v_3, v_5, v_6, v_7, v_8, v_9, v_{15}, v_{16}, v_{17}, v_{21}, v_{22}, v_{23}, v_{24}$
II	$v_1, v_5, v_6, v_7, v_8, v_9, v_{10}, v_{15}, v_{16}, v_{17}, v_{18}, v_{22}, v_{23}, v_{24}$
III	$v_1, v_7, v_8, v_9, v_{10}, v_{11}, v_{12}, v_{16}, v_{17}, v_{18}, v_{23}, v_{24}, v_{25}$
IV	$v_1, v_9, v_{10}, v_{11}, v_{12}, v_{13}, v_{14}, v_{18}, v_{19}, v_{20}, v_{24}, v_{25}, v_{26}$
V	$v_1, v_{11}, v_{12}, v_{13}, v_{14}, v_{18}, v_{19}, v_{20}, v_{21}, v_{25}, v_{26}, v_3, v_4$
VI	$v_1, v_3, v_5, v_6, v_{13}, v_{14}, v_{15}, v_{16}, v_{19}, v_{20}, v_{21}, v_{22}, v_{26}$

## 2.6 Structure d'algorithme proposé:

La procédure de contrôle globale peut être résumée par les séquences suivantes.



### 3. Amélioration de la boucle de vitesse externe pour la stratégie de commande FS-PTC améliorée

Dans cette section, un contrôleur à mode glissant du second ordre sera conçu pour boucle externe de régulation de la vitesse pour générer la référence du couple électromagnétique et pour assurer une bonne dynamique et une réponse rapide.

#### 3.1 Contrôle par mode glissant :

Le contrôle par mode glissant (CMG) est une méthode de contrôle à structure variable largement connue dans le domaine de l'automatique et du contrôle. Les points forts du CMG sont la robustesse face aux incertitudes, la rapidité de réponse et la simplicité de mise en œuvre logicielle et matérielle [UTK 93] [ORL14]. Le CMG repose sur le fait de forcer la trajectoire du système à glisser, le long d'une surface de commutation sous une loi de contrôle déterminée. Il se compose de deux phases, une phase d'atteinte où la trajectoire d'état est conduite vers la surface  $S=0$  et l'atteint en un temps fini, suivie d'une phase de glissement où elle glisse sur la surface de commutation jusqu'à un point d'équilibre, comme le montre la Fig.4.4[TEM15].

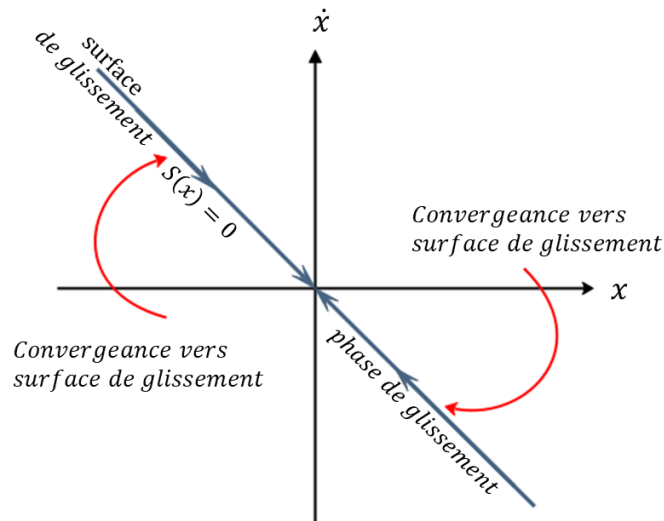


Figure.4.4 : Principe de mode glissant de la trajectoire d'état.

#### a. Choix de la surface de glissement :

La conception de la commande par mode glissant CMG peut être réalisée en deux phases. La première phase consiste à déterminer la surface de commutation. Dans les applications techniques, l'erreur entre les objectifs de contrôle et les entrées de référence et sa dérivée est utilisée pour former la surface de

glissement [SON16]. La deuxième phase consiste à concevoir la loi de commande de manière à diriger la trajectoire du système vers la surface de glissement [DEW91] [RAF15]. La surface de glissement bien appliquée a été proposée par Slotine comme suit :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (4.7)$$

Avec :

$S(x)$  : la surface du glissement,  $e(x)$ : L'écart de la variable à régler,  $\lambda$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désirée, et  $n$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

### **b. Condition d'existence du mode glissement :**

Le mode de glissement doit exister en tous les points de la surface  $S=0$ . Pour garantir que l'état du système reste en mode de glissement après la phase d'atteinte, les conditions d'existence doivent être les suivantes [Utk09 ; Kow14b] :

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} < 0 \text{ et } \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} > 0 \quad (4.8)$$

Cela signifie que si  $S$  est positif, alors sa dérivée doit être négative et que si  $S$  est négatif, alors sa dérivée doit être positive. On peut l'écrire de manière simplifiée comme suit :

$$S\dot{S} < 0 \quad (4.9)$$

Puisque le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé, il peut être résumé en termes de théorie de Lyapunov comme suit [Bra09 ; Ben16] :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (4.10)$$

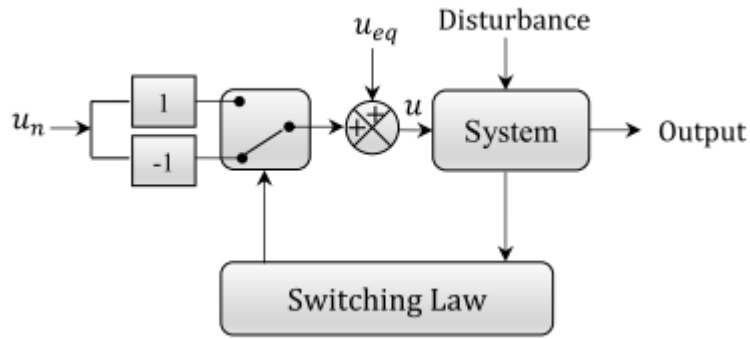
L'objectif est de déterminer une loi de commande telle que  $\dot{V} < 0$  afin d'amener les états du système à la surface du mode de glissement :

$$\dot{V} = S\dot{S} < 0 \quad (4.11)$$

lorsque  $S \neq 0$ ,  $V$  est défini négativement. Par conséquent, pour une convergence en temps fini, la condition (4.11) assure une convergence asymptotique vers la surface de glissement.

### c. Expression Analytique de la commande :

Il existe plusieurs méthodes dans la littérature pour la conception des commandes. Les plus courantes sont la commande par relais, le schéma de commande équivalent et la rétroaction linéaire avec des gains commutés. La commande équivalente est la structure la plus utilisée pour la commande des machines électriques (Fig.4.5) et elle est préférée à la commande par relais qui est plus adaptée à la structure des convertisseurs de l'électronique de puissance [BUW18].



**Figure.4.5 :** Structure équivalente du contrôle

La conception d'un contrôle par mode glissant est généralement réalisée en deux parties. La commande équivalente  $u_{eq}$  est ajoutée à un autre terme de commande appelé la commande discontinue  $u_n$  afin de s'assurer que la trajectoire de l'état sera atteinte et reste sur la surface de commutation. L'expression de la loi de commande est donnée par [HUN93] :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (4.12)$$

En considérant le système d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ S(x) = C \cdot x \end{cases} \quad (4.13)$$

Où :  $x$  est le vecteur d'état.  $A$  est la matrice d'état.  $B$  est la matrice d'entrée.  $C$  est la matrice de sortie.  $S$  est la surface de commutation.

La commande équivalente est trouvée en reconnaissant que  $\dot{S} = 0$  est une condition nécessaire pour que la trajectoire de l'état reste sur la surface de glissement  $S=0$  [ZAM20]. La dérivée temporelle de la surface de glissement est donnée comme suit :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (4.14)$$

En substituant (4.12) et (4.14) dans l'équation (4.13) :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} A(x) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x) \cdot u_{eq} + u \frac{\partial S}{\partial x} B(x) u_n \quad (4.15)$$

La commande équivalente est définie pendant la phase de glissement et l'état stationnaire où  $S = \dot{S} = 0$  et  $u_n = 0$  [Ben16].

$$u_{eq} = - \left( \frac{\partial S}{\partial x} B(x) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A(x) \quad (4.16)$$

L'existence d'une matrice inverse est nécessaire, ce qui signifie la condition suivante (4.17) :

$$\frac{\partial S}{\partial x} B(x) \neq 0 \quad (4.17)$$

En substituant (4.16) dans l'équation (4.15), la nouvelle expression de la surface de glissement devient :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} B(x) u_n \quad (4.18)$$

La commande discontinue  $u_n$  est déterminée pendant l'état de convergence et doit garantir la condition de convergence en temps fini  $\dot{S}S < 0$ ,  $S\dot{S}$  qui est donnée par :

$$S\dot{S} = S \frac{\partial S}{\partial x} B(x) u_n < 0 \quad (4.19)$$

Pour satisfaire cette condition, le signe de  $u_n$  doit être l'opposé du signe de  $S \frac{\partial S}{\partial x} B(x)$ . La commande discontinue est définie comme un terme de commutation formé par la fonction relais  $sign(S)$  multipliée par un coefficient constant  $K$ . La fonction de relais est définie par :

$$sign(S) = \begin{cases} +1 & si S \geq 0 \\ -1 & si S < 0 \end{cases} \quad (4.20)$$

$$u_n = -K \cdot sign(S) \quad (4.21)$$

Le coefficient  $K$  doit être positif pour assurer la condition de convergence.

Dans nos applications, le " $sign(S)$ " sera remplacé par la fonction sigmoïde " $sigm(S)$ " afin de limiter l'effet de chattering.

$$sigm(S) = \left( \frac{2}{1+e^{-qS}} \right) - 1 \quad (4.22)$$

$q$  est une constante positive qui ajuste la pente de la fonction sigmoïde.



### 3.2 Contrôle par mode glissant du second ordre :

Les algorithmes de mode glissant du second ordre nécessitent des informations sur  $S$  et  $\dot{S}$ . Ils ont la capacité de stabiliser le système du deuxième degré, à l'exception de la super twisting qui est dédiée aux systèmes ayant un degré relatif 1.

#### a. Super-twisting technique :

Cet algorithme a été proposé par Levant [LEV93] [LEV03]. Étant donné qu'un algorithme de commande par mode glissant d'ordre  $n$  nécessite des informations sur  $S, \dot{S}, \ddot{S}, \dots, S^{(n-1)}$ . Par contre, cet algorithme peut fournir un contrôle continu en utilisant seulement l'information sur  $S$  et l'évaluation du signe de  $S$  n'est pas nécessaire. La convergence de cet algorithme est également décrite par la rotation autour de l'origine du diagramme de phase  $(S, \dot{S})$ .

L'algorithme de super-twisting (ST) présente l'avantage, par rapport aux autres algorithmes, de ne pas exiger les dérivées temporelles de la variable glissante. La loi de commande de super Twisting  $u_{ST}$  est formée de deux parties. Le premier terme discontinu  $u_1$  est défini par sa dérivée par rapport au temps  $\dot{u}_1$  tandis que le second est donné par la fonction de la variable glissante  $u_2$ . La loi de commande ST est définie par :

$$u_{ST} = u_1(t) + u_2(t) \quad (4.23)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -K \text{sign}(S) & \text{si } |u| < 1 \end{cases} \quad (4.24)$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| < S_0 \end{cases} \quad (4.25)$$

$\lambda$  et  $K$  sont des gains positifs utilisés pour ajuster le contrôleur ST.

La convergence de la loi de commande peut être atteinte par un ajustement arbitraire de ces gains [KRI20]. En général, le gain  $\lambda$  est plus efficace dans la réponse du système. Le gain  $K$  a un effet sur la précision en régime permanent. Les conditions suffisantes pour une convergence de temps finis sont imposées par Levant [LEV03] comme :

$$\begin{cases} K > \frac{\Phi}{\Gamma_M} \\ \lambda \geq \frac{4\Phi\Gamma_M(\beta+\Phi)}{\Gamma_m^3(\beta-\Phi)} \end{cases} \quad (4.26)$$

$\Phi$  est défini comme les bornes positives de la fonction incertaine  $\phi$ .  $\Gamma_m$  et  $\Gamma_M$  sont les bornes positives (inférieure et supérieure) de la fonction incertaine  $\gamma$ . Les fonctions  $\phi$  et  $\gamma$  sont définies à partir de la dérivée seconde de la fonction surface de glissement  $\ddot{S}$  [LEV03] [KRI20], où :

$$\ddot{S} = \phi(x, t) + \gamma(x, t) \dot{u} \quad (4.27)$$

Pour garantir la convergence de la surface de glissement vers zéro en présence des perturbations et d'incertitudes, les fonctions  $\phi(x, t)$  et  $\gamma(x, t)$  doivent vérifier les conditions suivantes :

$$\Phi \geq |\phi| \text{ et } \Gamma_m \leq \gamma \leq \Gamma_M \quad (4.28)$$

Le degré de non-linéarité peut être ajusté par le coefficient  $\rho$  qui est défini dans l'intervalle ( $0 < \rho \leq 0,5$ ). Il est fixé le plus souvent à "0,5" pour réaliser que le maximum de la commande en mode glissant de deuxième ordre est atteint [Ras05]. Le système contrôlé peut être simplifié lorsqu'il dépend linéairement de la loi de commande. Alors,  $\Phi$ ,  $s_0$ ,  $\Gamma_m$  et  $\Gamma_M$  seront considérés comme des constantes positives, d'où la loi de commande ST est donnée par [RAF15] :

$$\begin{cases} -\lambda|S|^{0.5} \text{sign}(S) + u_1 \\ u_1 = -K \text{sign}(S) \end{cases} \quad (4.29)$$

### b. Application à la boucle de vitesse :

Dans cette section, des contrôleurs en mode glissant du premier et du second ordre seront conçus pour boucle de régulation de la vitesse pour générer la référence du couple électromagnétique et pour assurer une bonne dynamique et une réponse rapide.

#### ➤ *Contrôleur de vitesse par mode glissant 1<sup>er</sup> ordre :*

La surface de glissement de la vitesse du rotor est définie par :

$$\begin{cases} S_{\omega_r} = \omega_r^* - \omega_r \\ \dot{S}_{\omega_r} = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \end{cases} \quad (4.30)$$

L'équation mécanique du moteur à induction est donnée comme suit :

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J}(T_e - T_L) - \frac{f}{J}\omega_r \quad (4.271)$$

En substituant l'équation (4.31) dans l'équation de la dérivée de la surface de la vitesse, elle sera donnée comme suit :

$$\dot{S}_\omega = \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J}(T_e - T_L - f\omega_r) \quad (4.282)$$

En se basant sur la théorie du mode glissant, on peut écrire :

$$T_e = T_{e\_eq} + T_{e\_n} \quad (4.293)$$

La partie commande équivalente est définie pendant l'état de mode glissant  $\dot{S}_\omega=0$ , alors la commande équivalente est définie par :

$$T_{e\_eq} = f\omega_r + T_L \quad (4.30)$$

La partie discontinue est définie comme :K

$$T_{e\_n} = K_{\omega_r} \text{sign}(S_{\omega_r}) \quad (4.31)$$

$K_{\omega_r}$  est un gain positif.

➤ **Contrôleur de vitesse par mode glissant 2<sup>eme</sup> ordre :**

La loi de contrôle de vitesse en mode glissant du second ordre sera conçue par la combinaison de la loi de contrôle équivalente et de la loi de contrôle de la super-twisting. La conception du contrôleur de vitesse à super torsion (ST-SM) est donnée comme suit :

$$\begin{cases} u_{ST} = -\lambda_{\omega_r} |S_{\omega_r}|^{1/2} \text{sign}(S_{\omega_r}) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -K_{\omega_r} \text{sign}(S_{\omega_r}) \end{cases} \quad (4.32)$$

$\lambda_{\omega_r}$  et  $K_{\omega_r}$  sont les gains super tordus du contrôleur de vitesse.

Le couple de référence généré par le contrôleur en mode glissant du second ordre est donné par :

$$T_{e\_ref} = T_{e\_eq} + u_{ST} \quad (4.33)$$

La loi de contrôle de la super torsion doit satisfaire la condition de stabilité de Lyapunov pour établir la stabilité du contrôle de la vitesse. La dérivée de la candidature de Lyapunov est définie par :

$$\dot{V} = S_{\omega_r} \dot{S}_{\omega_r} < 0 \quad (4.348)$$

En substituant (4.38) dans (4.33) on obtient :

$$\dot{S}_{\omega_r} = -\frac{1}{J} u_{ST} = -\frac{1}{J} (\lambda_{\omega_r} |S_{\omega_r}|^{0.5} \text{sign}(S_{\omega_r}) + \int K_{\omega_r} \text{sign}(S_{\omega_r}). dt) \quad (4.359)$$

Alors, la condition de stabilité de Lyapunov est :

$$S_{\omega_r} \dot{S}_{\omega_r} = -\frac{S_{\omega_r}}{J} \left( \lambda_{\omega_r} |S_{\omega_r}|^{0.5} \text{sign}(S_{\omega_r}) + \int K_{\omega_r} \text{sign}(S_{\omega_r}) . dt \right) \quad (4.40)$$

Et cela devient ;

$$S_{\omega_r} \dot{S}_{\omega_r} = -\frac{\lambda_{\omega_r}}{J} |S_{\omega_r}|^{1.5} \text{sign}(S_{\omega_r}) - \frac{S_{\omega_r} \cdot K_{\omega_r}}{J} \int \text{sign}(S_{\omega_r}) . dt \quad (4.36)$$

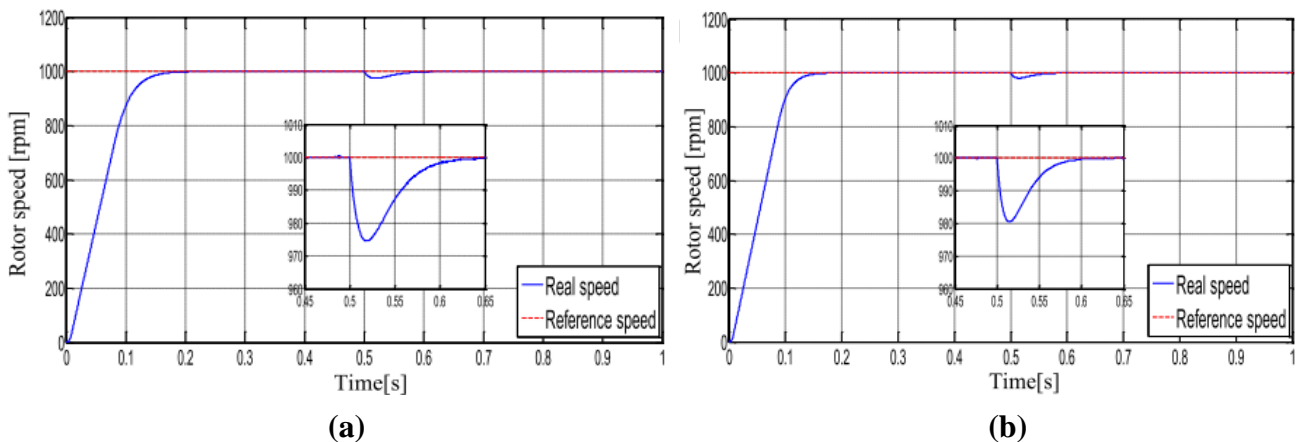
Il est clair que les deux termes de l'équation (4.41) sont négatifs tant que  $\lambda_{\omega_r}$  et  $K_{\omega_r}$  sont positifs. Par conséquent, la condition de stabilité est garantie.

## 4. Résultats de simulation et évaluation:

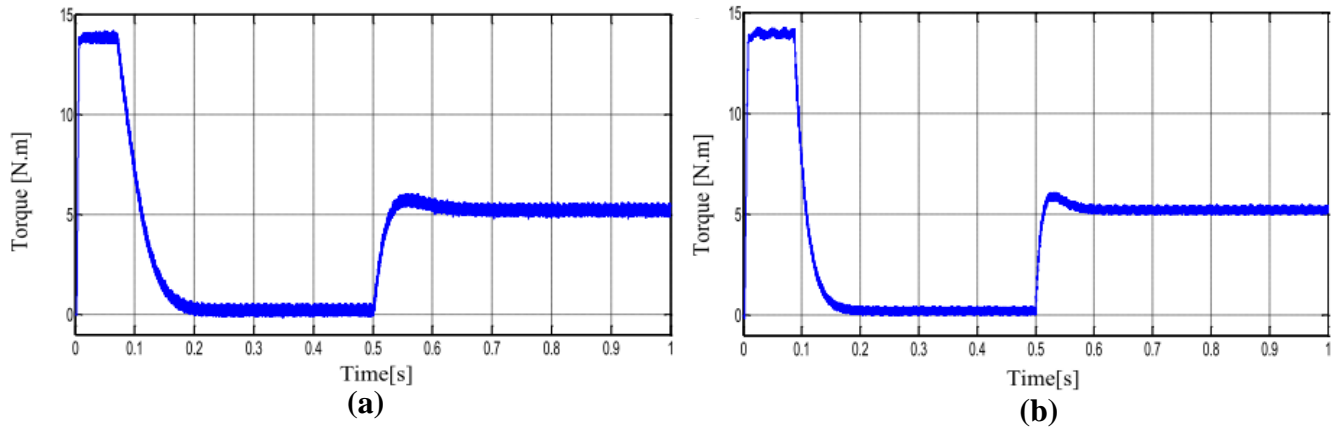
Les résultats de la simulation sont présentés en deux phases. Une étude comparative entre le FS-PTC-3L conventionnelle et FS-PTC-3L amélioré. Dans cette évaluation les deux systèmes de contrôle utilisent le PI dans la boucle de vitesse externe. Différentes conditions d'opération pour le moteur asynchrone sont réalisées telles que le démarrage, l'état stable et l'application de la charge. Dans la deuxième phase, l'analyse des performances du FS-PTC-3L avec deux contrôleurs de vitesse est élaboré. Le contrôleur de vitesse à super torsion est comparé au contrôleur linéaire PI classique.

### 4.1 Test de performance démarrage et régime permanent

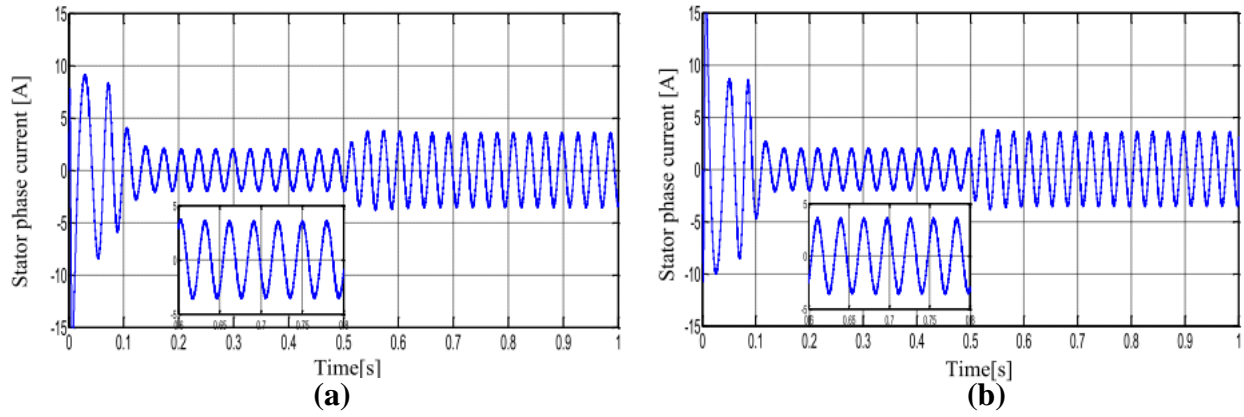
Les figures suivantes illustrent l'analyse comparative de FS-PTC-3L conventionnelle et FS-PTC-3L améliorée associée à un contrôleur linéaire PI comme régulateur de vitesse. Les figures sont spécifiées ((a) pour FS-PTC-3L conventionnelle, et (b) pour FS-PTC-3L améliorée.



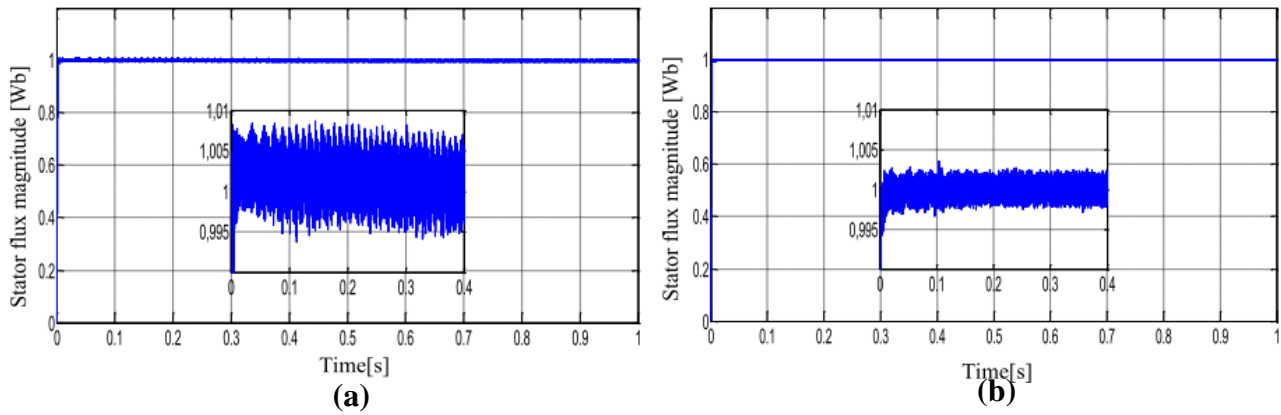
**Figure 4.6 :** Démarrage et régime permanent de la réponse de vitesse suivis par l'application de la charge à  $t=0.5s$ .



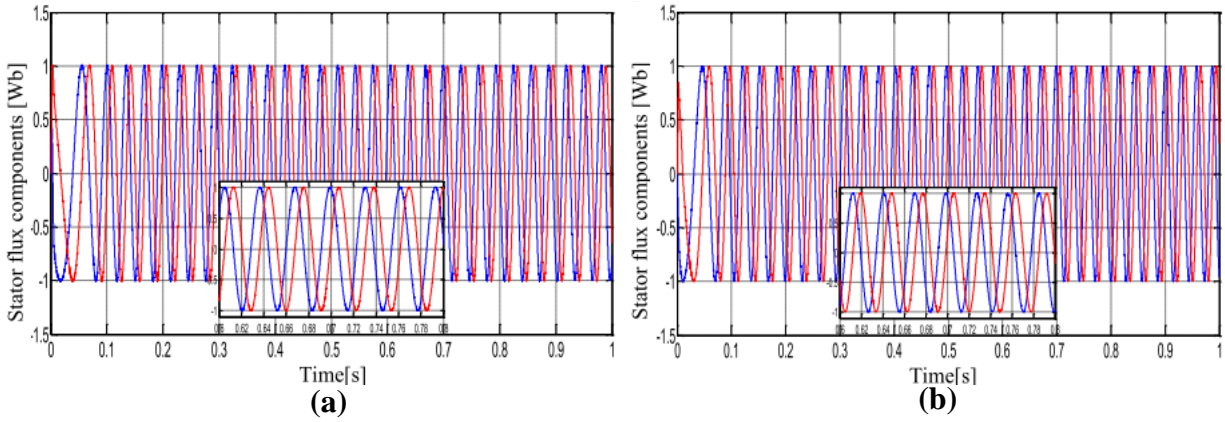
**Figure 4.7 :** Réponse du couple électromagnétique avec application d'une charge de 5 N.m à  $t=0.5$ s



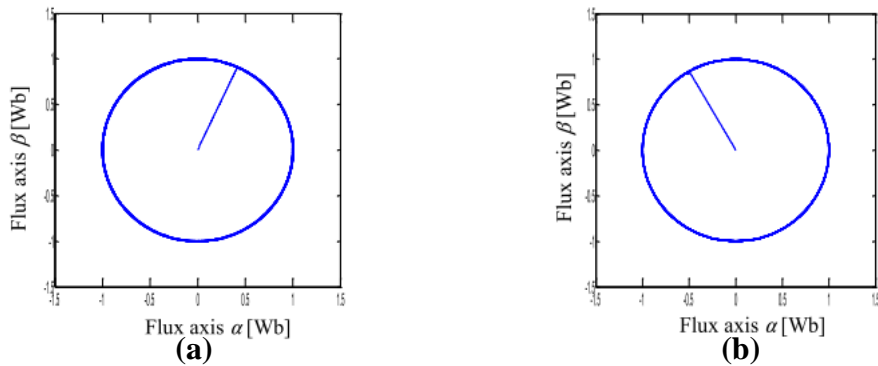
**Figure 4.8 :** Réponse du courant de phase du stator  $I_{sa}$  [A].



**Figure 4.9 :** Magnitude du flux statorique [Wb].



**Figure 4.10 :** Composantes des axes du flux statorique [Wb].



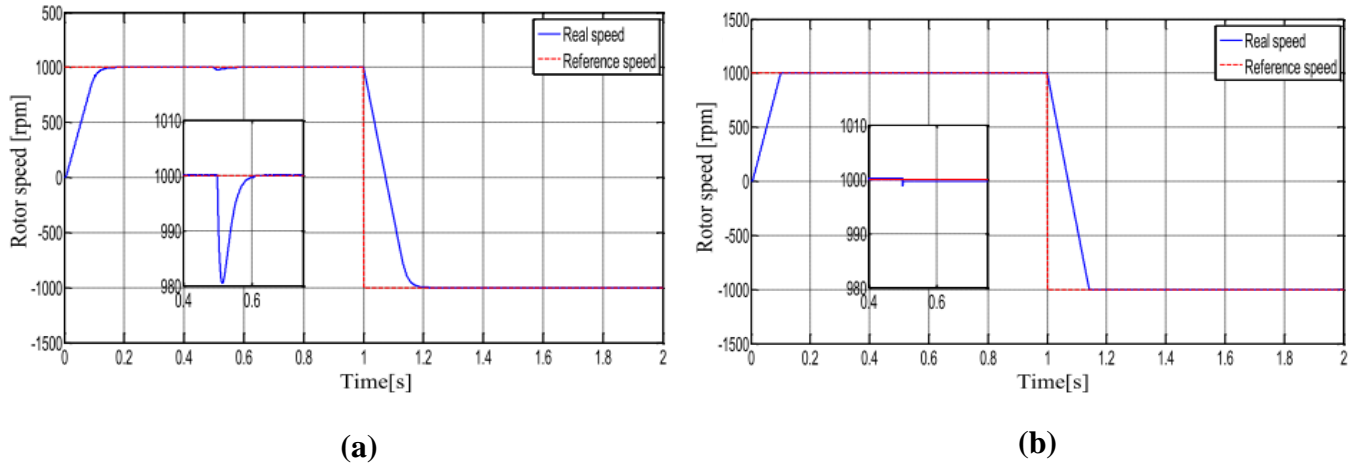
**Figure 4.11 :** Trajectoire circulaire du flux statorique [Wb].

Tout d'abord, la figure 4.6 illustre la comparaison entre les réponses de vitesse en fonction de l'étape de (0-1000 tr/min) comme référence de vitesse. La perturbation de la charge a été introduite à ( $t=0.5s$ ). La figure montre que les deux techniques présentent une bonne dynamique au démarrage. Il est observé que le FS-PTC-3L amélioré de la figure 4.6(b) a la réponse de vitesse la plus rapide et la plus faible chute lors l'introduction de la charge. Ensuite, la figure 4.7 présente la réponse du couple avec l'application de la charge pour la commande conventionnelle et améliorée, il est clair que la FS-PTC améliorée fournit une réponse dynamique rapide à l'application de la charge, avec des ondulations minimales que la commande classique. La figure 4.9 illustre le courant de phase du stator  $I_{sa}$ , où il présente une bonne forme d'onde sinusoïdale et des harmoniques réduites pour l'algorithme proposé. La réponse du couple plus lisse du FS-PTC amélioré indique la précision du suivi de la commande. Ensuite, le flux statorique est présenté dans les figures 4.9 - 4.11, ces figures montrent respectivement la magnitude du flux, les composantes des axes

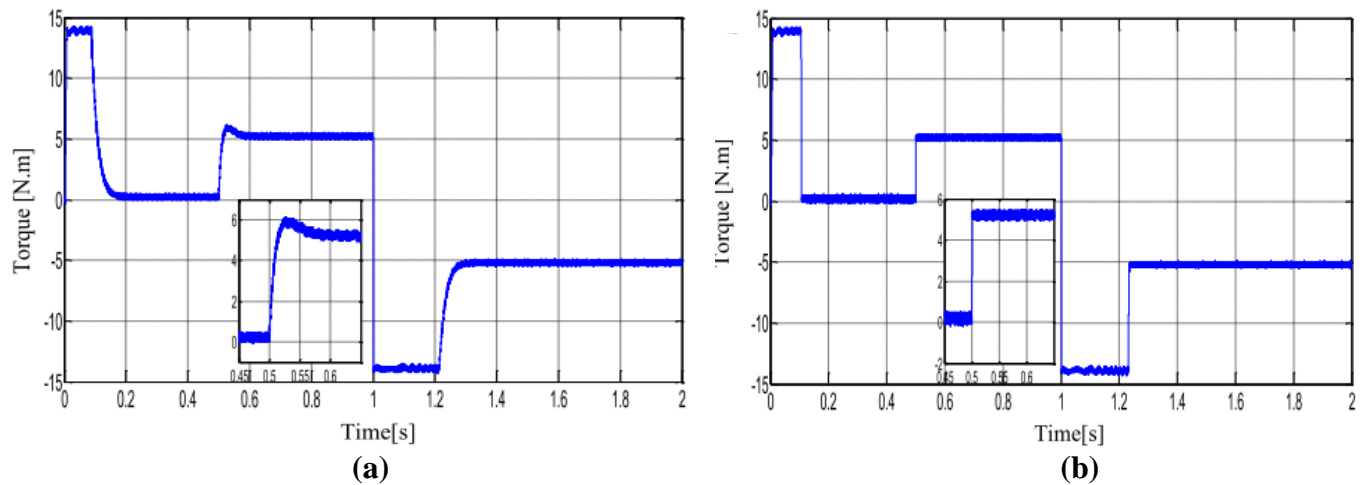
et la trajectoire circulaires. L'amplitude du flux FS-PTC-3L amélioré a un suivi de référence plus rapide et plus précis ( 1Wb), ce qui reflète le bon découplage entre les axes de flux et de couple.

## 4.2 Analyse comparative des contrôleurs PI et ST (Super-Twisting) :

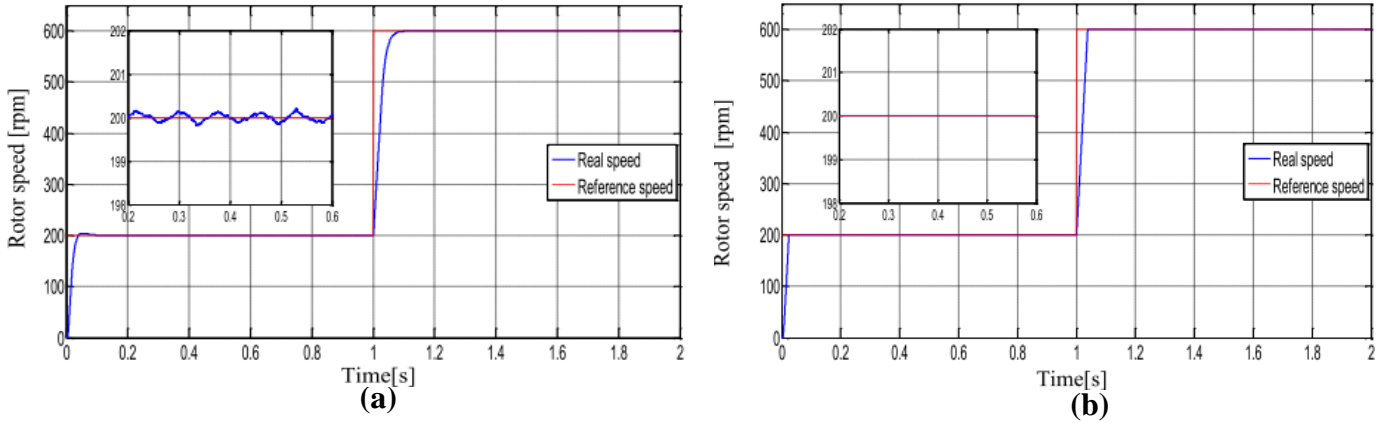
Cette section présente une étude comparative entre différents contrôleurs pour la boucle de vitesse extérieure du FS-PTC amélioré (c'est-à-dire les contrôleurs PI classique et ST du second ordre). Les chiffres de figures sont spécifiés ((a) pour le PI classique, et (b) pour le contrôleur de vitesse ST).



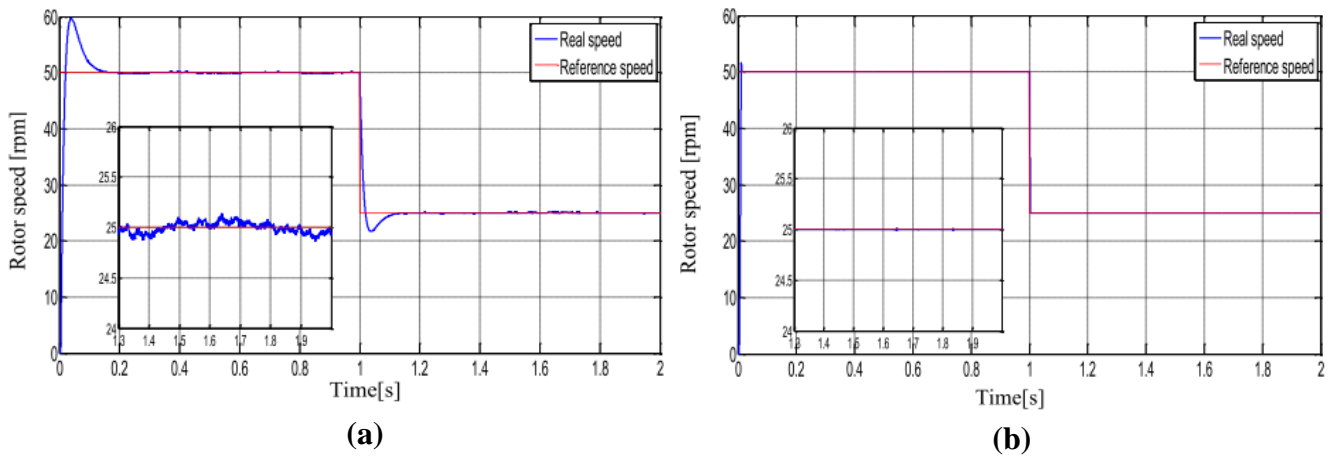
**Figure 4.12 :** Réponse de la vitesse du rotor (1000 tr/min ; -1000 tr/ min) pour les contrôleurs de vitesse PI et ST



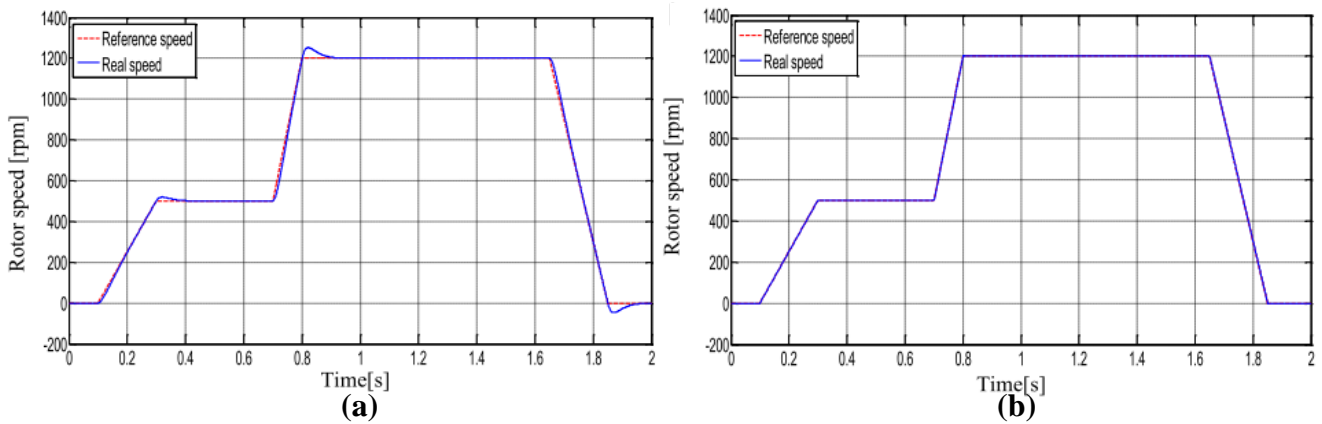
**Figure 4.13 :** Réponse du couple (charge appliquée à t=0.5s) pour les contrôleurs de vitesse PI et ST.



**Figure 4.14 :** Réponse de la vitesse pour PI et ST à des vitesses faibles à moyennes (200-600 rpm).



**Figure 4.15 :** Réponse de la vitesse pour PI et ST dans la région basse vitesse (50tr/min - 25 tr/min).



**Figure 4.16 :** Réponse de vitesse suivant la trajectoire de référence dans différentes régions (PI et ST).

Les figures 4.12 et 4.13 illustrent la vitesse du rotor et le couple électromagnétique de l'algorithme de contrôle associé aux contrôleurs PI et super-torsion pendant le démarrage et l'inversion du sens de la vitesse (1000 tr/min ; -1000 tr/min). Le régulateur à super torsion des Fig.4.12.-4.13(b) présente de



meilleures réponses de vitesse et de couple par rapport au PI classique des figures 4.12-4.13(a). De plus, la comparaison montre que l'influence de l'application de la charge du FS-PTC avec le régulateur ST n'est pas considérable et que le couple répond plus rapidement, comme l'illustrent les figures 4.12-4.13(b) (Zoom). Il est également remarqué que le contrôleur non linéaire ST se caractérise par un niveau de broutage réduit., ce problème ayant été éliminé en appliquant la loi de contrôle de second ordre.

Les figures 4.14 et 4.15 illustrent les réponses de vitesse de la FS-PTC avec les régulateurs PI et ST-SC dans les régions de moyenne et basse vitesse. Dans cet essai, une variation de la référence de vitesse a été effectuée dans la plage (200 tr/min-600 tr/min) et à très basse vitesse (50 tr/min-25 tr/min). Il est clair que le régulateur non linéaire ST a conservé une bonne dynamique (Figs.4.14 (b)) même à des valeurs de vitesse faibles, contrairement au contrôleur PI qui présente des fluctuations de vitesse (Fig.4.14-4.15(a)). Le dernier test de vitesse est représenté à la figure 3.20. Il illustre une variation de la référence de vitesse dans le cadre d'une trajectoire de référence industrielle allant de zéro à des valeurs de vitesse moyennes (500 tr/min) puis élevées (1200 tr/min). Ce test montre un suivi précis parfait de la vitesse de référence variable pour le contrôleur non linéaire ST dans différents points de vitesse, sans dépassement, même à des valeurs de vitesse nulles ou proches de zéro, contrairement au contrôleur PI qui présente certains dépassements et une erreur dynamique due à la variation instantanée de la variable.

## **5. Comparaison des performances du FS-PTC pour l'onduleur à deux niveaux et à trois niveaux**

Enfin, le tableau 4.2 présente une autre comparaison quantitative des performances de la commande pour un onduleur de tension à deux niveaux et à trois niveaux. Dans les deux cas, tous les vecteurs de tension disponibles sont évalués dans les étapes de prédiction et d'optimisation de la stratégie FS-PTC. La capacité de calcul requise pour l'algorithme de contrôle du moteur via un onduleur 3L-NPC est plus élevée que celle de l'onduleur conventionnel 2L-VSI ; les algorithmes sont donc mis en œuvre avec des fréquences d'échantillonnage différentes. Il est montré que le THD du courant statorique, l'ondulation du couple et l'ondulation du flux pour l'onduleur NPC sont réduits de 22,3 %, 20,83 %, 33.3 % , respectivement, par rapport au variateur à deux niveaux, car un plus grand nombre de vecteurs de tension sont disponibles dans le variateur 3L-NPC. Pour cette comparaison, la performance en régime permanent à 1000 r/min au couple de charge nominal est considérée. Le temps de montée du couple est similaire à celui de l'entraînement alimenté par 2L-VSI. Cela est dû au fait que les vecteurs de tension longue et moyenne sont sélectionnés pendant le transitoire du couple.

**Tableau 4-2:** *Comparaison quantitative des performances dynamiques entre la stratégie de commande par onduleur à deux et trois niveaux.*

	Onduleur à deux niveaux	Onduleur à trois niveaux
Le taux de distorsion du courant (%)	8.38%	6.51%
Ondulation du couple (N.m)	1.2	0.95
Ondulation du flux (Wb)	0.03	0.02

## 6. Conclusion:

Ce chapitre a proposé dans un premier temps, un FS-PTC amélioré appliquée à un moteur asynchrone via un onduleur NPC à trois niveaux. Les résultats ont montré une bonne performance dynamique en termes de taux de distorsion du courants statorique, les ondulations du flux et couple, ainsi que la robustesse du système envers les différentes variations du couple de charge. D'autre part, la stabilité de la combinaison FS-PTC avec la stratégie de super torsion a été analysée mathématiquement à l'aide de la théorie de stabilité de Lyapunov. Les résultats de la simulation ont été présentés pour étudier la performance de l'algorithme de contrôle proposé. En général, le FS-PTC-3L a fourni un taux de calcul réduit grâce à l'utilisation de l'algorithme de la sélection des vecteurs de prédiction (SVP). L'incorporation de la stratégie de contrôle non linéaire au lieu des contrôleurs PI conventionnels a donné de meilleurs avantages comme la robustesse contre différentes incertitudes, la réponse rapide, la simplicité dans l'application de contrôle et le bon suivi de référence dans différentes conditions d'opération. De plus, la conception d'un contrôleur de vitesse en mode glissant de second ordre a amélioré de manière globale les performances du schéma de contrôle et a augmenté la robustesse de l'algorithme contre la charge externe et la variation de la référence. Par conséquent, le couplage du FS-PTC amélioré avec un contrôle robuste est une bonne solution pour le contrôle des moteurs à induction.

# **C** hapitre.5 : **Commande sans Capteur de Vitesse**

## 1. Introduction

Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande des machines électriques sans utilisation des capteurs. Ceci, sous la demande accrue de l'industrie qui veut éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre côté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses.

Pour ces raisons, plusieurs auteurs ont proposé différentes stratégies basées sur la théorie d'estimation de l'automatisme en vue de déterminer la position et la vitesse pour la commande de la machine asynchrone. Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis, afin de garantir les performances souhaitées, la régulation de flux dans la machine et son maintien constant sont indispensables. Or, les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de cout. Pour pallier les difficultés liées à l'utilisation des capteurs dédié, la vitesse est évaluée, à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...). Il peut être reconstitué soit par :

- Des estimateurs placés en boucle ouverte
- Des observateurs corrigeant les variables estimées en boucle fermée.

Ce chapitre présente un bref aperçu sur la théorie des observateurs MRAS qu'ils sont proposés dans la littérature pour la commande des machines à induction, puis on présente une description générale de la commande prédictive directe de couple sans capteur de vitesse de la machine asynchrone par l'utilisation :

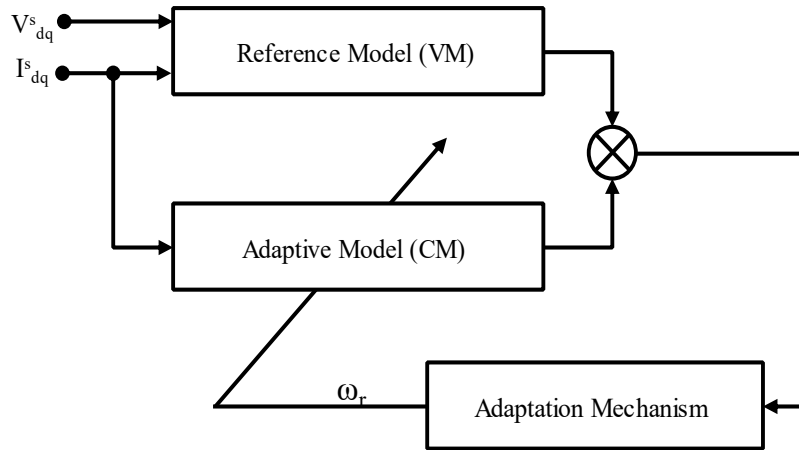
- une fois par l'observateur MRAS
- et d'autre fois par l'utilisation d'un observateur MRAS améliorée par réseaux de neurone.

À la fin de ce chapitre, on présentera les résultats obtenus par simulation, ainsi que la robustesse de cette association vis à vis aux variations paramétriques de la machine.

## 2. Observateur à model adaptatif (MRAS)

La commande par le système adaptatif à modèle de référence est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant

du signal à estimer alors que le modèle adaptatif en dépend. Basé sur l'idée de Landau, qui a utilisé le critère de Popov sur l'hyper-stabilité, les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation (originellement un régulateur PI) qui génère le signal désiré, la figure 5.1 illustre cette définition.



**Figure 5.1 :** Configuration de la structure du MRAS conventionnel.

Différents types de MRAS ont été proposés par les chercheurs, ils se différencient par les variables qui sont utilisées pour les modèles de référence et adaptatif, on peut citer ceux qui se basent sur : les flux rotoriques, la force contre électromotrice, les puissances actives et réactives, ou même sur des variables purement mathématiques (qui n'ont pas de sens physique).

## 2.1 Classification des observateurs MRAS

### a) MRAS basé sur les flux rotoriques

Cette méthode utilise les équations des flux rotoriques de la machine [ELM21]. Le modèle de référence (ou de tension) est dérivé des courants statoriques mesurés et des tensions qui sont soit mesurées ou bien reconstruites à partir des états de l'onduleur et de la tension du bus continu. Les équations sont écrites dans le repère stationnaire.

- **L'équation du modèle de tension:** 
$$p\psi_r = \frac{L_r}{L_m} \cdot (V_s - R_s \cdot I_s - \sigma L_s p I_s) \quad (5.1)$$

Avec:

$$\begin{aligned} \psi_r &= \psi_{r\alpha} + j \cdot \psi_{r\beta} \\ V_s &= V_{s\alpha} + j \cdot V_{s\beta} \\ I_s &= i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} \end{aligned}$$

Le modèle en courant est considéré comme le modèle ajustable. Le signal qu'on veut estimer est bien évidemment la vitesse du rotor.

• **L'équation du modèle de courant (adaptatif) :**

$$p\psi_r = \left(\frac{-1}{T_r} + j\omega\right)\psi_r + \frac{L_m}{T_r}I_s \quad (5.2)$$

Il est bien claire que la vitesse  $\omega$  apparaît explicitement dans (5.2) et pas dans (5.1). L'erreur issue de la différence entre ces deux modèles est introduite alors dans le mécanisme d'adaptation. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$\varepsilon_\omega = \psi_{r\alpha}\hat{\psi}_{r\beta} - \psi_{r\beta}\hat{\psi}_{r\alpha} \quad (5.3)$$

Finalement le signal de  $\omega$  est obtenu par la relation du mécanisme d'adaptation comme suit :

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{p}\right)e_\omega \quad (5.4)$$

Le problème rencontré par cette méthode, est l'intégration en en boucle ouverte, la solution d'utiliser des filtres passe-bas à la place des intégrateurs purs a été efficace, mais pas en basses vitesses [178], vu que les filtres engendrent des retards.

**b) MRAS basé sur la force contre-électromotrice EFM-MRAS**

Pour éviter complètement les problèmes de l'intégration pure, Peng et Fukao ont proposé dans [MAR97], une méthode qui utilise l'estimation de la fcém à la place du flux, les équations sont les suivantes:

• **Pour le modèle de référence:**

$$e_v = \frac{L_r}{L_m}(V_s - R_s I_s - \sigma L_s p I_s) \quad (5.5)$$

Pour le modèle adaptatif, il s'écrit en introduisant le courant magnétisant  $I_m$ :

$$pI_m = \omega \otimes I_m - \frac{1}{\tau_r}I_m + \frac{1}{\tau_r}I_s \quad (5.6)$$

Avec :  $\otimes$  le produit croisé.

d'où: 
$$e_{mi} = \frac{L_m^2}{L_r} \left( \omega \otimes I_m - \frac{1}{\tau_r}I_m + \frac{1}{\tau_r}I_s \right) \quad (5.7)$$

Cette méthode a présenté des performances plus importantes que la précédente, néanmoins, il est plus difficile à la mettre en œuvre, en plus elle dépend de la résistance statorique.

### c) MRAS basé sur la puissance réactive PR-MRAS :

Ce type de MRAS, fut proposé par les mêmes auteurs de [MAR97], il est basé sur l'estimation de la puissance réactive instantanée, en utilisant le produit vectoriel de la fcém et le courant magnétisant. Le vecteur de la puissance réactive peut être exprimé par:

$$Q_m = I_s \otimes e_{mi} \quad (5.8)$$

dont le module Q représente la puissance réactive instantanée.

En substituant (5.6) et (5.7) dans (5.8), sachant que  $I_s \otimes I_s = 0$ , conduit à:

- *Pour le modèle de référence:*

$$Q_{ref} = |I_s \otimes (V_s - \sigma L_s p I_s)| \quad (5.9)$$

*Et pour le modèle adaptatif:*

$$Q_{est} = \frac{L_m^2}{L_r} \left( (I_m * I_s) \omega + \frac{1}{\tau_r} |I_m \otimes I_s| \right) \quad (5.10)$$

où: \* représente ici le produit scalaire.

## 2.2 Les limitations des observateurs MRAS :

Il a été prouvé qu'un schéma MRAS est très efficace pour identifier la vitesse du moteur. Le schéma MRAS classique, utilisé par de nombreux travaux d'identification de la vitesse, est illustré à la figure 5.1. Il se base sur deux modèles différents produisant le flux du rotor et utilise l'erreur entre les résultats des deux modèles pour adapter le système. Le principal problème de cette stratégie est que les MRAS. basés sur le flux nécessitent une intégration pure des variables détectées, ce qui entraîne des problèmes de conditions initiales. Pour éviter ces problèmes, l'intégrateur pur doit être remplacé par un filtre passe-bas à haut gain. Ce remplacement provoque l'instabilité de l'identification à basse vitesse, ce qui entraîne en général une faible performance de la commande sans capteur de vitesse.

Le modèle du MRAS à base du flux rotorique a révélé des défauts dus aux complications de dérive du courant continu liées au processus d'intégration pure et à la sensibilité à la variation des paramètres, principalement dans les régions à faible vitesse. Ainsi, le modèle back EMF-MRAS a été proposé pour

surmonter le problème de l'intégration pure, mais il est sensible à la variation des paramètres et à l'adaptation de la constante de gain, ce qui complique la conception [ÖZD20]. Comme alternative, le MRAS de puissance réactive (RP-MRAS) et le MRAS de courant de stator (SC-MRAS) ont prouvé une immunité à la variation de résistance, et une amélioration substantielle dans la gamme de basse vitesse ; cependant ils ont montré quelques limitations de stabilité pour le mode de régénération [RAI19] [ASF20]. Dans [SRI19] [KAR04], Low Pass Filter (LPF) et Programmable Cascade Low Pass Filter (PCLPF) ont été proposés pour remplacer l'intégration pure dans les observateurs MRAS conventionnels. Malgré ce qui précède, ces modèles présentent de nombreux inconvénients tels que : une vitesse imprécise en dessous de la fréquence de coupure, et des informations de rétroaction retardées. Dans l'optique de surmonter les problèmes susmentionnés auparavant, les auteurs de [TAN20] ont proposé de remplacer le modèle de tension (VM) dans l'erreur de rétroaction actuelle par des observateurs d'état de flux d'ordre complet. Le principe de ces observateurs améliorés est fondé sur des conceptions compliquées qui réduisent la simplicité de la structure.

Ici, nous utilisons le schéma MRAS par une approche de réseaux de neurones présenté dans [ELM21] [ELM,21\_1] qui fonctionne avec une modélisation par approche de neurone multicouche obtenus à partir des modèles de référence et adaptatif et ne nécessite aucun intégrateur. Seuls des structures neurales existent dans ce schéma, ce qui permet au système d'avoir de très bonnes performances même à faible vitesse. Cette méthode présente l'avantage d'être indépendante de la résistance statorique, donc sa gamme est étendue aux basses vitesses.

### **3. Notions de base sur les réseaux neuronaux artificiels**

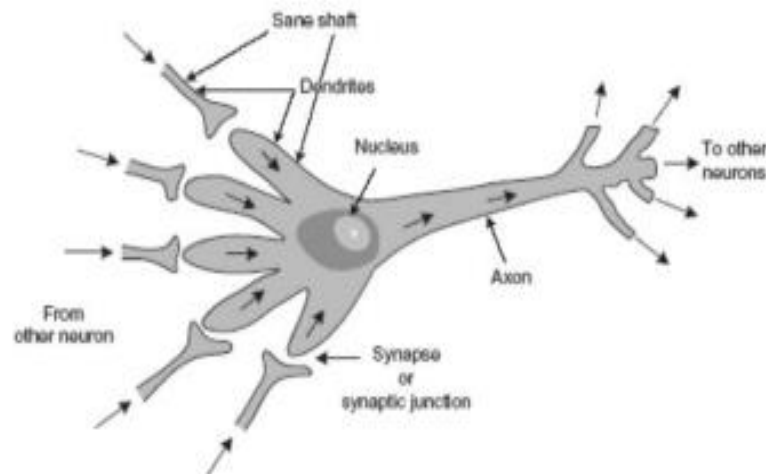
Un réseau des neurones (RN) se compose d'un certain nombre de neurones artificiels qui sont interconnectés entre eux. La structure du neurone artificiel s'inspire du concept de neurone biologique illustré à la Fig. 5.2. Fondamentalement, il s'agit de l'élément de traitement du système nerveux du cerveau qui reçoit et combine des signaux provenant d'autres neurones similaires par le biais de milliers d'interconnexions et combine des signaux provenant d'autres neurones similaires par l'intermédiaire de milliers de voies d'entrée appelées dendrites. Chaque signal d'entrée (de nature électrique), circulant dans les dendrites, passe par une synapse ou jonction synaptique, comme illustre (Fig.5.2). La jonction est un espace infinitésimal dans la dendrite qui est remplie d'un fluide neurotransmetteur qui accélère ou retarde le flux du signal. Ces signaux sont accumulés dans le noyau (ou soma), modifiés de façon non linéaire à la sortie avant d'être transmis à d'autres neurones par les branches de l'axone, comme illustré. L'ajustement de l'impédance ou de la conductance de la fente synaptique par le neurotransmetteur contribue à la "mémoire" ou à "l'intelligence" du cerveau. Selon la théorie du neurone, il est amené à croire que le cerveau possède



des caractéristiques de mémoire associative distribuée ou d'intelligence qui sont apportées par les synapses caractéristiques d'intelligence qui sont apportées par les jonctions synaptiques des cellules. Il est intéressant de noter ici que lorsqu'un bébé humain naît, son cerveau compte environ 100 milliards de neurones.

Le modèle d'un neurone artificiel correspond étroitement au neurone biologique. Fondamentalement, le neurone artificiel (ou simplement neurone) est également appelé élément de traitement, neurone, nœud ou cellule. Chaque signal d'entrée (variable continue ou impulsions discrètes) passe par un gain ou un poids (appelé poids synaptique ou force de connexion) qui peut être positif (excitateur) ou négatif (inhibiteur), entier ou non entier. La sommation des nœuds accumule tous les signaux pondérés en entrée, les ajoute au signal de polarisation pondéré, puis les fait passer à la sortie par la fonction d'activation ou de transfert non linéaire (ou linéaire).

Pour fournir une introduction générale aux réseaux neuronaux. Les concepts des réseaux neuronaux artificiels (RNA) sont présentés et leurs attributs sont décrits. Il existe de nombreux types de RNA et la configuration la plus applicable au contexte des problèmes de contrôle est présentée. L'intérêt particulier de ce point de vue est le réseau neuronal multicouche (MNN) avec un algorithme d'apprentissage par rétropropagation. L'application du RN pour l'estimation MRAS de la vitesse du moteur basé sur la mesure du courant et de la tension de phase, est présentée pour la commande sans capteur de vitesse du moteur à induction.



**Figure 5.2 :** *Structure d'un neurone biologique*

Récemment, le traitement distribué parallèle tel que les réseaux neuronaux artificiels (RNA) a fait l'objet d'une grande attention pour le traitement de données complexes en un temps très court. Les modèles

RNA sont composés de nombreux éléments de calcul linéaires ou non linéaires (neurones ou nœuds) fonctionnant en parallèle. Le parallélisme, la robustesse et la capacité d'apprentissage sont parmi les principales caractéristiques qui ont déterminé les nombreuses applications des RNA pour le contrôle des processus industriels.

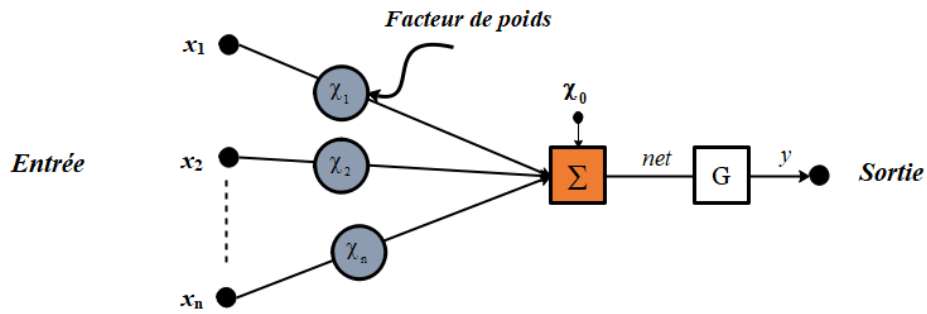
Les réseaux neuronaux artificiels présentent plusieurs caractéristiques importantes, qui présentent un intérêt pour les ingénieurs de contrôle [RIV95] :

- La modélisation : en raison de leur capacité à être entraînés à l'aide d'enregistrements de données pour des systèmes à intérêt particulier.
- Manipulation de systèmes non linéaires : les réseaux neuronaux artificiels ont la capacité d'apprendre les relations non linéaires.
- Les systèmes multivariables : Les réseaux neuronaux artificiels, par leur nature, ont de nombreuses entrées et de nombreuses sorties, d'où ils peuvent donc être facilement appliqués aux systèmes multivariables.
- Structure parallèle : Cette caractéristique implique un traitement parallèle très rapide, tolérance aux pannes et robustesse.

Les caractéristiques ci-dessus sont les principales raisons de l'intérêt qui est actuellement porté à ce domaine.

### **3.1 Modèle de neurones artificiels :**

Les éléments de calcul élémentaires, qui créent le réseau neuronal, ont de nombreuses entrées et une seule sortie. Ces éléments sont inspirés des systèmes de neurones biologiques et, par conséquent, ils sont appelés neurones (ou, par analogie avec les graphes dirigés, nœuds).



**Figure 5.3:** Structure d'un seul neurone

Les entrées individuelles  $x_j$  pondérées par les éléments  $\chi_j$  sont additionnées pour former le signal de sortie pondéré :

$$e = \sum_{j=1}^n \chi_j X_j \quad (5.11)$$

Et  $\chi_0 = 1$ , où les éléments  $\chi_j$  sont appelés poids des synapses et peuvent être modifiés pendant le processus d'apprentissage.

La sortie de l'unité neuronale est définie comme suit :

$$y = G(e) \quad (5.12)$$

Notez que  $\chi_0$  : est le biais réglable, et  $G$  : est la fonction d'activation (également appelée fonction de transfert). Ainsi, la sortie  $y$ , est obtenue en additionnant les entrées pondérées et en faisant passer les résultats par une fonction d'activation  $G$  non linéaire (ou linéaire).

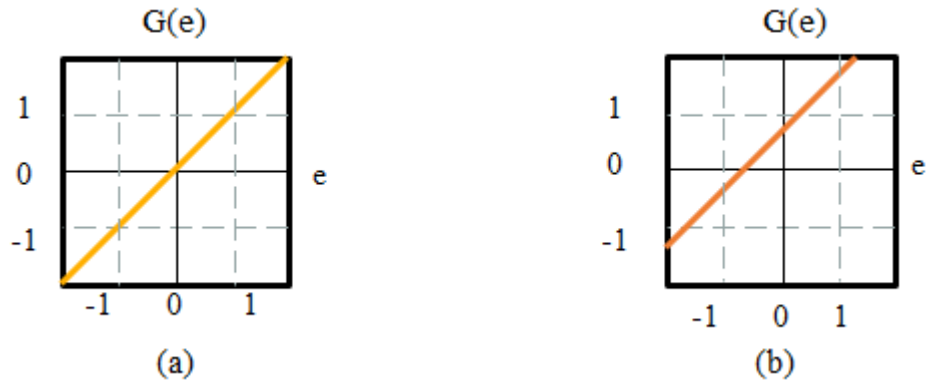
La fonction d'activation  $G$  fait correspondre le domaine  $e$  (éventuellement) infini d'une somme pondérée à un domaine pré-spécifié. Bien que le nombre de fonctions  $G$  puisse être infini, six types sont régulièrement appliqués dans la majorité des RNA [14] : linéaire, pas à pas, bipolaire, sigmoïde, tangente hyperbolique. A l'exception de la fonction  $G$  linéaire, toutes ces fonctions introduisent une non-linéarité dans le réseau en limitant la sortie à une plage fixe.

Dans la sous-section suivante, quelques exemples de fonctions d'activation couramment utilisées sont brièvement présentés.

### 3.2 Les Fonctions d'activation

La fonction G linéaire de la figure 5.4 produit une sortie modulée linéairement à partir de l'entrée e comme décrit par l'équation (5.13).

$$G(e) = \xi e \quad (5.13)$$

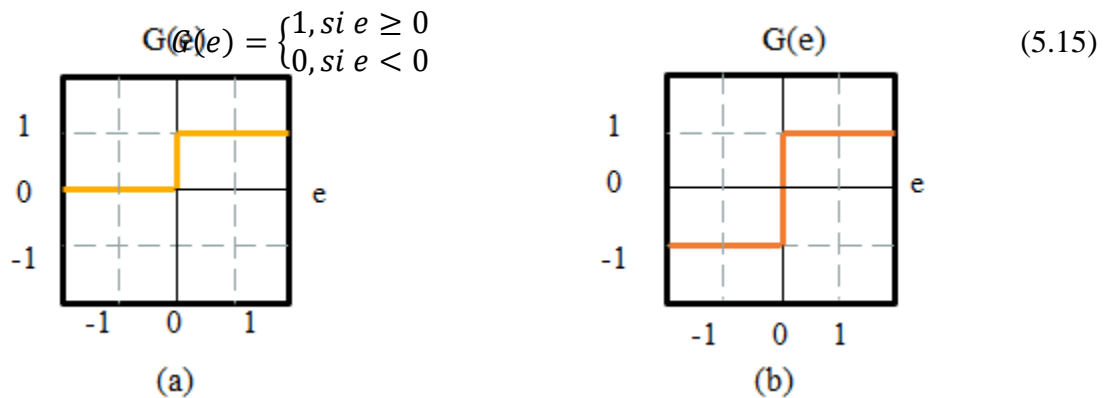


**Figure 5.4 :** Fonctions d'activation linéaires

où  $e$  s'étend sur les nombres réels et  $\xi$  est un scalaire positif. Si  $\xi = 1$ , cela est équivalent à supprimer complètement la fonction G. Dans ce cas :

$$y = \sum_{j=0}^N \chi_j x_j \quad (5.14)$$

La fonction échelon G (Fig. 5.5a) ne produit que deux états, typiquement, une valeur binaire en réponse au signe de l'entrée, émettant +1 si e est positif et 0 s'il ne l'est pas. Cette fonction peut être décrite comme suit :



**Figure 5.5 :** Fonction d'activation échelon

La fonction G sigmoïde est une fonction continue, bornée, monotone et non décroissante la plus fonction la plus courante est la fonction logistique :

$$G(e) = \frac{1}{1+\exp(-\beta e)} \quad (5.16)$$

où  $\beta > 0$  (généralement  $\beta = 1$ ), qui fournit une valeur de sortie comprise entre 0 et 1. L'alternative à la fonction sigmoïde logistique est la tangente hyperbolique :

$$G(e) = \tanh(\beta e) = \frac{\exp(\beta e) - \exp(-\beta e)}{\exp(\beta e) + \exp(-\beta e)} \quad (5.17)$$

Où la fonction G varie entre -1 et + 1,

Les fonctions tangentes hyperboliques et logistique se rapprochent respectivement de la fonction signe et de la fonction échelon, tout en fournissant des dérivées lisses et non nulles par rapport aux signaux d'entrée. Ces deux fonctions d'activation sont parfois appelées fonctions d'écrasement car les entrées de ces fonctions sont écrasées dans l'intervalle [0,1] ou [-1,1]. Elles sont également appelées fonctions sigmoïdales car leurs courbes en forme de S présentent des propriétés lisses et asymptotiques. Parfois, les fonctions tangentes hyperboliques sont appelées fonctions sigmoïdales bipolaires et les fonctions logistiques sont appelées fonctions sigmoïdales binaires. Ces deux activations sont souvent utilisées dans les problèmes de régression et de classification.

Pour que les réseaux neuronaux puissent approximer une fonction à valeur continue non limitée à l'intervalle [0,1] ou [-1,1], la fonction de nœud de la couche de sortie est généralement une somme pondérée sans fonctions d'écrasement. Ceci est équivalent à une situation dans laquelle la fonction d'activation est une identité, et les nœuds de sortie de ce type sont souvent appelés nœuds linéaires.

#### **4. Topologie des réseaux de neurones :**

Dans le cerveau biologique, un grand nombre de neurones sont interconnectés pour former le réseau et réaliser des activités intelligentes avancées. Le réseau neuronal artificiel est construit par des modèles de neurones et se compose dans la plupart des cas de couches de neurones interconnectées par des connexions pondérées. L'agencement des neurones, des connexions et des modèles en un réseau neuronal est appelé topologie (ou architecture).

## 4.1 Les couches de neurones

Les réseaux neuronaux sont organisés en couches de neurones. Au sein d'une couche, les neurones sont similaires à deux égards :

- les connexions qui alimentent la couche de neurones proviennent de la même source ;
- les neurones de chaque couche utilisent le même type de connexions et de fonction d'activation G.

La figure 5.6 présente un réseau à une couche avec K entrées et R neurones.

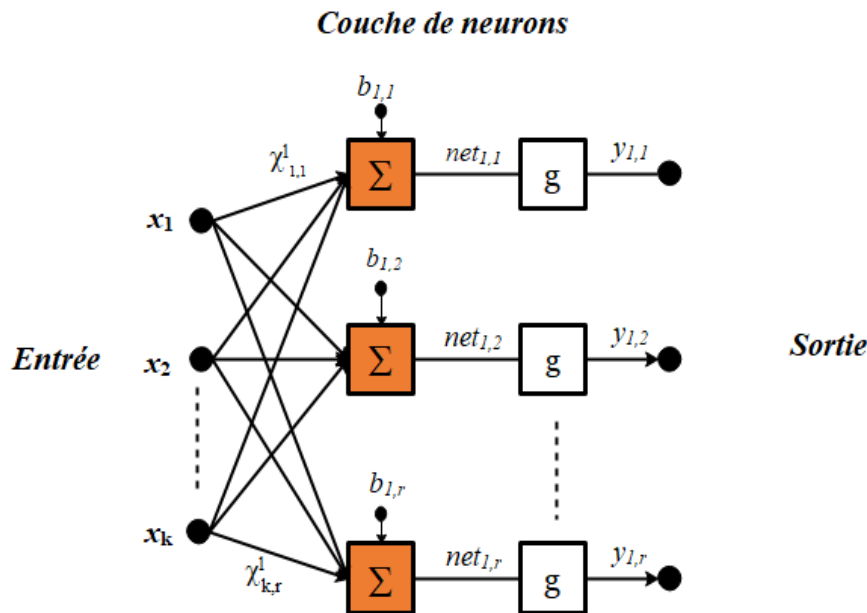


Figure 5.6 : Architecture d'une seule couche RN.

Dans cette topologie, chaque élément du vecteur d'entrée X est relié à l'entrée de chaque neurone par la matrice de poids  $[\chi]$ . La somme des entrées pondérées appropriées du réseau  $[\chi]*X$  est l'argument de la fonction d'activation G. Enfin, les sorties des couches de neurones forment un vecteur colonne Y. Il est courant que le nombre d'entrées soit différent du nombre de neurones, c'est-à-dire ( $K \neq R$ ).

## 4.2 Réseaux neuronaux multicouches (RNM) :

Un réseau neuronal peut comporter plusieurs couches. Il existe deux types de connexions appliquées dans le RNM :

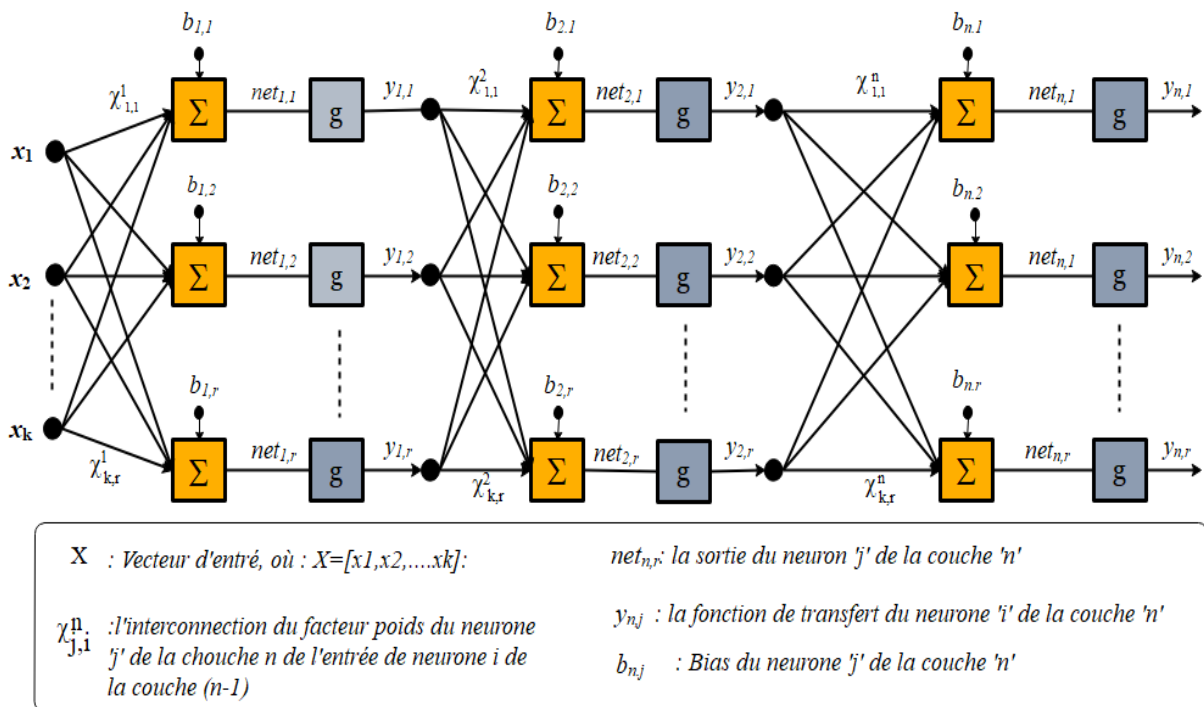
- Les connexions intra-couches : ce sont des connexions entre les neurones de la même couche.

- Les connexions inter-couches : ce sont des connexions entre les neurones de différentes couches.

Il est possible de construire des RNA qui se composent de l'un ou des deux types de connexions. L'organisation du RNA est classée en grande partie en deux types :

- Un réseau à rétroaction (également appelé récurrent).
- Un réseau feed forward,

Lorsque le RNM possède des connexions qui transmettent des informations dans une seule direction (par ex, l'entrée vers la sortie) sans aucune voie de rétroaction dans le réseau, il s'agit d'un réseau RNM à action directe. Ce type de réseau est le plus utilisé dans les applications d'électronique de puissance et d'entraînement. Mais si le réseau a des chemins de rétroaction, où la rétroaction est définie comme tout chemin à travers le réseau qui permettrait aux mêmes neurones d'être visités deux fois, alors il s'agit d'un RNM à rétroaction.



**Figure 5.7 :** Architecture d'un réseau de neurones multicouches avec plusieurs entrées ( $k$ ) et couches ( $R$ ).

La figure 5.7 présente un exemple de réseau multicouche feedforward. Chaque couche possède une matrice de poids  $\chi_k(l)$  une entrée pondérée  $X(l)$  et un vecteur de sortie  $Y(l)$ , où  $l$  est le nombre de couches. Les couches d'un RNA multicouche jouent des rôles différents. Les couches dont la sortie du réseau sont appelées couches de sortie. Toutes les autres couches sont appelées couches cachées. Dans de nombreux

ouvrages, une couche supplémentaire, appelée couche d'entrée, est introduite. Cette couche consiste en un vecteur d'entrée pour l'ensemble du RNM (dans cette couche, le vecteur d'entrée est égal au vecteur de sortie).

Les RNA à rétroaction ont toutes les connexions possibles entre les neurones. Certains des poids peuvent être mis à zéro pour créer des couches au sein du réseau de rétroaction si on le souhaite. Les réseaux à rétroaction sont assez puissants car ils sont séquentiels plutôt que combinatoires comme les réseaux à anticipation. La sortie de ces réseaux, en raison de la rétroaction existante, peut soit osciller, soit converger.

### **4.3 Apprentissage et dressage du réseau de neurone RN**

L'une des qualités les plus importantes des RNA est leur capacité à apprendre. L'apprentissage est défini comme un changement des valeurs de poids de connexion qui entraîne la capture d'informations qui peuvent être rappelées ultérieurement. Plusieurs algorithmes sont disponibles pour un processus d'apprentissage. En général, les méthodes d'apprentissage peuvent être classées en deux catégories : l'apprentissage supervisé et l'apprentissage non supervisé.

Le premier type d'apprentissage est un processus qui intègre un enseignant externe et (ou) des informations globales. Ces algorithmes d'apprentissage supervisé comprennent : l'apprentissage par correction d'erreur, l'apprentissage par renforcement, l'apprentissage stochastique, etc.

Contrairement à l'apprentissage non supervisé, également appelé auto-organisation, où le processus n'intègre pas d'enseignant externe et ne s'appuie que sur des informations locales durant tout le processus d'apprentissage. Voici quelques exemples d'apprentissage non supervisé : L'apprentissage Hébbien, l'apprentissage en composantes principales, l'apprentissage Hebbien différentiel, l'apprentissage min-max et l'apprentissage compétitif.

La plupart des techniques d'apprentissage utilisent l'apprentissage hors ligne. Lorsque l'ensemble des motifs est utilisé pour conditionner les connexions avant l'utilisation du réseau, nommé apprentissage hors ligne. Par exemple, l'algorithme de formation par rétropropagation est utilisé pour ajuster les connexions dans les réseaux RNA multicouches à anticipation, mais il nécessite des milliers de cycles à travers toutes les paires de modèles jusqu'à ce que les performances souhaitées du réseau soient atteintes. Une fois que le réseau fonctionne correctement, le poids est stocké et le réseau résultant est utilisé en mode rappel par la suite. Les systèmes d'apprentissage hors ligne ont une exigence inhérente au fait que tous les modèles doivent être résidents pour la formation.



Tous les réseaux n'effectuent pas un apprentissage hors ligne. Certains réseaux peuvent ajouter de nouvelles informations "on the fly" de manière non destructive. Si un nouveau modèle doit être incorporé dans les connexions du réseau, cela peut être fait immédiatement sans aucune perte des informations stockées précédemment. L'avantage des réseaux d'apprentissage hors ligne est qu'ils fournissent généralement des solutions supérieures dans des problèmes difficiles tels que la classification non linéaire. Toutefois, l'apprentissage en ligne permet aux RNA d'apprendre pendant le fonctionnement du système. Dans cette section uniquement, les algorithmes d'apprentissage supervisé basés sur la correction d'erreur pour les RNA à anticipation seront décrits. Cela s'explique par le fait que les systèmes de commande d'entraînement utilisent principalement des RNA à anticipation.

### **Algorithmes d'apprentissage pour les réseaux neuronaux à anticipation (FFNN) :**

La rétropropagation est une généralisation de l'algorithme des moindres carrés (LMS). Dans cet algorithme, une fonction d'erreur est définie et est égale à la différence quadratique moyenne entre la sortie désirée et la sortie réelle du réseau RNA à anticipation. Afin de minimiser cette fonction d'erreur, l'algorithme de rétropropagation utilise une technique de recherche du gradient.

#### **➤ The Widrow-Hoff (Standard delta) learning rule**

Règle d'apprentissage pour un neurone linéaire, Considérons le cas le plus simple d'un RNA. Cela signifie que le réseau neuronal est constitué d'un neurone linéaire avec N entrées. Nous allons étudier le processus d'apprentissage supervisé de ce réseau. Il est donc utile d'introduire ce que l'on appelle une séquence d'apprentissage. Cette séquence est définie comme suit :

$$T = \left\{ \{X^{(1)}, z^{(1)}\}, \{X^{(2)}, z^{(2)}\}, \dots, \{X^{(p)}, z^{(p)}\} \right\} \quad (5.18)$$

où chaque élément  $\{X(j), z(j)\}$  est constitué du vecteur d'entrée  $X$  dans l'étape  $j^{\text{eme}}$  du processus d'apprentissage, et du signal de sortie désiré approprié  $z$ . Afin de montrer l'algorithme d'apprentissage, la fonction d'erreur est présentée comme :

$$Q = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^p (z^{(j)} - y^{(j)})^2 \quad (5.19)$$

Où,  $z^j$  et  $y^j$  sont les sorties désirées et estimées respectivement. Cette équation peut s'exprimer autrement, sous la forme suivante :

$$Q = \sum_{j=1}^p Q^{(j)} \quad (5.20)$$

Où  $Q^{(j)}$  est définie par l'expression suivante :

$$Q^{(j)} = \frac{1}{2} (z^{(j)} - y^{(j)})^2 \quad (5.21)$$

Puisque  $Q$  est une fonction de  $\chi$ , le minimum de  $Q$  peut être trouvé en utilisant la méthode de descente du gradient :

$$\Delta \chi_i = -\eta \frac{\partial Q}{\partial \chi_i} \quad (5.22)$$

Où  $\eta$  est la constante de proportionnalité appelée taux d'apprentissage. Pour l'étape  $j^{\text{eme}}$  du processus d'apprentissage, la variation de  $\chi_i$ , est obtenue comme suit :

$$\chi_i^{(j+1)} - \chi_i^{(j)} = \Delta \chi_i = -\eta \frac{\partial Q}{\partial \chi_i} \quad (5.23)$$

Et en utilisant la règle de la chaîne :

$$\frac{\partial Q^{(j)}}{\partial \chi_i} = \frac{\partial Q^{(j)}}{\partial y^{(j)}} \frac{\partial y^{(j)}}{\partial \chi_i} \quad (5.24)$$

La première partie montre les changements d'erreur dans l'étape  $j^{\text{eme}}$  du processus d'apprentissage avec la sortie du neurone et la deuxième partie de combien le changement de  $\chi_i$  change cette sortie. D'après (Eq. 5.22), on obtient :

$$\frac{\partial Q^{(j)}}{\partial y^{(j)}} = -(z^{(j)} - y^{(j)}) = -\delta^{(j)} \quad (5.25)$$

Puisque la sortie du réseau linéaire est définie comme :

$$y^{(j)} = \sum_{k=1}^N \chi_k^{(j)} \cdot X_k^{(j)} \quad (5.26)$$

Ensuite ;

$$\frac{\partial y^{(j)}}{\partial \chi_i} = X_i^{(j)} \quad (5.27)$$

En substituant (Eq.5.25) et (Eq. 5.27) dans (Eq. 5.24), l'équation devient:

$$-\frac{\partial Q^{(j)}}{\partial \chi_i} = \delta^{(j)} X^{(j)} \quad (5.28)$$

Ainsi, la règle de changement de poids (Eq. 4.22) est donnée par :

$$\Delta \chi^{(j)} = \eta \delta^{(j)} x^{(j)} \quad (5.29)$$

Ou sous forme de vecteur :

$$\Delta \chi^{(j)} = \eta \delta^{(j)} X^{(j)} \quad (5.30)$$

Enfin, l'algorithme pour les nouvelles valeurs du vecteur de poids  $\chi$  peut être écrit comme suit:

$$\chi^{(j+1)} = \chi^{(j)} + \eta \delta^{(j)} X^{(j)} \quad (5.31)$$

La règle delta est à la base de la plupart des algorithmes d'apprentissage appliqués. Elle met essentiellement en œuvre la descente du gradient dans une erreur somme-carrée pour les fonctions linéaires. Dans ce cas, sans couches cachées, la surface d'erreur a la forme d'un bol avec un seul minimum, de sorte que la descente du gradient est garantie pour trouver le meilleur ensemble de poids avec des couches cachées, cependant, il n'est pas si évident de calculer les dérivés, et la surface d'erreur n'est pas concave vers le haut, il y a donc le danger de rester coincé dans les minima locaux .

### ➤ **The Back-Propagation Training Algorithm:**

La rétropropagation est la généralisation de la règle d'apprentissage de Widrow-Hoff aux réseaux à couches multiples et aux fonctions de transfert différentiables non linéaires. Les vecteurs d'entrée et les vecteurs cibles correspondants sont utilisés pour entraîner un réseau jusqu'à ce qu'il soit capable d'approximer une fonction, d'associer des vecteurs d'entrée à des vecteurs de sortie spécifiques ou de classer des vecteurs d'entrée d'une manière appropriée prédéfinie . Les réseaux avec des biais, une couche sigmoïde et une couche de sortie linéaire sont capables d'approximer n'importe quelle fonction avec un nombre fini de discontinuités. La rétropropagation standard est un algorithme de descente de gradient, tout comme la règle d'apprentissage de Widrow-Hoff, dans laquelle les poids du réseau sont déplacés le long du négatif du gradient de la fonction de performance. Le terme de rétropropagation fait référence à la manière dont le gradient est calculé pour les réseaux multicouches non linéaires.

RN présente des analogies avec les réseaux neuronaux biologiques, comme il est déjà mentionné. la mémoire ou l'intelligence est apportée de manière distribuée par les jonctions synaptiques des neurones, les poids synaptiques des RNA apportent une intelligence distribuée similaire. Cette intelligence permet le mappage entrée-sortie de base ou la propriété de reconnaissance des formes des réseaux neuronaux. Cette propriété est également définie comme une mémoire associative par laquelle, lorsqu'un modèle de signal est imprimé à l'entrée, le modèle correspondant est généré à la sortie. Cette génération de motifs ou reconnaissance de motifs est possible grâce à une formation adéquate du réseau RN.

Les réseaux de rétropropagation correctement formés ont tendance à donner des réponses raisonnables lorsqu'on leur présente des entrées qu'ils n'ont jamais vues. Typiquement, une nouvelle entrée conduit à une sortie similaire à la sortie correcte pour les vecteurs d'entrée utilisés dans la formation qui sont similaires à la nouvelle entrée présentée. Cette propriété de généralisation permet d'entraîner un réseau sur un ensemble représentatif de paires entrée/cible et d'obtenir de bons résultats sans entraîner le réseau sur toutes les paires entrée/sortie possibles [15].

## **5. Modélisation du MRAS par approche neurale :**

Les réseaux de neurones ont prouvé leur efficacité dans plusieurs domaines: tels que le traitement de signal, l'identification paramétrique, la commande des procédés non-linéaires, l'estimation et la détection de défauts. Dans ce contexte, un modèle d'estimation de la vitesse est présenté par approche des réseaux de neurones. La modélisation et l'architecture de ces réseaux sont détaillées. L'entraînement de ces réseaux de neurones est effectué à l'aide des algorithmes d'apprentissage de la boîte à outil Neural Network de Matlab. L'étude des performances de cet observateur est analysée à travers une commande prédictive de la machine asynchrone. Cette analyse penche particulièrement vers la convergence et la robustesse de l'observateur sous le benchmark test. La nouvelle approche d'observation de la vitesse de rotation est basée sur le concept de systèmes adaptatifs avec modèle de référence (MRAS). Le nouveau model MRAS consiste à remplacer le modèle adaptatif par un réseau de neurone à deux couches et le modèle de référence par des réseaux multicouche à action directe. Les réseaux de neurones artificiels constituent une approche captivante pour résoudre non seulement les problèmes d'identification et de modélisation, mais aussi les problèmes de contrôle de processus complexes non linéaires. Par conséquent, les raisons essentielles du choix d'un réseau neuronal sont la non-linéarité de l'observateur et la capacité de cette technique à compenser les incertitudes du modèle mathématique. L'association du RNAet de l'observateur RF-MRAS pour la vitesse améliore la robustesse de l'entraînement électrique contre les dérives, le bruit ou les variations paramétriques.

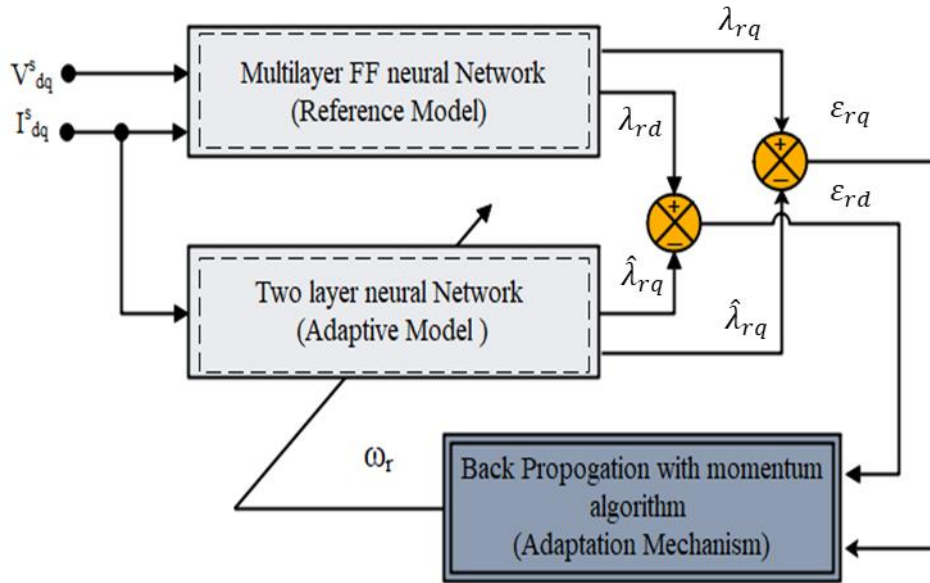


Figure 5.8 : Structure de l'observateur MRAS neurale proposée.

### 5.1 Modèle neuronal du modèle adaptatif:

Le modèle adaptatif est remplacé par un simple réseau à deux couches, ce qui confère au système entier une réponse rapide et une plus grande précision. Des poids adaptables et invariables sont établis dans le réseau neuronal, où le poids variable est proportionnel à la vitesse du rotor. Les poids variables sont ajustés via l'erreur de sortie entre les modèles de référence et ajustables pour chaque divergence de la vitesse estimée par rapport à la vitesse réelle du rotor. Ainsi, pour obtenir les ajustements de facteurs requis dans les réseaux neuronaux, la discrétisation de l'équation (5.1)-(5.2) par la méthode d'Euler peut être considérée comme suit :

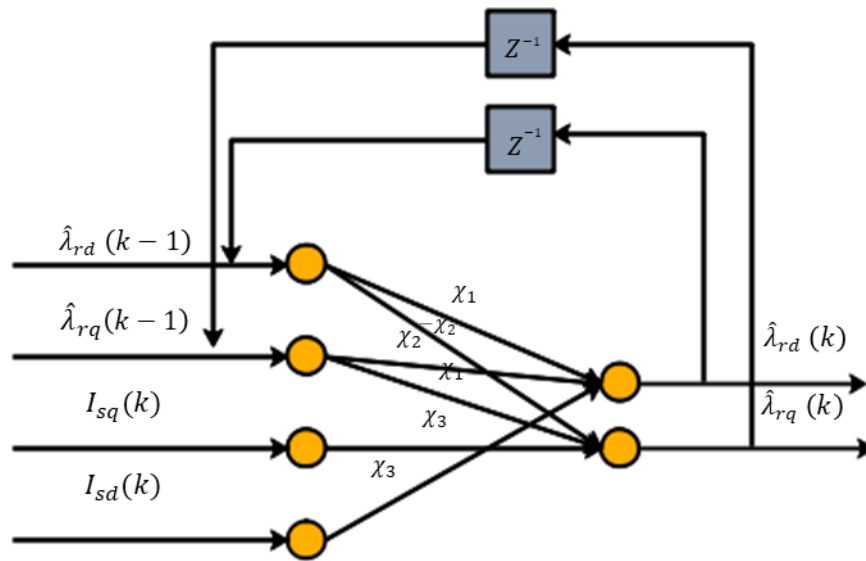
$$[\hat{\lambda}_r(h)] = \chi_1 \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{dr}(h-1) \\ \hat{\lambda}_{qr}(h-1) \end{bmatrix} - \chi_2 \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{qr}(h-1) \\ \hat{\lambda}_{dr}(h-1) \end{bmatrix} + \chi_3 \begin{bmatrix} i_{ds}(h-1) \\ i_{qs}(h-1) \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

Où  $h$  est le temps d'échantillonnage réel,  $\hat{\lambda}_{dr}$  et  $\hat{\lambda}_{qr}$  sont les composantes d-q du flux du rotor de liaison dans le cadre de référence du stator.  $\chi_1$ ,  $\chi_2$  et  $\chi_3$  sont les coefficients des poids des réseaux neuronaux exprimés comme suit :

$$\chi_1 = 1 - \frac{T_s}{T_r}, \chi_2 = \omega_r T_s, \chi_3 = T_m \cdot \frac{T_s}{T_r} \quad (5.33)$$

Les coefficients de pondération  $\chi_1$  et  $\chi_3$  sont invariables, tandis que le  $\chi_2$  est inconstant et proportionnel à la vitesse du moteur. L'équation (5.32) peut être modélisée par un réseau neuronal simple comprenant quatre cellules d'entrée. Les cellules d'entrée du réseau neuronal sont le courant du stator et la

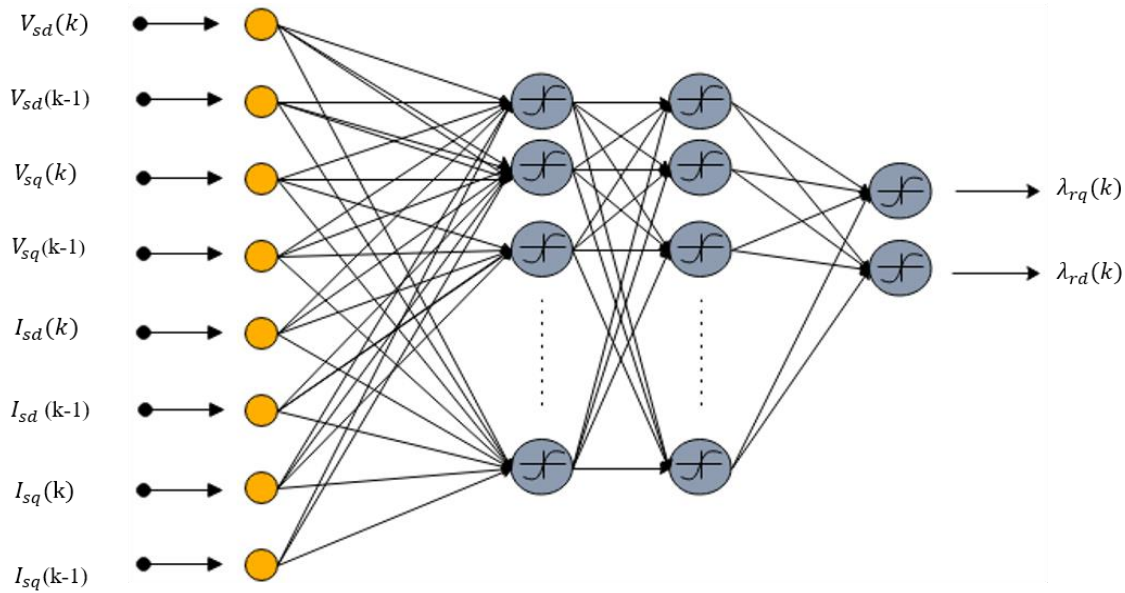
sortie du flux du rotor estimé. Les coefficients de poids  $\chi_i$  assurent la connexion entrée-sortie comme schématisé dans la figure 5.9



**Figure 5.9 :** Architecture du modèle adaptatif de réseau neuronal de l'observateur RF-MRAS.

## 5.2 Modèle de référence du réseau neuronal :

En utilisant la méthodologie de conception présentée précédemment, un réseau neuronal multicouche à anticipation est adopté pour remplacer entièrement le modèle de référence, comme illustré à la Fig.5.10. Pour fournir une meilleure précision, les échantillons actuels et passés des courants statoriques directs et en quadrature  $\{ i_{sd}(t), i_{sq}(t), i_{sd}(t-1), i_{sq}(t-1) \}$  et de la tension statorique  $\{ V_{sd}(t), V_{sq}(t), V_{sd}(t-1), V_{sq}(t-1) \}$  sont utilisés comme variables d'entrée du RN. Tandis que les sorties, elles sont délivrées comme les quantités d-q du flux rotorique  $\{ \lambda_{sd}(t), \lambda_{sq}(t) \}$ . Cette structure est différente de celle proposée par les auteurs dans [PHA20] où ils n'utilisent que des échantillons présents. En augmentant le nombre d'entrées pour impliquer plus d'échantillons dans le passé, des performances plus élevées sont obtenues. Cependant, cela a impliqué un plus grand nombre de données formées, ce qui implique plus d'efforts de calcul pour réaliser une haute véracité d'approximation. Par conséquent, la stratégie d'essai et d'erreur est utilisée pour sélectionner le nombre de neurones dans la couche cachée, afin de trouver un compromis entre la complexité du calcul lorsque le nombre sélectionné est grand et la véracité de l'approximation lorsque le nombre choisi est petit. Dans le modèle de réseau neuronal proposé, l'architecture à deux couches cachées est sélectionnée ; elle se compose de 8-27-27-2 neurones. En outre, l'algorithme de Levenberg-Marquardt est utilisé pour former le réseau neuronal avec une EQM cible de  $1 \times 10^{-7}$  sélectionnée comme critère d'arrêt. Dans les couches cachées et de sortie, les fonctions hyperbolique, tangente, sigmoïde et linéaire pure sont choisies comme fonctions d'activation.



**Figure 5.10 :** Architecture du modèle de référence du réseau neuronal de l'observateur RF-MRAS.

### 5.3 Processus de formation :

La présente section décrit le train de fonctionnement des RN. La technique de rétropropagation est l'un des algorithmes les plus utilisés pour former les réseaux neuronaux dans la pratique. Cette approche est fondée sur la méthode de recherche de la descente la plus raide qui atténue l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre les quantités requises et estimées. L'optimisation du processus s'effectue en deux phases : la propagation et la mise à jour du poids assurée par l'apprentissage des erreurs. Le nouveau mécanisme neuronal adaptatif est entraîné en utilisant la procédure de supervision de Levenberg-Marquart. Le profil de vitesse a été appliqué dans les quatre quadrants pour une commande de moteur asynchrone dans différentes régions de vitesse (haute, moyenne et basse) soumises à divers changements de charge. L'entraîneur de conception d'entrée/sortie est acquis avec une fréquence d'échantillonnage de 2kHz. Afin de rassembler une collection de bases de données riche et représentative pour l'entraînement du réseau, deux groupes de bases de données sont considérés. Chaque groupe contient 5000 données d'entrée/sortie, le premier étant utilisé pour le réseau d'apprentissage et le second pour le réseau d'évaluation.

## 6. Simulation et Discussions :

Afin de confirmer et d'analyser les capacités de l'observateur NNRF\_MRAS proposé, la commande vectorielle sans capteur d'un système d'entraînement à moteur asynchrone est construite et évaluée dans différentes plages de vitesse via l'environnement logiciel Matlab/Simulink. Plusieurs tests ont été effectués avec des scénarios extrême pour mettre en évidence le comportement et les performances corrigés dans les

régions à haute et basse vitesse. L'analyse de l'enquête adoptée pour tester l'observateur est réalisée selon les tests de référence Benchmark tests, où les paramètres du moteur asynchrone utilisé, sont indiqués dans l'annexe B.

## 6.1 Performance dynamique :

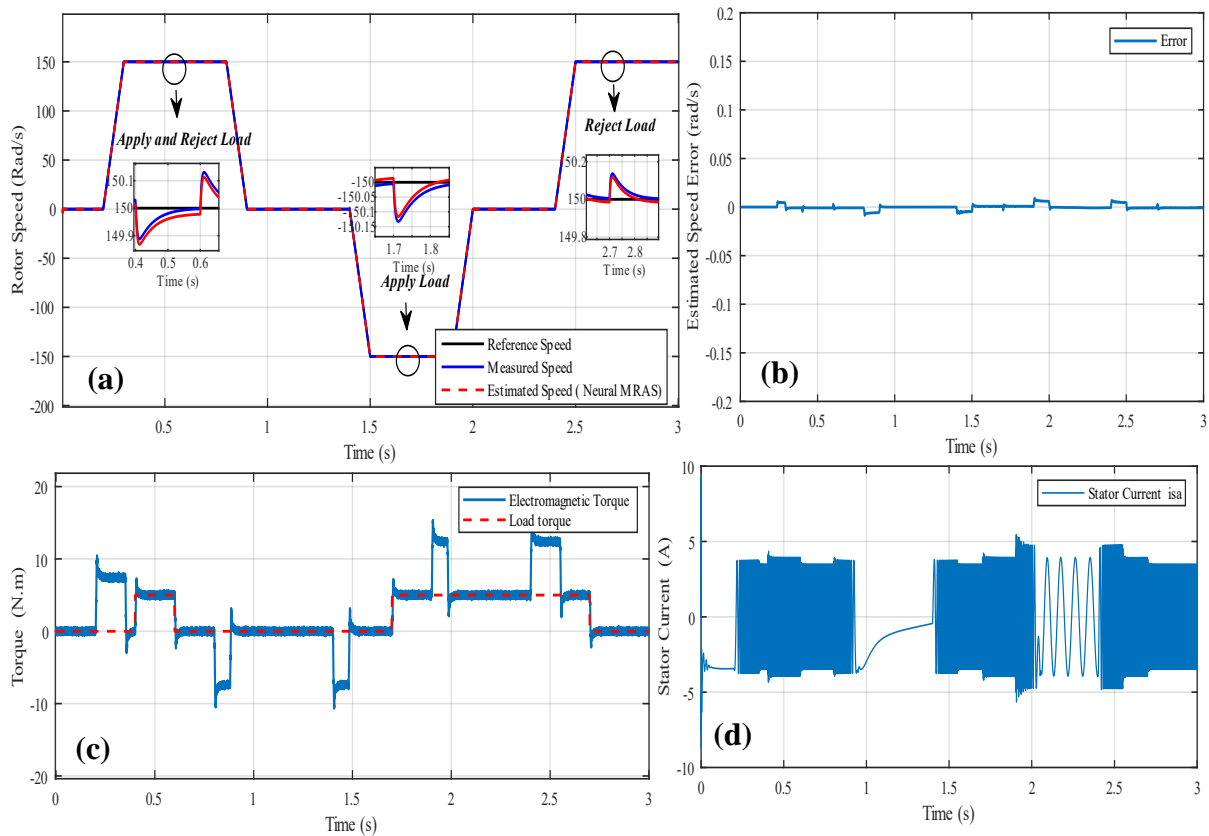
Dans ce qui suit, le moteur et l'observateur sont confrontés à deux scénarios de commande différents pour tester la performance dynamique sur la base du Benchmark tests recommandé dans [PHA20], dans lequel le premier scénario évalue la performance sous les transitions instantanées et le processus de fonctionnement pour les régions à grande vitesse grande ou a vitesse nulle. Tandis que, le deuxième scénario implique la vitesse d'inversion dans les régions à faible et à très faible vitesse.

Dans la première étude, la référence de vitesse passe de zéro à 150 rad/s à l'instant 0,2s et elle persiste jusqu'à  $t = 0,8s$ , puis elle diminue pour atteindre zéro à  $t = 0,9s$  où la vitesse est maintenue au point mort jusqu'à  $t = 1s$ . Au cours de la période [1,4s ; 2,4s], un profil de vitesse quasi-régulier est inséré dans l'orientation rotative inverse, identifiant la région suivante de performance périlleuse à une vitesse de -150rad/s pour l'intervalle de temps [ 1,5s ; 1,8s]. Finalement, la vitesse de référence remonte à une valeur de 150 rad/s. La charge nominale est imposée aux instants  $t = 0,4s$  et  $t = 1,7s$  puis rejetée aux instants  $t = 0,6s$  et  $t = 2,7$  respectivement. L'application et l'élimination de la charge de couple à ces instants permettront d'évaluer l'impact de ces perturbations sur la robustesse du modèle.

La figure 5.11 présente les réponses de vitesse, l'erreur de vitesse estimée, le couple et le courant statorique pendant le premier test. A partir de ces résultats de simulation, il est observé que la vitesse estimée suit correctement la vitesse mesurée et sa référence. Ceci est confirmé par la forme d'onde de l'erreur d'estimation de la vitesse qui est presque nulle pour les grandes et petites vitesses. L'observateur a montré une immunité à la variation de la charge, ce qui est confirmé par la faible variation et la convergence rapide de la vitesse. La comparaison des résultats du MRAS neuronal aux méthodes proposées par [SRI19] et [PHA20] a mené que tous les observateurs ont montré une performance similaire qui est une très bonne estimation avec une réponse instantanée du couple pour la plage de vitesse élevée, et des erreurs de vitesse

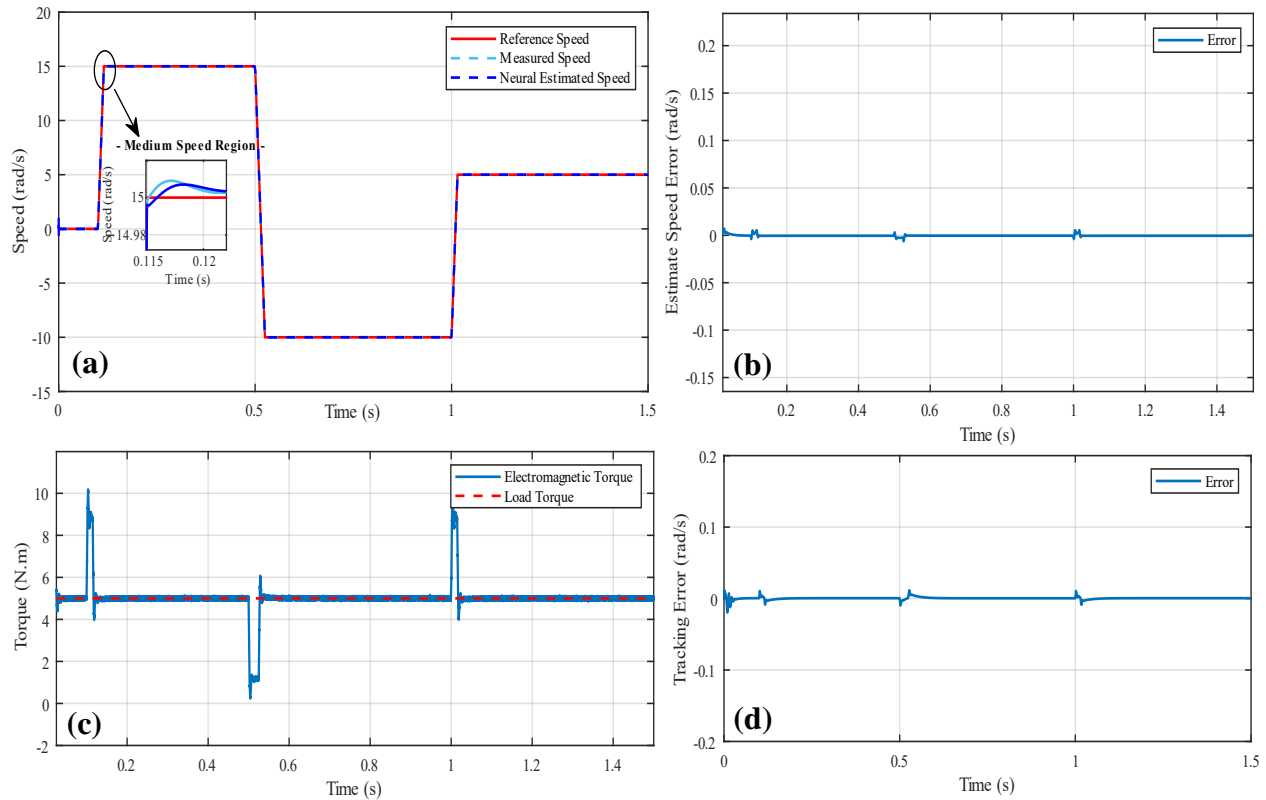


minime qui ne dépassent pas 1,5 rad/s pour [PHA20] et 0,12 rad/s pour [SRI19] et presque nulles pour le modèle proposé.



**Figure 5.11** : Analyse des performances à grande vitesse de l'observateur NN RF-MRAS : (a) Réponses de vitesse, (b) erreur de vitesse estimée, (c) couple électromagnétique, et (d) forme d'onde de phase du courant statorique.

Dans le second essai, le scénario adopté est une inversion de vitesse de référence de 15rad/s à -10rad/s, puis une augmentation à 10rad/s appliquée avec l'entraînement à une charge de 50 %, afin d'évaluer les performances dynamiques de l'observateur NNRF-MRAS à basse vitesse. La figure 5.12(a) présente les réponses de vitesse de : référence, mesurées et estimées, tandis que les figures 5.12(b) et 4.12(d) montrent les erreurs estimées et de suivi correspondantes. A partir de ces résultats, il est remarqué que la vitesse estimée a correctement suivi la vitesse mesurée et sa référence sur l'ensemble du test, avec des erreurs d'estimation et de suivi presque nulles. En montrant une augmentation mineure pendant les régions transitoires rapides. Le couple électromagnétique en régime permanent converge vers la valeur de référence de la charge (5N.m) avec des oscillations réduites, comme le montre la figure 5.12(c). Pendant l'inversion de vitesse, le couple a diminué à 1 N.m, ce qui résulte en un couple négatif généré par le moteur.



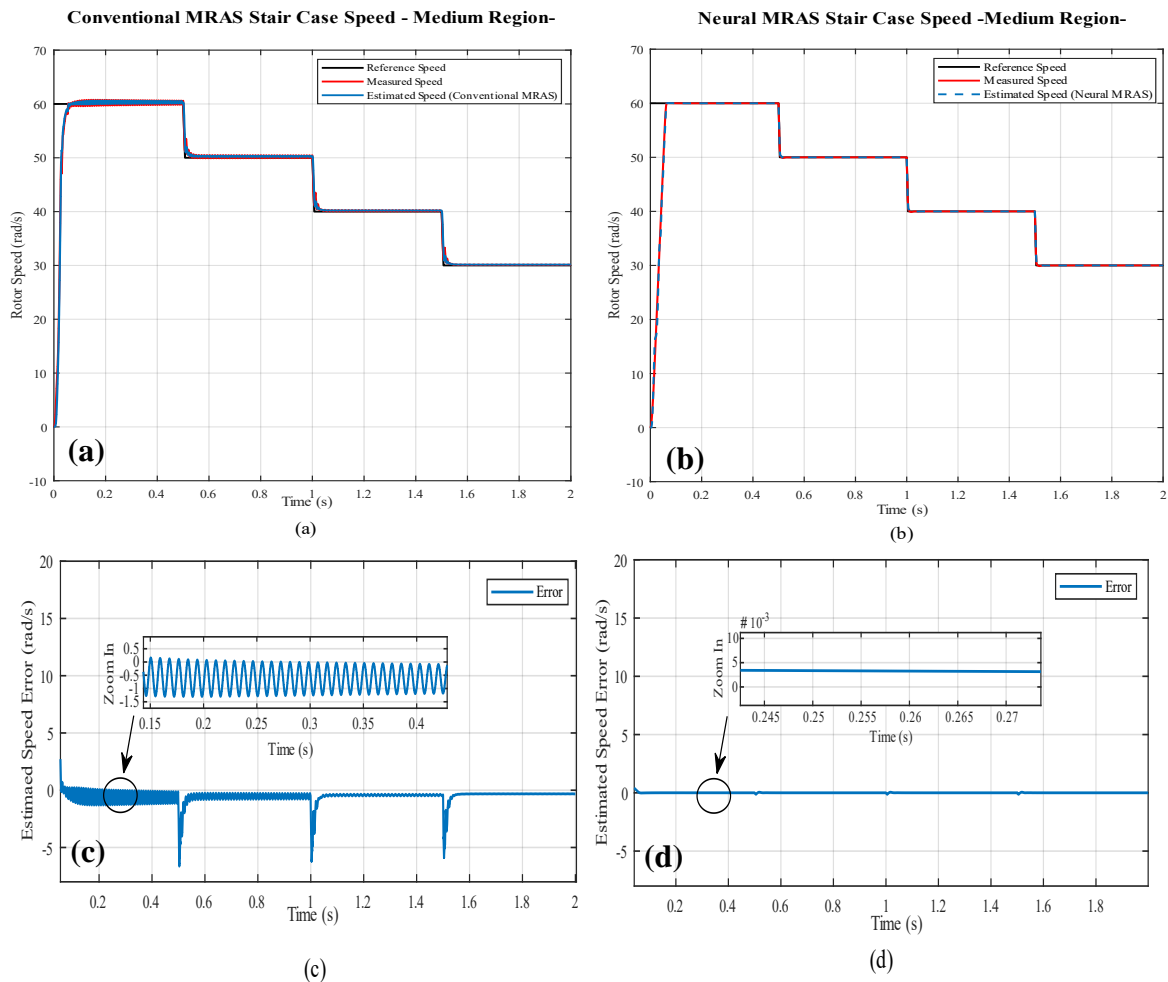
**Figure 5.12:** Analyse des performances de l'observateur NN RF-MRAS en cas d'inversion à basse vitesse : (a) réponses de vitesse, (b) erreur de vitesse estimée, (c) couple électromagnétique, et (d) erreur de suivi.

A partir des deux scénarios présentés ci-dessus, l'observateur NN RF-MRAS a assuré une excellente performance dynamique pendant les variations de vitesse. En outre, il a révélé un dépassement inférieur et une erreur de vitesse estimée minimale. De plus, le retour d'information sur le couple électromagnétique acquis avec le MRAS neuronal est plus efficace, et les signaux sont plus lisse que les résultats obtenus dans [SRI19] et [PHA20] (où plus d'ondulations ont émergé).

## 6.2 Performances dans les gammes de vitesse moyenne :

Cet essai examine la précision de l'observateur dans la gamme des vitesses moyennes en fournissant divers taux de référence, allant de 60 rad/s à 30 rad/s et en appliquant 50% de la charge nominale. Le système simulé est réalisé avec deux ensembles d'observateurs, dont l'observateur NNRF-MRAS et l'observateur conventionnel RF-MRAS sous les mêmes conditions. La figure.5.13 illustre la vitesse et la réponse d'erreur estimée pour le MRAS conventionnel et neuronal. D'après ces résultats, il est remarqué que la précision de l'observateur RF-MRAS NN dans ce domaine est extrême, ce qui est prouvé par une erreur de vitesse estimée nulle en régime permanent et une erreur estimée négligeable en régime transitoire (moins de 0,05 rad/s), comme l'illustre la figure 5.13(b) et la figure 5.13(d). D'autre part, le RF-

MRAS conventionnel présente un résultat presque analogue pour le suivi de la vitesse, avec une erreur estimée plus élevée atteignant 1,5 rad/s en régime permanent et 5 rad/s en régime transitoire (figure 5.13(c)).

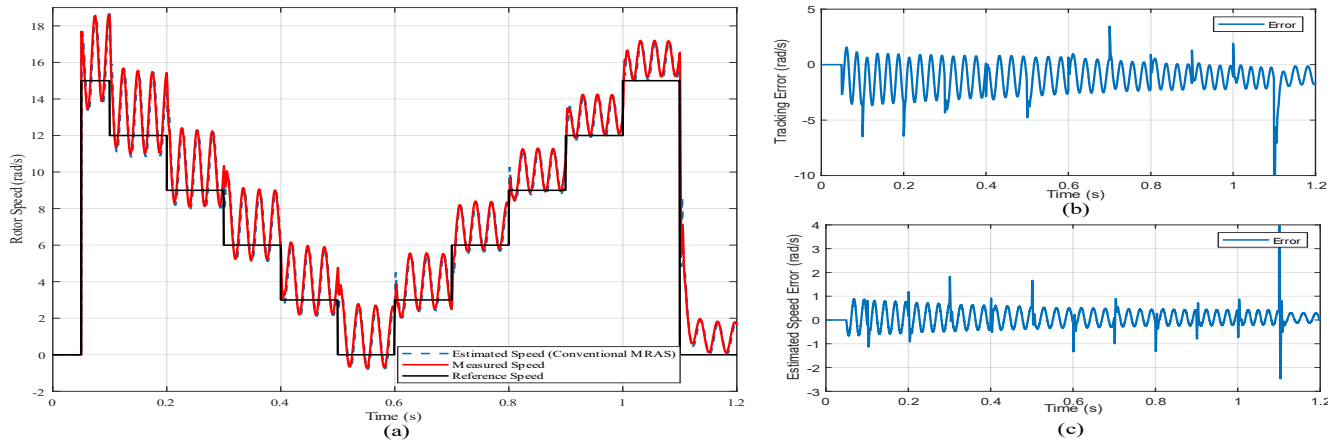


**Figure 5.13** : Analyse des performances des observateurs MRAS conventionnel et NN RF-MRAS à la vitesse du palier moyen : (a) réponse de vitesse du MRAS conventionnel, (b) réponse de vitesse du NN RF-MRAS, (c) erreur de vitesse estimée du MRAS conventionnel, (d) erreur de vitesse estimée du NN RF-MRAS.

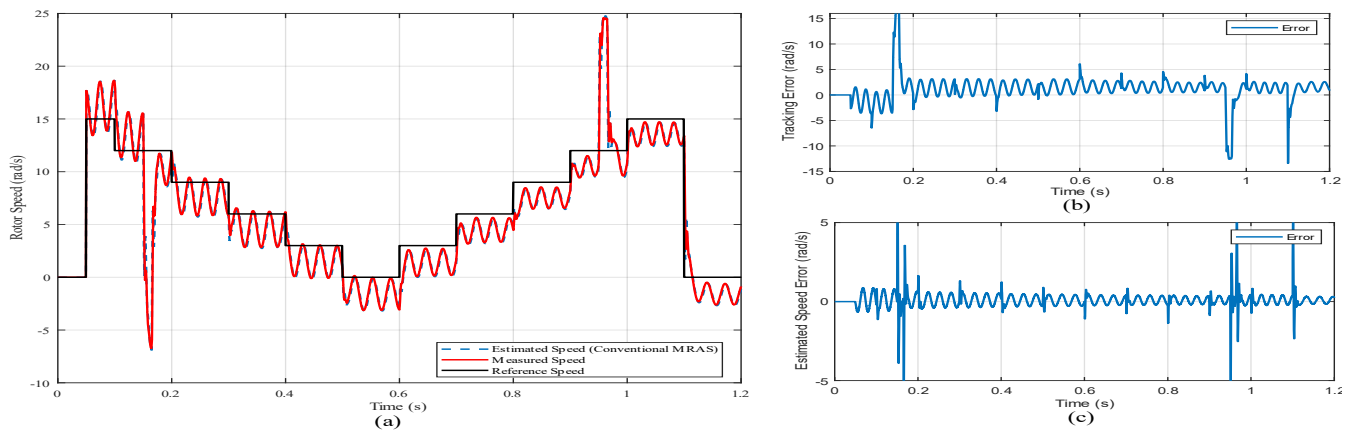
### 6.3 Performances dans les plages de vitesses faibles et très faibles :

Dans une troisième étude, la précision de l'observateur est examinée dans les régions à vitesse faible et nulle sur la base de Benchmark test [PHA20]. La vitesse de référence du système varie de 115 rad/s à zéro puis augmente jusqu'à 15 rad/s par pas de 3 rad/s. Une variation soudaine de la charge est introduite entre  $t = 0,15s$  et  $t = 0,95s$ . La Fig.5.16 et la Fig.5.17 montrent le retour de vitesse de l'observateur NNRF-MRAS avec et sans application de charge, respectivement. Comme illustré dans ces résultats, la vitesse estimée dans les deux tests suit la vitesse réelle de façon régulière. De même, comme le montre la partie zoom de la figure 5.16(a) et de la figure 5.17(a), les deux quantités suivent la vitesse de référence

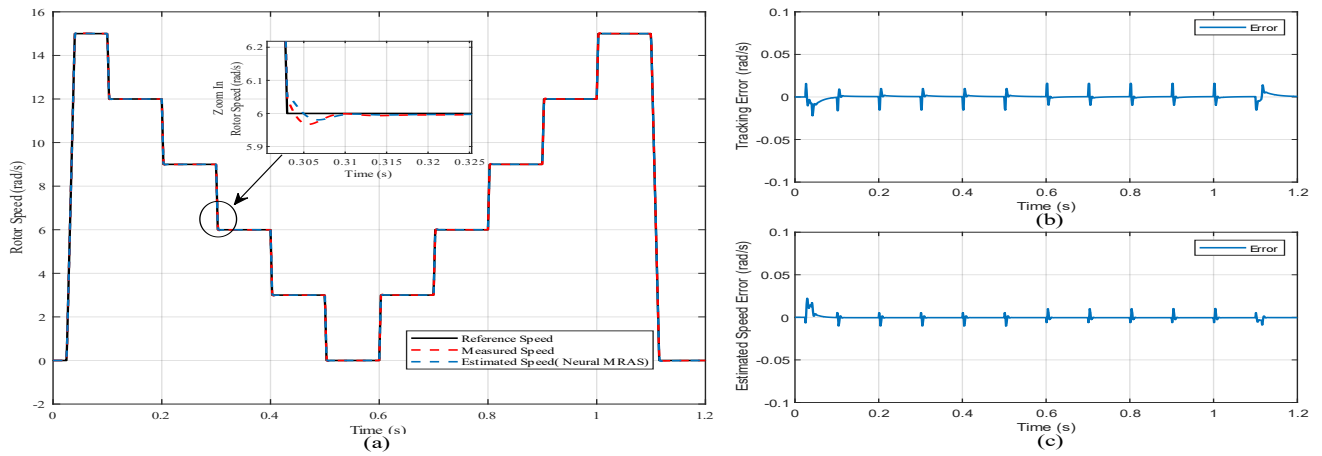
avec moins d'oscillations. De toute évidence, l'erreur de vitesse estimée converge rapidement vers zéro après l'application ou la suppression du couple de charge. Les résultats du MRAS conventionnel révèlent une baisse de performance dans le suivi de la vitesse de référence, une augmentation de l'erreur estimée, une instabilité dans la région des basses vitesses(Fig.5.14 et Fig.5.15).



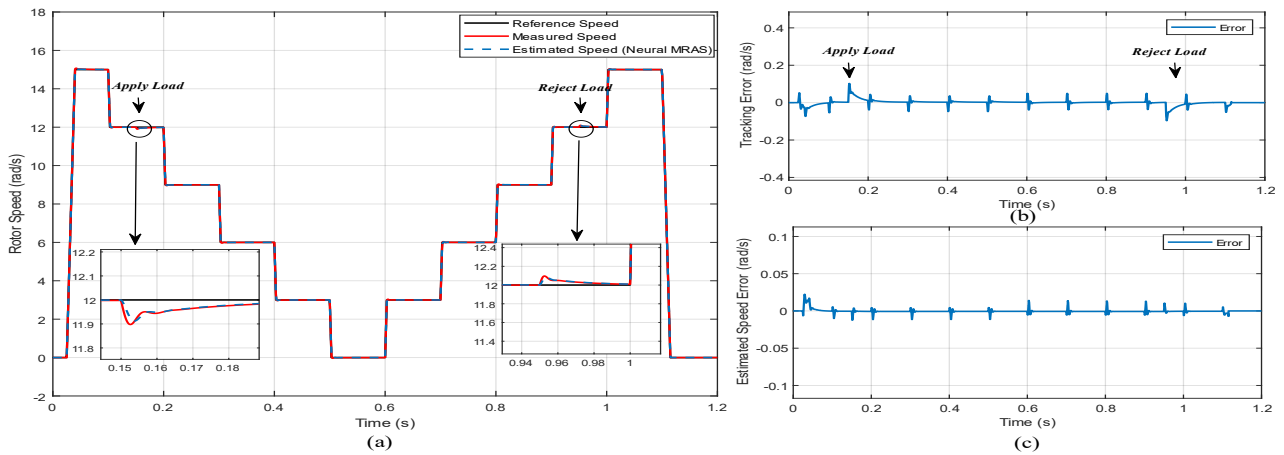
**Figure 5.14:** Analyse des performances à basse vitesse de l'observateur MRAS conventionnel pour la variation de la vitesse par paliers sans perturbation de la charge : (a) Réponses de vitesse, (b) erreur de suivi et (c) erreur de vitesse estimée.



**Figure 5.15:** Analyse des performances à basse vitesse de l'observateur MRAS conventionnel pour la variation de la vitesse par paliers avec perturbation de la charge : (a) Réponses de vitesse, (b) erreur de suivi et (c) erreur de vitesse estimée.



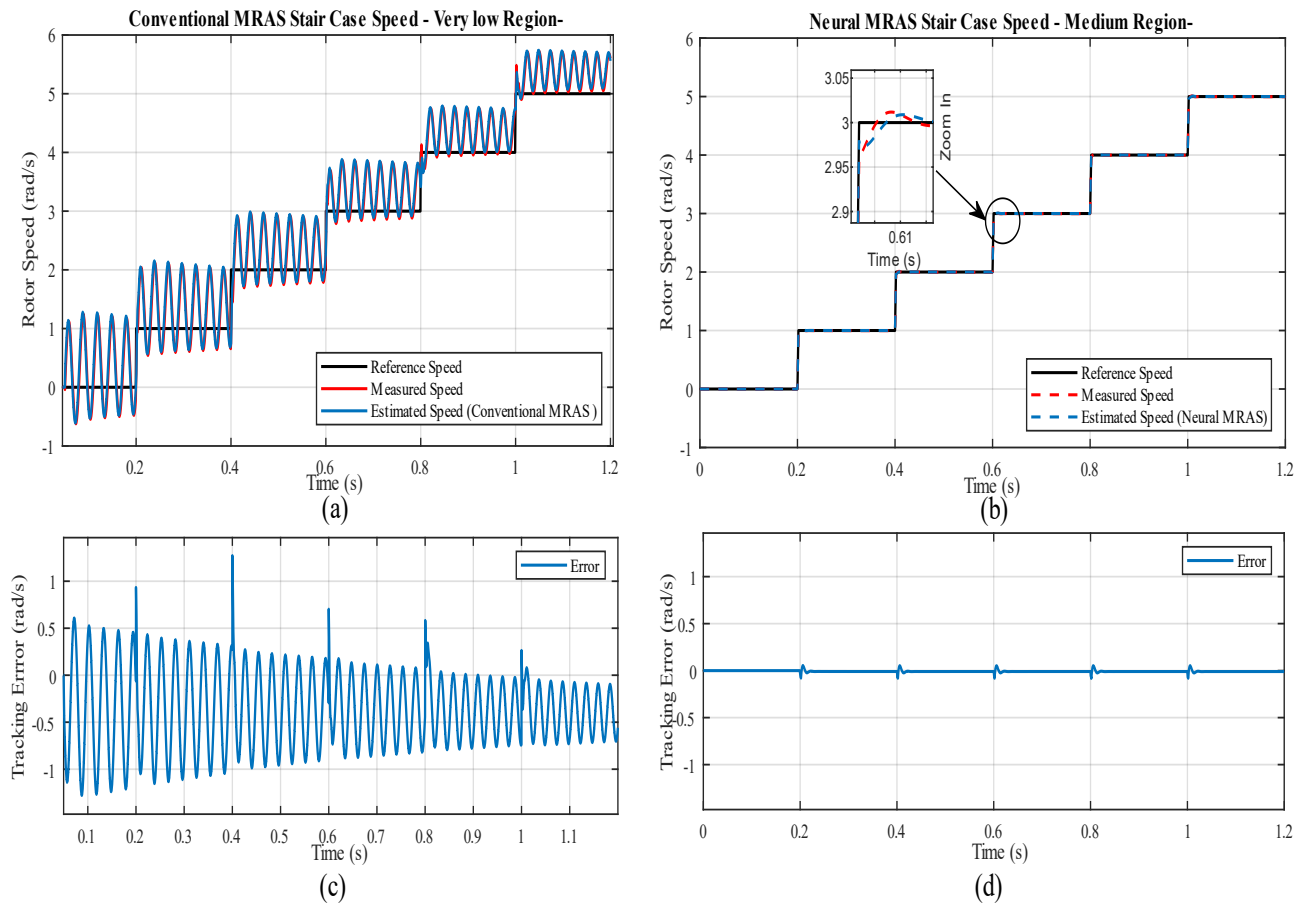
**Figure 5.16:** Analyse des performances à basse vitesse de l'observateur NN RF-MRAS proposé pour une variation de vitesse par palier sans perturbation de la charge : (a) Réponses de vitesse, (b) erreur de suivi et (c) erreur de vitesse estimée.



**Figure 5.17:** Analyse des performances à basse vitesse de l'observateur NN RF-MRAS proposé pour la variation de la vitesse par paliers avec perturbation de la charge : (a) Réponses de vitesse, (b) erreur de suivi et (c) erreur de vitesse estimée.

En comparant les résultats de l'observateur proposé à ceux présentés dans la littérature, le NN RF-MRAS a impliqué une vitesse estimée stable et convergente, ainsi qu'une erreur presque nulle de 0.02rad/s. En revanche, l'observateur utilisé dans [SRI19] révèle un problème d'instabilité et des erreurs de vitesse plus importantes dans les régions zéro et basse vitesse. Tandis que, le modèle présenté dans [PHA20] montre de petites oscillations dans la vitesse estimée et une sensibilité remarquable à la variation de la charge. Les résultats des deux observateurs susmentionnés montrent des effets indésirables qui détériorent les performances de l'entraînement dans la région basse vitesse. Contrairement, au système d'entraînement sans capteur avec le NN RF-MRAS observateur proposé présente des performances substantielles avec une excellente précision d'estimation.

Un test supplémentaire est adopté pour évaluer la robustesse de l'observateur proposé dans les régions à très faible vitesse, en fournissant une vitesse de référence allant de zéro à 5 rad/s avec un pas de 1 rad/s sous une charge nominale de 10%. D'après les résultats présentés dans la figure 5.18(a) et la figure 5.18(c), le MRAS conventionnel n'a pas réussi à assurer la stabilité du système en raison des fluctuations importantes et de l'erreur de vitesse élevée instable, tandis que le NN RF-MRAS proposé a garanti des performances stables et des erreurs en régime permanent réduites par rapport au schéma conventionnel (figure 5.18(b) et figure 5.18(d)). Par conséquent, l'observateur proposé démontre sa capacité à maintenir la région de vitesse nulle sans aucune fluctuation.



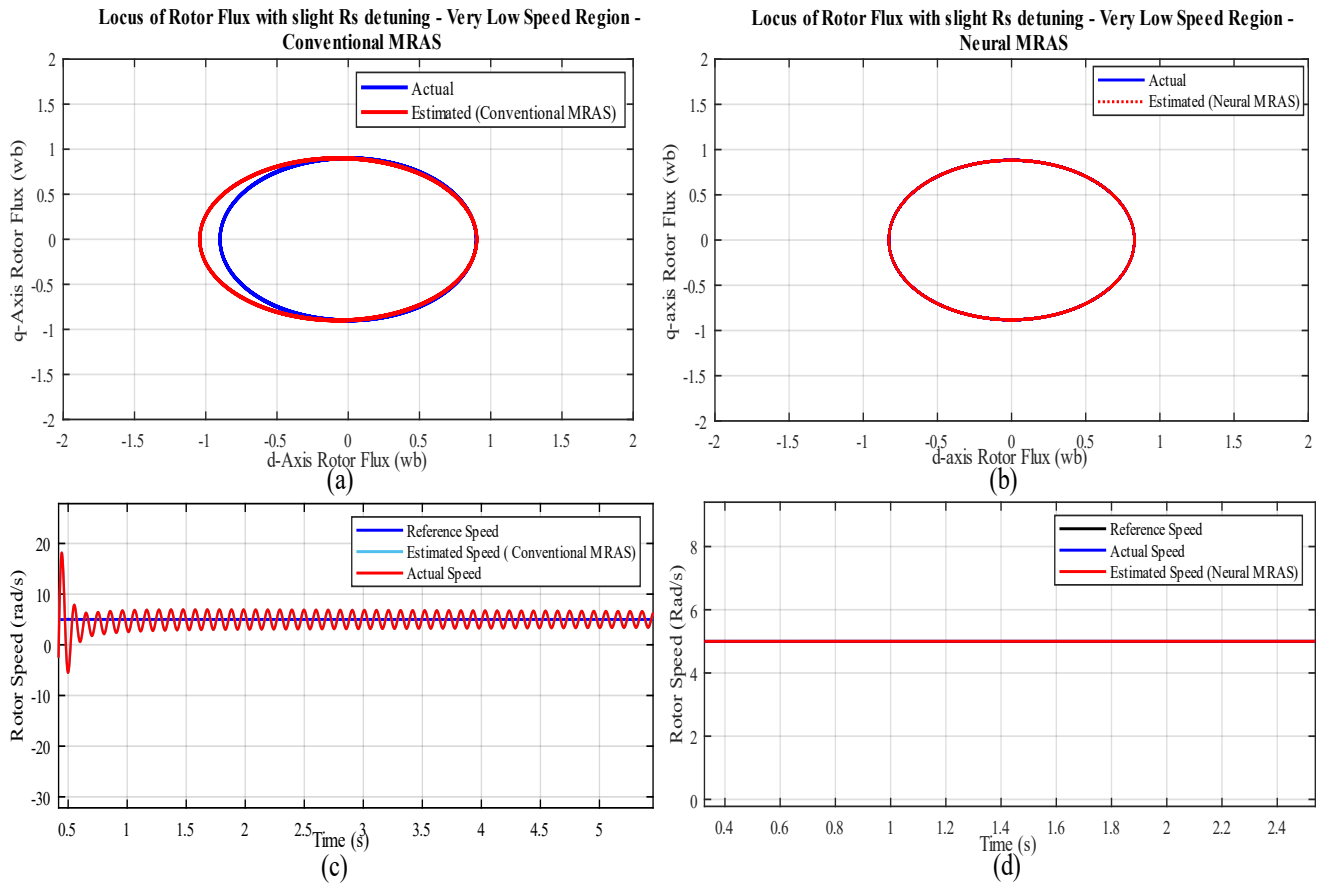
**Figure 5.18 :** Analyse des performances de la région zéro des observateurs MRAS conventionnel et NN RF-MRAS pour une variation palier de la vitesse : (a) Réponses à la vitesse de l'observateur MRAS conventionnel, (b) Réponses à la vitesse de l'observateur NN RF-MRAS, (c) erreur de suivi de l'observateur MRAS conventionnel, (d) erreur de suivi de l'observateur NN RFMRAS.

## 6.4 Performance sous variation de la résistance statorique :

Dans cet essai, la sensibilité de l'entraînement à la variation de la résistance du stator a été étudiée. En réalité, la résistance statorique d'un moteur d'entraînement réel ne subit jamais de changement soudain pendant la variation de température en raison de la grande constante de temps thermique. Dans ce test, un cas drastique de changement soudain de résistance est appliqué où son impact est inspecté à très basse vitesse dans la gamme de 5rad/s avec une condition de charge nominale de 25%. Deux scénarios différents sont approuvés pour la variation de la résistance du stator : une variation légère et une variation importante.

Dans le premier scénario, un léger décalage de la résistance du stator pour l'entraînement du moteur est appliqué, dans lequel la variation est limitée à moins de 5% de la valeur nominale de la résistance. La figure 5.19 illustre les réponses du flux et de la vitesse du rotor pour les observateurs NN RF-MRAS et MRAS conventionnel. Le graphique du cercle du flux rotorique de l'observateur proposé poursuit avec précision le cercle du flux réel et il est centralisé sur l'origine analogue au flux réel (Fig.5.19(b)). En conséquent, le rayon du cercle de l'estimateur de flux NN RF-MRAS est identifié comme similaire au flux réel. Dans le cas du MRAS conventionnel, le cercle du flux du rotor n'est pas centralisé sur l'origine et il est déplacé sur le côté de l'origine autour de 0.06544Wb et a été augmenté approximativement de 4.944% (Fig.5.19(a)). Le NN RF-MRAS proposé estime avec précision les composantes du flux, même en cas de désaccord de la résistance du stator, où l'erreur quadratique moyenne (EQM) du flux du rotor dans l'axe d-q est de  $1,117 \times 10^{-7}$  et  $1,324 \times 10^{-7}$  respectivement. En outre, la réponse de la vitesse ; La figure 5.19(c) et la figure 5.19(d) ; indiquent respectivement la vitesse estimée pour le RF-MRAS conventionnel et le NN RF-MRAS en cas de léger décalage de la résistance du stator.

D'après les résultats, il est évident que la vitesse estimée pour le NN RF-MRAS suit rigoureusement la vitesse de référence et présente une erreur d'estimation négligeable. Contrairement au MRAS conventionnel dans lequel l'erreur d'estimation de la vitesse oscille entre 2,68 rad/s et 6,71 rad/s.



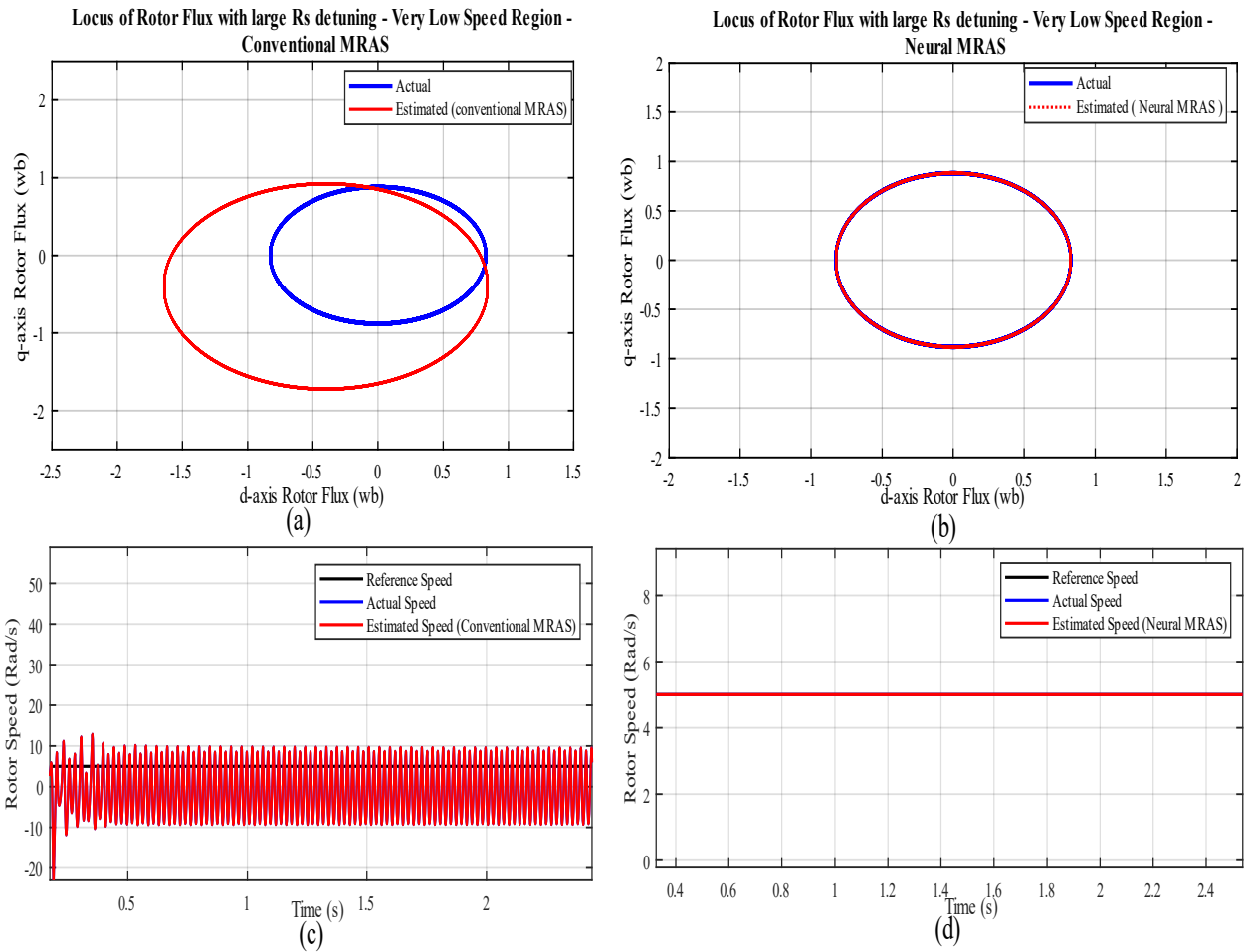
**Figure 5.19 :** Analyse des performances des observateurs MRAS conventionnel et NN RF-MRAS pour un décalage de 5% de la résistance du stator à une vitesse de référence de 5rad/s : (a) Cercle du flux rotorique MRAS conventionnel, (b) Cercle du flux rotorique NN RF-MRAS, (c) Réponse de vitesse MRAS conventionnel, et (d) Réponse de vitesse NN RF-MRAS.

En fait, la résistance du stator dans de nombreuses applications réelles peut atteindre une plage plus large que celle considérée dans le test précédent. Pour cette raison, le deuxième scénario adopté pour évaluer la validité de l'observateur proposé est une variation de la résistance du stator de l'ordre de 50% de la valeur nominale.

La figure 5.20 illustre le flux du rotor et la réponse de la vitesse estimée pour les observateurs conventionnel et proposé. Le graphique de l'observateur NN RF-MRAS, comme le montre la figure 5.20(b), suit parfaitement le cercle du flux réel sans être affecté par la variabilité de la variation de la résistance. Tandis que, le cercle du flux MRAS conventionnel est principalement décalé de l'origine autour de 0,4076Wb, ce qui est 622,952% plus grand que dans l'essai précédent. Le rayon du modèle conventionnel a été étendu de 66,53% par rapport à l'essai précédent, ce qui prouve que l'augmentation de la résistance du stator implique une augmentation du rayon du cercle du flux du rotor (Fig.5.20(a)). En conséquent, cela entraîne une augmentation des fluctuations de la vitesse estimée de l'observateur conventionnel. La vitesse



estimée résultant du MRAS conventionnel a marqué une immense fluctuation entre  $-9,829$  rad/s et  $12,068$  rad/s qui prouve la sensibilité de l'observateur par rapport au changement de la résistance (Fig.5.20(c)). L'observateur NN RF-MRAS a marqué une haute véracité ainsi que l'immunité au changement de paramètre de l'entraînement qui souligne la robustesse du modèle et la stabilité du système.



**Figure 5.20 :** Analyse des performances des observateurs MRAS conventionnel et NN RF-MRAS pendant un décalage de 50 % de la résistance du stator à une vitesse de référence de 5rad/s : (a) Cercle de flux du rotor MRAS conventionnel, (b) Cercle de flux du rotor NN RF-MRAS, (c) Réponse de vitesse MRAS conventionnel et (d) Réponse de vitesse NN RF-MRAS.

Le tableau 5.1 illustre les résultats comparatifs du RF-MRAS conventionnel, du VM-MRAS modifié [SRI19], du SC-MRAS modifié [PHA20] et du NN RF-MRAS proposé dans différentes conditions de fonctionnement, y compris toutes les contraintes de simulation analysées ci-dessus. Les résultats obtenus montrent que l'observateur NN RF-MRAS a de meilleures performances par rapport aux autres modèles, l'erreur en régime permanent étant seulement 0,02 rad/s et le dépassement étant réduit de 30 %. D'autre part, le NN RF-MRAS présente des comportements élevés tels que la robustesse contre les perturbations et la variation des paramètres, une réponse rapide et un bon suivi quelle que soit la région de vitesse : haute, moyenne, basse ou très basse.

**Tableau 5-1 : Récapitulatif exhaustif des différents résultats de simulation de l'observateur RF-MRAS1 conventionnel et de l'observateur NNRF-MRAS1 proposé par rapport aux observateurs de vitesse [PHA20] et [SRI19] .**

Operating condition		Parameter		RF-MRAS	SC-MRAS [PHA20]	VM-MRAS [SRI19]	NN RF-MRAS	
Speed (rad/s)	High speed Region	Overshoot/Undershoot (%)		34	6	18	<0.1	
		Settling time (s)		SSE	0.5	1.8	0.05	
		Mean error		3.0	1.73	0.5	0.05	
		Peak error		34	8	20	0.1	
		Standard deviation		19	13.91	15	0.03	
	Medium Speed Region	Overshoot/Undershoot (%)		15	8	10	<0.1	
		Settling time (s)		1.5	0.6	1.15	0.03	
		Mean error		4.6	1.9	2.0	0.0052	
		Peak error		15	3	10	0.01	
		Standard deviation		10.3	5.2	5.9	0.021	
	Low Speed Region	Overshoot/Undershoot (%)		26	2.5	4	<0.1	
		Settling time (s)		Unstable	0.5	1.2	0.02	
		Mean error		12.6	2.9	4.2	0.05	
		Peak error		4.6	2	4.0	0.06	
		Standard deviation		9.4	4.6	6.1	0.014	
	Very Low Speed Region	Overshoot/Undershoot (%)		50	3.0	-	0.33	
		Settling time (s)		Unstable	0.75	-	0.02	
		Mean error		1.2	1.6	-	<0.1	
		Peak error		1.7	3.0	-	0.1	
		Standard deviation		3.417	4.2	-	0.0121	
Torque (N.m)	Medium Speed	increase load from zero to rated load	Overshoot/Undershoot (%)	20	7	15	0.83	
		Reject load	Overshoot/Undershoot (%)	15	9	-	1.66	
Rs Variation	Slight	Rotor Flux	MSE for Rotor Flux (Wb)	d-axis	0.105	-	-	$1.117 \times 10^{-7}$
			q-axis	0.198	-	-	$1.324 \times 10^{-7}$	
		Speed (rad/s)	Overshoot/Undershoot (%)	80.6	-	-	<0.1	
	large	Rotor Flux	MSE for Rotor Flux (Wb)	d-axis	0.4463	-	-	$1.25 \times 10^{-7}$
			q-axis	0.7552	-	-	$1.36 \times 10^{-7}$	
		Speed (rad/s)	Overshoot/Undershoot (%)	437.94	-	-	<0.1	
Tracking Performance				Bad	Good	Medium	Perfect	

## 7. Conclusion :

Ce chapitre a mis en évidence une stratégie de contrôle sans capteur totalement nouvelle pour l'amélioration des performances des moteurs asynchrones à commande prédictive. Dans un premier temps, le MRAS conventionnel a été utilisé pour l'estimation de la vitesse, certes que cette structure n'assure pas une bonne précision dans les régions à faible et très faible vitesse. Ce qui nous amène à proposer, un nouvel algorithme associant le réseau neuronal artificiel (RN) et l'observateur MRAS de flux rotorique. Le nouvel observateur de vitesse NN RF-MRAS utilise deux réseaux neuronaux, à savoir le modèle adaptatif à réseau neurone-simple et le modèle de référence à réseau de neurone-multicouche. L'utilisation du RN assure l'élimination de l'intégration pure, l'insensibilité à la variation de la résistance du stator, la robustesse et une grande précision. Les performances du RF-MRAS NN proposé sont étudiées de manière approfondie dans le cadre d'un ensemble systématique des tests de Benchmark pour diverses conditions de fonctionnement. D'après les résultats de la simulation, l'observateur proposé converge très rapidement, il a des performances dynamiques plus élevées et des erreurs de vitesse mineures dans les états transitoires et les états statiques ( $\pm 0,02 \text{ rad/s}$ ). D'autre part, cet observateur montre une meilleure immunité à la variation paramétrique de la résistance du stator. L'observateur NN RF-MRAS présente donc une technique prometteuse pour l'estimation de la vitesse pour les moteurs asynchrones à commande sans capteur.

# Conclusion Générale et Perspectives

Dans le contexte de l'énergie renouvelable, l'optimisation du rendement du groupe machine-convertisseur est une nécessité pour améliorer les performances de l'ensemble. L'optimisation globale impose une optimisation côté contrôle, en minimisant les calculs de la commande, ainsi que côté puissance en réduisant les pertes dynamiques des convertisseurs statiques. Pour parvenir à cet objectif, nous avons proposé dans cette thèse :

Une stratégie de sélection de tension optimale pour la commande prédictive à contrôle finis d'un moteur asynchrone afin d'améliorer la commande prédictive conventionnelle FS-PTC. Cette approche est appliquée à une commande du moteur asynchrone alimentée par un onduleur conventionnel de deux niveaux 2L-VSI. La stratégie proposée n'utilise que trois vecteurs de tension, au lieu des huit utilisés dans la commande FS-PTC conventionnelle pour la prédiction et l'optimisation. De ce fait, l'efficacité du calcul est améliorée ainsi que la réduction de la fréquence de commutation moyenne de chaque commutateur est obtenue, ce qui a réduit le nombre d'objectifs de contrôle dans la fonction de coût. Cette réduction rend la sélection des facteurs de pondération plus simple que dans la méthode conventionnelle. Ces avantages sont obtenus sans aucune dégradation des performances de couple et de flux.

Ensuite, Les performances du FS-PTC amélioré avec un onduleur de tension de trois niveaux de type NPC a été étudiée comme deuxième axe du chapitre 4. L'algorithme proposé a assuré une faible distorsion harmonique dans le courant statorique, et une ondulation du couple et du flux de moins 22.3%, 20.83% , 33.3% respectivement. De plus, un contrôleur à mode glissant de second ordre basé sur l'algorithme de super twisting a été appliqué à la boucle de vitesse externe au lieu du contrôleur linéaire (PI) conventionnel pour améliorer de manière compacte la stabilité du contrôle et la robustesse contre les perturbations de la charge externe. Les résultats de la simulation ont montré que l'algorithme non linéaire FS-PTC proposé est également efficace.

Une commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone basée sur MRAS neurale a été présenté dans le chapitre 5. Le nouveau model MRAS consiste à remplacer le modèle adaptatif par un réseau de neurone à deux couches et le modèle de référence par des réseaux multicouche à action directe. Les réseaux de neurones artificiels constituent une approche captivante pour résoudre non seulement les problèmes d'identification et de modélisation, mais aussi les problèmes de contrôle de processus complexes non linéaires. Cette association montre que le système est plus robuste et les performances statiques et dynamiques de cet observateur sont illustrées par des résultats de simulation. A partir des erreurs

d'observation, il est remarqué que l'observateur proposé assure une convergence rapide des erreurs vers zéro ainsi qu'une meilleure immunité aux variations paramétriques.

Enfin, une optimisation d'un convertisseur statique via un circuit d'aide à la commutation est proposée. Ce dernier fournit parfaitement une douce commutation, en assurant une commutation à tension et à courant nuls pour l'interrupteur principal du convertisseur DC-DC. Ceci a en résulté l'abolition des ondulations de la tension, minimisation des pertes de puissance de 65,55 %, stabilisation et réduction de la température de la jonction de l'interrupteur de 44,45 %. Sur une base analytique et expérimentale, le circuit du convertisseur proposé garantit une meilleure efficacité vis-à-vis du circuit conventionnel.

## **Travaux Future et Perspectives :**

À l'issue de ces travaux de thèse, nous souhaitons dégager quelques perspectives envisageables. Tout d'abord, par rapport à la commande de la machine, l'étude d'une commande PTC hybride améliorée, qui combine le contrôle vectoriel et la PTC classique, utilisant l'algorithme des SVP. La technique de contrôle vectoriel (boucle de contrôle de courant interne) sera utilisée pour générer le vecteur de tension de référence. Les vecteurs de prédiction seront sélectionnés en fonction de la position du vecteur de tension de référence. Enfin, un état de commutation optimal sera sélectionné sur la base de la prédiction, comme avec le PTC. Dans ce cas, la charge de calcul devrait être réduite de manière significative, en particulier dans les systèmes avec des convertisseurs multiniveaux et des commandes de machines multiphasées dans lesquels le nombre de vecteurs de tension devrait être important. Ensuite au niveau des observateurs de vitesse, une étude comparative de différents observateurs à base de modèles, tels que NN RF-MRAS, SMO et LO, pour une stratégie FS-PTC sans capteur. Cela permettrait de déterminer l'observateur le plus approprié. Sachant que dans la stratégie FS-PTC, un observateur approprié est vital, car les prédictions des objectifs de contrôle dépendent de la vitesse et des flux estimés. Les erreurs dans les variables estimées conduisent à une sélection incorrecte des vecteurs de tension, ce qui dégrade la performance de la commande. Dans le processus de sélection de l'observateur, certains paramètres sont considérés comme des facteurs clés. Il peut s'agir de la complexité structurelle du système global, l'effort de calcul requis, et la performance de la commande. D'autre part, l'intégration de l'observateur MRAS neurale pour une commande sans capteur pour les stratégies FS-PTC sans capteur simplifiées via des onduleurs multiniveaux devraient être possibles pour d'autres types de machines comme : les machines linéaires, les entraînements PMSM en utilisant la stratégie SVP proposée. Enfin, les résultats de simulations présentés dans cette thèse peuvent être comparés aux résultats pratiques de l'implémentation pour observer les effets de la mise en œuvre pratique. Les résultats de simulation peuvent également aider à fournir un aperçu de tout phénomène inhabituel observé expérimentalement.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

### A

- 
- [ABD11] ABDELLI, R., REKIOUA, D., et REKIOUA, T. Performances improvements and torque ripple minimization for VSI fed induction machine with direct control torque. *ISA transactions*, 2011, vol. 50, no 2, p. 213-219.
- [AME17] AMEID, Tarek, MENACER, Arezki, TALHAOUI, Hicham, *et al.* Rotor resistance estimation using Extended Kalman filter and spectral analysis for rotor bar fault diagnosis of sensorless vector control induction motor. *Measurement*, 2017, vol. 111, p. 243-259.
- [AMM18] AMMAR, Abdelkarim, KHELDOUN, Aissa, METIDJI, Brahim, *et al.* An experimental assessment of direct torque control and model predictive control methods for induction machine drive. In : *2018 International conference on electrical sciences and technologies in Maghreb (CISTEM)*. IEEE, 2018. p. 1-6.
- [ABH18] ABERKANE, Hesna, SAKRI, Djamel, et RAHEM, Djamel. Improvement of direct torque control performances using FCS-MPC and SVM applied to PMSM: Study and comparison. In : *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*. IEEE, 2018. p. 1-6.
- [ABE18] ABERKANE, Hesna, SAKRI, Djamel, et RAHEM, Djamel. Comparative study of different variants of direct torque control applied to induction motor. In : *2018 9th International Renewable Energy Congress (IREC)*. IEEE, 2018. p. 1-6.
- [AMI18] AMIRI, Mohamad, MILIMONFARED, Jafar, et KHABURI, Davood Arab. Predictive torque control implementation for induction motors based on discrete space vector modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, vol. 65, no 9, p. 6881-6889.
- [ARA18] ARAZI, Mouncif, PAYMAN, Alireza, CAMARA, Mamadou Baïlo, *et al.* Study of different topologies of DC-DC resonant converters for renewable energy applications. In : *2018 Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. IEEE, 2018. p. 1-6.
- [AMO18] AMORNDÉCHAPHON, Damrong, SUWANNAPUK, Korawin, et RITTISAD, Teerapol. Soft-Switched AC Modules for Solar Photovoltaic Applications. In : *2018 International Conference and Utility Exhibition on Green Energy for Sustainable Development (ICUE)*. IEEE, 2018. p. 1-7.
- [ALY19] ALYOUSSEF, Fadi et KAYA, Ibrahim. A review on nonlinear control approaches: sliding mode control, back-stepping control and feedback linearization control. In : *International Engineering and Natural Sciences Conference (IENSC 2019)*. 2019. p. 608-619.
- [ALI19] Ali, A. J., Farej, Z., & Sultan, N. (2019). Performance evaluation of a hybrid fuzzy logic controller based on genetic algorithm for three phase induction motor drive. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 10(1), 117.
- [ABD19] ABDELRAHEM, Mohamed, KENNEL, Ralph, HACKL, Christoph, *et al.* Efficient finite-position-set MRAS observer for encoderless control of DFIGs. In : *2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. IEEE, 2019. p. 1-6.
- [ABO19] ABOREADA, Hassan, WILLIAMSON, Sheldon S., et SOOD, Vijay. Analysis and control of multi-input, single-output, non-isolated DC/DC converter for effective renewable energy management. In : *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. IEEE, 2019. p. 1-6.
- [AMM20] AMMAR, Abdelkarim, BOUREK, Amor, et BENAKCHA, Abdelhamid. Robust SVM-direct torque control of induction motor based on sliding mode controller and sliding mode observer. *Frontiers in Energy*, 2020, vol. 14, no 4, p. 836-849.
- [AVC20] AVCI, Emre et UCAR, Mehmet. Proportional multi-resonant-based controller design method enhanced with a lead compensator for stand-alone mode three-level three-phase four-leg advanced T-NPC inverter system. *IET Power Electronics*, 2020, vol. 13, no 4, p. 863-872.
- [ASF20] ASFU, Workagegn Tatek. Stator current-based model reference adaptive control for sensorless speed control of the induction motor. *Journal of Control Science and Engineering*, 2020, vol. 2020.

### B

- 
- [BLA72] BLASCHKE, Felix. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system in a PWM inverter induction motor drive. *Siemens Rev*, 1972, vol. 39, no 5, p. 217-220.

- [BEN00] Benchaib, A., & Edwards, C. (2000). Nonlinear sliding mode control of an induction motor. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 14(2-3), 201-221.
- [BHA09] Bhat, A. H., & Agarwal, P. (2009). Implementation of a neural-network-based space-vector pulse-width modulation for a three-phase neutral-point clamped high-power factor converter. *Electric Power Components and Systems*, 37(2), 210-233.
- [BEN14] BENZAIIOUA, Ammar. *Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée*. 2014. Thèse de doctorat. Université du Québec à Chicoutimi.
- [BER17] BERMUDEZ, Mario, GONZALEZ-PRIETO, Ignacio, BARRERO, Federico, *et al.* An experimental assessment of open-phase fault-tolerant virtual-vector-based direct torque control in five-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 33, no 3, p. 2774-2784.
- [BAS17] BASNET, Bigyan et LEE, Hong-Hee. Rotor Flux Estimation for Low Speed Induction Motor Sensorless Drives with MRAS. In : *International Conference on Mobile and Wireless Technology*. Springer, Singapore, 2017. p. 509-518.
- [BEN17] BENNASSAR, Abderrahim, ABOU, Ahmed, et AKHERRAZ, Mohamed. Combining fuzzy Luenberger observer and Kalman filter for speed sensorless integral backstepping controlled induction motor drive. *International Journal of Automation and Control*, 2017, vol. 11, no 3, p. 298-313.
- [BIK18] BKEKRI, Rihab, BENAMOR, Anouar, Wafa, Boukadida, *et al.* A new robust discrete sliding mode controller of nonlinear MIMO systems applied to induction motor. In : *2018 International Conference on Advanced Systems and Electric Technologies (IC\_ASET)*. IEEE, 2018. p. 72-77.
- [BKE18] Bkekri, R., Benamor, A., Wafa, B., & Messaoud, H. (2018, March). A new robust discrete sliding mode controller of nonlinear MIMO systems applied to induction motor. In *2018 International Conference on Advanced Systems and Electric Technologies (IC\_ASET)* (pp. 72-77). IEEE.
- [BEN18] Benbouhenni, H. (2018). «Five-level DTC with 12 sectors of induction motor drive using neural networks controller for low torque ripple. » *Acta Electrotechnica et Informatica*, 18(2), 61-66.
- [BOZ18] BOZTAS, Gullu et AYDOGMUS, Omur. ANN-Based Observer for Controlling a SynRM. In : *2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP)*. IEEE, 2018. p. 1-6.
- [BUW18] BU, Wenshao, ZHANG, Xiaofeng, et HE, Fangzhou. Sliding mode variable structure control strategy of bearingless induction motor based on inverse system decoupling. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2018, vol. 13, no 7, p. 1052-1059.
- [BELL18] BELLINASO, Lucas Vizzotto, FIGUEIRA, Henrique Horst, BASQUERA, Mauro Fernando, *et al.* Cascade control with adaptive voltage controller applied to photovoltaic boost converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, vol. 55, no 2, p. 1903-1912.
- [BEN19] Benamor, A., Benchouia, M. T., Srairi, K., & Benbouzid, M. E. H. (2019). A novel rooted tree optimization apply in the high order sliding mode control using super-twisting algorithm based on DTC scheme for DFIG. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 108, 293-302.
- [BOU19] Boukhalfa, G., Belkacem, S., Chikhi, A., & Benagoune, S. (2019). Genetic algorithm and particle swarm optimization tuned fuzzy PID controller on direct torque control of dual star induction motor. *Journal of Central South University*, 26(7), 1886-1896.
- [BOU20] BOULMANE, Asma, ZIDANI, Youssef, CHENNANI, Mohammed, *et al.* Design of Robust Adaptive Observer against Measurement Noise for Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2020, vol. 2020.

[BOI20] BOUREZG, Islam et LOURCI, Nabil Encadreur. *Application de la commande prédictive pour l'équilibrage des sources de tension d'entrée d'un onduleur multi-niveaux*. 2020. Thèse de doctorat. Université de Jijel.

[BLA20] BLAKER, E. L. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor [J]. *IEEE Transactions on Industry Application*, 2020, vol. 22, no 5, p. 820-827.

## C

---

[CAR95] J.-P. Caron et J.-P. Hatier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone " volume 7 deméthodes pratiques de l'ingénieur, collection dirigée par P.BORNE. Electrotechnique, Edition Technip, 1995.

[CAN00] CANUDAS de wit " modelisation contrôle vectoriel et DTC-commande des moteur asynchrone 1",Hermis science publications paris 2000.

[CAN01] Canedo, J. M., Loukianov, A. G., Rubio, G. J., & Verchinin, Y. (2001). Robust Sliding Mode Block Control of DC Motors with Controlled Excitation. In *Conference T&D, Brasil*.

[CHE18] CHEN, Jiahao et HUANG, Jin. Globally stable speed-adaptive observer with auxiliary states for sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 34, no 1, p. 33-39.

[CUI18] CUI, Yaxian, HUANG, Wenxin, SU, Ning, *et al.* Adaptive Full-Order Observer for Induction Motor Based on Bilinear Transformation Method. In : *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2018. p. 1649-1653.

[CHU19] CHU, Yundi, FEI, Juntao, et HOU, Shixi. Adaptive global sliding-mode control for dynamic systems using double hidden layer recurrent neural network structure. *IEEE transactions on neural networks and learning systems*, 2019, vol. 31, no 4, p. 1297-1309.

[CHA20] CHABANI, Mohammed Saci, BENCHOUIA, M. T., GOLEA, A., *et al.* Finite-State Predictive Current Control of a Standalone DFIG-Based Wind Power Generation Systems: Simulation and Experimental Analysis. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 2021, vol. 32, no 5, p. 1332-1343.

[CHE20] CHERIFI, Djamilia et MILOUD, Yahia. Improved Sensorless Control of Doubly Fed Induction Motor Drive Based on Full Order Extended Kalman Filter Observer. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 2020, vol. 64, no 1, p. 64-73.

## D

---

[DEP87] DEPENBROCK, Manfred. Direct self-control (DSC) of inverter fed induction machine. In : *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 1987. p. 632-641.

[DEW91] DE WIT, C. Canudas et SLOTINE, J.-JE. Sliding observers for robot manipulators. *Automatica*, 1991, vol. 27, no 5, p. 859-864.

[DOH11] DO, Hyun-Lark. Nonisolated bidirectional zero-voltage-switching DC–DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, vol. 26, no 9, p. 2563-2569.

[DJE15] DJERIRI, Youcef, *et al.* *Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle*. 2015. Thèse de doctorat.

[DEJ18] DE JESÚS RUBIO, José. Robust feedback linearization for nonlinear processes control. *ISA transactions*, 2018, vol. 74, p. 155-164.



[**DEM18**] DEMIR, Ridvan et BARUT, Murat. Novel hybrid estimator based on model reference adaptive system and extended Kalman filter for speed-sensorless induction motor control. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2018, vol. 40, no 13, p. 3884-3898.

[**DEK21**] DE KLERK, Matthew L. et SAHA, Akshay K. A Comprehensive Review of Advanced Traction Motor Control Techniques Suitable for Electric Vehicle Applications. *IEEE Access*, 2021.

[**DEV21**] DEVANSHU, Ambrish, SINGH, Madhusudan, et KUMAR, Narendra. Nonlinear flux observer-based feedback linearisation control of IM drives with ANN speed and flux controller. *International Journal of Electronics*, 2021, vol. 108, no 1, p. 139-161.

[**DON20**] DONOLO, Pablo Daniel, CHIACCHIERA, Eliana, PEZZANI, Carlos Martin, *et al.* Economic Barriers to the Application of Energy Efficient Motors in Industry. *IEEE Latin America Transactions*, 2020, vol. 18, no 10, p. 1817-1825.

## **E**

---

[**ELS17**] El-Sousy, F. F., & Abuhasel, K. A. (2017, October). Intelligent adaptive dynamic surface control system with recurrent wavelet Elman neural networks for DSP-based induction motor servo drives. In *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (pp. 1-16). IEEE. El-Sousy, F. F., & Abuhasel, K. A. (2017, October). Intelligent adaptive dynamic surface control system with recurrent wavelet Elman neural networks for DSP-based induction motor servo drives. In *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (pp. 1-16). IEEE.

[**ELH17**] EL-HOSAINY, Asmaa, HAMED, Hany A., AZAZI, Haitham Z., *et al.* A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications. In : *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*. IEEE, 2017. p. 1265-1275.

[**ELO19**] EL OUANJLI, Najib, DEROUICH, Aziz, EL GHZIZAL, Abdelaziz, *et al.* Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives-a review. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2019, vol. 4, no 1, p. 1-12.

[**ELM19**] EL MERRASSI, Weam, ABOUNADA, Abdelouahed, et RAMZI, Mohamed. Design of a PWM Sliding Mode Voltage Controller of a DC-DC Boost Converter in CCM at Variable Conditions. In : *International conference on smart Information & communication Technologies*. Springer, Cham, 2019. p. 263-270.

[**ELM21\_3**] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, " Optimal Switching Vector Model Predictive Current Control Strategy of Asynchronous Motor Supplied From a 3L-NPC Inverter" , International Conference in Mechanical Industrial Energy Systems and Automotive Technology, Oujda, Morocco,2021.

[**ELM21**] EL MERRASSI, Weam, ABOUNADA, Abdelouahed, et RAMZI, Mohamed. Advanced speed sensorless control strategy for induction machine based on neuro-MRAS observer. *Materials Today: Proceedings*, 2021.

[**ELM,21\_1**] W.E.Merrassi, A.Abounada, M.Ramzi, "Performance Analysis of Novel Robust ANN-MRAS Observer Applied To Induction Motor Drive", Engineering Applications of Artificial Intelligence, *Under Review*

[**ELM20**] EL MERRASSI, Weam El, ABOUNADA, Abdelouahed, et RAMZI, Mohamed. Switching Losses Analysis of a Constructed Solar DC-DC Static Boost Converter. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2020, vol. 18, no 3, p. 132-141.

## **F**

---

[**FEI17**] Fei, J., & Lu, C. (2017). Adaptive sliding mode control of dynamic systems using double loop recurrent neural network structure. *IEEE transactions on neural networks and learning systems*, 29(4), 1275-1286.

- [**FAR18**] FARAH, Nabil, TALIB, M. H. N., IBRAHIM, Z., *et al.* Self-tuning fuzzy logic controller based on takagi-sugeno applied to induction motor drives. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2018, vol. 9, no 4, p. 1967.
- [**FAN19**] FAN, Bo, FU, Zhumu, LIU, Leipo, *et al.* The full-order state observer speed-sensorless vector control based on parameters identification for induction motor. *Measurement and Control*, 2019, vol. 52, no 3-4, p. 202-211.
- [**FEI19**] Fei, J., & Chu, Y. (2019). Double hidden layer output feedback neural adaptive global sliding mode control of active power filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(3), 3069-3084.
- [**FER19**] FERDJANI, Souleyman, MAATALLAH, Omar, MAKHLOUFI, Salim, *et al.* *Etude et Réalisation d'un Hacheur Boost Commandé par le  $\mu$ C ARDUINO en vue d'Implémenter des Commandes MPPT*. 2019. Thèse de doctorat. Université Ahmed Draia-ADRAR.
- [**FEI20**] FEI, Juntao et CHEN, Yun. Dynamic terminal sliding-mode control for single-phase active power filter using new feedback recurrent neural network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no 9, p. 9904-9922.

## G

- [**GEY09**] GEYER, Tobias. Generalized model predictive direct torque control: Long prediction horizons and minimization of switching losses. In : *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control (CDC) held jointly with 2009 28th Chinese Control Conference*. IEEE, 2009. p. 6799-6804.
- [**GEL15**] GELORMINO, Marc Steven et RICKER, N. L. Model-predictive control of a combined sewer system. *International Journal of Control*, 1994, vol. 59, no 3, p. 793-816.
- [**GOR18**] GORDILLO, Francisco, SALAS, Francisco, ORTEGA, Romeo, *et al.* Indirect Field-Oriented Control of Induction Motors: A Hopf Bifurcation Analysis. *Chaos in Automatic Control*, 2018, p. 481-502.
- [**GED18**] GEDARA, Amali Dehigolle et EKNELIGODA, Nishantha C. Direct torque control of induction motor using sliding-mode and fuzzy-logic methods. In : *2018 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*. IEEE, 2018. p. 1-5.
- [**GAD18**] Gadhiya, T., & Roy, A. K. (2018). Optimized Wishart network for an efficient classification of multifrequency PolSAR data. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 15(11), 1720-1724.
- [**GLO18**] Glowacz, A. (2018). Acoustic based fault diagnosis of three-phase induction motor. *Applied Acoustics*, 137, 82-89.
- [**GUA18**] Guazzelli, P. R. U., de Andrade Pereira, W. C., de Oliveira, C. M. R., de Castro, A. G., & de Aguiar, M. L. (2018). Weighting factors optimization of predictive torque control of induction motor by multiobjective genetic algorithm. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(7), 6628-6638.
- [**GUO18**] GUO, Yuanbo, LI, Ze, DAI, Bijun, *et al.* A full-order sliding mode flux observer with stator and rotor resistance adaptation for induction motor. In : *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2018. p. 855-860.
- [**GUE21**] GUEZMIL, Amal, BERRIRI, Hanen, PUSCA, Remus, *et al.* High order sliding mode observer-based backstepping fault-tolerant control for induction motor. *Asian Journal of Control*, 2019, vol. 21, no 1, p. 33-42.

## H

- [**HAS68**] HASSE, Karl. Zum dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betrieb mit variabler Ständerfrequenz und Ständerspannung. *ETZ-A Bd.*, 1968, vol. 89, p. 77.
- [**HUN93**] HUNG, John Y., GAO, Weibing, et HUNG, James C. Variable structure control: A survey. *IEEE transactions on industrial electronics*, 1993, vol. 40, no 1, p. 2-22.

- [HUA17] HUANG, Yanjun, WANG, Hong, KHAJEPOUR, Amir, *et al.* Model predictive control power management strategies for HEVs: A review. *Journal of Power Sources*, 2017, vol. 341, p. 91-106.
- [HAN18] HANNAN, M. A., ALI, Jamal A., MOHAMED, Azah, *et al.* Optimization techniques to enhance the performance of induction motor drives: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 81, p. 1611-1626.
- [HAS18] HASSANI, Vahid, TIAHJOWIDODO, Tegoeh, et DO, Thanh Nho. A survey on hysteresis modeling, identification and control. *Mechanical systems and signal processing*, 2014, vol. 49, no 1-2, p. 209-233.
- [HOL18] HOLAKOOIE, Mohammad Hosein, OJAGHI, Mansour, et TAHERI, Asghar. Direct torque control of six-phase induction motor with a novel MRAS-based stator resistance estimator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, vol. 65, no 10, p. 7685-7696.
- [HOS18] HOSSAIN, M. Z., RAHIM, N. A., *et al.* Recent progress and development on power DC-DC converter topology, control, design and applications: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 81, p. 205-230.
- [HAM19] HAMLIA, Hichem, RAHMANI, Lazhar, et BELHAOUCHET, Nouri. A modified direct torque control with minimum torque ripple and constant switching frequency for induction motor drives. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2019, vol. 29, no 12, p. e12120.
- [HAR20] Harzelli, I., Menacer, A., & Ameid, T. (2020). A fault monitoring approach using model-based and neural network techniques applied to input–output feedback linearization control induction motor. *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, 11(6), 2519-2538.
- [HUJ20] HU, Jianchen et DING, Baocang. Heuristic open-loop output feedback model predictive control for control of intermittent transonic wind tunnel. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2020, vol. 42, no 4, p. 832-839.
- [HUM20] HUMAYUN, Muhammad, KHAN, Muhammad Mansoor, MUHAMMAD, Ali, *et al.* Evaluation of symmetric flying capacitor multilevel inverter for grid-connected application. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2020, vol. 115, p. 105430.

## I

- 
- [IVA14] IVANOVIC, Zeljko, BLANUSA, Branko, et KNEZIC, Mladen. Analytical power losses model of boost rectifier. *IET Power Electronics*, 2014, vol. 7, no 8, p. 2093-2102.
- [IFF17] IFFOUZAR, Koussaila, AMROUCHE, Bessam, CHERIF, Tahar Otmane, *et al.* Improved direct field oriented control of multiphase induction motor used in hybrid electric vehicle application. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2017, vol. 42, no 30, p. 19296-19308.
- [ILT19] ILTEN, Erdem et DEMIRTAS, Metin. Fractional order super-twisting sliding mode observer for sensorless control of induction motor. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2019.

## J

- 
- [JOE83] JOETTEN, Robert et MAEDER, Gerhard. Control methods for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltage as measured quantities. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1983, no 3, p. 356-363.

## K

- 
- [KAN90] KANELLAKOPOULOS, I., KOKOTOVIC, P. V., et MIDDLETON, R. H. Indirect adaptive output-feedback control of a class on nonlinear systems. In : *29th IEEE Conference on Decision and Control*. IEEE, 1990. p. 2714-2719.

- [**KOK92**] KOKOTOVIC, PETAR V. Nonlinear system design: Adaptive feedback linearization with unmodeled dynamics (Final Technical Report, 1 Oct. 1989- 30 Sep. 1992). 1992.
- [**KRE93**] KREIN, Philip T., DISILVESTRO, Francisco, KANELLAKOPOULOS, Ioannis, *et al.* Comparative analysis of scalar and vector control methods for induction motors. In : *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC'93*. IEEE, 1993. p. 1139-1145.
- [**KAR04**] KARANAYIL, Baburaj, RAHMAN, Muhammed Fazlur, et GRANTHAM, Collin. An implementation of a programmable cascaded low-pass filter for a rotor flux synthesizer for an induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, vol. 19, no 2, p. 257-263.
- [**KAB17**] Kabilan, R., & Selvakumar, G. (2017). Real time implementation of neuro-adaptive fuzzy inferences system for automatic condition monitoring and speed control of IM. *Journal of Computational and Theoretical Nanoscience*, 14(1), 756-763.
- [**KAR17**] KARTHIKEYAN, A., PRABHAKARAN, K. K., et NAGAMANI, C. Stator flux based MRAS speed and stator resistance estimator for sensorless PMSM drive. In : *2017 14th IEEE India Council International Conference (INDICON)*. IEEE, 2017. p. 1-6.
- [**KIM17**] KIM, JongKwang, KO, JaeSu, LEE, JangHyeon, *et al.* Rotor flux and rotor resistance estimation using extended luenberger-sliding mode observer (ELSMO) for three phase induction motor control. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2017, vol. 40, no 3, p. 181-188.
- [**KOS17**] KOSHTI, Amol K. et RAO, M. N. A brief review on multilevel inverter topologies. In : *2017 International Conference on Data Management, Analytics and Innovation (ICDMAI)*. IEEE, 2017. p. 187-193.
- [**KUM18**] KUMAR, Ravi Hemantha, IQBAL, Atif, et LENIN, Natesan Chokkalingam. Review of recent advancements of direct torque control in induction motor drives—a decade of progress. *IET Power Electronics*, 2018, vol. 11, no 1, p. 1-15.
- [**KAR18**] KARLOVSKY, Pavel et LETTL, Jiri. Induction motor drive direct torque control and predictive torque control comparison based on switching pattern analysis. *Energies*, 2018, vol. 11, no 7, p. 1793.
- [**KHE18**] KHEMIS, Abderrahmane. *Contribution à la commande adaptative de la machine à induction par l'application des techniques floues type-2*. 2018. Thèse de doctorat. Université de Batna 2.
- [**KIM18**] KIM, Sung-Jae, KIM, Hyun-Bin, JUNG, Jae-Woong, *et al.* Analysis of gate-noise in hard switching and soft switching for half-bridge structure using gan hemt. In : *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2018. p. 764-768.
- [**KHO18**] KHODABANDEH, Masih et AMIRABADI, Mahshid. An Efficient Snubber Circuit for Soft-Switched Capacitive-Link Universal Converters. In : *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, 2018. p. 2911-2917.
- [**KOR19**] KORZONEK, Mateusz, TARCHALA, Grzegorz, et ORLOWSKA-KOWALSKA, Teresa. A review on MRAS-type speed estimators for reliable and efficient induction motor drives. *ISA transactions*, 2019, vol. 93, p. 1-13.
- [**KOM19**] KOMURCUGIL, H., ZHANG, Zhen, et BAYHAN, Sertac. Guest editorial special section on recent advances on sliding mode control and its applications in modern industrial systems. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019, vol. 16, no 2, p. 1149-1152.
- [**KIM19**] KIM, Jung-Ha, LEE, Sang-Won, LEE, Hyeon-Seok, *et al.* High Efficiency DC-DC Buck Converter with a Passive Snubber Circuit. In : *2019 International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE)*. IEEE, 2019. p. 81-86.
- [**KAD20**] KADRINE, Abderrahmane, TIR, Zoheir, MALIK, Om P., *et al.* Adaptive non-linear high gain observer based sensorless speed estimation of an induction motor. *Journal of the Franklin Institute*, 2020, vol. 357, no 13, p. 8995-9024.

[**KRI20**] KRIM, Saber, GDAIM, Soufien, MTIBAA, Abdellatif, *et al.* FPGA-based real-time implementation of a direct torque control with second-order sliding mode control and input–output feedback linearisation for an induction motor drive. *IET Electric Power Applications*, 2020, vol. 14, no 3, p. 480-491.

[**KUM21**] Kumar, R. S., Raj, I. G. C., Suresh, K. P., Leninpugalhanthi, P., Suresh, M., Panchal, H., ... & Sadasivuni, K. K. (2021). A method for broken bar fault diagnosis in three phase induction motor drive system using Artificial Neural Networks. *International Journal of Ambient Energy*, DOI, 10(01430750.2021), 1934117.

## L

[**LEV93**] LEVANT, Arie. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International journal of control*, 1993, vol. 58, no 6, p. 1247-1263.

[**LEH99**] LE-HUY, Hoang. Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives. In : *Conference record of the 1999 IEEE industry applications conference. Thirty-fourth IAS annual meeting (Cat. No. 99CH36370)*. IEEE, 1999. p. 1245-1252.

[**LEV03**] LEVANT, Arie. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. *International journal of Control*, 2003, vol. 76, no 9-10, p. 924-941.

[**LFT17**] LFTISI, F., GEORGE, G. H., et RAHMAN, M. A. Implementing fuzzy logic controller techniques for indirect vector control induction motor drives. In : *2017 8th IEEE Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON)*. IEEE, 2017. p. 6-11.

[**LEE17**] Lee, Y. O., Jo, J., & Hwang, J. (2017, December). Application of deep neural network and generative adversarial network to industrial maintenance: A case study of induction motor fault detection. In *2017 IEEE international conference on big data (big data)* (pp. 3248-3253). IEEE.

[**LAA17**] LAATRA, Yousfi, LOTFI, Houam, et ABDELHANI, Boukrouche. Speed sensorless vector control of induction machine with Luenberger observer and Kalman filter. In : *2017 4th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*. IEEE, 2017. p. 0714-0720.

[**LIA19**] LIANG, Donglai, LI, Jian, et QU, Ronghai. Sensorless control of permanent magnet synchronous machine based on second-order sliding-mode observer with online resistance estimation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, vol. 53, no 4, p. 3672-3682.

[**LUN18**] LUND, Nadia Schou Vorndran, FALK, Anne Katrine Vinther, BORUP, Morten, *et al.* Model predictive control of urban drainage systems: A review and perspective towards smart real-time water management. *Critical Reviews in Environmental Science and Technology*, 2018, vol. 48, no 3, p. 279-339.

[**LIG18**] LI, Guibin, HU, Jiefeng, LI, Yongdong, *et al.* An improved model predictive direct torque control strategy for reducing harmonic currents and torque ripples of five-phase permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, vol. 66, no 8, p. 5820-5829.

[**LEE18**] LEE, Sin-Woo et DO, Hyun-Lark. Quadratic boost DC–DC converter with high voltage gain and reduced voltage stresses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 34, no 3, p. 2397-2404.

[**LIN18**] LIN, Jing-Yuan, LEE, Sih-Yi, TING, Chung-Yi, *et al.* Active-clamp forward converter with lossless-snubber on secondary-side. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 34, no 8, p. 7650-7661.

[**LVK19**] LV, Kaixiong, XIE, Zhifeng, ZHOU, Ming, *et al.* A comparative study of three starting strategies for an aero flywheel motor using the modified DTC method. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, p. 59548-59558.

- [LIZ19] LI, Zheng, ZHOU, Shuo, XIAO, Yu, *et al.* Sensorless vector control of permanent magnet synchronous linear motor based on self-adaptive super-twisting sliding mode controller. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, p. 44998-45011.
- [LEE19] LEE, Sin-Woo et DO, Hyun-Lark. High step-up coupled-inductor cascade boost DC–DC converter with lossless passive snubber. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, vol. 65, no 10, p. 7753-7761.

## M

- [MCC43] McCulloch, W. S., & Pitts, W. (1943). A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. *The bulletin of mathematical biophysics*, 5(4), 115-133.
- [MCM72] MCMURRAY, William. Optimum snubbers for power semiconductors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1972, no 5, p. 593-600.
- [MAR97] MARWALI, Mohammad N. et KEYHANI, Ali. A comparative study of rotor flux based MRAS and back EMF based MRAS speed estimators for speed sensorless vector control of induction machines. In : *IAS'97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*. IEEE, 1997. p. 160-166.
- [MON02] Mondal, S. K., Pinto, J. O., & Bose, B. K. (2002). A neural-network-based space-vector PWM controller for a three-level voltage-fed inverter induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(3), 660-669.
- [MIR 07] MIRANDA, Hernán, CORTÉS, Patricio, YUZ, Juan I., *et al.* Predictive torque control of induction machines based on state-space models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no 6, p. 1916-1924.
- [MAL17] Mallik, S., Mallik, K., Barman, A., Maiti, D., Biswas, S. K., Deb, N. K., & Basu, S. (2017). Efficiency and cost optimized design of an induction motor using genetic algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(12), 9854-9863.
- [MIN18] Mini, R., Shabana, B. P., Satheesh, B. H., & Dinesh, M. N. (2018). Low speed estimation of sensorless DTC induction motor drive using MRAS with neuro fuzzy adaptive controller. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 8(5), 2691.
- [MAH18] MAHAJAN, Dhawal, ALBAHRANI, Sayed Ali, ESLAHI, Hossein, *et al.* A Study of Hard Switching Characteristics of GaN-based DC-DC Boost Power Converter using ASM-GaN Compact Model. In : *2018 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*. IEEE, 2018. p. 1-4.
- [MOH19] MOHD ZAIHIDE, Fardila, MEKHILEF, Saad, et MUBIN, Marizan. Robust speed control of PMSM using sliding mode control (SMC)—A review. *Energies*, 2019, vol. 12, no 9, p. 1669.
- [MEL19] MELIN, Patricia, ONTIVEROS-ROBLES, Emanuel, GONZALEZ, Claudia I., *et al.* An approach for parameterized shadowed type-2 fuzzy membership functions applied in control applications. *Soft Computing*, 2019, vol. 23, no 11, p. 3887-3901.
- [MAR19] MAROTI, Pandav Kiran, PADMANABAN, Sanjeevikumar, HOLM-NIELSEN, Jens Bo, *et al.* A new structure of high voltage gain SEPIC converter for renewable energy applications. *Ieee Access*, 2019, vol. 7, p. 89857-89868.
- [MUC19] MUCHINA, Eliud G., MASIKE, Lebogang, et NJOROGI GITAU, Michael. High boost-ratio bidirectional converter for interfacing low-voltage battery energy storage system to a DC bus. *IET Power Electronics*, 2019, vol. 12, no 9, p. 2372-2381.
- [MIT20] MITTAL, Kanika, JAIN, Amita, VAISLA, Kunwar Singh, *et al.* A comprehensive review on type 2 fuzzy logic applications: Past, present and future. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 2020, vol. 95, p. 103916.
- [MOA20] MOAVENI, Bijan, FATHABADI, Fatemeh Rashidi, et MOLAVI, Ali. Supervisory predictive control for wheel slip prevention and tracking of desired speed profile in electric trains. *ISA transactions*, 2020, vol. 101, p. 102-115.

[MYN20] MYNAR, Zbynek, VACLAVEK, Pavel, et BLAHA, Petr. Synchronous reluctance motor parameter and state estimation using extended kalman filter and current derivative measurement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, vol. 68, no 3, p. 1972-1981.

[MAR21] MARULASIDDAPPA, H. B. et PUSHPARAJESH, V. Review on different control techniques for induction motor drive in electric vehicle. In : *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. IOP Publishing, 2021. p. 012142.

[MAR21] MARIANO-HERNÁNDEZ, D., HERNÁNDEZ-CALLEJO, L., ZORITA-LAMADRID, A., et al. A review of strategies for building energy management system: Model predictive control, demand side management, optimization, and fault detect & diagnosis. *Journal of Building Engineering*, 2021, vol. 33, p. 101692.

## N

[NOG98] NOGUCHI, Toshihiko, TOMIKI, Hiroaki, KONDO, Seiji, et al. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. *IEEE transactions on industry applications*, 1998, vol. 34, no 3, p. 473-479.

[NAI17] NAIK, K. A. et GUPTA, C. P. Performance comparison of type-1 and type-2 fuzzy logic systems. In : *2017 4th International Conference on Signal Processing, Computing and Control (ISPCC)*. IEEE, 2017. p. 72-76.

[NIZ17] Nizami, T. K., Chakravarty, A., & Mahanta, C. (2017). Design and implementation of a neuro-adaptive backstepping controller for buck converter fed PMDC-motor. *Control Engineering Practice*, 58, 78-87.

## O

[OHN85] OHNISHI, Kouhei, SUZUKI, Hideo, MIYACHI, Kunio, et al. Decoupling control of secondary flux and secondary current in induction motor drive with controlled voltage source and its comparison with volts/hertz control. *IEEE transactions on industry applications*, 1985, no 1, p. 241-247.

[ORL14] ORLOWSKA-KOWALSKA, Teresa, TARCHALA, Grzegorz, et DYBKOWSKI, Mateusz. Sliding-mode direct torque control and sliding-mode observer with a magnetizing reactance estimator for the field-weakening of the induction motor drive. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2014, vol. 98, p. 31-45.

[ELO19] EL OUANJLI, Najib, MOTAHHIR, Saad, DEROUICH, Aziz, et al. Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller. *Energy Reports*, 2019, vol. 5, p. 271-279.

[ÖZD20] ÖZDEMİR, Sadık. A new stator voltage error-based MRAS model for field-oriented controlled induction motor speed estimation without using voltage transducers. *Electrical Engineering*, 2020, vol. 102, no 4, p. 2465-2479.

[OUA20] OUADOUD, Haroune. *MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR MULTINIVEAUX TYPE" PUC"*. 2020. Thèse de doctorat. Univ M'sila.

[OME20] OMER, Prabhu, KUMAR, Jagdish, et SURJAN, Balwinder Singh. A review on reduced switch count multilevel inverter topologies. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, p. 22281-22302.

## P

[PAN17] PAN, Yongping, YANG, Chenguang, PAN, Lin, et al. Integral sliding mode control: performance, modification, and improvement. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2017, vol. 14, no 7, p. 3087-3096.

[PAN13] PANCHADE, V. M., CHILE, R. H., et PATRE, B. M. A survey on sliding mode control strategies for induction motors. *Annual Reviews in Control*, 2013, vol. 37, no 2, p. 289-307.

[PAL17] PAL, Abhisek, DAS, Sukanta, et CHATTOPADHYAY, Ajit K. An improved rotor flux space vector based MRAS for field-oriented control of induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 33, no 6, p. 5131-5141.

[PAR18] PARVARI, Ramin, ZARGHANI, Mostafa, et KABOLI, Shahriyar. RCD snubber design based on reliability consideration: A case study for thermal balancing in power electronic converters. *Microelectronics Reliability*, 2018, vol. 88, p. 1311-1315.

[PHA18] PHAM, Ngoc Thuy, NGUYEN, Diep Phu, NGUYEN, Khuong Huu, et al. A Novel Neural Network SC\_MRAS Based Observer for High-Performance SPIM Drives. *Intelligence (AI)*, 2018, vol. 96.

[PUL19] PULSINELLI, Francesco, DI BENEDETTO, Marco, LIDOZZI, Alessandro, et al. Power losses distribution in Sic inverter based electric motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, vol. 55, no 6, p. 7843-7853.

[PHA20] PHAM, Ngoc Thuy, LE, Thuan Duc, TRAN, Vu Thanh, et al. Sensorless control based on the improved VM NN SC MRAS method for high performance SPIM drives using LPF. *International Journal of Power and Energy Conversion*, 2020, vol. 11, no 4, p. 369-389.

## R

---

[RIC70] RICHALET, Jacques, RAULT, André, TESTUD, J. L., et al. Model predictive heuristic control. *Automatica (journal of IFAC)*, 1978, vol. 14, no 5, p. 413-428.

[RIV95] RIVALS, Isabelle, PERSONNAZ, L., DREYFUS, G., et al. Modélisation, classification et commande par réseaux de neurones: principes fondamentaux, méthodologie de conception et illustrations industrielles. *Les réseaux de neurones pour la modélisation et la commande de procédés*, JP Corriou, ed.(Lavoisier Tec & Doc, 1995), 1995.

[RAF15] RAFIQ, Muhammad. *Higher Order Sliding Mode Control Based Sr Motor Control System Design*. 2015. Thèse de doctorat. Mohammad Ali Jinnah University Islamabad.

[ROM17] Romero, M., Braslavsky, J. H., & Valla, M. I. (2017). Ripple reduction in direct torque and flux control of induction motors via sliding modes. *Latin American applied research*, 37(4), 289-297.

[REG17] REGAYA, C. Ben, FARHANI, Fethi, ZAAFOURI, Abderrahmen, et al. An adaptive sliding-mode speed observer for induction motor under backstepping control. *Int J Innov Comput I*, 2017, vol. 11, p. 763-771.

[RAO18] RAO, VM Venkateswara et KUMAR, A. Anand. Artificial neural network and adaptive neuro fuzzy control of direct torque control of induction motor for speed and torque ripple control. In : *2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*. IEEE, 2018. p. 1416-1422.

[RAJ18] RAJESWARAN, N., SWARUPA, M. Lakshmi, RAO, T. Sanjeeva, et al. Hybrid artificial intelligence based fault diagnosis of svpwm voltage source inverters for induction motor. *Materials Today: Proceedings*, 2018, vol. 5, no 1, p. 565-571.

[RAO18] Rao, V. V., & Kumar, A. A. (2018, May). Artificial neural network and adaptive neuro fuzzy control of direct torque control of induction motor for speed and torque ripple control. In *2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)* (pp. 1416-1422). IEEE.

[RAN19] RANA, Ronak A., PATEL, Sujal A., MUTHUSAMY, Anand, et al. Review of multilevel voltage source inverter topologies and analysis of harmonics distortions in FC-MLI. *Electronics*, 2019, vol. 8, no 11, p. 1329.

[RAI19] RAI, Rashmi, SHUKLA, Saurabh, et SINGH, Bhim. Reactive power based MRAS for speed estimation of solar fed induction motor with improved feedback linearization for water pumping. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019, vol. 16, no 7, p. 4714-4725.

[RUB20] RUBINO, Sandro, BOJOI, Radu, CITTANTI, Davide, et al. Decoupled and modular torque control of multi-three-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, vol. 56, no 4, p. 3831-3845.

## S



- [SCH89] SCHAUDER, Colin. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. In : *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*,. IEEE, 1989. p. 493-499.
- [SON16] SONG, Qiang et JIA, Chao. Robust speed controller design for permanent magnet synchronous motor drives based on sliding mode control. *Energy Procedia*, 2016, vol. 88, p. 867-873.
- [SAA17] SAAD, Belhamdi et GOLÉA, Amar. Direct field-oriented control using fuzzy logic type-2 for induction motor with broken rotor bars. *Advances in Modelling & Analysis C*, 2017, vol. 72, no 4, p. 203-212.
- [SAT17] SATHISHKUMAR, H. et PARTHASARATHY, S. S. A novel fuzzy logic controller for vector controlled induction motor drive. *Energy Procedia*, 2017, vol. 138, p. 686-691.
- [SAR17] SARABAKHA, Andriy, FU, Changhong, KAYACAN, Erdal, *et al.* Type-2 fuzzy logic controllers made even simpler: From design to deployment for UAVs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, vol. 65, no 6, p. 5069-5077.
- [SUL17] SULTANA, W. Razia, SAHOO, Sarat Kumar, SUKCHAI, Sukruedee, *et al.* A review on state of art development of model predictive control for renewable energy applications. *Renewable and sustainable energy reviews*, 2017, vol. 76, p. 391-406.
- [SIN18] SINGH, Jiwanjot, DAHIYA, Ratna, et SAINI, Lalit Mohan. Recent research on transformer based single DC source multilevel inverter: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 82, p. 3207-3224.
- [SUX18] SU, Xiaojie, LIU, Xinxin, SHI, Peng, *et al.* Sliding mode control of hybrid switched systems via an event-triggered mechanism. *Automatica*, 2018, vol. 90, p. 294-303.
- [SOU18] SOUALMI, Younes. *Contrôle direct du de la machine asynchrone avec onduleur multiniveaux avec estimation de la résistance statorique*. 2018. Thèse de doctorat.
- [SRI19] SRIVASTAVA, S. P., PATHAK, M. K., *et al.* Modified Reference Model for Rotor Flux-Based MRAS Speed Observer Using Neural Network Controller. *IETE Journal of Research*, 2019, vol. 65, no 1.
- [SAA19] SAADAOU, Oussama, KHLAIEF, Amor, ABASSI, Moez, *et al.* A new full-order sliding mode observer based rotor speed and stator resistance estimation for sensorless vector controlled PMSM drives. *Asian Journal of Control*, 2019, vol. 21, no 3, p. 1318-1327.
- [SAL19] SALIM, Ramzi, MANSOURI, Abdellah, BENDIABDELLAH, Azeddine, *et al.* Sensorless passivity based control for induction motor via an adaptive observer. *ISA transactions*, 2019, vol. 84, p. 118-127.
- [SHI20] SHI, Zhen, DENG, Chengchen, ZHANG, Sai, *et al.* Hyperbolic tangent function-based finite-time sliding mode control for spacecraft rendezvous maneuver without chattering. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, p. 60838-60849.

## T

- 
- [TAR89] TARDIFF, Dale et BARTON, T. H. A summary of resonant snubber circuits for transistors and GTOs. In : *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*,. IEEE, 1989. p. 1176-1180.
- [TAK86] TAKAHASHI, Isao et NOGUCHI, Toshihiko. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry applications*, 1986, no 5, p. 820-827.
- [TOW11] TOWNSEND, Christopher D., SUMMERS, Terrence J., et BETZ, Robert E. Multigoal heuristic model predictive control technique applied to a cascaded H-bridge StatCom. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, vol. 27, no 3, p. 1191-1200.
- [TEM15] TEMEL, T. et ASHRAFIUON, H. Sliding-mode speed controller for tracking of underactuated surface vessels with extended Kalman filter. *Electronics Letters*, 2015, vol. 51, no 6, p. 467-469.

- [TALL18] Talla, J., Leu, V. Q., Šmídl, V., & Peroutka, Z. (2018). Adaptive speed control of induction motor drive with inaccurate model. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(11), 8532-8542.
- [TAR18] TARCHAŁA, Grzegorz et ORŁOWSKA-KOWALSKA, Teresa. Equivalent-signal-based sliding mode speed MRAS-type estimator for induction motor drive stable in the regenerating mode. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, vol. 65, no 9, p. 6936-6947.
- [TRA18] TRAN, Hai N., NARADHIPA, Adhistira M., KIM, Sunju, *et al.* A fully soft-switched PWM dc-dc converter using An active-snubber-cell. In : *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia)*. IEEE, 2018. p. 3833-3839.
- [TRI19] TRIPATHI, Saurabh Mani et VAISH, Rachna. Taxonomic research survey on vector controlled induction motor drives. *IET Power Electronics*, 2019, vol. 12, no 7, p. 1603-1615.
- [TRA19] TRAN, Hai N. et CHOI, Sewan. A family of vzt dc-dc converters with low-voltage ringing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 35, no 1, p. 59-69.
- [TAR20] TARUSAN, Siti Azura Ahmad, JIDIN, Auzani, JAMIL, Mohd Luqman Mohd, *et al.* A review of direct torque control development in various multilevel inverter applications. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2020, vol. 11, no 3, p. 1675.
- [TAN20] TANVIR, Aman A. et MERABET, Adel. Artificial neural network and Kalman filter for estimation and control in standalone induction generator wind energy DC microgrid. *Energies*, 2020, vol. 13, no 7, p. 1743.
- [TRO21] TROUDI, Rami. *Étude, conception et structure de commande temps réel d'un onduleur multiniveau à partir d'une seule source DC; applications énergies renouvelables et véhicules électriques*. 2021. Thèse de doctorat. Université de Poitiers; Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Tunis.

## U

- 
- [UTK 93] UTKIN, Vadim I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE transactions on industrial electronics*, 1993, vol. 40, no 1, p. 23-36.
- [UTA02] U-YAISOM, C., KHANNGERN, W., et NITTA, S. The study and analysis of the conducted EMI suppression on power MOSFET using passive snubber circuits. In : *2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. IEEE, 2002. p. 561-564.
- [UML17] UMLAUFT, Jonas, BECKERS, Thomas, KIMMEL, Melanie, *et al.* Feedback linearization using Gaussian processes. In : *2017 IEEE 56th Annual Conference on Decision and Control (CDC)*. IEEE, 2017. p. 5249-5255.

## V

- 
- [VAN17] VENKATARAMANAIAH, J., SURESH, Y., et PANDA, Anup Kumar. A review on symmetric, asymmetric, hybrid and single DC sources based multilevel inverter topologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 76, p. 788-812.
- [VEE18] VEERACHARY, Mummadi et KHUBCHANDANI, Vasudha. Analysis, design, and control of switching capacitor based Buck-boost converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, vol. 55, no 3, p. 2845-2857.
- [VIET19] VIET, Nguyen Hoang, HUNG, Vu Minh, et PARASCHIV, Nicolae. FS-PTC with Switching Table for Matrix Converter in Induction Motors Drive System. In : *2019 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEE)*. IEEE, 2019. p. 298-303.

[VIN19] VIET, Nguyen Hoang et PARASCHIV, Nicolae. The Capacitor Voltage Balancing Problem in FS-PTC for Induction Motor fed by 3L-NPC Inverter. In : *2019 6th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE)*. IEEE, 2019. p. 1-5.

[VAR21] VARVANI FARAHANI, Abolfazl et MONTAZERI, Mohsen. Multi-phase flow measurement in a gas refinery using decentralized Lyapunov-based adaptive observer. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2021, vol. 43, no 3, p. 700-716.

## W

---

[WAN17] WANG, Junxiao, WANG, Fengxiang, ZHANG, Zhenbin, *et al.* Design and implementation of disturbance compensation-based enhanced robust finite control set predictive torque control for induction motor systems. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2017, vol. 13, no 5, p. 2645-2656.

[WAF18] WANG, Fengxiang, ZHANG, Zhenbin, MEI, Xuezhu, *et al.* Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control. *Energies*, 2018, vol. 11, no 1, p. 120.

[WUS19] WU, Shuiyun, LIU, Zhitao, et SU, Hongye. Adaptive sliding mode sensorless vector control of induction motor using sliding mode MRAS observer. In : *2017 36th Chinese Control Conference (CCC)*. IEEE, 2017. p. 9124-9129.

[WAL20] WALLSCHEID, Oliver, SCHENKE, Maximilian, et BÖCKER, Joachim. A combined approach to identify induction machine parameters and to design an extended kalman filter for speed and torque estimation. In : *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*. IEEE, 2018. p. 793-799.

[WAN20] WAN, Shaoke, LI, Xiaohu, SU, Wenjun, *et al.* Active chatter suppression for milling process with sliding mode control and electromagnetic actuator. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2020, vol. 136, p. 106528.

[WAJ20] WANG, Jing, YANG, Chengyu, SHEN, Hao, *et al.* Sliding-mode control for slow-sampling singularly perturbed systems subject to Markov jump parameters. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2020.

[WAF20] WANG, Fei, LI, Zhijun, et LIU, Zhaowei. Model predictive control methods for three-level sparse neutral point clamped inverter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, vol. 8, no 4, p. 4355-4366.

[WFE20] WANG, Fengxiang, LIN, Guiying, et HE, Yingjie. Passivity-based model predictive control of three-level inverter-fed induction motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 36, no 2, p. 1984-1993.

## X

---

[XU18] XU, Dianguo, WANG, Bo, ZHANG, Guoqiang, *et al.* A review of sensorless control methods for AC motor drives. *CES Transactions on electrical machines and systems*, 2018, vol. 2, no 1, p. 104-115.

[XUD18] Xu, D., Wang, B., Zhang, G., Wang, G., & Yu, Y. (2018). A review of sensorless control methods for AC motor drives. *CES Transactions on electrical machines and systems*, 2(1), 104-115.

[XUE19] XUE, Yaru, MENG, Dongyi, YIN, Shaobo, *et al.* Vector-based model predictive hysteresis current control for asynchronous motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, vol. 66, no 11, p. 8703-8712.

[XIA20] XIAO, Dan, ALAM, Kazi Saiful, OSMAN, Ilham, *et al.* Low complexity model predictive flux control for three-level neutral-point clamped inverter-fed induction motor drives without weighting factor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, vol. 56, no 6, p. 6496-6506.

[XUD20] XU, Dianguo, WANG, Bo, ZHANG, Guoqiang, *et al.* A review of sensorless control methods for AC motor drives. *CES Transactions on electrical machines and systems*, 2018, vol. 2, no 1, p. 104-115.

## Y

- [YUX01] Yu, X., Dunnigan, M. W., & Williams, B. W. (2001). Comparative study of sliding mode speed and position control of a vector-controlled induction machine. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 23(2), 83-101.
- [YEM19] YE, Mao et WANG, Hai. A robust adaptive chattering-free sliding mode control strategy for automotive electronic throttle system via genetic algorithm. *IEEE Access*, 2019, vol. 8, p. 68-80.
- [YEN19] Yen, V. T., Nan, W. Y., & Van Cuong, P. (2019). Recurrent fuzzy wavelet neural networks based on robust adaptive sliding mode control for industrial robot manipulators. *Neural Computing and Applications*, 31(11), 6945-6958.
- [YIN19] YIN, Zhonggang, GAO, Fengtao, ZHANG, Yanqing, *et al.* A review of nonlinear Kalman filter applying to sensorless control for AC motor drives. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2019, vol. 3, no 4, p. 351-362.
- [YIS19] YIN, Shaobo, HUANG, Yingwei, XUE, Yaru, *et al.* Improved full-order adaptive observer for sensorless induction motor control in railway traction systems under low-switching frequency. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, vol. 7, no 4, p. 2333-2345.
- [YAN20] YANG, Ting, KAWAGUCHI, Takahiro, HASHIMOTO, Seiji, *et al.* Switching Sequence Model Predictive Direct Torque Control of IPMSMs for EVs in Switch Open-Circuit Fault-Tolerant Mode. *Energies*, 2020, vol. 13, no 21, p. 5593.
- [YUA20] YUAN, Hao, DAI, Haifeng, WEI, Xuezhe, *et al.* A novel model-based internal state observer of a fuel cell system for electric vehicles using improved Kalman filter approach. *Applied Energy*, 2020, vol. 268, p. 115009.

## Z

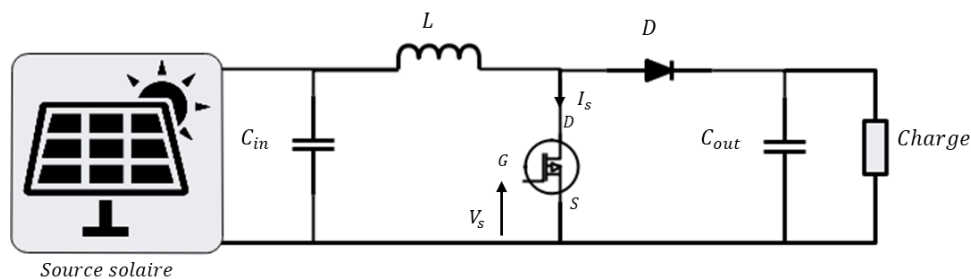
- 
- [ZAD96] ZADEH, Lotfi A. Fuzzy sets. In : *Fuzzy sets, fuzzy logic, and fuzzy systems: selected papers by Lotfi A Zadeh*. 1996. p. 394-432.
- [ZEI11] ZEINALY, Yashar. *Computationally efficient model predictive direct torque control*. 2011. Thèse de maîtrise.
- [ZOU17] ZOUARI, Wiem et EL BADSI, Bassem. Comparative investigation of bus-clamping PTC strategies for IM drives. In : *2017 Twelfth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. IEEE, 2017. p. 1-10.
- [ZHA17] ZHANG, Yong, CHENG, Xu-Feng, YIN, Chengliang, *et al.* Analysis and research of a soft-switching bidirectional DC–DC converter without auxiliary switches. *IEEE transactions on industrial electronics*, 2017, vol. 65, no 2, p. 1196-1204.
- [ZEB18] ZEB, Kamran, UDDIN, Waqar, HAIDER, Aun, *et al.* Robust speed regulation of indirect vector control induction motor using fuzzy logic controllers based on optimization algorithms. *Electrical Engineering*, 2018, vol. 100, no 2, p. 787-802.
- [ZAK18] ZAKY, Mohamed S., METWALY, Mohamed K., AZAZI, Haitham Z., *et al.* A new adaptive SMO for speed estimation of sensorless induction motor drives at zero and very low frequencies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, vol. 65, no 9, p. 6901-6911.
- [ZED18] ZERDALI, Emrah, YILDIZ, Recep, INAN, Remzi, *et al.* Adaptive fading extended Kalman filter based speed-sensorless induction motor drive. In : *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, 2018. p. 1367-1373.
- [ZHA18] ZHANG, Yong, CHENG, Xu-Feng, YIN, Chengliang, *et al.* A soft-switching bidirectional DC–DC converter for the battery super-capacitor hybrid energy storage system. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2018, vol. 65, no 10, p. 7856-7865.
- [ZAM20] ZAMBELLI, Massimo et FERRARA, Antonella. Constrained sliding-mode control: a survey. In : *Variable-Structure Systems and Sliding-Mode Control*. Springer, Cham, 2020. p. 149-175.
- [ZHA20] ZHANG, Zhi, YANG, Xiaofeng, ZHENG, Trillion Q., *et al.* A Passive Soft-Switching Snubber With Energy Active Recovery Circuit for PWM Inverters. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, p. 100031-100043.

- [ZER21] ZERDALI, Emrah, YILDIZ, Recep, INAN, Remzi, *et al.* Improved speed and load torque estimations with adaptive fading extended Kalman filter. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2021, vol. 31, no 1, p. e12684.
- [ZEH21] ZHANG, Lei, DONG, Zhe, ZHAO, Liang, *et al.* Sliding Mode Observer for Speed Sensorless Linear Induction Motor Drives. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, p. 51202-51213.

# Annexe A : Réalisation et Optimisation des Convertisseurs Statiques

## 1. Introduction :

Ces dernières années, les énergies renouvelables ont présenté un fort développement, assignable aux ressources inépuisables, et aux faibles effets sur l'environnement. De plus, le développement des ressources énergétiques renouvelables se base essentiellement sur les applications de l'électronique de puissance [ARA18] et [MAR19]. Le convertisseur hacheur survolteur a été mis en évidence dans de nombreuses recherches pour des objectifs distincts suite à la bonne contrôlabilité, la simplicité de la conception et peu coûteux à mettre en œuvre [BELL18] et [ABO19]. Le convertisseur classique, comme la (fig 6.1) illustre, est généralement utilisé sous commutation dure, ce qui entraîne des pertes de commutation. En outre, l'augmentation de la fréquence de commutation engendre une augmentation directe des pertes de commutation ainsi que l'interface électromagnétique (EMI). Les convertisseurs conventionnels à commutation dure constituent toujours un choix adéquat pour améliorer la densité de puissance, la fiabilité et le coût des applications commerciales courantes. Cependant, les convertisseurs alimentés par sources d'énergie renouvelables, tel les sources solaires (panneaux photovoltaïques), sont reconnus par leur faible rendement. Par conséquent, ce type d'application nécessite les spécifications de conception suivantes : réduction des EMI, minimisation des pertes de puissance, et stabilisation de la température de la jonction. Ces éléments conduisent à une augmentation de l'efficacité de ces convertisseurs. Pour résoudre ces problèmes, des techniques de commutation douce sont introduites au lieu de la commutation dure [KIM19], [MAH18] . .



**Figure 0.1:** Convertisseur statique conventionnel type hacheur survolteur

Les pertes de puissance dans les convertisseurs survolteurs proviennent de deux sources principales : perte par conduction et perte dynamique. Ces pertes de puissance entraînent une surchauffe qui a un impact sur la fiabilité et contribue au vieillissement accéléré des interrupteurs. Pour éviter ces pertes de puissance,

plusieurs circuits d'aide à la commutation (C.A.L.C) ont été recommandés pour limiter le taux de variation de la tension  $dv/dt$  ou du courant  $di/dt$  et la surtension pendant la mise sous/ hors tension de l'interrupteur actif. Ces différents CALC sont classifiés en calc actif et passif. Comme traité dans [TRA18] et [TRA19], les CALC actifs sont employés pour minimiser les pertes de commutation à la mise sous tension. La majorité proposée dans la littérature utilise un interrupteur auxiliaire qui implique un circuit de contrôle d'interface intermédiaire. Les problèmes de synchronisation entre les signaux de commande des interrupteurs pendant les transitoires augmentent la complexité de la stratégie de commande ainsi que la taille du circuit et le coût. En outre, le CALC actif proposé fournit un fonctionnement à commutation douce pour les interrupteurs principaux, de même réduit la contrainte de tension de ces interrupteurs. Cependant, la contrainte de tension de la diode principale est deux fois supérieure à la tension de sortie, et les dispositifs auxiliaires fonctionnent par commutation dure. En conséquent, les éléments du calc entraînent des pertes de puissance de commutation supplémentaires. Dans [IVA14], la transition à tension zéro (ZVT) est réalisée pour les interrupteurs entrelacés à haute configuration, certes le circuit auxiliaire nécessite un transformateur. L'inductance de fuite provoque des pertes supplémentaires dans ce convertisseur. Cependant, les calc passifs sont peu coûteux, faciles à contrôler et à appliquer. Il y a quelques inconvénients qui doivent être contrôlés dans les cellules calc passives. Dans [KIM19], la commutation à tension nulle (ZVT) n'est pas capable d'accomplir une mise en marche parfaite, bien que la commutation à courant nul (ZCS) a réalisé une mise en marche correcte. Tandis que dans [LEE18], il fournit une semi-ZCS pour la mise en marche, les pertes de commutation ne peuvent pas être totalement éliminées dans les deux études. Dans [LEE19], le nombre croissant de composants dans la cellule calc conduit à un coût plus élevé et rend l'application plus complexe. Dans les recherches précédentes citées ci-dessus [KIM19], [MAH18] et [PUL19], les cellules RLD et RCD sont présentées comme une solution pour minimiser les pertes. L'inconvénient est qu'elles réduisent partiellement les pertes de commutation mais n'éliminent pas la totalité des pertes de commutation.

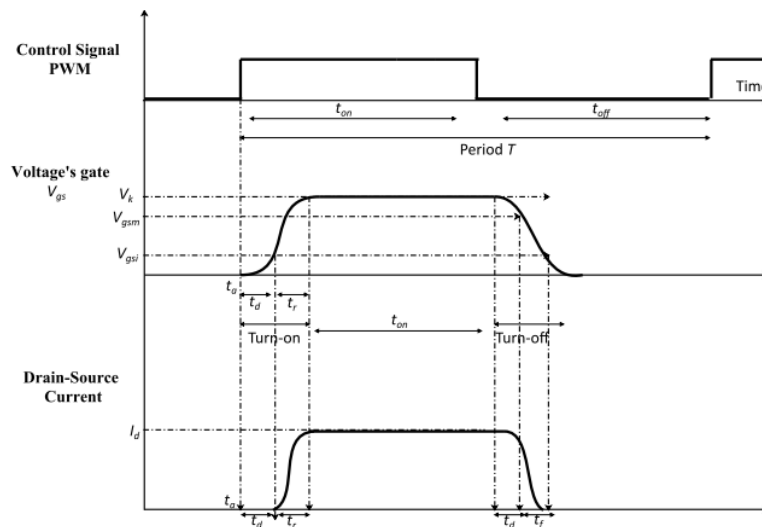
Ce chapitre présente une nouvelle approche pour la conception des cellules CALC qui fournissent parfaitement une commutation douce, assurant une commutation à tension nulle et une commutation à courant nul pour l'interrupteur principal du convertisseur DC-DC en utilisant uniquement les circuits résonnants RCD et RLD. La cellule CALC a une structure simple ; elle ne nécessite que des composants passifs et permet une plus grande fiabilité, une taille réduite, un poids et coût plus faible en plus d'une facilité de contrôle. Le circuit proposé est implémenté dans un convertisseur d'énergie renouvelable, plus précisément un convertisseur solaire, où la haute efficacité est principalement considérée. Dans le convertisseur proposé, l'interrupteur principal réalise une commutation douce, ce qui abolit les ondulations de la tension, minimise les pertes de puissance et stabilise la température de la jonction interrupteur. Dans

cette étude, les propriétés de commutation dure du MOSFET sont détaillées dans la Section 2. De plus, les pertes de puissance pour l'état statique et dynamique du convertisseur sont présentées dans la Section 3. En outre, la conception et l'analyse théorique du convertisseur proposé sont présentées dans la Section 4. Enfin, les résultats expérimentaux et de simulation du convertisseur proposé fonctionnant sous la commutation dure et la commutation douce sont comparés dans la Section 5.

## 2. Propriétés de la commutation dure du MOSFET :

### 2.1 Propriétés de la commutation on :

Un MOSFET en polarisation directe peut être mis sous tension en appliquant une tension positive entre la grille et la source. Cependant, pour passer du mode de blocage vers le mode de conduction, il faut un certain temps de transition  $t_d$ . Il peut être subdivisé en trois petits intervalles : le temps de retard, le temps de montée  $t_r$ , et le temps d'activation  $t_{on}$ , comme le montre la fig (6.2).



**Figure 0.2 :** Les caractéristiques de commutation du MOSFET.

Après l'application de la tension de grille, le MOSFET commencera à conduire sur une très petite région  $t_d$ . Pendant le temps de retard, la capacité d'entrée de la grille se charge de 0 à  $V_{gsi}$ , où  $V_{gsi}$  est le point de départ où le courant  $I_d$  est en condition pour commencer à circuler. En augmentant la tension de grille de  $V_{gsi}$  à  $V_{gsm}$ , le courant  $I_d$  commence à drainer et atteint la saturation à la valeur de  $V_{gsm}$ , où  $V_{gsm}$  est la tension nécessaire pour amener le MOSFET à l'état passant. Cette période est définie comme le temps de montée où l'interrupteur essaie d'atteindre la mise en marche et c'est la genèse des pertes de mise en marche de commutation  $E_{on}$ . Ensuite, l'interrupteur est complètement activé pendant une période  $t_{on}$ .



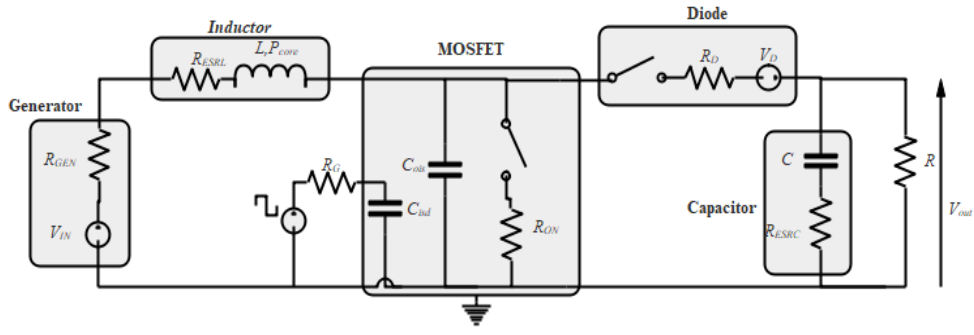
## 2.2 Propriétés de la commutation off :

La commutation à l'état repos a commencé au  $t_b$ , une fois que la tension de grille est éliminée. La durée de la commutation peut être divisée en deux intervalles, comme le montre la fig (6.2), le temps de retard pour la commutation à l'état ouvert  $t_{df}$ , et le temps de chute  $t_f$ . La commutation à l'état ouvert est définie comme la durée pendant laquelle l'interrupteur devient ouvert et elle contribue aux pertes dynamiques. Pendant que le délai  $t_{df}$ , la capacité d'entrée de la grille se décharge de la tension  $V_k$  à  $V_{gsm}$ . Cependant, le courant reste constant jusqu'à  $V_{gsm}$ . Ensuite, pendant le temps de chute  $t_f$ , la capacité d'entrée endure la décharge de  $V_{gsm}$  à  $V_{gsi}$ . De la même manière, le courant de drain commence à se réduire de  $I_d$  à zéro. Ainsi, chaque fois que le courant de drain  $I_d$  devient nul ou que la tension de grille atteint un niveau inférieur au seuil  $V_{gsi}$ , l'opération d'ouverture de l'interrupteur est effectuée.

Par conséquent, les pertes de commutation sont attribuables aux charges stockées. En outre, lorsque la tension de grille est réduite à une valeur inférieure au seuil  $V_{gsi}$ , le processus de commutation off est réalisé. Lors de la commutation on/off, le MOSFET connaît une diminution d'un paramètre (tension ou courant) et l'augmentation correspondante de l'autre. Cette transition n'est pas instantanée, donc pendant chaque mise sous tension et off, il y a une durée finie ( $t_{on}$ ,  $t_{off}$ ) pendant laquelle la tension et le courant sont tous non nuls. Et donc, il y a une perte de puissance dans le dispositif à commutation dure. Plus la fréquence de commutation est élevée, plus les pertes sont importantes et plus la chaleur est dissipée. Pour réduire la contrainte de commutation, le point de commutation de la tension et du courant doit être réduit.

## 3. Analyse des pertes dans un hacheur conventionnel :

Les pertes dans le convertisseur hacheur survolteur sont distingués en pertes par conduction et pertes dynamiques. Les pertes de conduction se produisent lorsque le MOSFET est en pleine conduction, elles résultent pratiquement de la résistance dans les éléments du circuit, tels que la diode, les condensateurs, l'inductance et le MOSFET. Alors que, les pertes dynamiques représentent une part considérable des pertes. Elles se produisent à chaque période de transition de la commutation. Ces pertes sont directement proportionnelles à la fréquence de commutation et moins dépendantes de la charge, ce qui signifie que plus la fréquence est élevée, plus les pertes sont importantes. Le schéma équivalent du convertisseur DC-DC est donné dans la Fig (6.3). Avec certaines hypothèses, présentées comme suit, les éléments du convertisseur sont indépendants en temps, température, fréquence, et ils sont linéaires [IVA14].



**Figure 0.3** : Circuit équivalent du convertisseur DC-DC avec des éléments parasites.

En fonction de la fréquence de commutation, du facteur de service et de la charge, le convertisseur peut fonctionner sous deux modes différents, le mode du courant continu (CCM) ou le mode du courant discontinu (DCM). Ce fait doit être pris en compte lors du calcul de l'équation du courant du convertisseur.

### 3.1 Pertes par conduction :

Pour déterminer les pertes de puissance par conduction, le courant moyen  $I_{av}$  et le courant effectif  $I_{eff}$  sont nécessaires. Ces courants sont définis comme suit :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i^2(t) dt} \quad (0-1)$$

$$I_{av} = \frac{1}{T} \int i(t) dt \quad (0-2)$$

En mode de fonctionnement courant continu, les pertes par conduction dans le convertisseur hacheur survolteur sont égales à la somme des puissances moyennes dans tous les éléments du circuit, comme le montre la figure 6.3. Elle est définie comme suit :

$$P_{cond} = R_{gen} I_{Leff}^2 + R_{esl} I_{Leff}^2 + R_{on} I_{TReff}^2 + R_d I_{deff}^2 + V_d I_{dav} + R_{esrc} I_{ceff}^2 \quad (0-3)$$

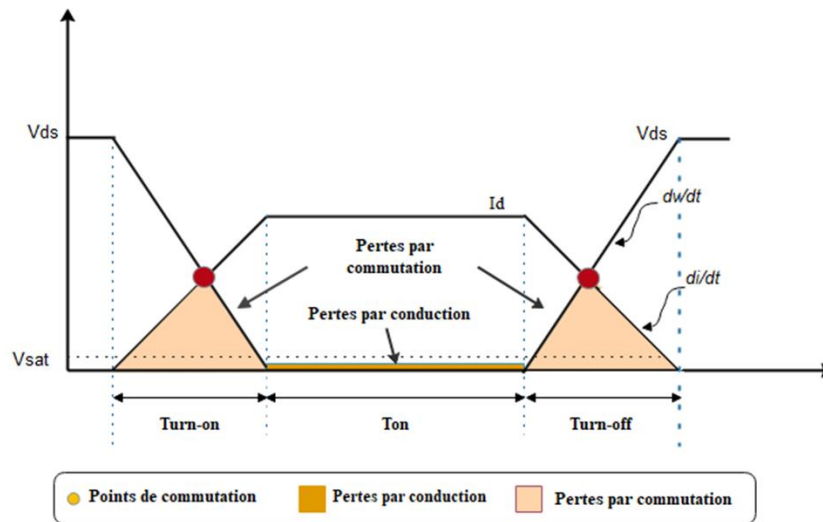
### 3.2 Pertes par commutation :

Les pertes dynamiques se produisent pendant la période de transition du commutateur. Les pertes moyennes peuvent être calculées comme suit :

$$P_{sw} = k(t_r I_{imax} + t_f I_{imin}) V_{out} f_{sw} \quad (0-4)$$

où  $t_r$  et  $t_f$  sont respectivement le temps de montée et de descente de la tension de la grille.  $V_{out}$  est la tension aux bornes de l'interrupteur pendant les commutations on et off , et  $f_{sw}$  est la fréquence de commutation.

Dans le convertisseur survolteur, les semi-conducteurs représentent les éléments les plus perdants du circuit. Le temps de commutation on/off de l'interrupteur est de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes à plusieurs fois des microsecondes. Pendant ces transitions de commutation, des pertes de puissance très élevées peuvent se produire dans le dispositif semi-conducteur. Bien que le temps de commutation des éléments semi-conducteurs soit très court, les pertes de puissance moyenne peuvent être importante. Les pertes dynamiques dépendent très peu de la charge électrique mais dépendent directement de la fréquence de commutation. Comme le montre la figure (6.4), les pertes dynamiques dans l'interrupteur actif sont prédominantes par rapport aux pertes par conduction. C'est pourquoi, en réduisant les pertes du commutateur, le circuit perdra moins de puissance.



**Figure 0.4 :** *Forme d'onde de la tension et courant de l'interrupteur pour une commutation dure pendant les phases transitoires.*

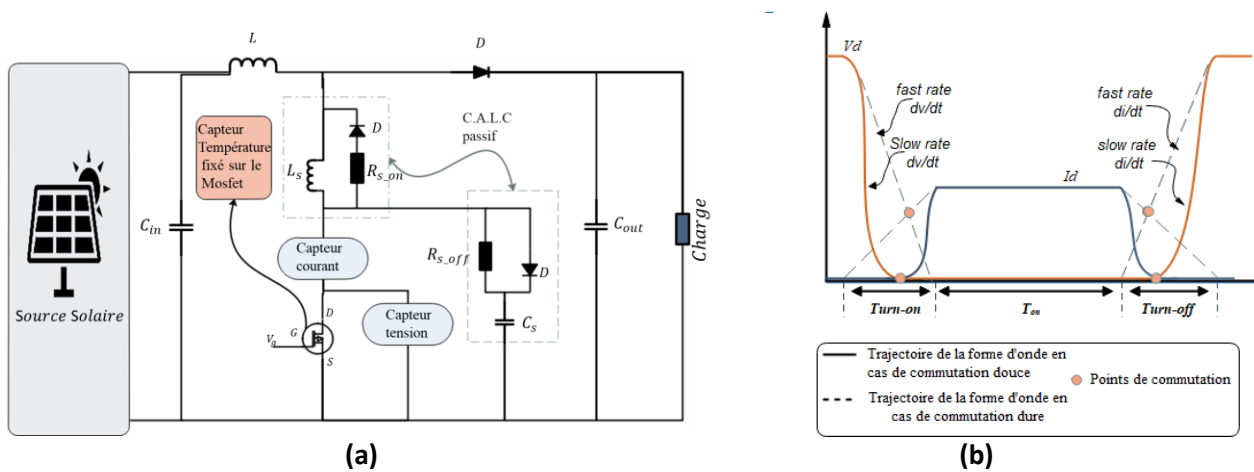
#### 4. Convertisseur hacheur survolteur à commutation douce :

Les MOSFET utilisés dans les convertisseurs de puissance fonctionnent généralement en mode de commutation dure. Le comportement dynamique des dispositifs semi-conducteurs de puissance attire l'attention, en particulier pour les plus rapides, pour un certain nombre de raisons : entraînement optimal, dissipation de puissance, problèmes d'EMI/RFI et température de la jonction [KIM18]. La commutation dure fait référence au comportement de commutation stressant des dispositifs électroniques de puissance pendant les processus de commutation on et off. L'interrupteur doit supporter simultanément une tension et un courant élevés, ce qui engendre une perte et un stress de commutation élevés [MAH18]. L'un des plus grands défis liés à la commutation dure est certainement lié au changement rapide de  $dv/dt$  et  $di/dt$ , provoquant le

bruit électromagnétique généré au moment de la commutation, comme la fréquence augmente, la fréquence du bruit devient plus élevée [UTA02].

#### 4.1 Circuit d'aide à la commutation proposé :

Plusieurs variétés de structures de CALC résonnants sont proposées par D. Tardiff [TAR89] et W. McMurray [MCM72]. Elles peuvent être classées en circuits d'aide à la commutation non polarisés et polarisés. Le circuit passif proposé est employé pour protéger le semi-conducteur et minimiser la contrainte dans l'interrupteur pendant les opérations de commutation. Ces circuits garantissent que la puissance électrique du dispositif n'atteint pas les limites du semi-conducteur [AMO18].



**Figure 0.5 :** Convertisseur solaire DC-DC avec le circuit CALC proposé, (a) hacheur survolteur à commutation douce à deux cellules RLD et RCD, (b) forme d'onde du courant et de la tension de l'interrupteur active durant les phases de transition.

Comme le montre fig.6.5(a), le RLD (ou le circuit d'aide à la fermeture) comprend une diode et une résistance avec une inductance parallèle en série avec le dispositif de commutation. Alors que le circuit RCD (ou le circuit d'aide à l'ouverture) comprend une résistance et une diode parallèles en série avec un condensateur. Le condensateur C et l'inductance L retardent le moment où l'interrupteur atteint la valeur finale de la tension et du courant. En contrepartie, les valeurs du condensateur et de l'inductance sont généralement optimisées afin de minimiser la puissance dissipée dans l'interrupteur. Cependant, ce n'est pas forcément la meilleure valeur des éléments CALC du point de vue de la fiabilité. La contrainte dans l'interrupteur est réduite mais les pertes persistent. Par conséquent, dans le circuit proposé, les éléments sont sélectionnés en fonction de considérations de fiabilité maximale pour l'ensemble de l'interrupteur et de son circuit d'aide à la commutation [PAR18]. Le circuit garantit une commutation douce et une perte de

puissance minimale pour le commutateur. Comme le montre la figure 6.5(b), dans ce circuit, lorsque l'interrupteur commence à tourner off, le courant de sortie charge le condensateur C jusqu'à la tension de source  $V_d$ . Par conséquent, il retarde le moment où la forme d'onde de la tension du condensateur (également de l'interrupteur) atteint la valeur finale  $V_d$ , le condensateur du circuit d'aide à la commutation permet à la tension d'augmenter et d'atteindre la pleine valeur V après que le courant de l'interrupteur tombe à zéro. En outre, le même scénario est réalisé par l'inductance du circuit d'aide à la commutation qui permet au courant d'augmenter et d'atteindre la pleine valeur  $I_d$  après que la tension de l'interrupteur tombe à zéro [ELM20].

## 4.2 Principe de fonctionnement du convertisseur proposé :

En supposant que les condensateurs et les inductances du circuit sont sans perte, toutes les diodes sont idéales et les conditions initiales sont considérées. Le convertisseur fonctionne sous période de commutation  $T_s$  avec un rapport cyclique D dans quatre modes distincts, détaillés comme suit :

**Premier étage [ $t_0 < t < t_1$  ] :** à  $t_1$ , l'interrupteur est mis sous tension, et le courant  $I_d$  a atteint 0, donc D et  $D_{s-on}$  sont en état bloqués, L,  $L_s$ ,  $R_{s-off}$ ,  $C_s$  et le MOSFET sont passants. Le courant dans l'inductance principal L est donné par :

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{V_{in}}{L+L_s}(t - t_0) \quad (0-5)$$

$$i_K(t) = i_L(t) + i_{R_{s-off}}(t) \quad (0-6)$$

En outre,

$$i_{R_{s-off}}(t) = \frac{V_{out}}{R_{s-off}} e^{(-t/\zeta)} \quad (0-7)$$

où  $\zeta = R_{s-off} C_s$  est la constante de temps. Ce mode est terminé lorsque le condensateur du c.a.l.c  $C_s$  est dissipé dans la résistance  $R_s$ . Le condensateur  $C_s$  est complètement déchargé dans une durée déterminée de  $\Delta t_1 = 5\zeta$ . Ainsi,  $t_1 = \Delta t_1 + t_0$  et  $V_{C_s}(t_1) = 0$ .

**Deuxième étape [ $t_1 < t < t_2$  ] :** en  $t = t_1$ , la tension aux bornes du condensateur atteint le zéro, aussi  $V_k(t) = 0$  et  $V_{R_{s-off}}(t) = 0$ . Par conséquent :

$$i_k(t) = i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{V_{in}}{L+L_s}(t - t_1) \quad (0-8)$$

A  $t = t_2$ , l'interrupteur est mis en position off. Ainsi,  $t_2 = t_1 + t_{on}$ .

**Troisième étape** [ $t_2 < t < t_3$ ] : à  $t = t_2$ , le condensateur  $C_s$  commence à se charger alors que l'interrupteur est toujours ouvert et que la diode de la cellule de fermeture est passante. Dans ce cas, la résistance  $R_{s-off}$  n'intervient pas dans le circuit. Par conséquent, la tension de commutation est donnée par :

$$V_k(t) = V_{cs}(t) \quad (0-9)$$

$$V_k(t) = V_{in} \left( 1 - \cos(\omega_0(t - t_2)) \right) + \frac{i_L(t_2)}{C_s \omega_0} \sin(\omega_0(t - t_2)) \quad (0-10)$$

Où :  $i_L(t_2)$  est la valeur initiale du courant de l'inducteur  $i_L$ . Et :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L + L_s)C_s}}$$

À  $t = t_3$ ,  $i_k(t) = 0$ ,  $V_{R_s}(t) = 0$ , et la tension de l'inducteur décline de  $V_{in}$  à  $(V_{out} - V_{in})$ . Dans ce cas, l'étape se termine lorsque la tension au-dessus du condensateur  $C_s$  atteint la tension de sortie  $V_{out}$ .

**Quatrième étape** [ $t_3 < t < t_4$ ] : Dans cette phase, l'interrupteur reste éteint, tandis que la diode du convertisseur  $D$  commence à conduire, le générateur du panneau photovoltaïque (PV) sera connecté directement à la charge. À  $t = t_4$ , l'étape se termine et le cycle se répète à nouveau en activant l'interrupteur. Par conséquent,  $t = t_4 = t_2 + t_{off}$  and  $t_4 = t_0$ .

### 4.3 Dimensionnement du convertisseur Hacheur à commutation douce :

Le circuit d'aide à la commutation proposé pour le convertisseur solaire DC-DC contient les éléments de circuit hacheur conventionnel  $L$ ,  $C_{out}$ ,  $R_{charge}$ ,  $D$  et le MOSFET avec les circuits RLD et RCD. L'expression moyenne des composants du circuit est expliquée dans les sous-sections suivantes :

**Inductance L de l'Hacheur** : la valeur de l'inducteur  $L$  doit être bien conçue afin de diminuer la quantité d'ondulation du courant de l'inductance principal  $\Delta i_L$ . Par conséquent, la valeur du paramètre  $L$  pour l'ondulation de courant désirée est donnée par [KHO18]:

$$L \geq \frac{V_{in}(1-D)}{f_{sw}\Delta i_L} \quad (0-11)$$

Où :  $\Delta i_L$  est l'ondulation du courant avec  $\frac{\Delta i_L}{i_L} \leq 10\%$ ;  $f_{sw}$  est la fréquence de commutation utilisée dans le convertisseur ;  $V_{in}$  est la tension d'entrée ;  $D$  est le rapport cyclique.

**Condensateur de sortie  $C_{out}$  du circuit Hacheur:** le condensateur de sortie contrôle l'ondulation produite dans la tension de charge  $V_{out}$ . Il est conçu comme suit [TRA18] :

$$C_{out} \geq \frac{I_{out}D}{f_{sw}\Delta V_{out}} \quad (0-12)$$

Où :  $\Delta V_{out}$  est l'ondulation de tension avec  $\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} \leq 5\%$ .

**Inductance  $L_s$  du CALC :** pendant le temps de montée  $t_r$ , le taux d'augmentation du courant de commutation défini par  $\frac{I_{in}}{t_r}$ . La valeur de l'inductance doit être conçue pour limiter la valeur élevée de  $\frac{di}{dt}$  du dispositif de commutation [PAR18]. Elle est définie par l'inégalité suivante:

$$\frac{V_s \cdot t_r}{I_{in}} < L_s \quad (0-13)$$

**Résistance  $R_{s-off}$  du C.A.L.C:** cette résistance représente l'élément le plus critique du circuit, de sorte qu'une erreur de conception peut faire chauffer le dispositif ou endommager le circuit. La valeur minimale de la résistance doit garantir que le courant total traversant le commutateur ne dépasse pas le courant répétitif de pointe  $I_{rpk}$  de l'interrupteur. Lors de la mise sous tension,  $C_s$  doit décharger le courant dans le temps minimum spécifié par le constructeur, sinon l'excès de courant passera dans l'interrupteur. Ensuite, la valeur de la résistance est donnée par [KHO18] :

$$\frac{V_{out}}{I_{rpk} - I_{in} - I_{rr\_diode}} < R_{s-off} < \frac{t_{on\ of\ the\ device}}{5C_s} \quad (0-14)$$

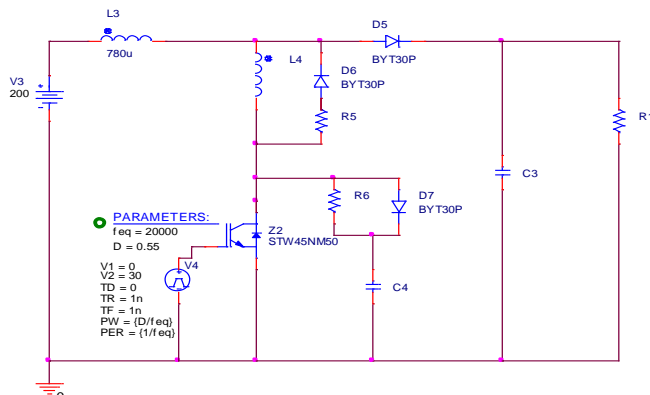
Où,  $I_{rr\_diode}$  est le courant de la diode pendant la période de récupération.  $I_{rpk}$  est le courant de pointe inverse.

## 5. Résultats et discussion

### 5.1 Simulation et résultats :

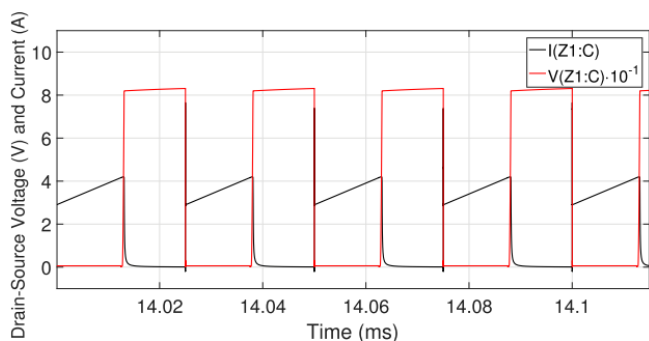
Afin de valider l'impact du CALC passif sur le circuit, un modèle de simulation est proposé dans l'environnement Pspice OrCAD, en utilisant les mêmes commutateurs de référence choisis pour l'implémentation du convertisseur Boost : le MOSFET *STW45NM50* et la diode *BYT30P* de STMicroelectronics, comme le montre la fig(6.6). Le modèle fonctionne en mode du courant continue à la fréquence de 20 kHz, et il adopte l'algorithme de contrôle MPPT pour extraire la puissance maximale des

panneaux photovoltaïques. En outre, les formes d'onde de tension dans les figures de simulation suivantes sont réduites par un coefficient de 10 pour avoir la même magnitude que le courant [ELM20].

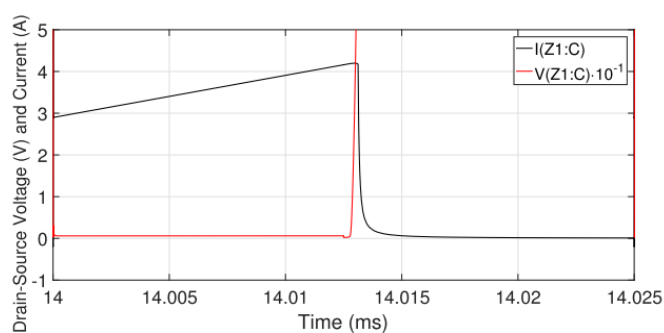


**Figure 0.6 :** Modèle Pspice du convertisseur DC-DC proposé à commutation douce.

La figure (6.7) présente les formes d'onde de commutation d'un convertisseur hacheur survolteur conventionnel fonctionnant sous commutation dure. Dans ce cas, le processus de commutation off de l'interrupteur atteint des valeurs de tension et de courant élevées. Et, cela est lié aux changements rapides de la tension  $dv/dt$ . Le circuit proposé assure une commutation douce avec une tension nulle durant l'ouverture de l'interrupteur. Grâce au contrôle de  $R_s$ , le condensateur  $C_s$  a amélioré les performances de manière significative en réduisant le taux de changement  $dv/dt$ , ce qui a augmenté la tension du commutateur progressivement de 0 à  $V_0$ , comme le montre la figure (6.8).



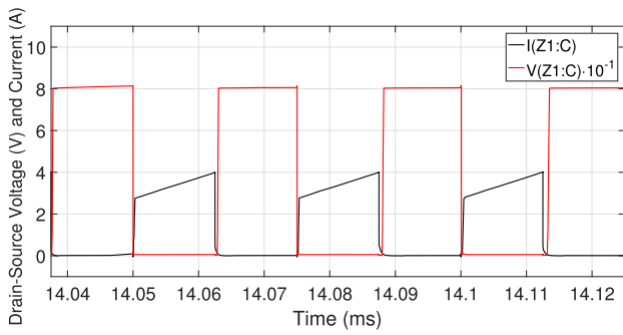
(a) Forme d'onde de la tension et du courant.



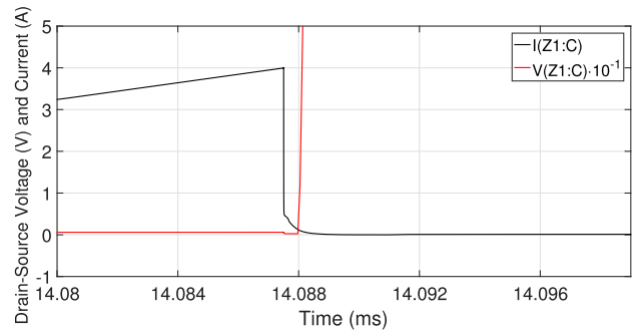
(b) Zoom-in sur l'instant de la transition de l'interrupteur vers l'état ouvert

**Figure 0.7 :** Forme d'onde de l'interrupteur active d'un hacheur conventionnel sous commutation dure, (a) tension et courant de l'interrupteur actif, (b) Zoom sur au moment d'ouverture de l'interrupteur.





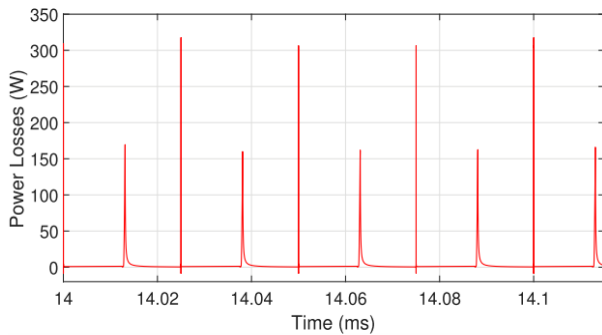
(a) Forme d'onde de la tension et du courant.



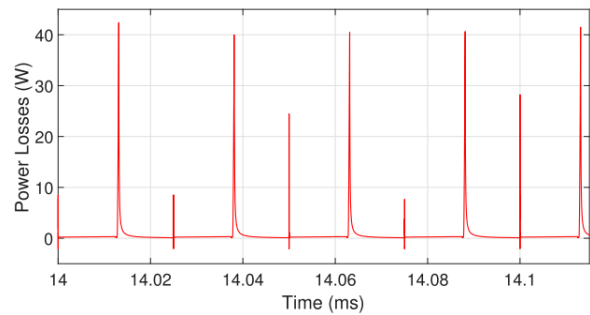
(b) Zoom-in sur l'instant de la transition de l'interrupteur vers l'état ouvert

**Figure 0.8 :** Forme d'onde de l'interrupteur active de l'hacheur proposé sous commutation douce, (a) tension et courant de l'interrupteur actif, (b) Zoom sur au moment d'ouverture de l'interrupteur.

Pour cette raison, les pertes par commutation du circuit proposé se réduisent à des pertes inférieures par rapport à celles du convertisseur conventionnel sous commutation dure, en raison de la réduction des  $dv/dt$  et  $di/dt$ . Comme le montre la figure (6.9), les pertes réduites atteignent 65,55 % dans l'interrupteur actif.



(a) commutation dure



(b) commutation douce

**Figure 0.9 :** Pertes de puissance dans l'interrupteur actif: (a) sous commutation dure (b) sous commutation douce.

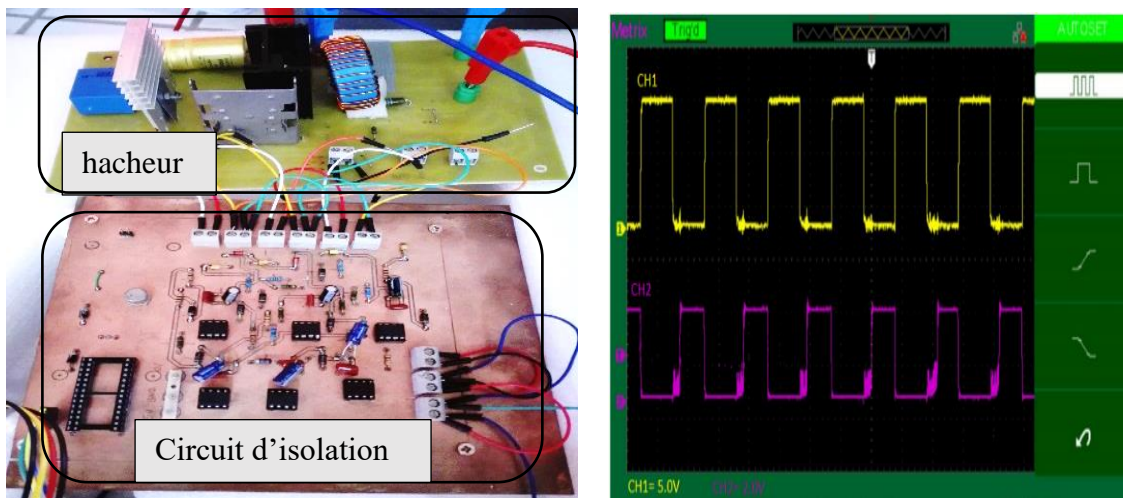
## 5.2 Implémentation pratique :

Les caractéristiques de performance du convertisseur conventionnel et du convertisseur survolteur proposé sont vérifiées par le prototype de 1,6 kW et de 20 kHz d'opération de commutation utilisant les mêmes composants et les mêmes conditions que le modèle étudié dans l'environnement de simulation. Le

prototype réalisé est résumé en annexe B, avec les considérations de conception susmentionnées. Le convertisseur fonctionne avec une source de tension continue simulant un panneau photovoltaïque (PV) comme source.

### a. Circuit d'isolation-galvanique :

le signal de la grille est donné au MOSFET à travers un circuit d'interférence intermédiaire qui assure l'isolation entre le circuit de puissance et le circuit de contrôle, comme le montre la figure 6.10(a). Ce circuit intègre un optocoupleur 6N137 pour l'isolation, et un Driver IR2112, qui a pour rôle d'amplifier les signaux de sortie, délivrés par la carte de contrôle, d'une faible tension pour atteindre la tension minimale de seuil de la grille du MOSFET. Dans la figure 6.10 (b), le canal 2 montre la forme d'onde de la sortie numérique du train d'impulsion de la grille du MOSFET générée par le DSP, qui offre une variation du signal de 0V à 3.3V, la fréquence de commutation est de 20 kHz égale à la fréquence imposée et le rapport cyclique est d'environ 50%. les signaux de sortie de l'optocoupleur sont amplifiés de 3V à 12V et les autres paramètres de fréquence de commutation et de rapport cyclique restent les mêmes que précédemment comme on peut le voir dans le canal 1 de la Fig.6.10(b) qui illustre la sortie du Driver IR2112 pour le convertisseur hacheur survolteur.



(a)

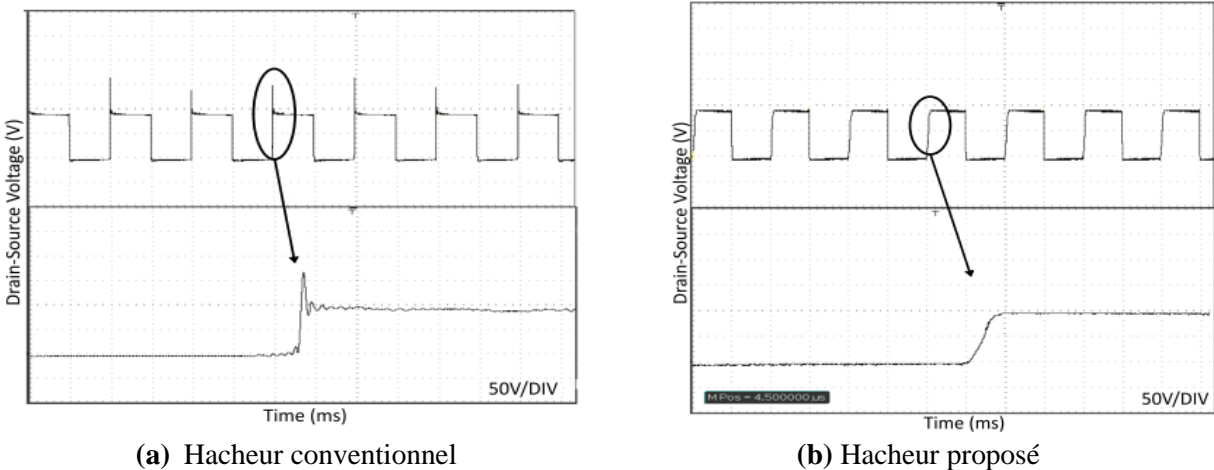
(b)

**Figure 0.10 :** Circuit d'isolation galvanique (a) Configuration matérielle du convertisseur élévateur avec le circuit d'isolation galvanique. (b) le signal de l'interrupteur à la sortie de l'optocoupleur 6N137 et du driver IR2112.

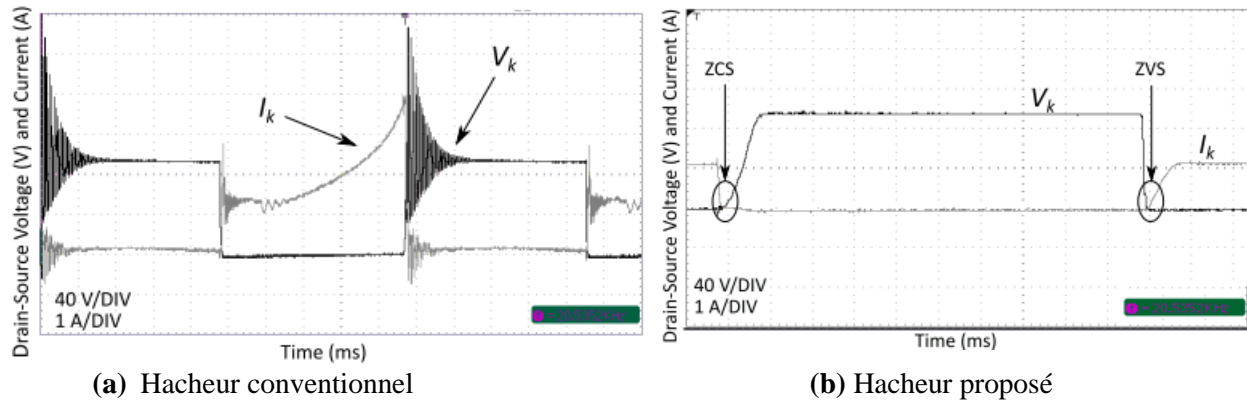
## b. Résultats Expérimentaux :

Dans l'implémentation proposée, le prototype réalisé est testé en utilisant une alimentation de faible puissance. Comme l'illustre la figure (6.11), la tension dans le circuit conventionnel présente un pic de tension élevé entre le drain et la source lors de l'ouverture de l'interrupteur. La tension du pic dépasse la valeur nominale de l'interrupteur.

Le convertisseur proposé avec le circuit d'aide à la commutation passif a montré une meilleure forme d'onde de la tension en éliminant la tension de pointe élevée et en réduisant les taux de changement rapide, comme le montre la figure (6.12). La tension et le courant de la figure 6.13 (a) et de la figure 6.13 (b), dans le convertisseur conventionnel et le convertisseur proposé, vérifient la forme d'onde théorique. En raison du circuit résonnant, RLD et RCD qui retardent l'augmentation du courant et de la tension en augmentant le taux de variation  $di/dt$  et  $dv/dt$ , respectivement. Le MOSFET du circuit proposé à un point de commutation nul à la fermeture et à l'ouverture. Par conséquent, il présente des pertes de puissance quasi-nulles pendant la mise sous tension et la mise hors tension.

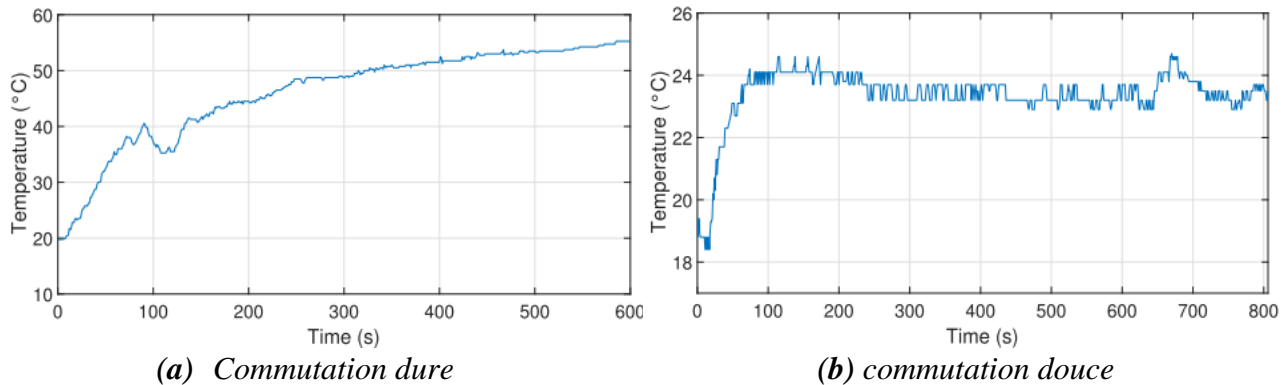


**Figure 0.11 :** Allure de la tension  $V_k$  de l'interrupteur actif, (a) en cas de commutation dure, (b) en cas de commutation douce.



**Figure 0.12 :** Les formes d'onde de la tension  $V_k$  et le courant  $I_k$  de l'interrupteur actif, (a) en cas de convertisseur conventionnel à commutation dure, (b) en cas du convertisseur proposée à commutation douce.

La température de la jonction est l'un des paramètres les plus importants qui influencent la performance et le comportement du MOSFET. Ainsi, pour fournir une visualisation réaliste du comportement dynamique de la température pour le convertisseur conventionnel et proposé, un capteur de température LM35 a été implanté sur le MOSFET.



**Figure 0.13 :** Les températures de jonction mesurées du MOSFET (a) en cas de commutation dure, (b) en cas de commutation douce.

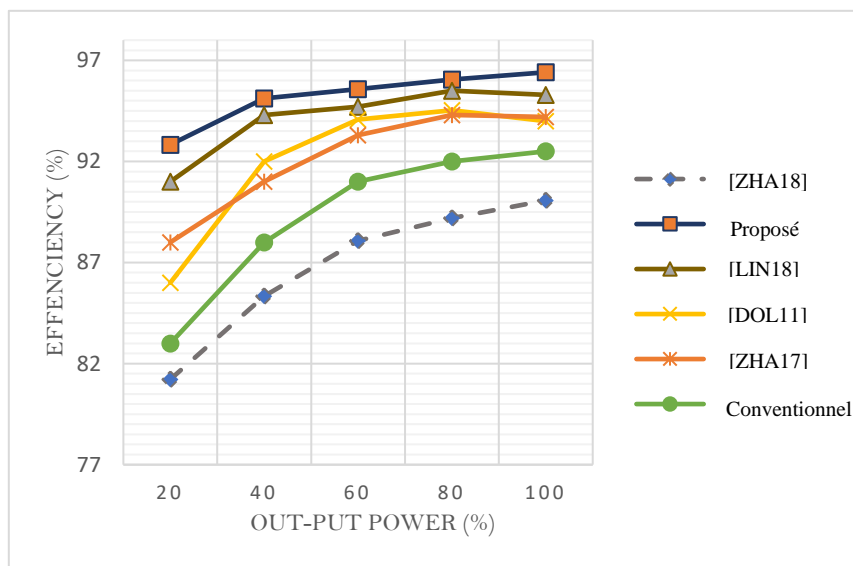
D'après la fig. 6.13(a), il est clair que le fonctionnement de l'interrupteur sous commutation dure augmente la température dans le MOSFET jusqu'à 58°C en raison de la présence des pics, d'ondulations comme il est susmentionné dans la fig. 6.12(a), et des pertes de puissance élevées, qui ont un impact sur la performance du commutateur et contribuent au vieillissement accéléré de l'interrupteur. En comparaison, le circuit proposé a montré un meilleur comportement dynamique de la température en la réduisant à 44,44 %, comme le montre la figure 6.13(b), en raison de la réduction des pertes et des bonnes formes d'onde de la tension et du courant au niveau de l'interrupteur.

### **c. Analyse comparative des caractéristiques électriques :**

Pour analyser d'avantage l'efficacité du convertisseur proposé, une analyse comparative des caractéristiques électriques des composantes principales est adoptée pour différents convertisseurs. Comme il est illustré dans le tableau (6-1), le principal inconvénient de la commutation à tension nulle du convertisseur survolteur [ZHA17] est la persistance de l'ondulation et du pic dans le courant de l'interrupteur principal. Ce problème augmente les pertes de commutation aux fermetures de l'interrupteur, ce qui augmente les pertes globales du système. De plus, la nécessité d'un circuit de contrôle supplémentaire pour le circuit calc augmente la taille et le coût du convertisseur. Par ailleurs, [ZHA20], [DOH11] le convertisseur à transition de tension nulle comprend un nombre élevé de composants supplémentaires, ce qui diminue l'efficacité, complique la mise en œuvre et augmente le coût. De plus, la tension élevée de l'interrupteur principal de puissance augmente la résistance à l'état passant  $R_{ds(on)}$ . Par conséquent, dans le convertisseur [LIN18], les pertes par conduction de l'interrupteur principal augmentent de façon permanente. Cependant, dans [ZHA18], les contraintes de courant et de tension de l'interrupteur sont considérablement réduites. Pour cette raison, dans ce convertisseur, les pertes capacitives à la commutation sont atomiques. Comparé à ces convertisseurs, le modèle proposé fournit une forme d'onde de tension et de courant de bonne qualité, en garantissant moins de contraintes sur l'interrupteur, un meilleur rendement énergétique, une facilité de contrôle et de mise en œuvre et un coût très faible.

**Tableau 0-1: Résultats comparatifs pour les différents convertisseurs.**

	Convertisseur [ZHA17]	Convertisseur [ZHA20]	Convertisseur [LIN18]	Convertisseur [ZHA18]	Convertisseur [DOH11]	Convertisseur [MUC19]	Convertisseur proposé
Nombre de composants supplémentaires	6	9	5	5	7	5	<b>5</b>
Type du C.A.L.C	Actif	Passif	Passif	Passif	Passif	Actif	<b>Passif</b>
les ondulations de la tension aux bornes de l'interrupteur	$V_H$	$1.6V_H$	$1.2 V_H$	$V_H$	$V_H$	$1.3 V_H$	<b><math>V_H</math></b>
Le pic de tension de l'interrupteur principal (V)	0	$1.5V_{ds}$	$0.2 V_{ds}$	0	0	$5.5 V_{ds}$	<b>0</b>
Le pic de courant de l'interrupteur principal (A)	$2 I_{ds,rms}$	0	$5 I_{ds,rms}$	0	$1.2 I_{ds,rms}$	$1.8 I_{ds,rms}$	<b>0</b>
Circuit de contrôle additionnel	Oui	Non	Non	Non	Non	Oui	<b>Non</b>
Efficacité (%)	95%	92.8%	95.6%	94.2%	94%	93.3%	<b>97.3%</b>
Coût	Elevé	Elevé	Moyen	Moyen	Elevé	Moyen	Faible
Complexité d'implémentation pratique	Elevé	Elevé	Faible	Moyen	Moyen	Moyen	<b>Très simplet</b>



**Figure 0.14 :** Courbe des rendements du convertisseur proposé en commutation dure et douce, comparées au convertisseur doux proposé par [ZHA17], [DOH11], [LIN18],[ZHA18].

Les courbes de rendement du convertisseur solaire classique à commutation dure et du convertisseur à commutation douce proposé sont illustrées par fig (6.14). Au total, le convertisseur à commutation douce a présenté un rendement énergétique extrêmement élevé par rapport à celui du convertisseur à commutation dure pour tous les essais effectués. Dans l'ensemble, la valeur du rendement du convertisseur atteint est de 97,03%, alors que pour le convertisseur conventionnel le rendement maximal est de 90,17 %. Par conséquent, le circuit proposé permet d'augmenter l'efficacité du convertisseur jusqu'à 7%. D'autre part, la figure présente également le rendement en puissance pour les modèles de convertisseurs précédents présentés dans la littérature [ZHA17] [DOH11]. Ces modèles ont présenté différentes valeurs de rendement énergétique. Pour le modèle [ZHA20], le rendement obtenu à pleine charge est de 95,3%, alors que dans les modèles [ZHA18], [ZHA17], [DOH11], il varie entre 92% et 94,2%. Comparé à ces résultats, le convertisseur proposé atteint toujours un rendement plus élevé, l'amélioration atteint plus de 6,83% pour la charge légère et plus de 4,51% pour la charge lourde. Comme avantage, le convertisseur a assuré une efficacité élevée pour les charges légères comme pour les charges lourdes.

## 6. Conclusion

Ce chapitre présente une comparaison entre la commutation dure et la commutation douce pour un convertisseur solaire DC-DC boost. La commutation douce est basée sur un circuit d'amortissement passif RLD et RCD. Les principes de fonctionnement et les considérations de conception du circuit proposé ont été décrits sur la base de points de vue théoriques et expérimentaux. Il a été observé que la commutation douce améliore la forme d'onde des signaux du circuit, en réduisant la contrainte sur l'interrupteur et donc en diminuant les pertes de puissance dans le convertisseur de 65,55 %. De plus, la température de jonction est réduite de 44,45 %. Elle reste stable dans une zone de température nominale du MOSFET. Sur cette base, analytiquement et expérimentalement, il a été constaté que le circuit du convertisseur hacheur survolteur conventionnel atteint une meilleure efficacité lorsque le circuit d'amortissement passif est mis en œuvre par rapport au mode de fonctionnement à commutation dure.

## **Annexe B : Paramètre et spécification :**

### **1. Caractéristique du moteur :**

<b>Puissance utile</b>	1.5 KW
<b>Tension alimentant la machine</b>	380V
<b>Le facteur de puissance</b>	3.5A
<b>Vitesse de rotation nominale</b>	0.82
<b>Couple nominale</b>	20 N.m
<b>Fréquence</b>	50 Hz

### **2. Paramètres du moteur :**

<b>Résistance statorique</b>	1.2 $\Omega$
<b>Résistance rotorique</b>	1 $\Omega$
<b>Inductance cyclique de la phase du stator</b>	175e-3 H
<b>Inductance cyclique de la phase du rotor</b>	175e-3 H
<b>Inductance mutuelle</b>	170e-3 H
<b>Coefficient de frottement visqueux</b>	0.003 Nm.s/rd
<b>Nombre de pair de pôle</b>	2



### 3. Paramètres de contrôle de la commande FS-PTC :

<b>Commande avec onduleur deux niveau</b>	Gain proportionnel de la vitesse		0.397
	Gain intégral de la vitesse		8.075
	Fréquence d'échantillonnage		50 $\mu s$
	les facteurs de pondération de l'erreur de flux	$\lambda_f$	38
	les facteurs de pondération de nombre de transition	$\lambda_n$	0.03
<b>Commande avec onduleur NPC à trois niveaux</b>	Gain proportionnel de la vitesse		0.298
	Gain intégral de la vitesse		4.26
	Fréquence d'échantillonnage		70 $\mu s$
	les facteurs de pondération de l'erreur de flux	$\lambda_f$	28.5
	les facteurs de pondération de nombre de transition	$\lambda_n$	$10^{-6}$

### 4. Caractéristique du convertisseur statique :

<b>Tension d'entrée</b>	200 V
<b>Tension de sortie</b>	400 V
<b>Puissance de sortie</b>	1.6 Kw
<b>Courant maximal de sortie</b>	4 A
<b>Fréquence de commutation</b>	20 kHz
<b>Inductance du convertisseur</b>	700 $\mu H$
<b>Capacité de sortie</b>	100 $\mu F$
<b>L'interrupteur active</b>	Mosfet STW45NM50
<b>Diode</b>	BYT30P