

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



**Université Hadj Lakhdar Batna**  
**Faculté de Technologie**  
**Département d'Électrotechnique**



## **THÈSE**

Présentée pour l'obtention du diplôme de  
**DOCTORAT 3<sup>ème</sup> cycle LMD en Électrotechnique**

### **OPTION**

Commande des systèmes industriels et Energies renouvelables

**Par**

**BOUZERIA HAMZA**

**Thème**

---

# **MODELISATION ET COMMANDE D'UNE CHAÎNE DE CONVERSION PHOTOVOLTAÏQUE**

---

Soutenue le 30 Avril 2016 devant le jury composé de :

Dr. CHIKHI	KHALED	Prof.	Université BATNA	Président
Dr. FETHA	CHERIF	Prof.	Université BATNA	Rapporteur
Dr. BAHI	TAHAR	Prof.	Université ANNABA	Co-rapporteur
Dr. BOUHARKAT	MALEK	Prof.	Université BATNA	Examineur
Dr. DEBBACHE	NASREDDINE	Prof.	Université ANNABA	Examineur
Dr. RAHEM	DJAMEL	Prof.	Université OUM EL BOUAGHI	Examineur

## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail aux étoiles qui éclairent ma  
vie, ma source de tendresse « mes parents »*

*Ces deux êtres qui ont su m'éduquer, qui étaient toujours  
derrière moi et qui m'ont poussé à aller de l'avant.*

*À nos tantes et oncles.*

*Enfin à tous nos frères et sœurs*

## Remerciements

Je tiens à remercier Monsieur FETHA Cherif, Professeur à l'université Hadj Lakhdar-Batna, pour avoir accepté la direction scientifique de ces travaux de recherche. Je lui exprime toute ma gratitude pour son expérience, ses compétences, son soutien inconditionnel et ses qualités humaines.

Je tiens également à exprimer, mes vifs remerciements à Monsieur BAHY Tahar, Professeur à l'université Badji Mokhar - Annaba pour avoir bien voulu co-encadrer ce travail ainsi que pour son soutien et sa disponibilité tout au long de la réalisation de ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements aux membres du jury :

Je remercie vivement Monsieur CHIKHI Khaled, Professeur à l'université Hadj Lakhdar et doyen de la Faculté de technologie, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance de ma thèse.

Je remercie chaleureusement : Monsieur BOUHARKAT Malek, Professeur à l'université Hadj Lakhdar, Monsieur DEBBECHE Nacereddine, Professeur à l'université Badji Mokhtar et Monsieur RAHEM Djamel, Professeur à l'université Oum El Bouaghi, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Mes remerciements vont aussi à l'ensemble de mes enseignants et à tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à l'élaboration de ce travail.

Je remercie, tout particulièrement, mes parents pour leur soutien moral et leur encouragement tout au long de mes études.

# SOMMAIRE

<b>Résumé</b>	
<b>Liste des figures</b> .....	<b>IV</b>
<b>Liste des Tableaux</b> .....	<b>VIII</b>
<b>Tables des notions et symboles</b> .....	<b>IX</b>
<b>Introduction générale</b> .....	<b>01</b>

## CHAPITRE I

### ETAT DE L'ART SUR L'ENERGIE SOLAIRE ET SES APPLICATIONS

I.1 Introduction .....	03
I.1.1 Energies renouvelables .....	03
I.1.2. Evaluation de l'énergie renouvelable en Algérie .....	04
I.2 Énergie Solaire .....	05
I.2.1 Estimation de l'énergie disponible .....	06
I.2.2 Systèmes Photovoltaïques.....	07
I.2.3 Données relatives au soleil.....	09
I.2.4 Energie du soleil en Algérie.....	10
I.3 Applications d'énergie solaire.....	11
I.3.1 Applications des systèmes photovoltaïques.....	12
I.3.1.1 Systèmes autonomes.....	12
I.3.3.2 Systèmes hybrides.....	12
I.3.3.3 Systèmes couplés au réseau.....	13
I.3.3.4 Systèmes fonctionnant au fil du soleil (Pompage photovoltaïque).....	14
I.4 Configuration d'un système de pompage photovoltaïque.....	14
I.5 Avantages et inconvénients des systèmes photovoltaïques.....	16
I.6 Technologie des moteurs.....	17
I.6.1 Moteur à courant continu.....	17
I.6.2 Moteur à courant continu sans balais.....	18
I.6.3 Moteur à courant alternatif.....	18
I.7 Conclusion.....	19

## CHAPITRE II

### MODELISATION D'UNE CHAINE DE CONVERSION PHOTOVOLTAÏQUE

II.1 Introduction.....	20
II.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque.....	20
II.3 Rendement d'un panneau PV.....	24
II.4 Simulation du panneau photovoltaïque.....	26
II.4.1 Effet de l'ensoleillement sur les caractéristiques $I=f(V)$ .....	26
II.4.2 Effet de température sur les caractéristiques $I=f(V)$ .....	27
II.5 Modélisation du convertisseur DC-DC.....	32
II.5.1 Convertisseur DC-DC pour MPPT.....	32
II.5.1.1 Structure et model du convertisseur Boost.....	33
II.5.1.2 Structure et model de convertisseur Buck.....	35
II.5.2 Recherche du fonctionnement optimal.....	36
II.6 Principe de la commande MPPT.....	37
II.6.1 Principe de la recherche.....	38
II.6.2 Différents algorithmes de commande MPPT.....	40
II.6.2.1 Méthode de perturbation et observation (P&O).....	40
II.6.2.2 Méthode de la conductance incrémentale.....	42

II.6.2.3 Commandes MPPT à base de la logique floue.....	44
II.6.2.4 Etude par simulation d'un système PV à commande MPPT.....	46
II.7 Modélisations des machines alternatives.....	49
II.7.2 Domaines d'applications.....	49
II.7.2.1 Equations de Park de la machine.....	50
II.7.2.2 Equations dans le repère $\alpha, \beta$ .....	51
II.7.3 Simulation de la MSAP.....	52
II.8 Modélisation de la machine asynchrone.....	53
II.8.1 Modèle biphasé de la machine asynchrone.....	53
II.8.2 Modèle biphasé dans le plan (d-q).....	55
II.8.2.1 Equations électriques.....	56
II.8.2.2 Simulation.....	57
II.8.3 Modèle biphasé ( $\alpha, \beta$ ) de la machine asynchrone.....	59
II.9 Modélisation de la pompe centrifuge.....	61
II.10 Modélisation et commande de l'onduleur.....	62
II.10.1 Techniques de commande MLI.....	62
II.10.2 Onduleur à modulation de largeur d'impulsion.....	69
II.10.3 Modélisation de l'onduleur de tension.....	76
II.11 Conclusion.....	78

### **CHAPITRE III**

#### **COMMANDE D'UNE CHAÎNE DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE**

III.1 Introduction.....	79
III.2 Commande vectorielle.....	79
III.2.1 Principe de la commande vectorielle de la MSAP.....	79
III.2.1.1 Découplage des courants $I_d$ et $I_q$ .....	81
III.2.1.2 Simulation de la commande vectorielle avec MSAP.....	83
III.2.2 Commande vectorielle de la MAS.....	85
III.2.3 Simulation de la commande vectorielle avec MAS.....	90
III.3 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC).....	90
III.3.1 Résultat de simulation.....	98
III.4 Commande directe du couple.....	98
III.4.1 Commande DTC de MSAP.....	99
III.4.1.1 Séquences d'un onduleur de tension triphasé.....	99
III.4.1.2 Sélection du vecteur de tension.....	103
III.4.1.3 Résultats des simulations et discussion.....	107
III.4.1.4 Simulation de la DTC avec la machine MAS.....	107
III.4.2 Commande DTC-SVM.....	108
III.4.2.1 Résultat de simulation de DTC avec MSAP.....	116
III.5 Conclusion.....	121

### **CHAPITRE IV**

#### **AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA CHAÎNE DE POMPAGE**

IV.1 Introduction.....	122
IV.2 Commande sans capteur de vitesse.....	122
IV.2.1 Modèles de système adaptatif à modèle de référence.....	123
IV.2.1.1 Méthode MRAS basée sur la puissance réactive.....	124
IV.2.1.2 Mécanisme d'adaptation.....	125
IV.2.2 Application à la commande vectorielle.....	127
IV.2.3 Simulation de la commande MRAS avec MAS.....	127
IV.3 Commande par mode glissant.....	131
IV.3.1 Principe du contrôleur à mode glissant.....	131

IV.3.2 Théorie de la commande par mode glissant.....	131
IV.3.3 Choix de la surface de glissement.....	132
IV.3.4 Condition d'existence du mode glissant.....	133
IV.3.5 Détermination de la loi de commande.....	134
IV.3.6 Commande équivalente.....	134
IV.3.7 Commande de la MAS par régulateur à mode glissant.....	137
IV.3.8 Résultat de simulation.....	141
IV.4 Amélioration de la commande SMC.....	144
IV.4.1 Commande par mode glissant-floue.....	144
IV.4.1.1 Simulation de la commande FSMC.....	145
IV.4.2 Application des réseaux de neurones dans la commande par SMC.....	147
IV.4.2.1 Simulation de la commande RNSMC.....	149
IV.4.3 Etude Comparative.....	151
IV.5 Conclusion.....	152
Conclusion générale.....	153
<b>Bibliographie</b>	
<b>Annexes</b>	

## Liste des figures

<b>Figure I.1</b>	Structure de la production d'électricité mondiale en 2013	04
<b>Figure I.2</b>	Répartition des usages de l'énergie renouvelable en Algérie	05
<b>Figure I.3</b>	Analyse spectrale du rayonnement solaire	05
<b>Figure I.4</b>	Schématisme d'une cellule photovoltaïque	07
<b>Figure I.5</b>	Composantes d'un champ de panneaux photovoltaïques	08
<b>Figure I.6</b>	Mouvement de la terre autour du soleil	09
<b>Figure I.7</b>	Zones climatiques de l'Algérie	11
<b>Figure I.8</b>	Interconnexions entre le générateur solaire et les autres générateurs	11
<b>Figure I.9</b>	Interconnexions entre le générateur solaire et les autres générateurs	12
<b>Figure I.10</b>	Système hybride	13
<b>Figure I.11</b>	Système PV couplés aux réseaux	13
<b>Figure I.12</b>	Eléments d'une installation de pompage photovoltaïque	14
<b>Figure I.13</b>	Système de petite puissance	16
<b>Figure I.14</b>	Systèmes de moyenne puissance	16
<b>Figure II.1</b>	Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque	20
<b>Figure II.2</b>	Modèle simplifié de diode d'une cellule solaire	21
<b>Figure II.3</b>	Caractéristique courant-tension (I-V) d'une cellule solaire	22
<b>Figure II.4</b>	Module photovoltaïque	24
<b>Figure II.5</b>	Modèle du générateur PV	25
<b>Figure II.6</b>	Caractéristique $I=f(V)$ d'un module PV ( $N_S = N_P = 1$ )	26
<b>Figure II.7</b>	Effet de l'ensoleillement sur la caractéristique du module I-V à $T=25^\circ\text{C}$	27
<b>Figure II.8</b>	Effet de la température sur la caractéristique du module I-V à un ensoleillement constant ( $1000 \text{ W/m}^2$ )	27
<b>Figure II.9</b>	Caractéristiques $I=f(V)$ des modules en série aux conditions standards	28
<b>Figure II.10</b>	Caractéristiques $I=f(V)$ de différents modules parallèles pour des cellules à une température et un ensoleillement constant.	28
<b>Figure II.11</b>	Champ photovoltaïque.	29
<b>Figure II.12</b>	Variation des caractéristiques I-V avec l'ensoleillement et la température des cellules	30
<b>Figure II.13</b>	Caractéristiques $P=f(V)$ du générateur	31
<b>Figure II.14</b>	Schéma fonctionnel général du système P-V avec MPPT	32
<b>Figure II.15</b>	Convertisseur boost	33
<b>Figure II.16</b>	Formes typiques d'onde du convertisseur boost	34
<b>Figure II.17</b>	Convertisseur buck.	35
<b>Figure II.18</b>	Signaux typiques de convertisseur buck	36
<b>Figure II.19</b>	Technique de la recherche du PPM	37
<b>Figure II.20</b>	Technique numérique de la recherche du PPM	37
<b>Figure II.21</b>	Fluctuation du PPM avec l'intensité d'éclairement	38
<b>Figure II.22</b>	Principe de fonctionnement d'une commande MPPT	39
<b>Figure II.23</b>	Principe d'une MPPT	39
<b>Figure II.24</b>	Organigramme de la méthode P&O.	41

<b>Figure II.25</b>	Évolution de la puissance en fonction de la tension	43
<b>Figure II.26</b>	Schéma fonctionnel de l'algorithme INC	44
<b>Figure II.27</b>	Structure de base de la commande floue	45
<b>Figure II.28</b>	Degrés d'appartenances	46
<b>Figure II.29</b>	Surface floue	46
<b>Figure II.30</b>	Modèle de simulation	47
<b>Figure II.31_a</b>	Tension et puissance de module à $T = 25^{\circ}\text{C}$ et $G = 1000 \text{ w/m}^2$	47
<b>Figure II.31_b</b>	Variation de la charge à $T = 25^{\circ}\text{C}$ et $G = 1000 \text{ w/m}^2$	47
<b>Figure II.32</b>	Variation de la luminosité	48
<b>Figure II.33</b>	Grandeurs électriques à l'entrée et à la sortie du convertisseur pour différentes irradiations et une température constante $T = 25^{\circ}\text{C}$	48
<b>Figure II.34</b>	Représentation de la MSAP dans les repères triphasé (a,b,c) et diphasés (d-q)	49
<b>Figure II.35</b>	Simulation de la MSAP	52
<b>Figure.II.36</b>	Représentation spatiale des enroulements statoriques et rotoriques de la MAS	53
<b>Figure II.37</b>	Position des axes $dq$ par rapport aux axes de la machine	55
<b>Figure II.38</b>	Grandeurs des courants et flux de la MAS	58
<b>Figure II.39</b>	Vitesse et Couple de la MAS	59
<b>Figure II.40</b>	Coupe de la construction de base d'une pompe centrifuge	61
<b>Figure II.41</b>	Modulateur MLI à porteuse triangulaire.	63
<b>Figure II.42</b>	MLI avec échantillonnage régulier de la modulante	64
<b>Figure II.43</b>	Signaux de commande et de sortie	65
<b>Figure II.44</b>	Commande MLI à bande hystérésis	65
<b>Figure II.45</b>	Principe de fonctionnement de correcteur à hystérésis	66
<b>Figure II.46</b>	Simulation de la commande hystérésis	67
<b>Figure II.47</b>	Schéma de simulation de la bande hystérésis variable	68
<b>Figure II.48</b>	Simulation de la bande hystérésis variable	68
<b>Figure II.49</b>	Diagramme vectoriel des états du Tableau II.2	69
<b>Figure II.50</b>	Représentation de l'ensemble onduleur-machine.	69
<b>Figure II.51</b>	Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension	70
<b>Figure II.52</b>	Représentation des états de l'onduleur dans le repère $\alpha\beta$ , et les différents secteurs	70
<b>Figure II.53</b>	Tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents secteur 1	72
<b>Figure II.54</b>	Signaux de commande dans le cas où $\vec{V}_{ref}$ est au secteur 1	74
<b>Figure II.55</b>	Signaux de commande pour chaque secteur	74
<b>Figure II.56</b>	Tension au plan $\alpha\text{-}\beta$	75
<b>Figure II.57</b>	Comparaison entre théorie et simulation des signaux de commandes des interrupteurs obtenues par <i>SV-MLI</i>	76
<b>Figure II.58</b>	Onduleur de tension associé à une charge triphasée	77
<b>Figure III.1</b>	Principe de la commande vectorielle	80
<b>Figure III.2</b>	Découplage de la machine synchrone à aimants	82
<b>Figure III.3</b>	Boucles de commandes	82

<b>Figure III.4</b>	Schéma bloc	83
<b>Figure III.5</b>	Courant, Couple et Flux du MSAP	84
<b>Figure III.6</b>	Vitesse MSAP	84
<b>Figure III.6_a</b>	Résultats de la pompe avec MSAP	85
<b>Figure III.7</b>	Structure illustrant les découplages de la MAS	86
<b>Figure III.8</b>	Reconstitution des tensions $v_{sd}$ et $v_{sq}$	87
<b>Figure III.9</b>	Commande découplée – Expression de $i_{sd}$ et $i_{sq}$	87
<b>Figure III.10</b>	Commande découplée de la MAS	88
<b>Figure III.11</b>	Schéma de principe d'une commande vectorielle	88
<b>Figure III.12</b>	Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension	89
<b>Figure III.13</b>	Résultats pour la machine MAS	90
<b>Figure.III.14</b>	Représentation de l'orientation du repère $dq$	91
<b>Figure III.15</b>	Les nouvelles commandes obtenues	93
<b>Figure III.16</b>	Reconstitution des tensions $v_{sd}$ et $v_{sq}$	94
<b>Figure III.17</b>	Schéma fonctionnel de la commande vectorielle <i>IRFOC</i>	94
<b>Figure III.18</b>	Boucle de régulation de courants	95
<b>Figure III.19</b>	Boucle de régulation de la vitesse	96
<b>Figure III.20</b>	Boucle de régulation de la vitesse avec régulateur PI doté d'un filtre de 1 <sup>er</sup> ordre	97
<b>Figure III.21</b>	Vitesse, couple, flux et courant de la MAS	98
<b>Figure III.22</b>	schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP	99
<b>Figure III.23</b>	Onduleur de tension	99
<b>Figure III.24</b>	Vecteurs tensions $\overline{V}_c$ à la sortie d'onduleur	100
<b>Figure III.25</b>	Sélection des tensions correspondantes au contrôle du flux	102
<b>Figure III.26</b>	Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux	103
<b>Figure III.27</b>	Répartition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1.....6$	104
<b>Figure III.28</b>	Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone	105
<b>Figure III.29</b>	Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP	106
<b>Figure III.30</b>	Résultats DTC-MAS	108
<b>Figure III.31</b>	DTC avec SVM basée sur des régulateurs à hystérésis	108
<b>Figure III.32</b>	Orientation de l'axe d selon la direction du flux statorique	110
<b>Figure III.33</b>	Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué	111
<b>Figure III.34</b>	Illustration de l'angle $\delta$	112
<b>Figure III.35</b>	Evolution de l'angle $\delta$ en fonction du vecteur tension appliqué	112
<b>Figure III.36_a</b>	Evolution de $\varphi_s$	113
<b>Figure III.36_b</b>	Contrôleur à hystérésis à deux niveaux	113
<b>Figure III.37</b>	Contrôleur à hystérésis du couple à trois niveaux	113
<b>Figure III.38</b>	Schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension	115
<b>Figure III.39</b>	Principe de la commande <i>DTC</i>	116
<b>Figure III.40</b>	Schéma global de la DTC-SVM dans un système de pompage photovoltaïque	117

<b>Figure III.41</b>	Bloc de commande DTC-SVM	117
<b>Figure III.42</b>	Bloc de simulation	117
<b>Figure III.43</b>	Courant statorique de MSAP avec PI	118
<b>Figure III.44</b>	Courant statorique de MSAP avec FLC	118
<b>Figure III.45</b>	Couple de MSAP	119
<b>Figure III.46</b>	Vitesse de MSAP	119
<b>Figure III.47</b>	Flux dans le plan $\alpha\beta$ avec FLC	120
<b>Figure III.48</b>	Flux de MSAP	120
<b>Figure III.49</b>	Résultats de la pompe centrifuge	121
<b>Figure IV.1</b>	Configuration de base de la méthode <i>MRAS</i>	122
<b>Figure IV.2</b>	Elaboration de la méthode <i>MRAS</i> à puissance réactive	125
<b>Figure IV.3</b>	Système à rétroaction	126
<b>Figure IV.4</b>	Système à rétroaction équivalent de la <i>MRAS</i>	126
<b>Figure IV.5</b>	Commande <i>IRFOC</i> sans capteur de vitesse ni de couple de charge	127
<b>Figure IV.6</b>	Bloc de simulation de la commande <i>MRAS</i>	128
<b>Figure IV.7</b>	Schéma de la commande <i>MRAS</i>	128
<b>Figure IV.8</b>	Résultats de la pompe	129
<b>Figure IV.9</b>	Courant, couple, flux et vitesse avec PI et FLC	130
<b>Figure IV.10</b>	Trajectoire d'un système de deuxième ordre à <i>VSC</i>	132
<b>Figure IV.11</b>	Schéma fonctionnelle de la commande équivalente	134
<b>Figure IV.12</b>	Fonction « <i>sign</i> » de $u_n$	135
<b>Figure IV.13</b>	Commande $u_n$ adoucie « <i>sat</i> »	136
<b>Figure IV.14</b>	Commande $u_n$ intégrale	137
<b>Figure IV.15</b>	Schéma de control de la structure en cascade	137
<b>Figure IV.16</b>	Schéma synoptique d'un système de pompage	141
<b>Figure IV.17</b>	Commande par mode glissant	141
<b>Figure IV.18</b>	Résultat de simulation de la <i>MAS</i>	142
<b>Figure IV.19</b>	Vitesse de <i>MAS</i>	143
<b>Figure IV.20</b>	Résultat de la pompe	143
<b>Figure IV.21</b>	Structure du système flou	144
<b>Figure IV.22</b>	Résultats de simulation avec la commande <i>FSMC</i>	146
<b>Figure IV.23</b>	Résultats de simulation de la pompe avec la commande <i>FSMC</i>	147
<b>Figure IV.24</b>	Architecture de contrôle par mode glissant-neurone	148
<b>Figure IV.25</b>	Architecture proposée	148
<b>Figure IV.26</b>	Résultats de simulation de la pompe avec la commande <i>RNSMC</i>	149
<b>Figure IV.27</b>	Résultats de simulation avec la commande <i>RNSMC</i>	150
<b>Figure IV.28</b>	Comparaison du flux de <i>MAS</i> entre <i>SMC</i> , <i>FSMC</i> et <i>RNSMC</i>	151
<b>Figure IV.29</b>	Comparaison de la vitesse de <i>MAS</i> entre <i>SMC</i> , <i>FSMC</i> et <i>RNSMC</i>	151

**Liste des Tableaux**

<b>Tableau I.1</b>	Répartition de la puissance installée par application	04
<b>Tableau I.2</b>	Performances des différentes technologies des cellules photovoltaïques	08
<b>Tableau I.3</b>	Constante solaire en fonction de l'épaisseur d'atmosphère traversée	10
<b>Tableau II.1</b>	Table de vérité pour une commande par logique floue	46
<b>Tableau II.2</b>	Valeurs des tensions correspondantes	71
<b>Tableau III.1</b>	Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande DTC	105
<b>Tableau III.2</b>	Table de vérité de la structure de la DTC	106
<b>Tableau III.3</b>	Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux	114
<b>Tableau III.4</b>	Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour contrôle du couple	114
<b>Tableau III.5</b>	Vecteurs à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux	114
<b>Tableau III.6</b>	Elaboration de la table de commutation	115
<b>Tableau IV.1</b>	Règles de FSMC	145

## Tables des notations et symboles

### Notation et abréviations

PV :	Photovoltaïque
MSAP :	Machine synchrone à aimant permanent
MLI :	Modulation de largeur d'impulsion
SVM :	Space vector modulation (Modulation vectorielle)
IM :	Machine à induction
PI :	Proportionnel intégral
DTC :	Commande directe du couple
DTCSVM :	Commande directe du couple vectorielle
FLC :	Contrôleur logique floue
FCEM :	Force contre électromotrice
FOC :	Commande vectorielle à flux orienté
IRFOC :	Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté
MAS :	Machine asynchrone
MRAS :	Système adaptatif à modèle de référence
MCC :	Machine à courant continu
PI :	Régulateur proportionnel intégrale
SMC :	Commande par mode glissant
FSMC :	Commande par mode glissant-floue
RNSMC :	Commande par mode glissant-réseau neurone
VSC :	Commande à structure variable
$C_{em}$ :	Couple électromagnétique
$L_s$ :	Inductance statorique
$L_r$ :	Inductance rotorique
$M_{sr}$ :	Inductances mutuelles stator-rotor
$R_s$ :	Résistance statorique
p :	Nombre de paire de pôles
J :	Moment d'inertie
f :	Coefficient de frottements visqueux
a, b, c :	Indices des enroulements statoriques réels
d, q :	Indices axes longitudinal et transversal
$\alpha, \beta$ :	Indices axes de référentiel statorique
$C_r$ :	Couple résistant
$V_{sabc}$ :	Tension statorique phases a, b, c
$V_{ssd}$ :	Tension statorique longitudinale
$V_{sq}$ :	Tension statorique transversale
$V_{s\alpha}$ :	Tension statorique selon l'axe $\alpha$
$I_{sd}$ :	Courant statorique selon l'axe d
$I_{sq}$ :	Courant statorique selon l'axe q
$V_{s\beta}$ :	Tension statorique selon l'axe $\beta$
$I_{s\alpha}$ :	Courant statorique selon l'axe $\alpha$
$I_{s\beta}$ :	Courant statorique selon l'axe $\beta$
$\phi_{s\alpha}$ :	Flux statorique selon l'axe $\alpha$
$\phi_{s\beta}$ :	Flux statorique selon l'axe $\beta$
$\phi_{sd}$ :	Flux statorique direct
$\phi_{sq}$ :	Flux statorique inverse

$I_{abc}$	: Courant statorique de phases a, b, c
$\varphi_{abc}$	: Flux statorique des phases
$V_{rq}$	: Tension rotorique sur l'axe q
$I_{rd}$	: Courant rotorique sur l'axe d
$\varphi_f$	: Flux de l'aimant
s	: Indice des grandeurs stators ou de repère statorique
$L_{sd}$	: Inductance statorique longitudinale
$L_{sq}$	: Inductance statorique transversale
$\omega_s$	: Pulsation électrique statorique
$\omega_r$	: Pulsation électrique rotorique
$\Omega_r$	: Vitesse angulaire mécanique du rotor
$\theta$	: Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant (d, q) et le référentiel fixe ( $\alpha, \beta$ ) lié au stator.
$E_p$	: L'énergie photonique
h	: La constante de Planck
C	: La vitesse de la lumière
$I_{ph}$	: Le courant photonique.
$I_0$	: Le courant de saturation inverse.
n	: Le facteur de qualité.
$R_S$	: La résistance série.
k	: La constante de Boltzmann
q	: La charge de l'électron
A	: Surface effective de générateur
G	: Eclairage
T	: Température ambiante
$U_{Smoy}$	: Tension moyenne
$U_S$	: La tension de sortie de convertisseur
$U_e$	: La tension d'entrée de convertisseur
d	: Le rapport cyclique
$V_{0V}$	: Tension en circuit ouvert du panneau
$I_{sc}$	: Courant de court-circuit
E	: Erreur
CE	: Changement d'erreur
Q	: Débit
H	: Hauteur
$\eta_p$	: Rendement de la pompe
$\rho$	: Masse volumique de l'eau
$k_p$	: Constante de charge
$K_p$	: Gains proportionnel du régulateur PI
$K_i$	: Gains intégrale du régulateur PI
$K_x$	: Gains des grandeurs de commande
n	: Degré relatif
S	: Opérateur de Laplace
$S(x)$ , S	: Surface de glissement de la variable x
t	: Temps
$t_r$	: Tours
$T_r$	: Constate de temps rotorique
$T_s$	: Constate de temps statorique
$T_z$	: Période d'échantillonnage
$\sigma$	: Coefficient de dispersion de Blondel

$u$	: Grandeur de commande
$x^*, x_{\text{ref}}$	: Grandeur et valeur de référence
$x_{\text{eq}}$	: Grandeur de commande équivalente
$x_n$	: Grandeur de commande discontinue
$x_i, X_i^*$	: Vecteur d'espace et conjugué
$X$	: Grandeur complexe
$ X $	: Module
$dq$	: Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
$x_d, x_q$	: Composantes des vecteurs dans le repère d-q
$\alpha\beta$	: Axes correspondant au référentiel lié au stator
$x_\alpha, x_\beta$	: Composantes des vecteurs dans le repère $\alpha\beta$
$\tilde{x}$	: Valeur et grandeur observée

## **RÉSUMÉ**

Le besoin en énergie dans les sites isolés augmente sans cesse. Alors pour satisfaire répondre à ce besoin, la solution du développement de la chaîne de conversion photovoltaïque performante est d'actualité. Toutefois, l'utilisation de l'énergie solaire dépend amplement des conditions atmosphériques.

Cette thèse concerne une étude sur les performances d'une chaîne de conversion photovoltaïque destinée au pompage. Ainsi, pour suivre le point de puissance maximum (PPM), la technique de perturbations et observations (P&O), la méthode incrémentation de conductance, la modélisation et la simulation des différents constituants de la chaîne sont présentés. Par ailleurs, les performances de la commande vectorielle, la commande directe du couple (DTC) et par mode glissant ont été analysées.

En premier lieu, la commande par mode glissant associée à la logique floue et réseau neurone a été développée et évaluée.

**Mot clé :** Générateur photovoltaïque, système de pompage, logique floue, réseau neurone, mode glissant, MPPT, simulation.

## **ABSTRACT**

The demand of energy is increasing in rural area. Therefore, to meet this need the development efficient photovoltaic conversion chain solution is timely. However, the use of solar energy amply depends on atmospheric conditions.

This thesis study the performance of the photovoltaic pumping system design. Thus, to track the maximum power point (MPP), two techniques perturbations and observations (P&O) and conductance increment method (INC) are presented, the modelling and simulation of different structure are considered, also for the performance of field oriented control command, direct torque control (DTC) and sliding mode technique are studied.

At the first, the sliding mode controller associated with fuzzy logic and neuron network has been developed and evaluated.

**Keywords:** Photovoltaic generator, pumping system, fuzzy logic, neuron network, sliding mode, MPPT simulation.

## ملخص

إن الحاجة الى الطاقة الكهربائية في المناطق النائية تتزايد مما يدفعنا إلى التفكير في استغلال الطاقات المتجددة من بينها الطاقة الشمسية لأن استخدامها يعتمد اساسا على الظروف المناخية. هذه الاطروحة هي دراسة أداء محاكاة سلسلة تحويل الطاقة الشمسية لغرض ضخ المياه. وذلك لتتبع نقطة الطاقة القصوى باستعمال تقنيتي الاضطرابات والملاحظات وطريقة الزيادة في الاستغلال. إن التحليل والمحاكات لمختلف طرق التحكم والتعديل في السلسلة الشمسية قد قدمت، مع ذلك، تحسينات طريقة التحكم المباشر في عزم العطالة للمحركات وأيضا تقنية التعديل بنظام الانزلاق قد درست. نظرا لمحاسن طريقة الانزلاق قمنا باتباع طرق جديدة لتحسين اداء وفعالية هذه الطريقة باستعمال المنطق الضبابي وشبكة الخلايا العصبية.

**مفتاح الكلمات:** الطاقة الشمسية، نظام الضخ، المنطق الضبابي، شبكة الخلايا العصبية، تقنية الانزلاق، المحاكاة

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

## **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

La commande de consommation en énergie ne cesse d'augmenter à travers le monde et ce en raison de la croissance démographique, l'urbanisation et le développement économique [1]. En parallèle, on prévoit que les ressources combustibles fossiles (non renouvelables) sont en voie d'épuisement [2]. Alors, plusieurs travaux de recherche visent à trouver des solutions alternatives, basées sur les énergies renouvelables inépuisables [3] permettant de garantir la satisfaction de la demande en énergie électrique.

La situation géographique de l'Algérie et la relance des politiques pour le soutien de projets photovoltaïques, nous encourage à utiliser l'énergie solaire pour satisfaire nos besoins énergétiques particulièrement pour les sites isolés ou raccordés aux réseaux électriques de distribution. En effet, les énergies renouvelables consistent une solution incontestable pour la sûreté de l'approvisionnement en énergies et les protections de l'environnement. Parmi, les utilisations intéressantes de l'énergie photovoltaïque dans les sites isolés sont leurs utilisations dans les systèmes de pompage.

De nos jours, l'utilisation de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique pour le fonctionnement des pompes installées dans des sites isolés est une technologie en développement et d'actualité. Ces installations de pompage sont nécessaires pour l'approvisionnement domestique, bétail et irrigation en eau dans les régions isolées [4]. C'est dans ce cadre, que s'inscrit le travail réalisé dans cette thèse.

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art sur l'énergie solaire et ses applications. Les principales applications des systèmes photovoltaïques sont signalées, les principes de fonctionnement et les configurations sont décrits. Finalement, une synthèse des travaux réalisés dans le domaine d'utilisation des différents types de moteurs est présentée. Une revue bibliographique sur les types des moteurs et de pompes est également reportée dans ce chapitre pour comprendre leur fonctionnement dans un système de pompage photovoltaïque.

Le deuxième chapitre, décrit la conception d'un système de conversion photovoltaïque autonome ainsi que le principe de fonctionnement de chaque élément le constituant, et les

modèles relatifs à chaque partie de la chaîne de conversion sont développés et vérifiés par simulation.

Le troisième chapitre est réservé à la commande d'une chaîne de pompage photovoltaïque à base de différentes commandes utilisées pour les machines tournantes. Ces commandes sont destinées à analyser leur performance dans une chaîne de pompage photovoltaïque. Les régulateurs à action proportionnelle et intégrale et ceux à base de logique floue testent et analysent les résultats de simulation.

Le quatrième chapitre est consacré aux structures de commandes permettant d'améliorer les performances de la chaîne de conversion photovoltaïque, notamment, la commande par mode glissant associée à la technique de logique floue et réseau neurone.

Finalement, une conclusion générale est présentée.

# CHAPITRE I

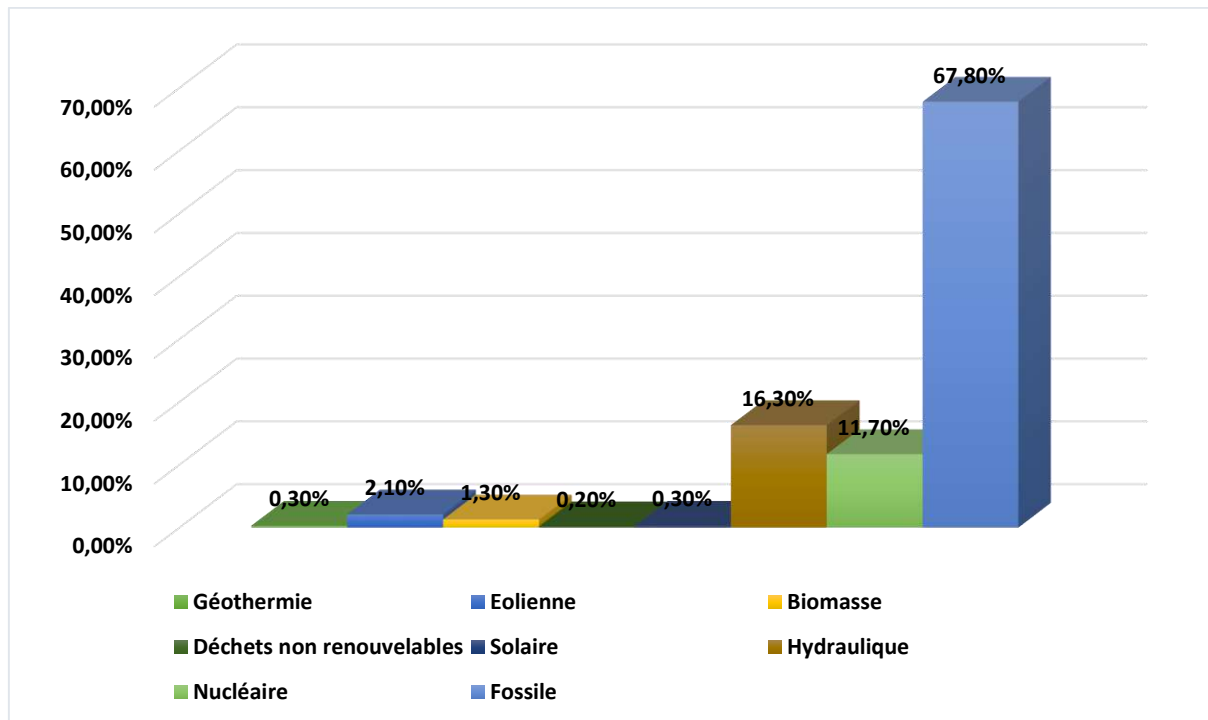
## *ÉTAT DE L'ART SUR L'ENERGIE SOLAIRE ET SES APPLICATIONS*

**CHAPITRE I****ÉTAT DE L'ART SUR L'ENERGIE SOLAIRE ET SES APPLICATIONS****I.1 Introduction**

Ce chapitre présente un état de l'art sur les énergies renouvelables et principalement l'énergie solaire. La cellule photovoltaïque est l'élément fondamental de la conversion de l'énergie rayonnée par le soleil en quantité d'énergies électriques. Par ailleurs, les principales applications des systèmes photovoltaïques ont été discutées et les principes de fonctionnement des différentes configurations sont décrits. Finalement, une synthèse des travaux réalisés dans le domaine employant différents moteurs est présentée. On s'est intéressé aux systèmes de pompage que nous avons passé en revue les configurations adoptées afin de nous guider ultérieurement à l'étude que nous avons projeté de mener dans cette thèse. Une revue bibliographique sur les types de moteurs et de pompes est également reportée dans ce chapitre pour comprendre leurs fonctionnements dans un système de pompage photovoltaïque.

**I.1.1 Energies renouvelables**

Le développement et l'exploitation des énergies renouvelables ont connu une forte croissance ces dernières années. Dorénavant, tout système énergétique durable sera basé sur l'utilisation rationnelle des sources traditionnelles et sur un recours accru aux énergies renouvelables. Naturellement décentralisées, il est intéressant de les mettre en œuvre sur les lieux de consommation en les transformant directement, soit en chaleur ou en électricité, selon les besoins [5]. La production d'électricité décentralisée à partir d'énergies renouvelables offre une plus grande sûreté d'approvisionnement des consommateurs tout en respectant l'environnement. Cependant, le caractère aléatoire des sources impose des règles particulières de dimensionnement et d'exploitation des systèmes de récupération d'énergie. La figure I.1 présente la production mondiale d'électricité durant l'année 2013.



**Figure I.1** Structure de la production d'électricité mondiale en 2013 [6]

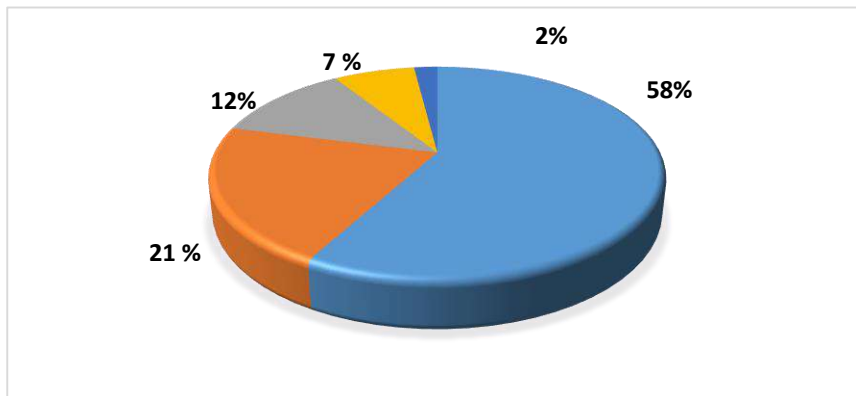
### I.1.2 Evaluation de l'énergie renouvelable en Algérie

Le potentiel des énergies renouvelables en Algérie est le plus important en Afrique du Nord. Le marché des énergies renouvelables est prometteur et constitue l'un des axes de la politique énergétique et environnementale du pays. Parmi les objectifs affichés par les pouvoirs publics, est d'amener la part de l'électricité produite par les énergies renouvelables à 40% de l'électricité totale produite [6]. On cite ici l'installation de la centrale hybride de 150Mw à Hassi R'Mel, avec 25Mw, solaire thermique à concentrateurs. La répartition de la puissance installée par application est dressée sur le tableau I.1

Application	Puissance instantanée (KW)	Pourcentage
Electrification	1353	58%
Télécommunication	498	21%
Pompage	288	12%
autres	166	7%
Eclairage public	48	2%

**Tableau I.1** Répartition de la puissance installée par application [6]

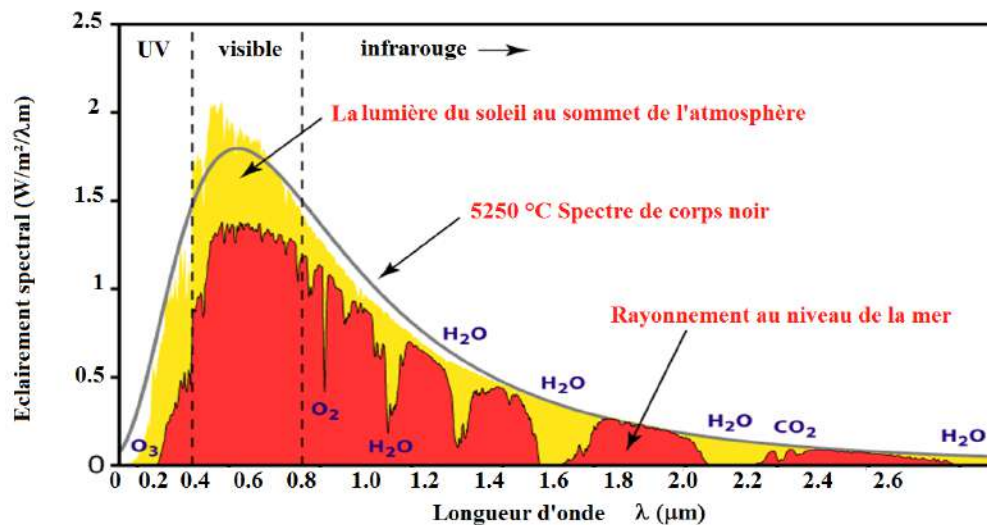
La figure I.2 présente la répartition de l'utilisation des énergies renouvelables en Algérie [6].



**Figure I.2** Répartition de l'utilisation des énergies renouvelables en Algérie

## I.2 Énergie Solaire

Le soleil émet un rayonnement électromagnétique compris dans une bande de longueur d'onde variant de 0,22 à 10 microns ( $\mu\text{m}$ ) et, dont l'énergie associée à ce rayonnement solaire se décompose de 9 % dans la bande des ultraviolets ( $< 0,4 \mu\text{m}$ ), 47% dans la bande visible ( $0,4$  à  $0,8 \mu\text{m}$ ) et de 44% dans la bande des infrarouges ( $> 0,8 \mu\text{m}$ ). La figure I.3 représente la variation de la répartition spectrale énergétique.



**Figure I.3** Analyse spectrale du rayonnement solaire [7]

L'atmosphère terrestre reçoit ce rayonnement à une puissance moyenne de  $1,37 \text{ kW/m}^2$ , à plus ou moins 3%, selon que la terre s'éloigne ou se rapproche du soleil dans sa rotation autour de celui-ci. Toutefois, l'atmosphère en absorbe une partie, de sorte que la quantité d'énergie atteignant la surface terrestre dépasse rarement  $1,2 \text{ kW/m}^2$ . La rotation et l'inclinaison de la terre font également que l'énergie disponible en un point donné varie selon la latitude, l'heure

et la saison. Enfin, les nuages, le brouillard, les particules atmosphériques et divers autres phénomènes météorologiques causent des variations horaires et quotidiennes qui tantôt augmentent, tantôt diminuent le rayonnement solaire et le rendent diffus [8]. En résumé, l'intensité du rayonnement solaire est extrêmement variable suivant : la localisation géographique, la saison, l'heure et les conditions météorologiques (nébulosité, poussière, humidité...). L'ensoleillement ( $G$ ) est défini comme l'intensité du rayonnement solaire reçu sur un plan à un moment donné. Il s'exprime en  $W/m^2$  et l'ensoleillement varie de zéro, à sa valeur maximale respectivement, au levée de soleil et au midi-solaire, soit également quantité d'énergie solaire captée sur un plan pendant un intervalle de temps déterminé  $kWh/m^2$ . Cependant, afin de rendre compte de l'effet des conditions météorologiques différentes valeurs quotidiennes d'ensoleillement sont habituellement présentées sous forme de moyennes mensuelles pour différentes latitudes et inclinaisons à des endroits précis. Le plus souvent, on exprime l'ensoleillement en « heures de soleil maximum », c'est-à-dire par le nombre équivalent d'heures par jour où l'éclairement est en moyenne de  $1000 W/m^2$ . Les heures de soleil maximum sont un indice nécessaire pour le dimensionnement des systèmes photovoltaïques, car ces systèmes sont habituellement évalués en watt-crête (WC), c'est-à-dire sous un éclairement de  $1000 W/m^2$ .

### I.2.1 Estimation de l'énergie disponible

Le rayonnement global pour une surface inclinée à un angle  $\theta$  par rapport à l'horizontale est déterminé par la relation suivante qui ne tient pas compte de la réflexion solaire des environs immédiats.

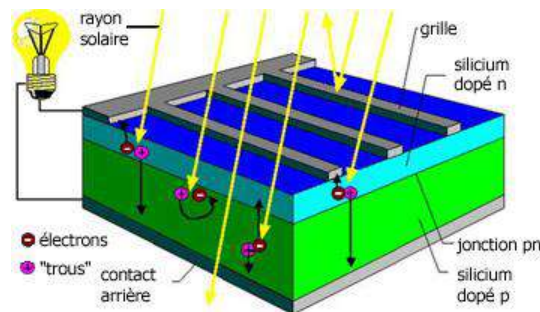
$$H_{\theta} = \frac{H_s \sin(90^{\circ} - L \pm (d + \theta))}{\sin(90^{\circ} - L \pm d)} + H_D \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (I.1)$$

Où

- $H_s$  est le rayonnement reçu directement du soleil sur une surface horizontale (mesuré par un pyréliometre) ;
- $H_D$  est le rayonnement diffus, sur une surface horizontale qui est dû à l'absorption et à la diffusion d'une partie du rayonnement solaire par l'atmosphère et à sa diffusion par les nuages (mesuré par un pyromètre avec écran masquant le soleil) ;
- $L$  est la latitude du site ;
- $\theta$  est l'angle d'inclinaison du capteur ;
- $+ d$  est la déclinaison du Soleil dans l'hémisphère nord ;

- -  $d$  est la déclinaison du Soleil dans l'hémisphère sud.

L'énergie photovoltaïque (PV) est la transformation directe de la lumière en électricité. Grâce à une cellule photovoltaïque élément primaire d'un système photovoltaïque qui, exposée à la lumière (photons), génère une tension électrique (volt). Cette cellule comporte une jonction entre deux zones dopées différemment d'un même matériau (homojonction p-n) où entre deux matériaux différents (hétéro-structures), dont chacune des régions est reliée à une électrode métallique au moyen d'un contact ohmique de faible résistance. Elles se présentent sous la forme de deux fines plaques en contact étroit, avec la moins épaisse est soumise au flux lumineux. Le silicium est le plus utilisé pour réaliser les cellules solaires photovoltaïques pour ses propriétés électroniques. La figure I.4 montre la composition d'une cellule photovoltaïque.



**Figure I.4** Schématisation d'une cellule photovoltaïque [9]

Le principe de fonctionnement peut être décomposé en deux parties : l'absorption des photons et la collecte des porteurs de charges créés. La première étape de la conversion de la lumière en courant électrique est la génération au sein du semi-conducteur des porteurs de charges que sont les électrons libres et les trous. La production d'électricité est proportionnelle à la surface des modules photovoltaïques exposés au soleil et à l'intensité lumineuse. Dépendante des conditions météorologiques, la production est donc aléatoire. L'énergie peut être utilisée en direct (cas des pompes solaires) ou stockée dans des batteries pour une utilisation ultérieure.




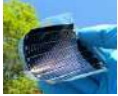
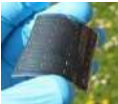
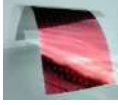
## I.2.2 Systèmes Photovoltaïques

Les modules photovoltaïques (PV) sont les éléments de base de tout système photovoltaïque. Ils peuvent être branchés en série pour augmenter leur tension d'utilisation et en parallèle pour augmenter leur courant. Cet ensemble est appelé le champ de modules PV (Figure I.5). L'énergie fournie par le champ peut être utilisée pour charger des batteries qui fourniront l'électricité au moment voulu. Elle peut aussi être utilisée en reliant directement les

modules à la charge sans les batteries (comme pour une pompe solaire où l'eau sert de stockage), ou en les branchant sur un réseau électrique. Il est également possible de combiner la sortie du champ PV avec d'autres sources d'énergie telles une génératrice ou une éolienne qui serviront d'appoint, si l'ensoleillement n'est pas suffisant.



**Figure I.5** Composantes d'un champ de panneaux photovoltaïques

Type de cellule	Rendement	Avantage	Inconvénient	Image
Silicium monocristalline	13-17%	Bon rendement pour une cellule	Cout de fabrication élevé, perte de matière en cours de fabrication	
Silicium Poly-cristallin	11-15%	Bon rendement pour un module	Cout de fabrication élevé, perte de matière en cours de fabrication	
Silicium amorphe	5-9%	Facile à fabriquer	Mauvais rendement	
CdTe	7-11%	Absorbe 90% des photons incidents	Cadmium très polluant	
CIGS	20%	Energie de gap ajustable, 99% des photons absorbés	Manque de matière première	
Cellules organiques	≤ 5%	Faible cout de fabrication, flexible	Rendement encore trop bas	

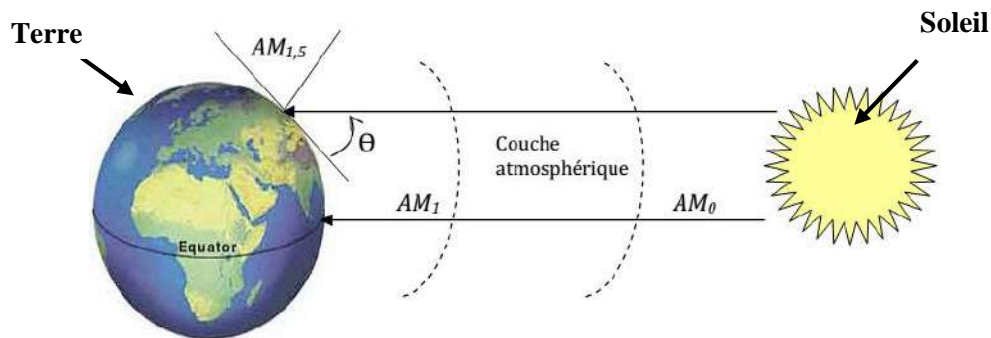
**Tableau I.2** Performances des différentes technologies des cellules photovoltaïques [9]

### I.2.3 Données relatives au soleil

La vitesse de la lumière du soleil est de 300000 Km/s, donc elle met environ 8 minutes pour parvenir à la terre. L'observation de l'intensité du flux solaire et sa distribution spectrale en dehors de l'atmosphère a montré que l'énergie est émise sous forme électromagnétique répartie en un spectre s'étendant de la longueur d'onde 0.3 micromètre (ultraviolet) à la longueur d'onde 5 micromètres (infrarouge) avec un maximum pour 0.47 micromètre dans le visible [10].

La constante solaire est définie comme étant la quantité d'énergie rayonnante, supposée intégralement transformée en chaleur, que le soleil envoie par minute à travers une surface de 1m<sup>2</sup>, normale aux rayons solaires et située en dehors de l'atmosphère terrestre à une distance du soleil égale à la distance moyenne terre-soleil. Sa valeur est estimée après des milliers de mesures, on adopte comme valeur de la constante solaire :  $E_0 = 1353 \text{ W/m}^2$  [10].

Par ailleurs, on appelle «masse d'air» ( $m$ ) la masse d'atmosphère traversée par le rayonnement directe pour atteindre le sol (par ciel clair), par rapport à une traversée verticale au niveau de la mer montré sur la figure I.6.



**Figure I.6** Mouvement de la terre autour du soleil

Où,  $\theta$  représente l'élévation du soleil sur l'horizon.  $AM_1$  et  $AM_2$  respectivement quand le soleil est au zénith et quand le soleil est à 30° au-dessus de l'horizon et finalement  $AM_0$  est la condition hors atmosphère  $AM_{1.5}$  est celle qui satisfait quand le soleil est à 45° sur l'horizon [11]. Pour tenir compte de la distance traversée par les rayons, on introduit la notion du nombre de masse d'air  $AM_y$ , qu'on note par ( $Y$ ) et est exprimé par la relation suivante :

$$Y = \frac{1}{\sin(\theta)} \quad (I.2)$$

Le tableau I.3 indique les valeurs de la constante solaire en fonction du nombre d'air masse [12].

Y	0	1	1,5	2
G [W/m <sup>2</sup> ]	1353	931	834	755

**Tableau I.3** Constante solaire en fonction de l'épaisseur d'atmosphère traversée

**Remarque :**

La constante solaire n'en est une que dans l'esprit de ceux qui ont élaboré les normes. En fait, les valeurs de l'éclairement énergétique global dépendent beaucoup des paramètres qui caractérisent l'atmosphère (coefficient de diffusion nucléaire, humidité, turbidité,...). Ainsi, pour AM<sub>1,5</sub>, la constante solaire peut varier de 760 W/m<sup>2</sup> dans une atmosphère polluée à 876 W/m<sup>2</sup> pour un ciel très clair. L'énergie solaire est la seule énergie renouvelable qui peut couvrir la demande mondiale de l'énergie pour aussi longtemps que l'existence du globe. La technologie des cellules solaires se développe rapidement. A l'heure actuelle, fondamentalement, trois types de technologie sont employés dans la production des cellules solaires : silicium monocristallin, polycristallin et amorphe, avec des rendements qui s'étendent de 15%, 13% et 7%, respectivement [13].

**I.2.4 Energie du soleil en Algérie**

La superficie de l'Algérie est d'environ 2,4 millions du kilomètre carré limitée par la mer au nord et par le Sahara au sud. Le rayonnement de la région près de la mer est influencé par les saisons. Les zones du nord de l'Algérie sont à ciel - couvert plus que ceux du sud. Les régions Sahariens reçoivent une quantité plus grande d'énergie mais sont caractérisées par une température de l'air plus élevée. En raison de cette diversité dans le climat, l'ensoleillement moyen global au plan horizontal reçu varie entre 4,5 et 7.5 KWh/m<sup>2</sup>. En tenant compte de cette diversité, l'Algérie peut être divisée en huit (08) zones climatiques [14] qui ont approximativement un ensoleillement homogène comme indiqué par la figure I.7.

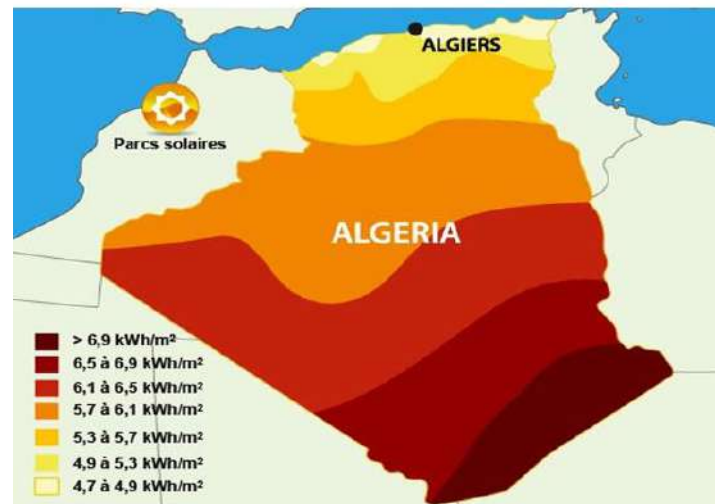


Figure I.7 Zones climatiques de l'Algérie [14]

### I.3- Applications d'énergie solaire

Dans les grandes villes, généralement, l'énergie électrique est produit grâce aux centrales avec des sources d'énergies différentes : fossile, hydraulique, nucléaire et générateur thermique, etc. Cependant, les générateurs solaires sont néanmoins utilisés mais à cause de leur coût élevé, leur faible rendement et les fluctuations de l'énergie de sortie, ils sont utilisés, seulement, en tant que générateurs alternatifs avec d'autres générateurs comme l'indique la figure suivante :

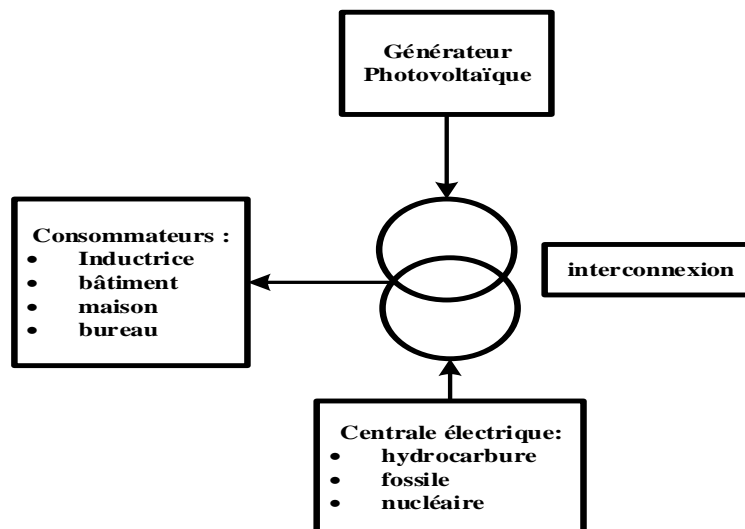
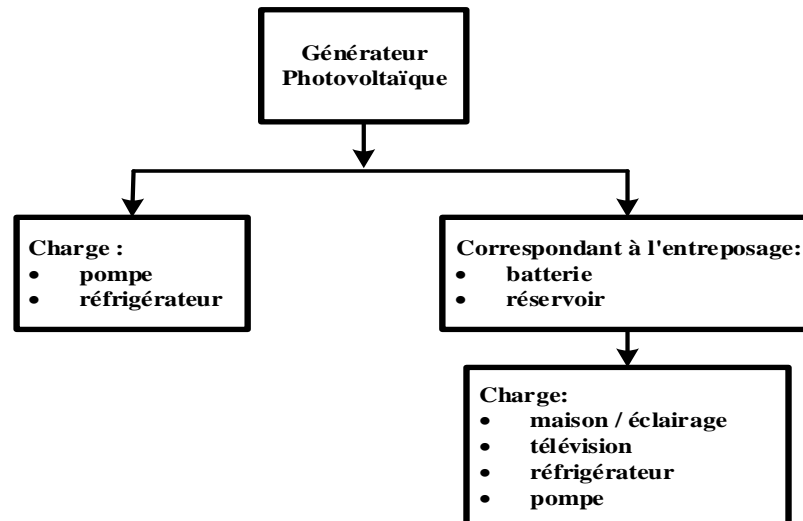


Figure I.8 Interconnexions entre le générateur solaire et les autres générateurs

Et, comme des sources d'énergies sont limitées dans le secteur rural [15], l'énergie solaire conviendra mieux comme source d'énergie principale. Toutefois, le stockage de l'énergie à temps est inévitable pour assortir la variation de la demande énergétique due à la fluctuation

de l'irradiation. La figure I.9, montre la structure utilisant le générateur solaire comme un générateur électrique principal alimentant quelques charges. Comme stockage électrique commun, la batterie est utilisée mais la taille de la batterie est trop grande comparée avec sa capacité et elle n'est pas amicale avec l'environnement.



**Figure I.9** Interconnexions entre le générateur solaire et les autres générateurs

### I.3.1 Applications des systèmes photovoltaïques

On distingue plusieurs structures des principales applications des systèmes photovoltaïques.

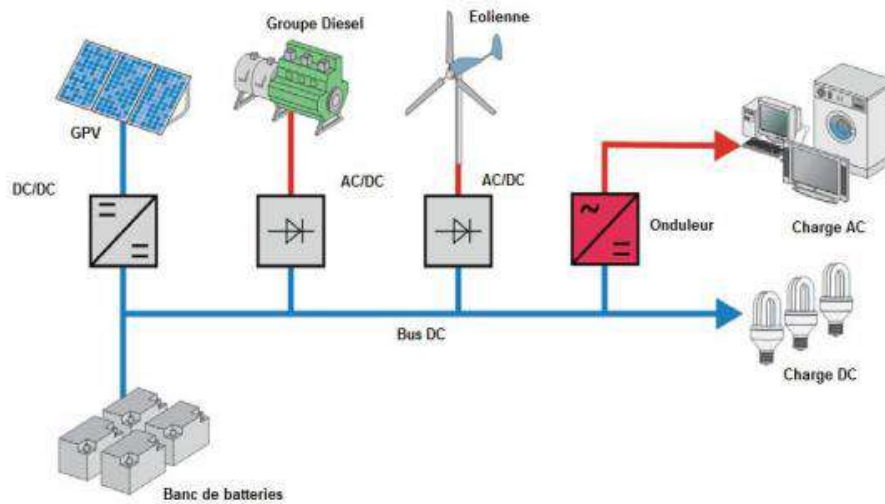
#### I.3.1.1 Systèmes autonomes

Une installation photovoltaïque autonome est une installation qui fonctionne indépendamment du réseau électrique ou toutes autres sources d'énergies. Dans la majorité des cas, ce système est utilisé dans les sites isolés. Une tel installation doit être capable de fournir de l'énergie, y compris lorsqu'il n'y a pas de soleil (la nuit ou en cas de mauvais temps). Il faut donc qu'une partie de la production journalière des modules photovoltaïques soit stockée dans des batteries [16]. Cette installation se compose d'un ou plusieurs modules photovoltaïques, d'un régulateur de charge, d'une ou plusieurs batteries et éventuellement d'un onduleur.

#### I.3.3.2 Systèmes hybrides

Les systèmes hybrides consistent en l'association de deux ou plusieurs technologies complémentaires de manière à accroître la fourniture d'énergie. Les sources d'énergie comme

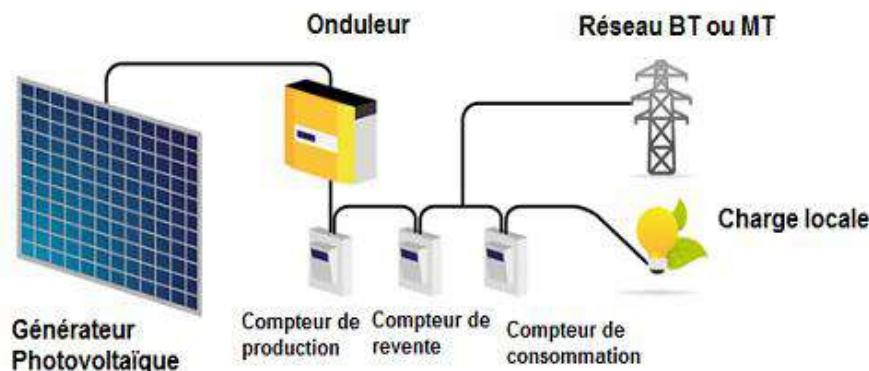
le soleil et le vent ne délivrent pas une puissance constante, et leur combinaison peut permettre de parvenir à une production électrique plus continue dans le temps. Les systèmes hybrides fonctionnent tels que, les batteries sont chargées par les panneaux solaires (le jour) et par le générateur éolien (lorsqu'il y'a du vent) [17].



**Figure I.10** Système hybride

### I.3.3.3 Systèmes couplés au réseau

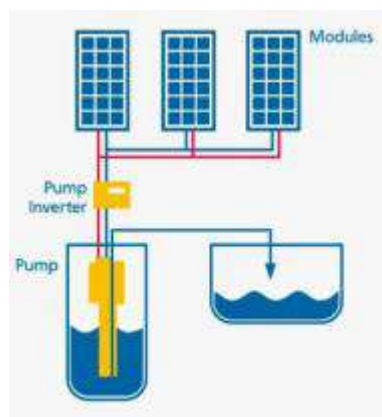
Les installations raccordées au réseau électrique (ou reliées à une centrale de distribution) constituent généralement une solution optimale pour la production de l'électricité solaire, tant en termes d'énergie que de coûts [18]. Ces installations se composent de modules photovoltaïques interconnectés, d'un (ou plusieurs) onduleur(s) raccordés au réseau électrique. L'onduleur convertit le courant continu généré par les modules photovoltaïques et produit un courant alternatif conforme au réseau électrique. La figure I.11 illustre le principe d'un système photovoltaïque connecté au réseau [19].



**Figure I.11** Système PV couplés aux réseaux

### I.3.3.4 Systèmes fonctionnant au fil du soleil (Pompage photovoltaïque)

Dans les régions éloignées, désertiques ou montagneuses, l'alimentation en eau potable et d'irrigation reste toujours le souci quotidien des populations. Le pompage d'eau à l'aide de l'énergie solaire photovoltaïque est une solution bien adaptée pour ces régions. En effet, la majorité de ces régions sont très ensoleillées et cette énergie a l'avantage d'être présente et propre contrairement à l'énergie conventionnelle qui présente les contraintes de l'éloignement du réseau électrique et les contraintes du transport du combustible et les entretiens périodiques pour les moteurs diesels. Généralement, les systèmes de pompage photovoltaïque sont constitués d'un générateur photovoltaïque, un convertisseur du courant électrique qui peut être un convertisseur DC/AC pour un moteur à courant alternatif ou un convertisseur DC/DC pour un moteur à courant continu et d'un groupe motopompe [20]. Ces systèmes fonctionnent au fil du soleil sans stockage électrochimique. L'eau ainsi pompée peut être utilisée directement ou stockée dans un réservoir pour des utilisations ultérieures. Ce type de stockage de l'eau est la solution la plus adoptée par rapport au stockage électrochimique dans des batteries. Le générateur photovoltaïque est responsable de la conversion instantanée de l'énergie solaire en énergie électrique grâce à l'effet photovoltaïque. Le générateur photovoltaïque est constitué de plusieurs modules photovoltaïques reliés en série et en parallèle selon la puissance requise. La figure I.12 présente les différents éléments constitutifs d'une installation solaire de pompage d'eau.



**Figure I.12** Eléments d'une installation de pompage photovoltaïque

## I.4 Configuration d'un système de pompage photovoltaïque

Les éléments d'un système de pompage photovoltaïque doivent être conçus pour fonctionner comme un seul ensemble pour la maximisation des performances globales du système. Différentes solutions peuvent être adoptées pour pomper un certain volume d'eau à

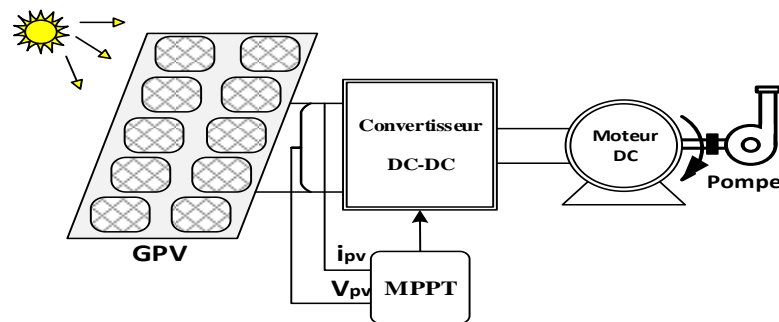
une certaine hauteur en fonction des plages de puissance nécessaire dans une application spécifique. Bien que les pompes soient installées en surface ou bien flottante, la configuration la plus commune est une pompe immergée installée dans un trou de forage. La configuration d'un système de pompage PV est déterminée par la définition du type de générateur photovoltaïque, le type de pompe et de type moteur; ainsi que le type de conditionnement de puissance. On peut distinguer les types de systèmes de pompage photovoltaïques suivants :

- **Systèmes de petite puissance (50-400W)**

Dans ce type de systèmes, il est utilisé principalement un moteur à courant continu entraînant une pompe centrifuge ou à déplacement positif [21]. Entre le générateur PV et le moteur/pompe on intercale un convertisseur DC/DC pour améliorer son adaptation [22]. Les applications de cette configuration est généralement destinée au pompage des volumes d'eau pouvant atteindre jusqu'à 150m<sup>3</sup>/Jour. Les principaux constituants de ces systèmes sont :

- Le générateur photovoltaïque ;
- Le convertisseur DC/DC (facultatif) ;
- Moteur à courant continu ;
- Pompe ;
- Entrepôt de stockage (facultatif).

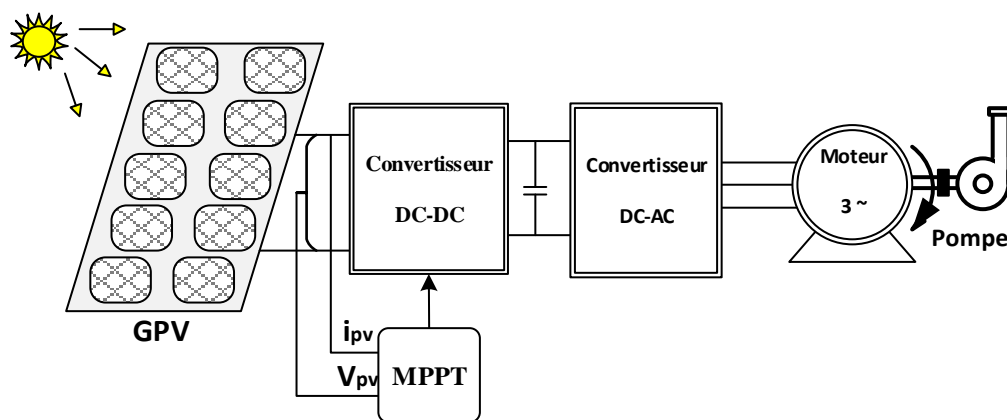
La figure (I.13) montre un schéma synoptique de ce type de configuration, Le système de pompage PV à moteur courant continu constitué d'un DC moteur et une pompe. Les types de moteurs à courant continu sont classés selon le champ d'excitation : excitation séparée (aimant permanent), des séries et des moteurs de dérivation. Le choix d'un moteur à courant continu pour un système de propulsion PV est économique parce que le pouvoir des panneaux photovoltaïques en courant continu. En outre, les modules photovoltaïques produisent du courant continu, donc l'utilisation du moteur DC élimine le besoin de convertisseurs de puissance [23, 24]. Le couplage est direct (sans stockage électrique) avec optimisation du générateur par un hacheur adaptateur de puissance commandé par son rapport cyclique. L'installation ainsi définie nécessite une électronique relativement simple mais présente l'inconvénient du moteur à courant continu : un entretien régulier.



**Figure I.13** Système de petite puissance

- **Systèmes de moyenne puissance**

Les systèmes de pompage de moyenne puissance (400-1500W) sont composés, essentiellement, d'une pompe centrifuge immergée entraînée par un moteur à induction à courant alternatif via un convertisseur (DC/AC) triphasé, fonctionnant à fréquence variable, (voir la figure I.14). Un convertisseur DC/DC est généralement intercalé entre le générateur PV et le convertisseur DC/AC pour l'adaptation d'impédance et la recherche du point de puissance maximale (MPPT) [25]. Ces types de systèmes sont caractérisés par leur haute fiabilité ainsi que de leur large utilisation depuis les premières installations de pompage photovoltaïque. Les volumes d'eau pouvant être pompés varie entre 150 jusqu'à 1500 m<sup>3</sup>/Jour.



**Figure 1.14** Systèmes de moyenne puissance

### I.5 Avantages et inconvénients des systèmes photovoltaïques [16, 26]

- **Avantages**

- Le soleil est une source d'énergie propre et renouvelable, l'utilisation de l'énergie solaire ne produit ni le gaz ni le déchet toxique ;
- Le processus photovoltaïque est à base de composants à semi-conducteurs ;

- Les systèmes photovoltaïques ont les avantages suivants par rapport aux options de concurrence de puissance.
- **Inconvénients**
  - Prix : les cellules solaires sont encore lointaines pour produire une fraction significative de l'énergie du monde requise en raison de la charge de placement initiale. rayonnement du soleil : l'intensité d'irradiante du rayonnement du soleil en un jour, toujours, change et flotte ;
  - Le rendement réel d'un module photovoltaïque est de l'ordre de 10 à 15 % ;
  - Ils sont tributaires des conditions météorologiques ;
  - L'énergie issue du générateur photovoltaïque est continue et de faible voltage (< à 30V) donc il doit être transformé par l'intermédiaire d'un onduleur car beaucoup des appareils vendus sur le marché fonctionnent avec du 230V alternatif.

## I.6 Technologie des moteurs

Trois types de moteurs sont actuellement utilisés pour des applications de pompage photovoltaïques.

- Moteur à courant continu ;
- Moteur à courant continu à aimant permanent sans balais ;
- Moteur à courant alternatif.

### I.6.1 Moteur à courant continu

En termes de simplicité le moteur à courant continu est une option attractive car le générateur photovoltaïque produit du courant continu, donc moins d'équipements sont nécessaires pour le traitement de la puissance. Pour un moteur à courant continu conventionnel les pertes d'énergie qui se produisent dans les enroulements sont élevées, par conséquent le rendement global est faible. Si des aimants permanents sont utilisés pour produire le champ magnétique, aucune puissance ne sera consommée dans les bobines d'excitation et par conséquent des rendements plus élevés seront obtenus. Cette augmentation de rendement est très appropriée aux systèmes de pompes photovoltaïques. Le problème avec le moteur à courant continu c'est qu'il a besoin de balais pour la commutation. Les balais se détériorent avec le temps et doivent être remplacés après approximativement 1000 heures de l'opération [27], ce qui est très inconfortable puisqu'ils nécessitent un supplément d'entretien et par conséquent des frais en plus. Parmi les travaux de recherche réalisés dans le domaine :

Appelbaum et Sarm [28] ont examiné le démarrage d'un moteur à courant continu couplé avec une pompe et alimenté par des modules photovoltaïques avec et sans suiveur de point de puissance maximum. Alghuwainem [29] a étudié le fonctionnement, en régime permanent, du moteur à excitation séparé avec un convertisseur élévateur fonctionnant comme un suiveur de point de puissance maximal (MPPT). Anis et al [30] ont trouvé que la charge se compose du moteur à courant continu couplé avec une pompe à volume constant considéré comme une charge non assorti pour les modules photovoltaïques. Weigner et Al [31] ont étudié l'optimisation du rendement global d'un système de pompage photovoltaïque basé sur un moteur à courant continu. Dans [32], Langridge et al ont étudié le fonctionnement d'un système de pompage photovoltaïque direct basé sur un moteur à courant continu sans balais conduisant une pompe à rotor hélicoïdal et la puissance maximale des modules est rendue disponible par une commande appropriée. La tension de référence des modules est basée sur une fraction de la tension à circuit-ouvert. Les performances dynamiques d'un moteur à aimant permanent sans balais alimenté par des modules photovoltaïques, ont été étudiées par Swamy et al [33]. La conception et la réalisation d'un moteur sans balais pour les applications solaires, ont été étudiées par Azoui [34].

### **I.6.2 Moteur à courant continu sans balais**

Pour un moteur à courant continu sans balais le stator est identique à celui d'un moteur asynchrone et le rotor aux aimants permanents montés à extérieurs. Dans les moteurs à courant continu avec commutateur, la polarité du courant est changée par les commutateurs et des balais. Par contre, dans le moteur à courant continu sans balais l'inversion de polarité est assurée grâce des transistors de puissance commutant en synchronisation avec la position de rotor c'est pourquoi il nécessite une excitation avec un onduleur triphasé de fréquence et amplitude variable. L'onduleur assure la commutation électronique et la régulation du courant [33, 34]. Donc, les moteurs à courant continu sans balais incorporent souvent les sondes de positions internes ou externes pour capter la position réelle du rotor [35].

### **I.6.3 Moteur à courant alternatif**

La simplicité de la construction du rotor des moteurs asynchrones à cage, son bas prix, et un rapport puissance /poids plus élevé sont les raisons principales pour lesquelles ce type de moteur est le plus utilisé dans les systèmes de pompage photovoltaïques. Néanmoins, il tourne à une vitesse légèrement inférieure à celle de synchronisme dépendamment de la fréquence de

la source d'alimentation et du nombre de pôles du stator. Donc, un fonctionnement à vitesse variable n'est possible que si la fréquence de la source d'alimentation est variable. Cela signifie que l'utilisation du moteur asynchrone dans les applications photovoltaïques de pompage nécessite un circuit électronique de commande à fréquence variable (onduleur) pour commander la vitesse, et ceci ajoute un coût de plus au système. La nécessité que l'onduleur devrait atteindre des performances excellentes. Plusieurs systèmes de pompage photovoltaïques basés sur le moteur à induction alimentés, soit par une source de tension ou source de courant ont été proposés: Altas et Sharaf [36] ont appliqué la commande de la logique floue avec succès, pour rechercher le point de puissance maximale dans les systèmes de conversion d'énergie PV, et pour transférer maximum de puissance disponible à partir d'un GPV à un moteur à induction triphasé alimenté par l'intermédiaire d'un onduleur commande en modulation largeur impulsion (MLI). Les réseaux de neurones ont été utilisés également pour traquer la puissance maximale du GPV. Akihiro Oi [37] ont présenté une étude permettant de montrer l'effet de la MPPT sur l'amélioration du rendement global du système de pompage photovoltaïque, en utilisant divers algorithmes de MPPT et les méthodes de contrôle. Benlarbi [38] a montré l'efficacité des techniques d'intelligence artificielle comparativement aux méthodes classiques, en optimisant un système de pompage de l'eau entraîné par des moteurs à courant alternatif AC et continu DC.

## **I.7 Conclusion**

Le contenu du chapitre est une base nécessaire pour la suite de notre travail. Après avoir passé en revue les différentes étapes d'évaluation relatives au développement et l'exploitation des énergies renouvelables, la situation de l'Algérie a été mise en évidence. Aussi, des notions sur le système photovoltaïque ainsi que leurs principes ont été présentés. Particulièrement, les configurations des systèmes de pompage, leur intérêt et utilisation ont été discutés.

CHAPITRE II  
*MODÉLISATION D'UNE  
CHAÎNE DE CONVERSION  
PHOTOVOLTAÏQUE*

## CHAPITRE II

## MODÉLISATION D'UNE CHAÎNE DE CONVERSION PHOTOVOLTAÏQUE

## II.1 Introduction

L'énergie en sortie d'un système photovoltaïque n'est pas automatiquement adaptée à la charge. Donc, un étage d'adaptation, comprenant un ou plusieurs convertisseurs statiques, permet de transformer les grandeurs électriques continues en grandeurs adaptées à celle-ci. En générale, cet étage est contrôlé par une MPPT qui permet de faire fonctionner GPV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Et ce, quelques soient les conditions météorologiques (température et irradiation).

Dans ce chapitre nous décrivons la conception d'un système de conversion photovoltaïque autonome le principe de fonctionnement de chaque élément le constituant, et nous présentons les modèles relatifs à chaque partie de la chaîne de conversion.

## II.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

Le schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque à une diode est représenté par la figure II.1.

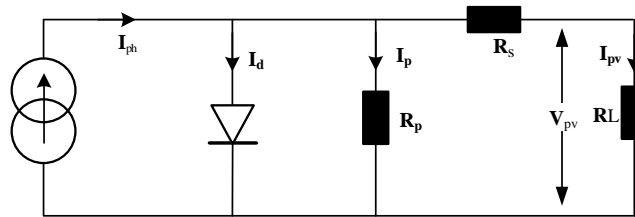


Figure II.1 Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque

Pour une cellule idéale, le courant électrique débité par la cellule s'exprime par :

$$I(V) = I_{ph}(\Phi) - I_d(V) \quad (\text{II.1})$$

Avec,

$$I_d(V) = I_s e^{\frac{qV-1}{kT}} \quad (\text{II.2})$$

Où,

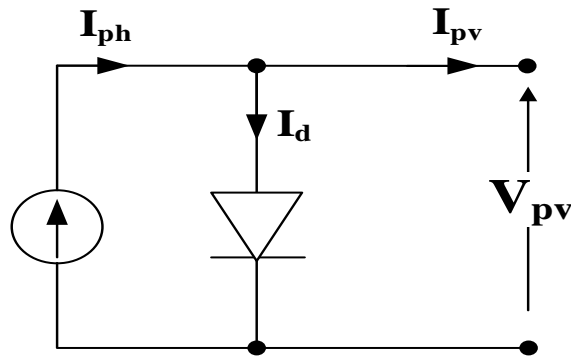
- $I(V)$  : courant disponible ;
- $V$  : tension aux bornes de la jonction ;
- $\Phi$  : flux lumineux ;
- $I_{ph}$  : courant produit par la photopile, ce courant est proportionnel à  $\Phi$  ;

- $kT/q$  vaut 26 mV à 300 K pour le silicium ;
- $J$  : coefficient d'idéalité de la diode ;
- $I_s$  : courant de polarisation de la diode.

Cette représentation schématique de la photopile est idéalisée. Une photopile comporte, en réalité, une résistance série ( $R_s$ ) et une résistance en parallèle ou shunt ( $R_p$ ). Ces résistances auront une certaine influence sur la caractéristique I-V de la photopile :

- la résistance série est la résistance interne de la cellule ; elle dépend principalement de la résistance du semi-conducteur utilisé, de la résistance de contact des grilles collectrices et de la résistivité de ces grilles ;
- la résistance shunt est due à un courant de fuite au niveau de la jonction ; elle dépend de la façon dont celle-ci a été réalisée.

Cependant, pour la modélisation d'une telle cellule, on considère que la résistance shunt est négligée. Donc, le modèle simplifié est montré par la figure II.2.



**Figure II.2** Modèle simplifié de diode d'une cellule solaire

La relation du courant en fonction de la tension peut être approximativement exprimée par les équations (II.3) à (II.8) [39, 40].

$$I = I_{sc} \left[ 1 - C_1 \left( \exp\left(\frac{V}{C_2 V_{oc}}\right) - 1 \right) \right] \quad (\text{II.3})$$

Où,

$$C_1 = \left( 1 - \frac{I_{mp}}{I_{sc}} \right) \exp\left(-\frac{V_{mp}}{C_2 V_{oc}}\right) \quad (\text{II.4})$$

$$C_2 = \frac{\frac{V_{mp}}{V_{oc}} - 1}{\ln\left(1 - \frac{I_{mp}}{I_{sc}}\right)} \quad (\text{II.5})$$

Pour d'autres niveaux d'ensoleillement  $G$  ( $\text{W}/\text{m}^2$ ) et des températures  $T$  ( $^{\circ}\text{C}$ ), le modèle décale n'importe quel point  $(V_{ref}, I_{ref})$  des courbes de référence ( $I-V$ ) à un nouveau point  $(V, I)$  sur la base des équations (II.6) à (II.10).

$$\Delta T = T - T_{ref} \quad (\text{II.6})$$

$$\Delta I = \alpha \left( \frac{G}{G_{ref}} \right) \Delta T + \left( \frac{G}{G_{ref}} - 1 \right) I_{sc} \quad (\text{II.7})$$

Où,  $\alpha$ : est défini comme un coefficient courant de changement de la température à la référence ensoleillement [ $\text{Amp}/^{\circ}\text{C}$ ].

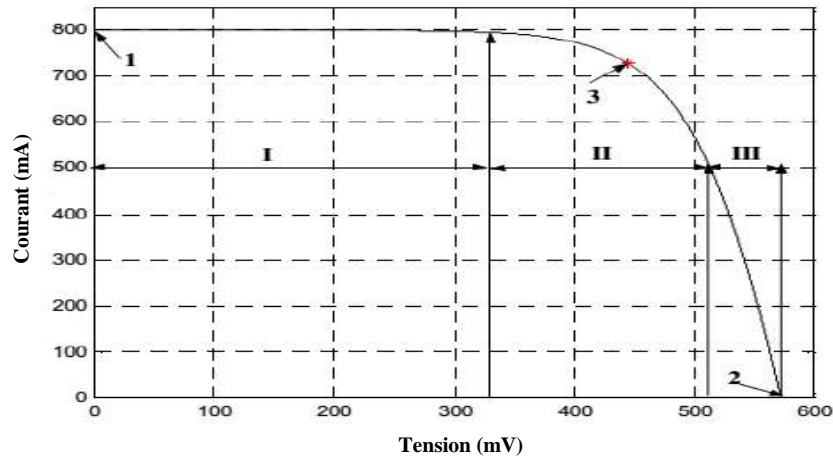
$$\Delta V = -\beta \Delta T - R_s \Delta I \quad (\text{II.8})$$

Et,  $\beta$ : est défini en tant que coefficient de tension de changement de la température [ $\text{V}/^{\circ}\text{C}$ ].

$$I_{new} = I_{ref} - \Delta I \quad (\text{II.9})$$

$$V_{new} = V_{ref} - \Delta V \quad (\text{II.10})$$

La figure II.2 montre l'allure de la caractéristique courant-tension  $I=f(V)$  d'une cellule photovoltaïque.



**Figure II.3** Caractéristique courant-tension ( $I-V$ ) d'une cellule solaire

On remarque qu'il y a trois points caractéristiques :

- Point un (1) correspond au courant maximum que peut fournir la cellule solaire à la tension zéro (courant à court-circuit) ;
- Point trois (2) correspond à la tension maximale de la cellule solaire sans charge, conditions (circuit ouvert) ;
- Point deux (3) correspond à la puissance maximale que peut délivrer la cellule solaire.

Sans tenir compte de la tension courant (I-V), la caractéristique peut être divisée en trois intervalles différents :

- L'intervalle où, dans la cellule solaire, est considérée comme source courant ; Ainsi le courant étant constant alors la tension est variable (Intervalle **I**).
- L'intervalle, où dans une cellule solaire, n'est ni considérée comme source de courant ni source de tension (intervalle **II**).
- L'intervalle où dans une cellule solaire, est considérée comme une source tension, comme la tension est variable, le courant est constant (intervalle **III**). Une fois qu'une cellule solaire est chargée avec une charge résistive constante, la charge est présentée avec un point quelque part sur la caractéristique de cellules d' I-V. Quand la charge augmente, le point de fonctionnement se déplace le long de la caractéristique vers la droite. Cependant, une diminution de la charge fait monter le point de fonctionnement de la caractéristique vers la gauche de la direction.

Le rendement de conversion ( $\eta$ ) d'une cellule dépend de la tension à circuit ouvert ( $V_{oc}$ ), du courant à court-circuit ( $I_{cc}$ ) et du facteur de suffisance ( $FF$ ) qui sont déterminés à partir des caractéristiques. Ces grandeurs sont généralement données par les « datasheet » du fabricant.

- **Courant de court-circuit**

Le courant de court-circuit ( $I_{cc}$ ) est le courant obtenu quand les bornes de cellules sont court circuitées ( $V=0$ ). Il augmente linéairement avec l'intensité d'illumination de la cellule et est relié sur la surface éclairée, le spectre du rayonnement solaire et la température.

- **Tension de circuit ouvert**

La tension de circuit ouvert est obtenue quand le courant de cellules est nul. Il est lié à la résistance de shunt et à la barrière d'énergie. Sa valeur diminue avec la température et change peu avec l'insolation.

- **Facteur de suffisance**

Le facteur de suffisance d'une cellule solaire est défini comme le rapport d'une puissance maximale à la puissance calculée en multipliant la tension de circuit-ouvert par le courant de court-circuit. Pendant que la cellule solaire se dégrade avec l'âge, sa résistance en série tend à augmenter le résultat en un facteur inférieur de suffisance.

$$FF = \frac{V_{op} I_{op}}{V_{sc} I_{sc}} \quad (\text{II.11})$$

- **Rendement de la cellule**

Le rendement d'une cellule solaire est défini comme le rapport de la puissance maximale fournie par la cellule à la puissance lumineuse d'incident.

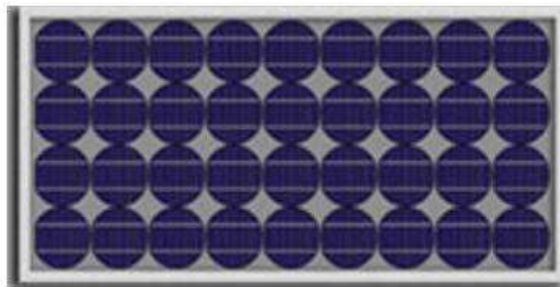
$$\eta_s = \frac{V_{op} I_{op}}{GA} \quad (\text{II.12})$$

Où,

A : surface génératrice en  $\text{m}^2$  ;

G : l'ensoleillement en  $\text{W}/\text{m}^2$ .

La tension nominale du module est habituellement adaptée à la charge de 12 volts et les modules auront donc généralement 36 cellules. Les modules peuvent également être connectés en série et en parallèle afin d'augmenter la tension ou l'intensité d'utilisation, comme le montre la figure II.4



**Figure II.4** Module photovoltaïque

### II.3 Rendement d'un panneau PV

Les paramètres caractérisant le module sont les mêmes que ceux de la cellule individuelle. L'intensité du rayonnement (l'éclairement) solaire reçu à la surface de la terre est une valeur dépendante de plusieurs facteurs en particulier de l'altitude, de la saison et des conditions météorologiques [41]. La puissance fournie par la cellule PV dépend aussi des mêmes paramètres. Les performances d'un GPV utilisé ne produit en réalité qu'une puissance inférieure à celle indiquée dans les conditions standards de test ( $1000 \text{ W}/\text{m}^2$ ,  $\text{AM}_{1,5}$ ,  $25^\circ$ ). En général, le rendement d'un module PV, fourni par le fabricant, est donné par la relation suivante [42] :

$$\eta = \frac{\frac{P_{max}}{S_m}}{P_{sol}} = \frac{V_{opt} \times \frac{I_{opt}}{S_m}}{P_{sol}} \quad (\text{II.13})$$

Où,

$P_{max}$  : puissance crête électrique fournie par le module dans les conditions standard ;

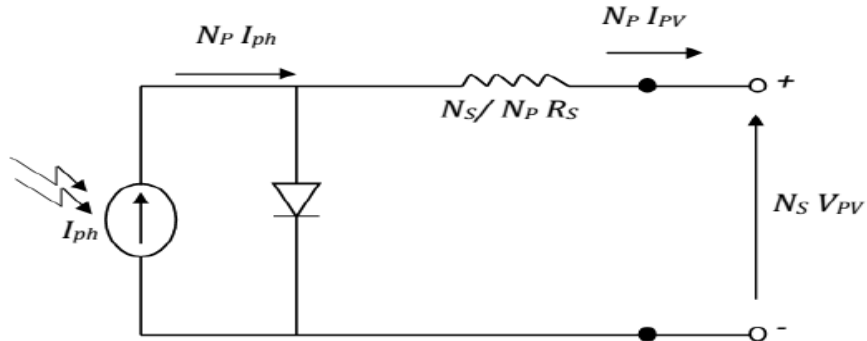
$S_m$  : surface du module ;

$P_{sol}$  : puissance de l'éclairement qui est en moyenne égale à  $1000 \text{ W/m}^2$ .

En réalité, le rendement ( $\eta$ ) du module est le rendement d'une cellule ( $\eta_{cellule}$ ) diminué des pertes dues aux connexions ( $\eta_{connexion}$ ) des cellules entre elles, à la transparence des matériaux de capsulage ( $\eta_{encapsulation}$ ) et éventuellement à la chute de tension dans la diodes anti-retour ( $\eta_{diodes}$ ) lorsqu'il faut protéger le panneau contre une éventuelle décharge nocturne de la batterie lorsque celle-ci existe [43]. Il est donné par :

$$\eta = \eta_{cellule} \cdot \eta_{connexion} \cdot \eta_{encapsulation} \cdot \eta_{diodes} \quad (\text{II.14})$$

Pour avoir une puissance suffisante, il va falloir interconnecter plusieurs cellules en série et en parallèle pour former un module photovoltaïque et atteindre la puissance désirée, ces modules à leur tour sont interconnectés entre eux en série/parallèle afin d'avoir des puissances très grandes, ce qui introduit la notion du générateur photovoltaïque GPV. En conséquent  $N_s$  et  $N_p$  sont respectivement, le nombre de modules connectés en série dans une branche et le nombre de branches connectées en parallèle, on obtient le schéma équivalent de la figure II.5 ( $I_{pv}$  et  $V_{pv}$  sont respectivement le courant et la tension aux bornes de chaque module interconnecté).



**Figure II.5** Modèle du générateur PV

Maintenant à partir de l'équation (II.1), on déduit la relation suivante :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_0 \left\{ \exp \left[ \frac{V_{pv} + \left( \frac{N_s}{N_p} \right) R_s I_{pv}}{N_s V_T} \right] - 1 \right\} \quad (\text{II.15})$$

Ce qui donne,

$$\exp \left[ \frac{V_{pv} + \left( \frac{N_s}{N_p} \right) R_s I_{pv}}{N_s V_T} \right] = \frac{N_p I_{ph} - I_{pv}}{N_p I_0} + 1 \quad (\text{II.16})$$

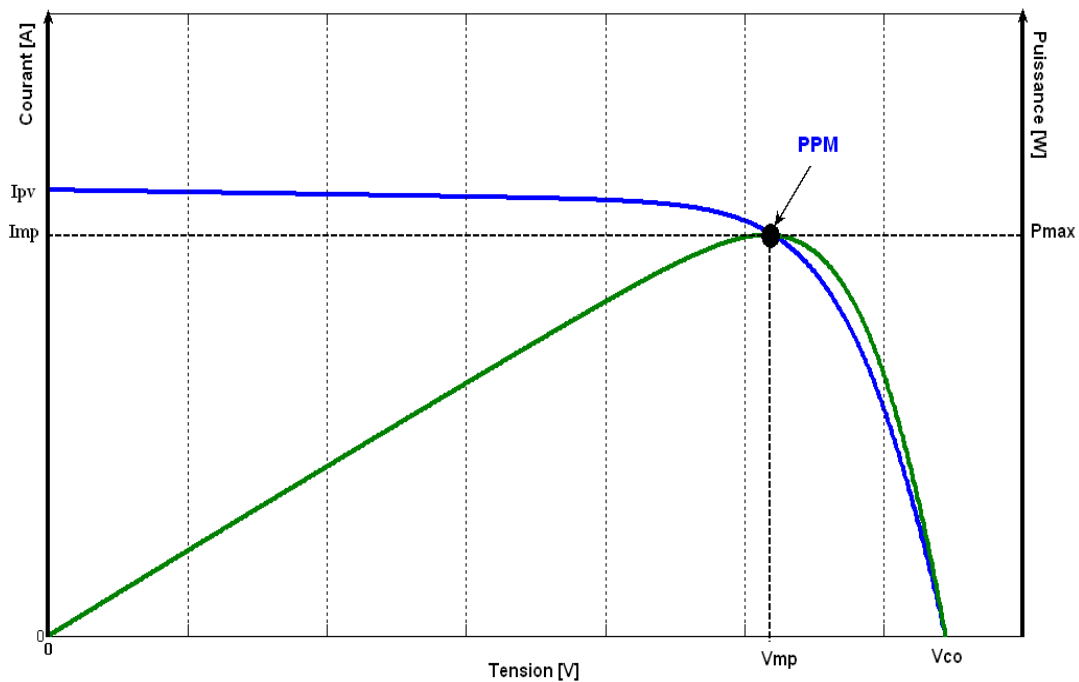
Puis,

$$V_{pv} + \frac{N_s}{N_p} R_s I_{pv} = N_s V_T \ln \left( \frac{N_p I_{ph} - I_{pv}}{N_p I_0} + 1 \right) \quad (\text{II.17})$$

D'où finalement,

$$V_{pv} = N_s V_T \ln \left( \frac{N_p I_{ph} - I_{pv}}{N_p I_0} + 1 \right) - \frac{N_s}{N_p} R_s I_{pv} \quad (\text{II.18})$$

La caractéristique  $I=f(V)$  d'un module PV (Siemens Solar module SP75) qu'on a utilisé pour la simulation sous Matlab pour un éclairement de  $1000 \text{ W/m}^2$  et une température de  $25^\circ$  est montrée par la figure II.6.

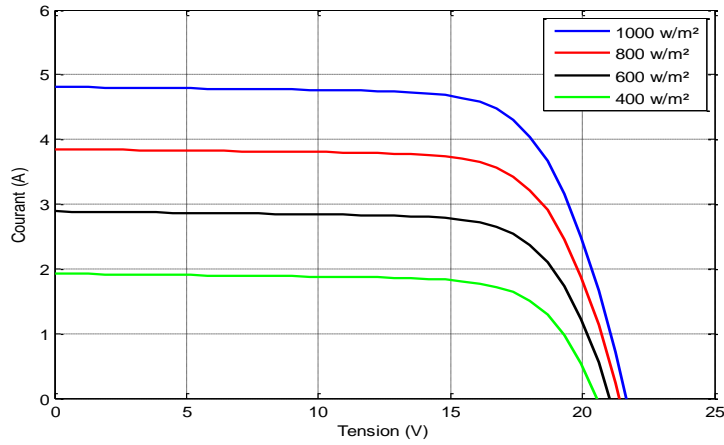


**Figure II.6** Caractéristique  $I=f(V)$  d'un module PV ( $N_s = N_p = 1$ )

## II.4 Simulation du panneau photovoltaïque

### II.4.1 Effet de l'ensoleillement sur les caractéristiques $I=f(V)$

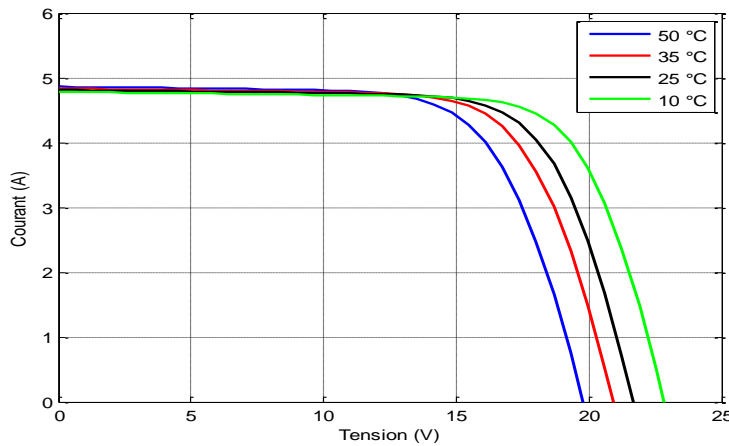
La figure II.7 présente la caractéristique  $I=f(V)$  d'un module photovoltaïque pour différents ensoleillements à température fixe. Comme, on peut voir sur la figure, le courant du module est proportionnel à l'ensoleillement, tandis que la tension de circuit-ouvert change légèrement avec l'ensoleillement.



**Figure II.7** Effet de l'insolation sur la caractéristique du module  $I=f(V)$  à  $T=25^{\circ}\text{C}$  (marques en signes croix sur la puissance maximale)

### II.4.2 Effet de température sur les caractéristiques $I=f(V)$

On peut observer l'effet de la température sur la caractéristique I-V du module sur la figure II.8 comme le montre la figure, la température a un léger effet sur le courant, mais une augmentation de la température cause une diminution apparente sur la tension de circuit ouvert.



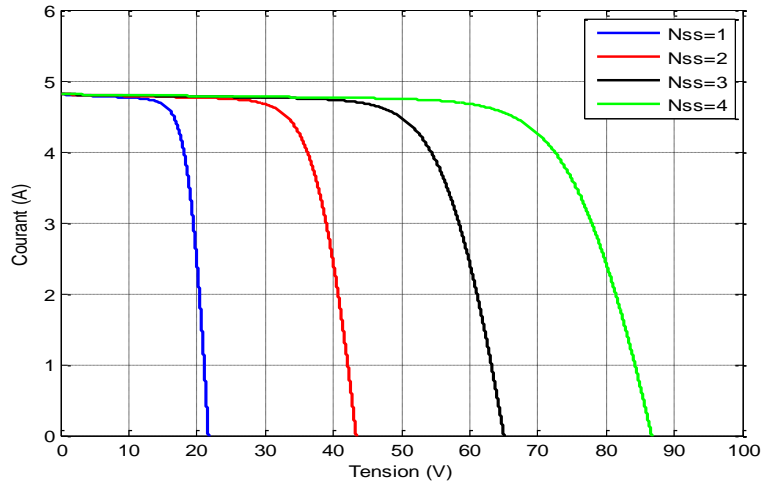
**Figure II.8** Effet de la température sur la caractéristique du module I-V à un ensoleillement constant ( $1000 \text{ W/m}^2$ )

- **Modules en série**

Dans le cas idéal, quand le nombre ( $n$ ) des modules photovoltaïques identiques sont reliés en série, la tension de circuit-ouvert est égale à la  $n^{\text{ième}}$  tension du module individuel. La tension de sortie  $V_{SG}$  du générateur solaire et du circuit ouvert  $V_{OC}$  peut être donnée par les relations :

$$\begin{cases} V_{SG} = \sum_n^1 V_n = V_1 + V_2 + V_3 + V_4 + \dots + V_n & (I > 0) \\ V_{SG} = nV_{oc1} = nV_{oc2} = nV_{oc3} = \dots = nV_{ocn} & (I = 0) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les caractéristiques courant-tension de N modules identiques en série sont présentées sur la figure II.9.



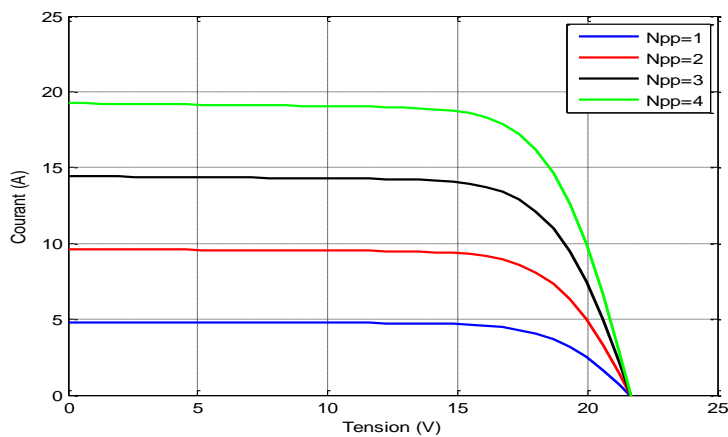
**Figure II.9** Caractéristiques  $I=f(V)$  des modules en série aux conditions standards

- **Module en parallèle**

Le nombre (n) de modules identiques sont connectés en parallèle. La tension résultante  $V_{GS}$  est la même pour chaque module et le courant résultant  $I_{SG}$  est la somme des courants respectifs  $I_1$  jusqu'à  $I_n$  du module.

$$\begin{cases} I_{SG} = \sum_n^1 I_n = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + \dots + I_n \\ V_{SG} = V_1 = V_2 = V_3 = V_4 = \dots = V_n \end{cases} \quad (II.20)$$

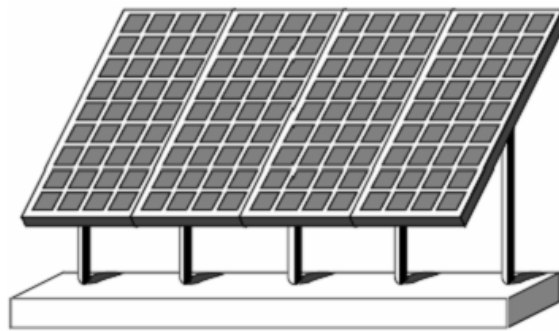
Les caractéristiques (I-V) de N modules identiques en parallèle sont présentées sur la figure II.10.



**Figure II.10** Caractéristiques  $I=f(V)$  de différents modules parallèles pour des cellules à une température et un ensoleillement constant

- **Générateur photovoltaïque**

Un générateur photovoltaïque se compose d'un certain nombre de modules formés par un certain nombre de cellules photovoltaïques, connectées ensemble en série et en parallèle pour fournir le courant et la tension nécessaires. La performance du générateur dépend de la variabilité des modules que comprend le générateur et les cellules comprises par les modules. La tension de sortie du générateur photovoltaïque dépend du nombre de modules en série alors que le courant de sortie dépend du nombre de modules en parallèle. L'ensemble intégré des modules photovoltaïques ainsi que la structure de soutènement est défini comme rangée photovoltaïque, montré par la figure II.11.



**Figure II.11** Champ photovoltaïque

Le courant et la tension de sortie du générateur solaire dans une rangée photovoltaïque sont :

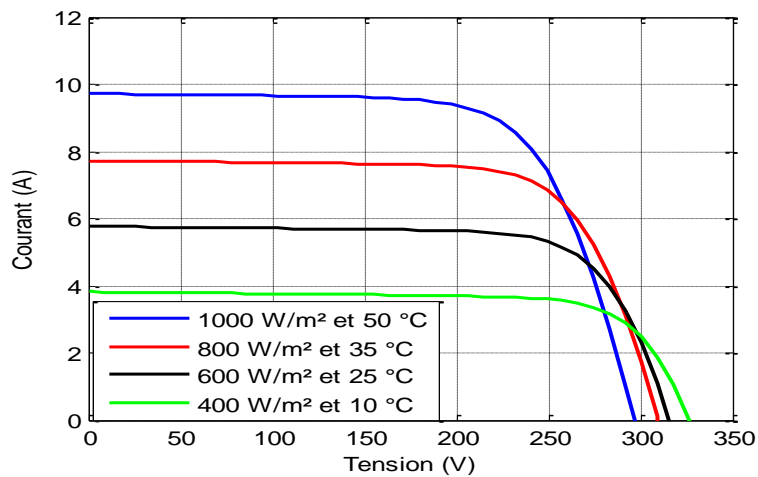
$$\begin{cases} V_{out} = \sum_n^1 V_n = V_1 + V_2 + V_3 + V_4 + \dots + V_n \\ I_{out} = \sum_m^1 I_m = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + \dots + I_m \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

La puissance de sortie du générateur solaire ( $P_{out}$ ) est donnée par :

$$P_{out} = \sum_n^1 V_n \sum_m^1 I_m = (V_1 + V_2 + V_3 + V_4 + \dots + V_n)(I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + \dots + I_m) \quad (\text{II.22})$$

- **Effet de l'ensoleillement et de température sur les caractéristiques  $I=f(V)$**

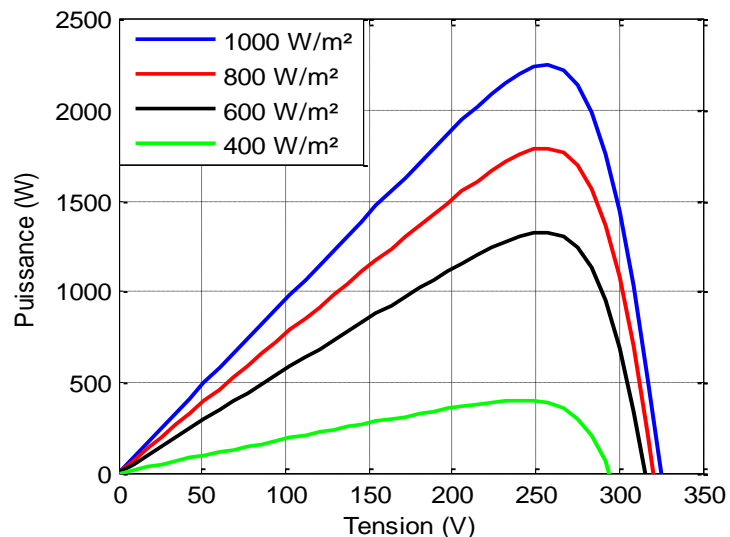
L'effet double de l'ensoleillement et de la température de cellules sur les caractéristiques  $I=f(V)$ , est montré sur la figure II.12. On constate que la tension de circuit ouvert diminue légèrement avec l'augmentation de la température des cellules des 25°C à 55°C, tandis que le courant augmente quand l'ensoleillement augmente de 200 W/m<sup>2</sup> à 1000 W/m<sup>2</sup>.



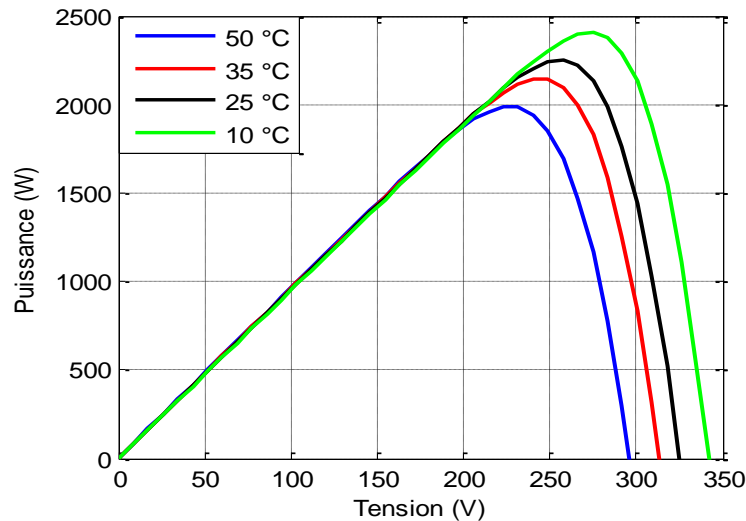
**Figure II.12** Variation des caractéristiques  $I=f(V)$  avec l'ensoleillement et la température des cellules

- **Caractéristiques puissance-tension ( $P=f(V)$ )**

Sans tenir compte des caractéristiques  $I=f(V)$ , le générateur photovoltaïque peut être défini avec ses caractéristiques de tension-puissance ( $P=f(V)$ ). Figure II.13\_a montre les caractéristiques photovoltaïques  $P=f(V)$  de générateur pour des valeurs différentes d'ensoleillement à une température fixe, alors que la figure II.13\_b présente les caractéristiques  $P=f(V)$  pour différentes valeurs de températures à un ensoleillement fixe.



-a-



-b-

**Figure II.13** Caractéristiques  $P=f(V)$  du générateur pour : différents ensoleillements (a) et différentes températures de la cellule (b)

De la figure II.13 (a) et II.13 (b), on note que la caractéristique  $P=f(V)$  subit des changements considérables le niveau d'ensoleillement varie alors qu'elle varie peu avec la variation de la température.

- **Systèmes photovoltaïques**

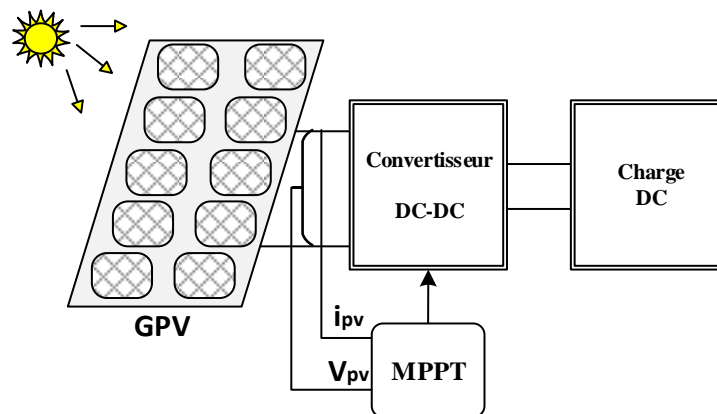
Les systèmes photovoltaïques peuvent être divisés en trois catégories : autonome, raccordé au réseau et systèmes hybrides. Pour les endroits qui sont loin du système de production d'électricité conventionnel, des systèmes autonomes d'alimentation en d'énergie photovoltaïque ont été considérés comme une meilleure alternative.

Dans ces systèmes, l'exécution du système P-V se fonde sur les conditions de fonctionnement. Puis, la puissance maximale extraite à partir du générateur PV dépend fortement de trois facteurs : ensoleillement, impédance de charge et température de cellules ; le rendement des cellules est supposée fixe. Néanmoins, les systèmes P-V devraient être conçus pour fonctionner à leurs niveaux de puissance maximum de rendement pour n'importe quelle température et niveau solaire d'irradiation à tout moment. Le dernier facteur significatif qui détermine la puissance de sortie P-V est l'impédance de la charge. Cependant, on devrait noter qu'une telle impédance n'est pas constante. Quand un générateur P-V est directement relié à la charge, le système fonctionnera à l'intersection de la ligne de courbe et de charge I-V qui peut être loin du point maximum de puissance (MPP). La production de puissance maximale est basée sur

l'ajustement de ligne de charge sous changement de conditions atmosphériques. D'ailleurs, la charge, dans beaucoup de cas, exige un niveau de puissance constant.

## II.5 Modélisation du convertisseur DC-DC

Dans les chaîne de conversion photovoltaïque la connexion directe entre un GPV et une charge continue exige l'existence d'un point de fonctionnement qui correspondant à l'intersection entre la caractéristique  $I(V)$  du GPV et la caractéristique  $I(V)$  de la charge électrique quelque soit sa nature. Toutefois, ce point d'intersection pourrait être loin du point maximum de puissance (PPM). Alors, afin de palier à cet effets indésirables sur la puissance de sortie P-V et avoir sa puissance maximale, il est possible d'insérer un convertisseur DC/DC entre le générateur PV et la charge, en commandant un suiveur de point maximum de la puissance (MPPT). Ce convertisseur est appelé traqueur maximum de point de puissance (MPPT) géré par un algorithme de suiveurs de PPM. Comme le montre sur la figure II.14, l'entrée du convertisseur DC-DC est la rangée P-V et la sortie est la charge. Le rôle du MPPT est d'assurer le fonctionnement du générateur P-V à son PPM, extrayant la puissance disponible maximale.



**Figure II.14** Schéma fonctionnel général du système P-V avec MPPT

### II.5.1 Convertisseur DC-DC pour MPPT [44]

Un MPPT peut être conçu à la base de topologies buck ou boost. Le convertisseur buck est généralement employé pour abaisser la tension de sortie et le convertisseur boost est employé pour obtenir des tensions de sortie plus élevées.

### II.5.1.1 Structure et model du convertisseur Boost

Le schéma de principe est représenté par la figure II.15. Quand le semi-conducteur (T) est passant, la diode est polarisée en inverse, le courant traverse l'inductance (L), l'alimentation d'énergie (rangée de cellule solaire) alimentant de ce fait la charge. En même temps, la charge reçoit sa puissance du condensateur. Quand T est bloqué, le courant circule de l'alimentation à travers la charge et la diode D pour recharger, et simultanément, pour assurer la puissance à la charge.

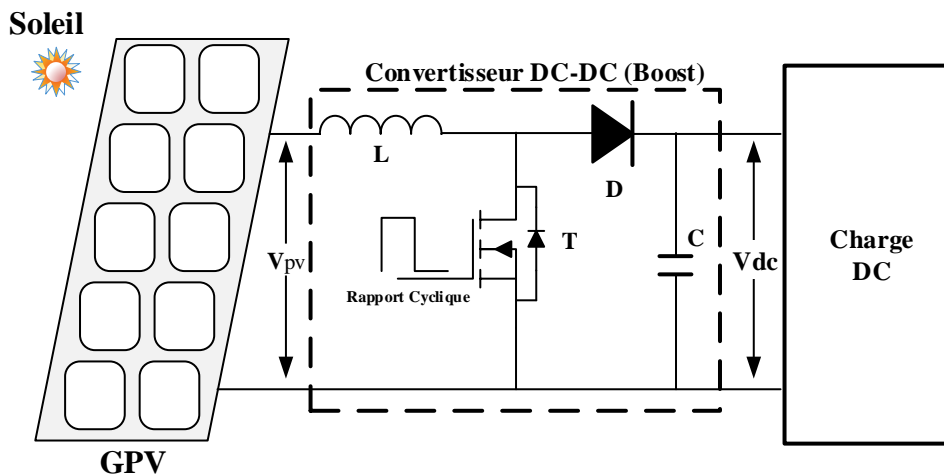


Figure II.15 Convertisseur boost

En considérant les hypothèses suivantes :

- tous les éléments sont idéaux ;
- temps de commutation est très faible par rapport la constante électrique de temps du circuit, donc une approximation linéaire peut être employée.

On peut ainsi représenter les formes d'ondes de la figure II.16.

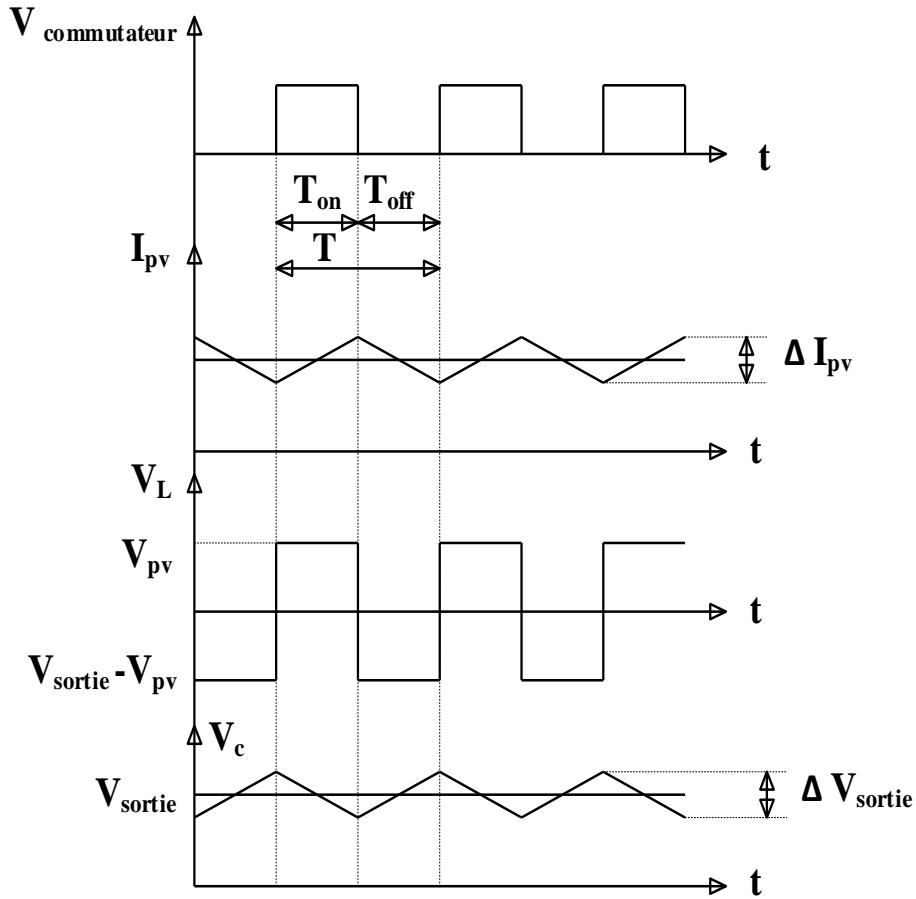


Figure II.16 Formes typiques d'onde du convertisseur boost

❖ Equation de la tension de sortie

Lorsque le convertisseur est en régime permanent, la tension moyenne est nulle durant la période de commutation (T). D'où,

$$V_{pv}t_{on} = (V_{out} - V_{pv})t_{off} \tag{II.23}$$

Et ainsi,

$$V_{out} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} V_{pv} \tag{II.24}$$

Où,

$$T = t_{on} + t_{off} \tag{II.25}$$

Le rapport  $\frac{t_{on}}{T}$  s'appelle le rapport cyclique (d)

De l'équation (II.26), la tension de sortie peut être déduite :

$$V_{out} = \frac{V_{pv}}{1-d} \tag{II.26}$$

Où,

$V_{out}$  : tension de sortie ;

$V_{pv}$  : tension d'entrée (cellule solaire) ;

$t_{on}$  : temps durant lequel le commutateur est fermé.

### II.5.1.2 Structure et modèle du convertisseur Buck

Le circuit d'un convertisseur Buck est montré par la figure II.17, or, la tension et les formes d'ondes du courant sont montrées sur la figure II.18.

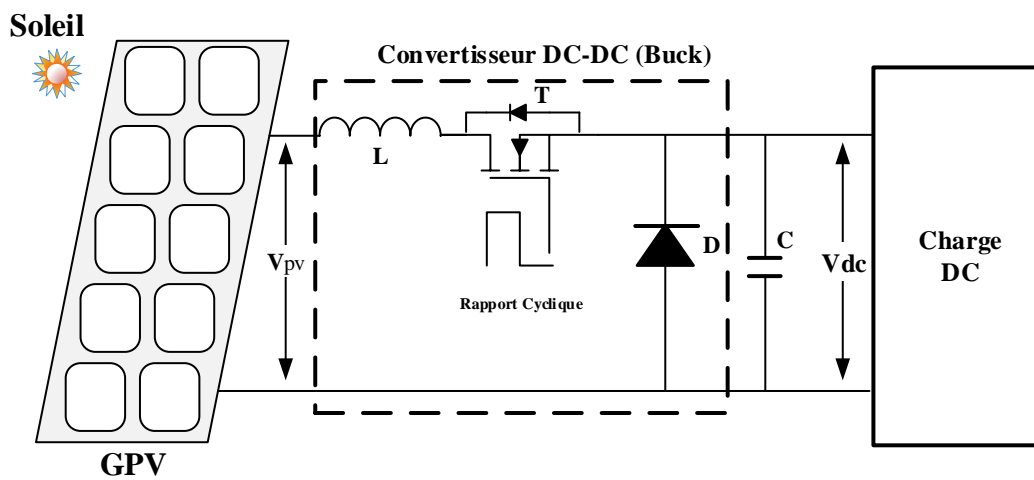


Figure II.17 Convertisseur buck

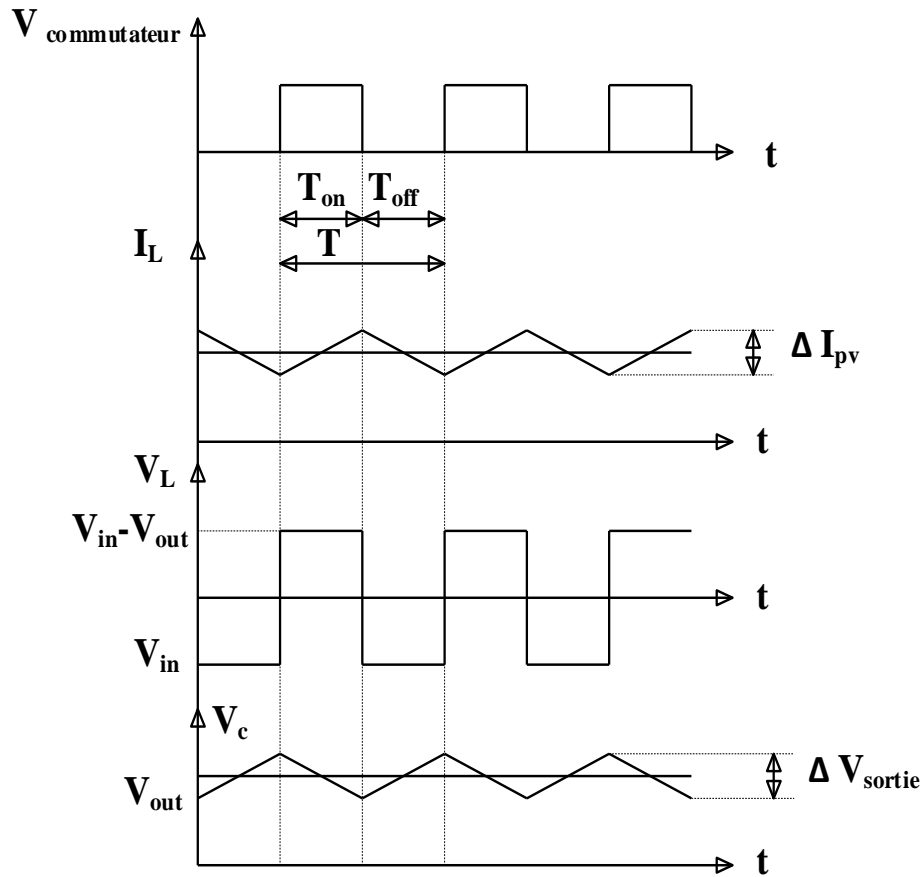


Figure II.18 Signaux typiques de convertisseur buck

#### ❖ Equation de la tension de sortie

Comme dans l'analyse de convertisseur boost, la tension moyenne du moteur asynchrone est nulle sur toute la période  $T$  de commutation, ainsi nous pouvons écrire :

$$V_{out} = V_{in}\alpha \quad (\text{II.27})$$

Le rapport entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie dépend du rapport cyclique. Supposant que le rendement  $\eta = 100\%$ , donc:

$$V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out} \quad (\text{II.28})$$

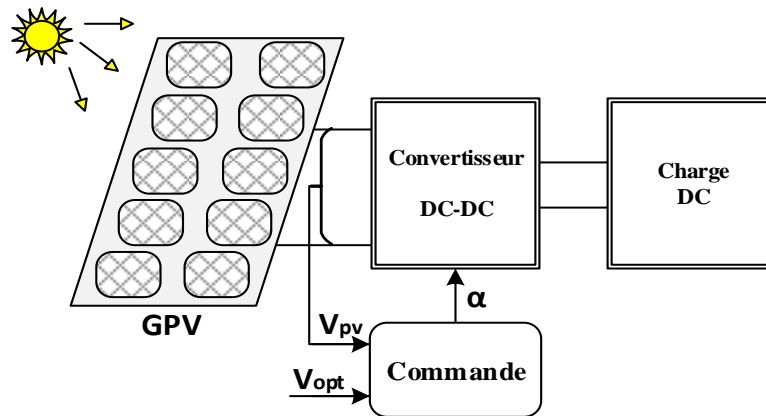
Et, la charge optimale peut être obtenue selon :

$$R_{charge} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (\text{II.29})$$

### II.5.2 Recherche du fonctionnement optimal

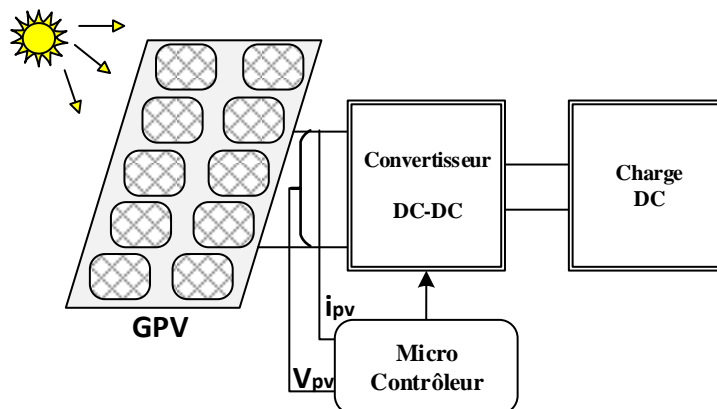
Le fonctionnement optimal est assuré par la technique d'asservissement de la tension de sortie du générateur ( $V_{PV}$ ) en boucle fermée. Un signal d'erreur résultant d'une comparaison entre

$V_{PV}$  mesurée et une tension de référence ( $V_{opt}$ ) génère un temps de cycle ( $d$ ) de telle sorte que  $V_{PV}$  soit égale à la tension optimale et donc l'erreur est nulle (Figure II.19).



**Figure II.19** Technique de la recherche du PPM

Une autre technique consiste à une perturbation sur «  $\alpha$  » et à observer. la puissance délivrée par le GPV, et selon l'effet de cette perturbation sur la puissance, un microcontrôleur gérant la démarche en ajustant la valeur de «  $\alpha$  » de tel sorte que la perturbation suivante sera faite dans le même sens ou dans le sens opposé (Figure II.20).



**Figure II.20** Technique numérique de la recherche du PPM

La littérature propose beaucoup d'algorithmes qui cherchent le PPM, certains parmi eux sont basés sur le calcul instantané de la puissance soit à l'entrée comme à la sortie du convertisseur. D'autres commandes MPPT sont basées sur la régulation du courant délivré par le GPV en supposant que ce dernier est une image proportionnelle au  $P_{MAX}$ .

## II.6 Principe de la commande MPPT

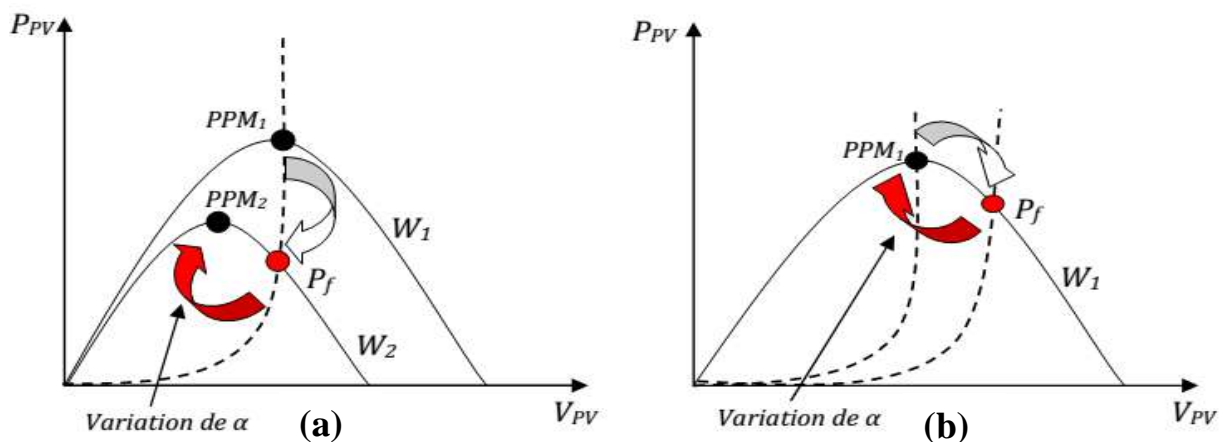
La production de la puissance par GPV de trois paramètres principaux varie notamment l'éclairement ; de la température et de la nature de la charge. En effet, l'extrême la caractéristique

Puissance/Tension résultante varie en fonction de ces paramètres. Par conséquent, pour une connexion directe du GPV à la charge, il y a peu de chance que le système fonctionne à son maximum de puissance, donc un écart résulte entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge.

Cependant, on peut modifier le point de fonctionnement du système du rapport cyclique du signal commandant le semiconducteur du convertisseur en intercalant un quadripôle d'adaptation, un convertisseur DC/DC survolteur (Boost) ou dévolteur entre le GPV et la charge (Buck) selon les applications. Grâce à une commande adéquate d'extraire, à chaque instant, le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge. Il s'agit donc d'utiliser une technique d'extraction du point de puissance maximum en anglais dite Maximum Power Point Tracking (MPPT) qui permet d'ajuster le rapport cyclique, automatiquement à sa valeur optimale quelques soient les changements météorologiques ou variations de la charge qui peuvent survenir à tout moment du fonctionnement.

### II.6.1 Principe de la recherche

Le principe assure que le système sera toujours amené à son optimum de puissance est décrit schématiquement par la Figure II.21. La puissance incidente  $W_1$  n'est maximale que pour un rapport cyclique optimal ( $\alpha_{1opt}$  : point PPM<sub>1</sub> sur la figure II.21\_a). Une variation de  $W_1$  à  $W_2$  mené, conséquemment, le fonctionnement du système au point de  $P_f$ . Alors, assurer une puissance maximale au nouveau point PPM<sub>2</sub> exige d'ajuster le rapport cyclique à la valeur  $\alpha_{2opt}$ . Idem, une variation de la charge  $R_s$  (Figure II.21\_b) : le point de puissance maximale dévie d'abord de sa position optimale (PPM<sub>1</sub>) et dont pour revenir vers ce même PPM<sub>1</sub>, il faut agir sur le rapport cyclique «  $\alpha$  ». De cette manière, le système sera toujours amené à son optimum de puissance.



**Figure. II.21** Fluctuation du PPM avec l'intensité d'éclairement (a) et la charge  $R_s$  (b).

(-----) Puissance à la sortie du GPV

La comparaison des  $P_0$  et  $P_n$  mesurées respectivement aux instants (t-1) et (t) permet de chercher le point de la puissance maximale, (Figure II.22) en incrémentant ou diminuant du rapport cyclique  $\alpha$  : Si la dérivée est positive ( $P_0 < P_n$ ), cela signifie que nous nous rapprochons du PPM, et si la dérivée de la puissance est négative ( $P_0 > P_n$ ), cela veut dire que nous l'avons dépassé.

Une fois  $\alpha$  modifié,  $P_0$  prend la valeur  $P_n$  et on effectue une nouvelle mesure de  $I_b$ ,  $V_b$  et  $I_s$  pour calculer la nouvelle puissance  $P_n$ .

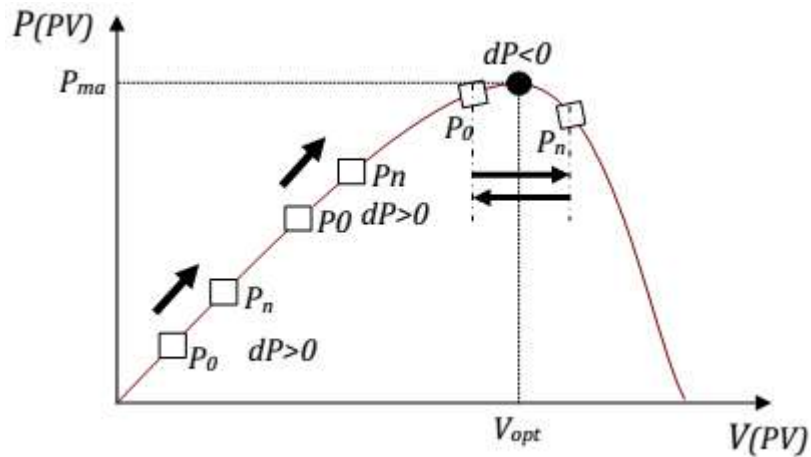


Figure II.22 Principe de fonctionnement d'une commande MPPT

La figure II.23 présente l'organigramme d'une contrôle adaptatif [45], permettant de d'assurer le fonctionnement du système à son PPM.

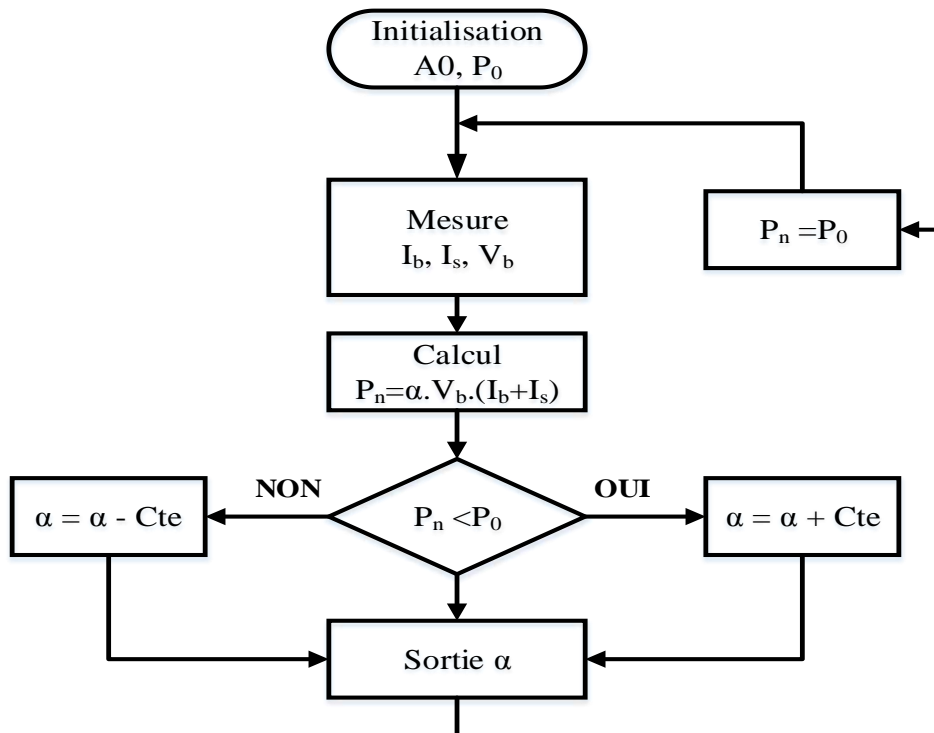


Figure II.23 Principe d'une MPPT

Où,

- $\alpha_0$  : rapport cyclique initial ;
- $P_0$  : puissance initiale ;
- $I_b$  : courant de batterie ;
- $V_b$  : tension aux bornes de la batterie ;
- $I_s$  : courant de charge ;
- $P_n$  : puissance instantanée délivrée par le GPV.

## II.6.2 Différents algorithmes de commande MPPT

L'objectif d'une commande MPPT consiste à amener le système à son optimum de puissance et à l'y maintenir en dépit des variations de paramètres. Plusieurs familles de commandes sont proposées dans la littérature [46-48]. Parmi toutes ces commandes, on présente les deux algorithmes de recherche les plus utilisés.

### II.6.2.1 Méthode de perturbation et observation (P&O)

La méthode de perturbation et observation (P&O) consiste à perturber l'un des paramètres d'entrées du convertisseur statique (généralement la tension  $V_{pv}$ ) puis d'observer l'impact de ce changement sur la puissance de sortie du système, Elle permet d'extraire la puissance maximale même si l'éclairement et la température varient.

Le principe de cette méthode est qu'à partir d'un rapport cyclique initialement petit, on mesure  $V_{pv}$  et  $I_{pv}$  et on calcule  $P(k)$ . La valeur obtenue est comparée avec la valeur  $P(k-1)$  calculée au cycle précédent, et selon le résultat de comparaison,  $V_{pv}$  est ajustée soit dans le même sens que dans le cycle précédent soit dans une direction opposée. Ainsi, la puissance va augmenter, repasser par le maximum, puis diminuer et dès la détection d'une diminution de la puissance, le sens de la commande est à nouveau inversé,...etc. Cependant, l'oscillation du système autour du maximum permet de suivre le maximum de puissance [49, 50].

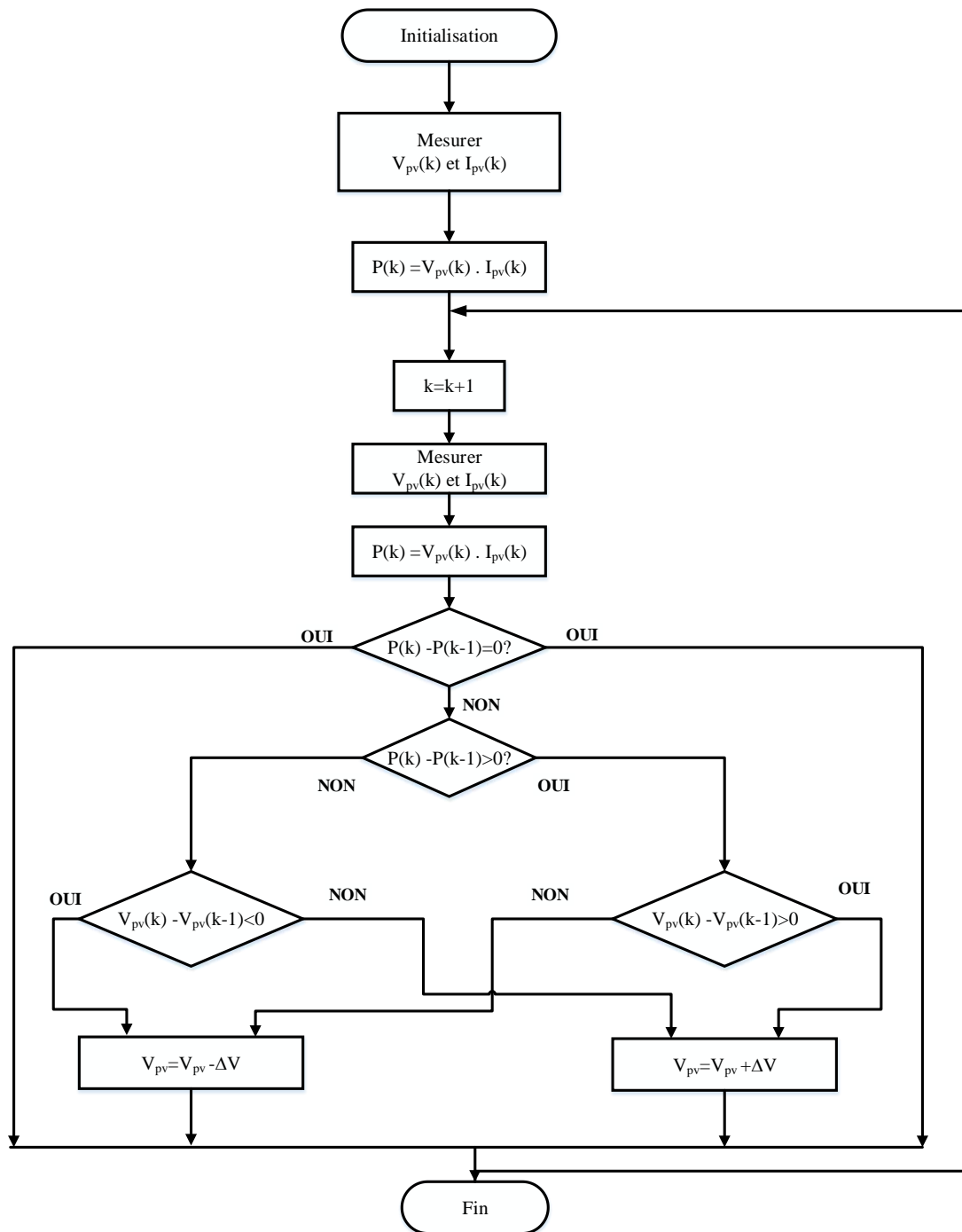


Figure II.24 Organigramme de la méthode P&amp;O

### ➤ Avantages et inconvénients de P&O

- Avantages

- Structure de régulation simple
- Nombre des paramètres mesures réduit

- Inconvénients

- Dépassement du point maximum optimal en cas de changement rapide des conditions atmosphériques.

### II.6.2.2 Méthode de la conductance incrémentale

La méthode de conductance incrémentale (INC) [51] est proposée pour pallier aux problèmes des oscillations de la méthode P&O et consiste à établir une relation entre la variation de la puissance et la tension en vue de la recherche du PPM indépendamment des caractéristiques du panneau solaire et des composants électroniques. Ceci lui confère une plus grande fiabilité.

L'avantage principal de cet algorithme est qu'il offre un bon rendement même sous un changement rapide des conditions atmosphériques. En outre, il réalise l'oscillation inférieure autour du MPP que la technique de P&O, quoique, quand la technique de P&O est optimisée, les rendements de MPPT de la conductance par incrémentation et de l'algorithme P&O de MPPT soient, essentiellement, identiques [52, 53]. Néanmoins, l'inconvénient est que le circuit de commande est complexe et très coûteux. Cependant, aujourd'hui il y a beaucoup d'options pour l'avoir à bon marché.

La conductance  $G$  est une grandeur physique exprimée par :

$$G = I/V \quad (\text{II.30})$$

D'où, la conductance incrémentielle qui est définie, comme le rapport de la variation, de l'intensité par celle de la tension entre deux instants :

$$\Delta G = \frac{dI}{dV} \quad (\text{II.31})$$

La puissance et son calcul différentiel sont donnés par les relations (II.32) et (II.33), respectivement :

$$P = V \cdot I \quad (\text{II.32})$$

$$dP = VdI + IdV \quad (\text{II.33})$$

Et, le maximum de la puissance est obtenu lorsque la condition (II.34) est vérifiée :

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (\text{II.34})$$

En considérant ces dernières expressions, on a :

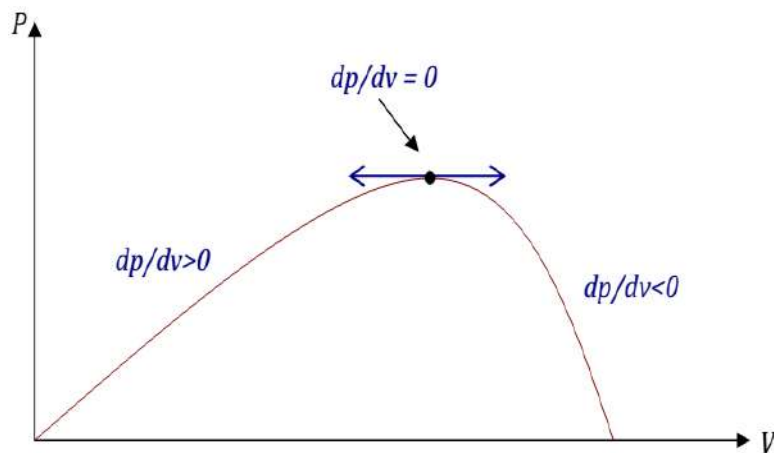
$$\left(\frac{1}{V}\right) \frac{dP}{dV} = G + \Delta G \quad (\text{II.35})$$

Ceci mène à l'ensemble d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} < 0 \Leftrightarrow G < -\Delta G \\ \frac{dP}{dV} < 0 \Leftrightarrow G = -\Delta G \\ \frac{dP}{dV} < 0 \Leftrightarrow G > -\Delta G \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Numériquement, il est possible de calculer  $G$  et  $\Delta G$  à partir des mesures de  $I_{pv}(k)$ ,  $I_{pv}(k-1)$ ,  $V_{pv}(k)$ ,  $V_{pv}(k-1)$  en supposant que  $dI_{pv} \approx \Delta I_{pv} = I_{pv}(k) - I_{pv}(k-1)$  et  $dV_{pv} \approx \Delta V_{pv} = V_{pv}(k) - V_{pv}(k-1)$  ; et dans une moindre mesure de la distance au PPM, on déduit sa direction par rapport au point de fonctionnement présent. De cette façon, la direction de convergence sera donc toujours connue, ce qui est un avantage par rapport à la technique P&O présentée précédemment, en particulier lorsque l'ensoleillement varie rapidement. Toutefois cette méthode pose un problème, et il peut être plus difficile de la mettre en application que les méthodes précédentes parce qu'elle implique des divisions dans lesquelles le dénominateur peut être égal à zéro, c'est dans le cas où le système est effectivement au PPM. Dans ce cas-là, le rapport cyclique n'a pas été modifié et donc la tension  $V$  reste constante ( $dV_{pv} = 0$ ), et la conductance incrémentielle  $\Delta G = dI_{pv} / dV_{pv}$  n'est pas alors définie, on passe à l'observation des variations du courant  $I_{pv}$  et on déduit les variations de  $V_{pv}$  à provoquer pour maintenir le système à son PPM [54]. L'organigramme d'une telle commande est représenté sur la figure II.26.

En comparant la conductance ( $G$ ) à l'incrément de la conductance ( $\Delta G$ ) nous allons chercher le maximum de la courbe (Figure II.25) en employant les équations ci-dessus pour chercher le point d'annulation de la dérivée de la puissance.



**Figure II.25** Évolution de la puissance en fonction de la tension

Ceci étant, l'organigramme de la méthode de conductance incrémentale est illustré par la figure II.26

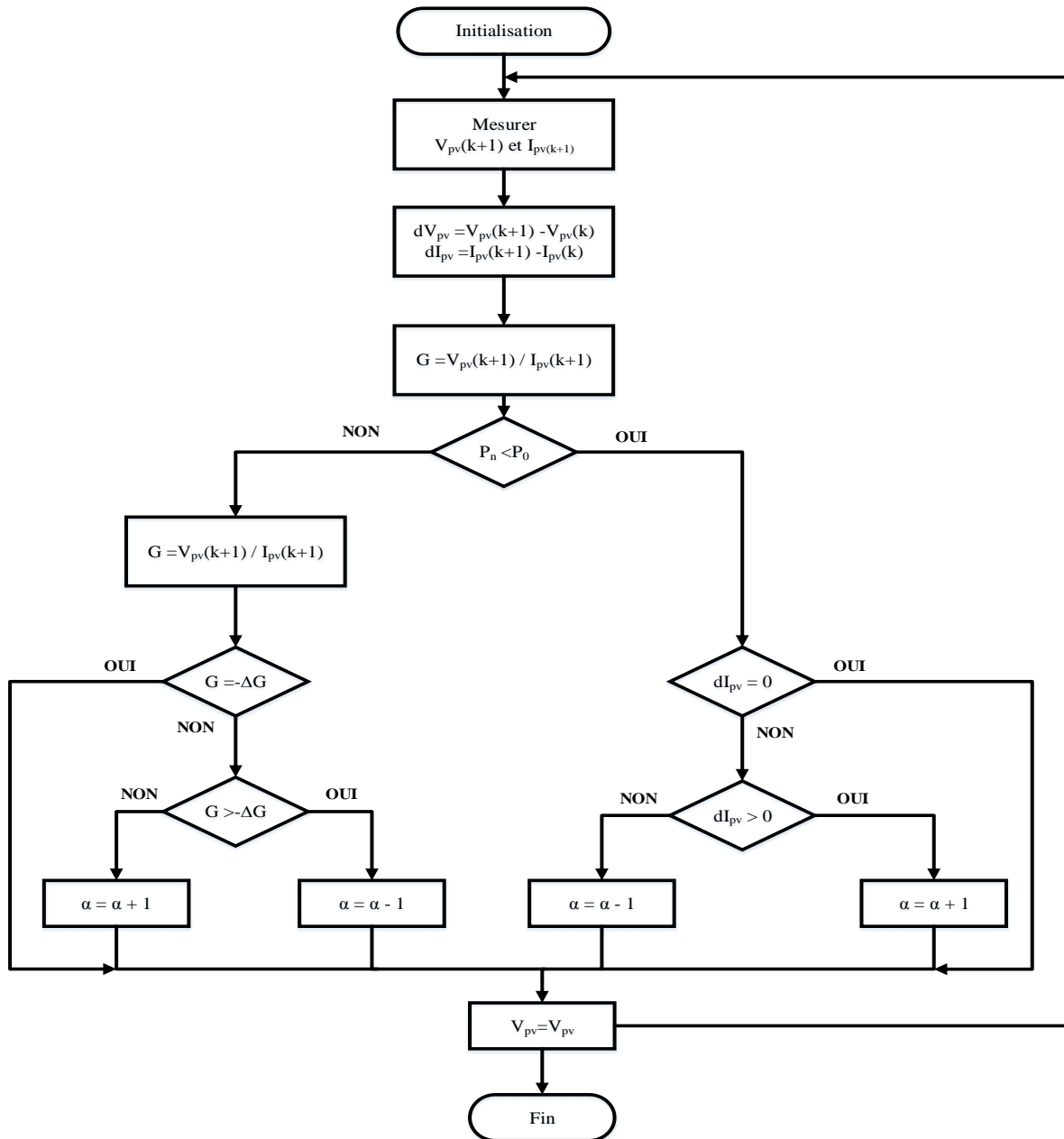


Figure II.26 Schéma fonctionnel de l'algorithme INC

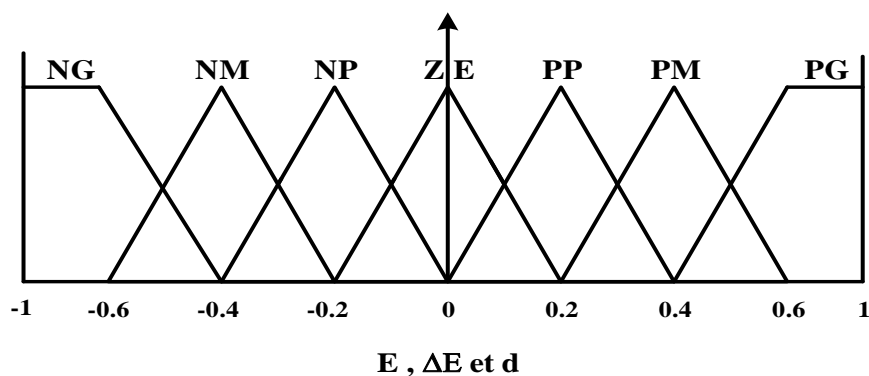
### II.6.2.3 Commandes MPPT à base de la logique floue

Les commandes basées sur la logique floue (dans la littérature anglo-saxonne Fuzzy Logic Control) sont de plus en plus populaires grâce à l'évolution des microcontrôleurs [56]. L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision. De plus, elles peuvent traiter des non linéarités. Le principe d'une commande floue se base sur deux variables d'entrées qui sont l'erreur  $ER$  et le changement d'erreur  $\Delta ER$  et une variable de sortie  $\Delta\alpha$  (variation du rapport cyclique). La valeur de la variable de sortie, qui pilote le convertisseur statique pour rechercher le PPM, est déterminée à l'aide d'une table de vérité et de l'évolution des paramètres

d'entrée. En général, la commande logique floue comprend trois étapes qui, dans la littérature, sont communément nommées : *Fuzzification, table des règles et defuzzification* [57-61]. Durant la fuzzification, les variables d'entrées numériques sont converties en variables linguistiques pouvant prendre les cinq valeurs suivantes :

- NB: Negative Big,
- NS: Negative Small,
- ZE: Zero,
- PS: Positive Small,
- PB : Positive Big.

Comme le montre la structure de base de la commande par logique floue illustrée en figure II.27.



**Figure II.27** Structure de base de la commande floue

Les paramètres d'entrées  $E_R$  et  $\Delta E_R$  sont liées aux équations suivantes :

$$E_R(n) = \frac{P_{pv}(n) - P_{pv}(n-1)}{V_{pv}(n) - V_{pv}(n-1)} \quad (\text{II.37})$$

$$\Delta E_R(n) = E_R(n) - E_R(n-1) \quad (\text{II.38})$$

La variation linguistique assignée à  $\Delta\alpha$  dépend des différentes combinaisons entre  $E_r$  et  $\Delta E_r$ . A l'issue des notions données dans les paragraphes précédents sur la commande MPPT. Concernant, la commande MPPT basées sur le principe de la logique floue, on a choisi les degrés d'appartenance de l'erreur ( $E_r$ ) et de la dérivée de l'erreur ( $\Delta E_r$ ) ainsi que celle du rapport cyclique ( $d$ ) selon la figure II.28. Et, en fonction de leurs évolutions, une table de vérité (tableau II.1) est complétée et utilisée en simulation.

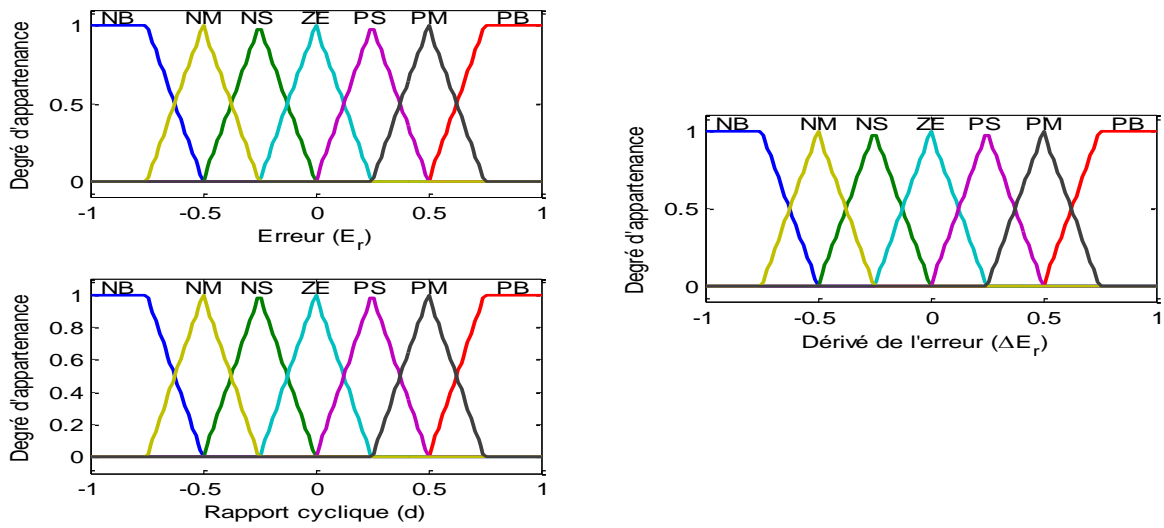


Figure II.28 Degrés d'appartenances

II.6.2.4 Etude par simulation d'un système photovoltaïque à commande MPPT

$E_R$	$\Delta E_R$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
NS	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
ZE	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PS	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB	PB

Tableau II.1 Table de vérité pour une commande par logique floue

Ceci, donne par simulation l'allure de la surface floue, représentée par la figure II.29

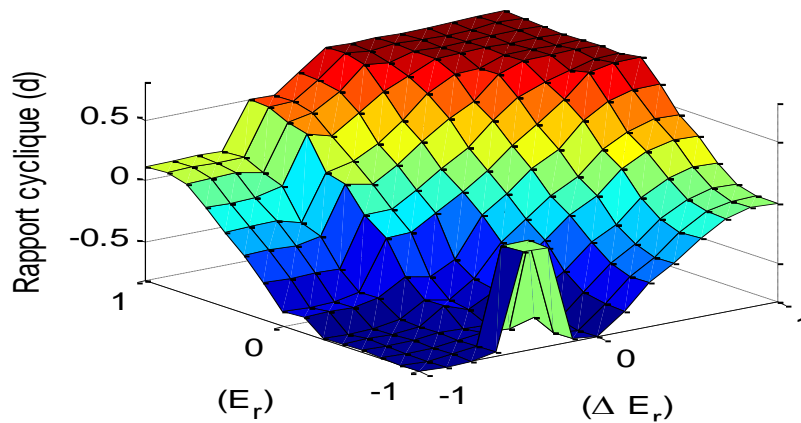


Figure II.29 Surface floue

Par la suite, on a simulé en utilisant le modèle de simulation de la figure II.30 les différentes caractéristiques de la chaîne de conversion pour une température constante de 25°C et pour deux cas d'éclairement (radiation). En première phase, on a considéré un éclairement constant égal à 1000 W/m<sup>2</sup> où les résultats de simulation des différentes grandeurs sont représentés par la figure II.31\_a. On remarque que la commande P&O fait évoluer le point de fonctionnement est le stabilise autour du MPPT. On constate des oscillations causées par l'algorithme de cette commande.

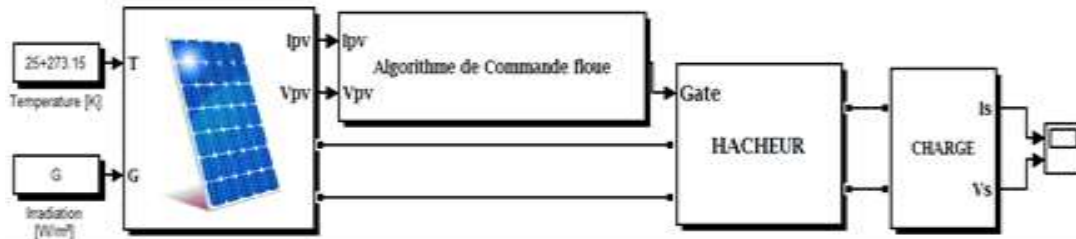


Figure II.30 Modèle de simulation

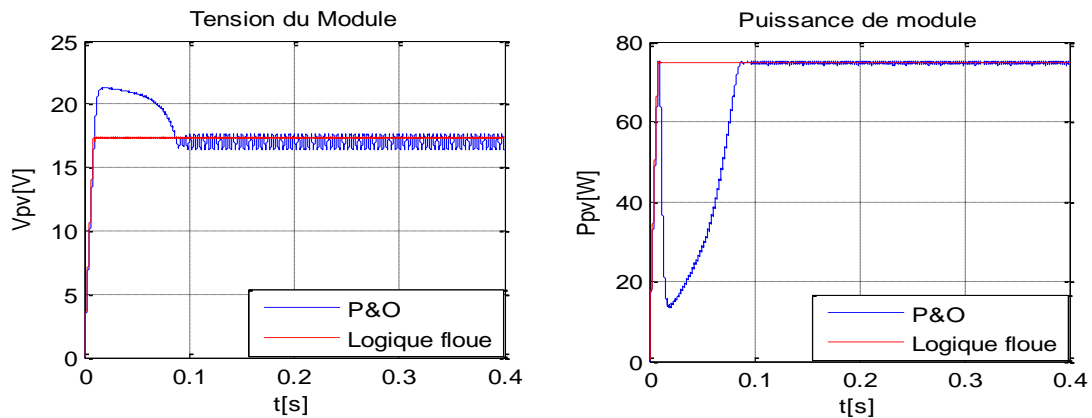


Figure II.31\_a Tension et puissance de module à T = 25°C et G = 1000 W/m<sup>2</sup>

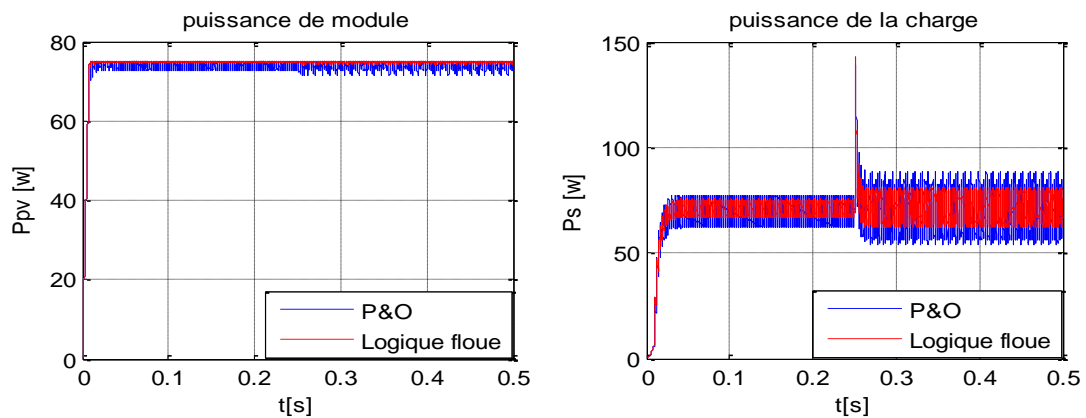


Figure II.31\_b Variation de la charge à T = 25°C et G = 1000 W/m<sup>2</sup>

En seconde phase, l'irradiation est considérée variable selon la figure II.32. Et les résultats de simulation des mêmes grandeurs considérées précédemment, sont montrés par la figure II.33. Il est noté que la perturbation causée par la variation de luminosité, à l'aide du contrôleur flou, le système converge vers MPPT et reste stable avec un taux d'ondulation minimale par rapport aux autres types de commande.

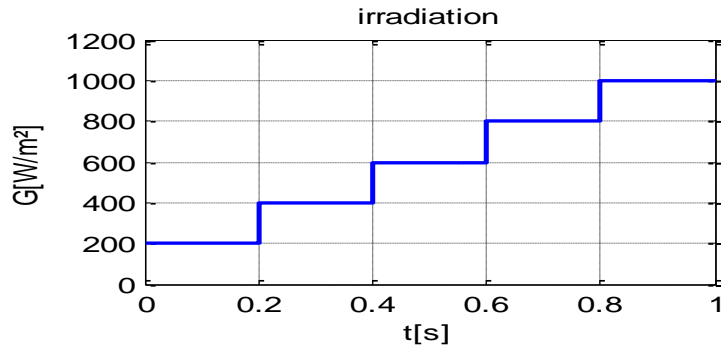


Figure II.32 Variation de la luminosité

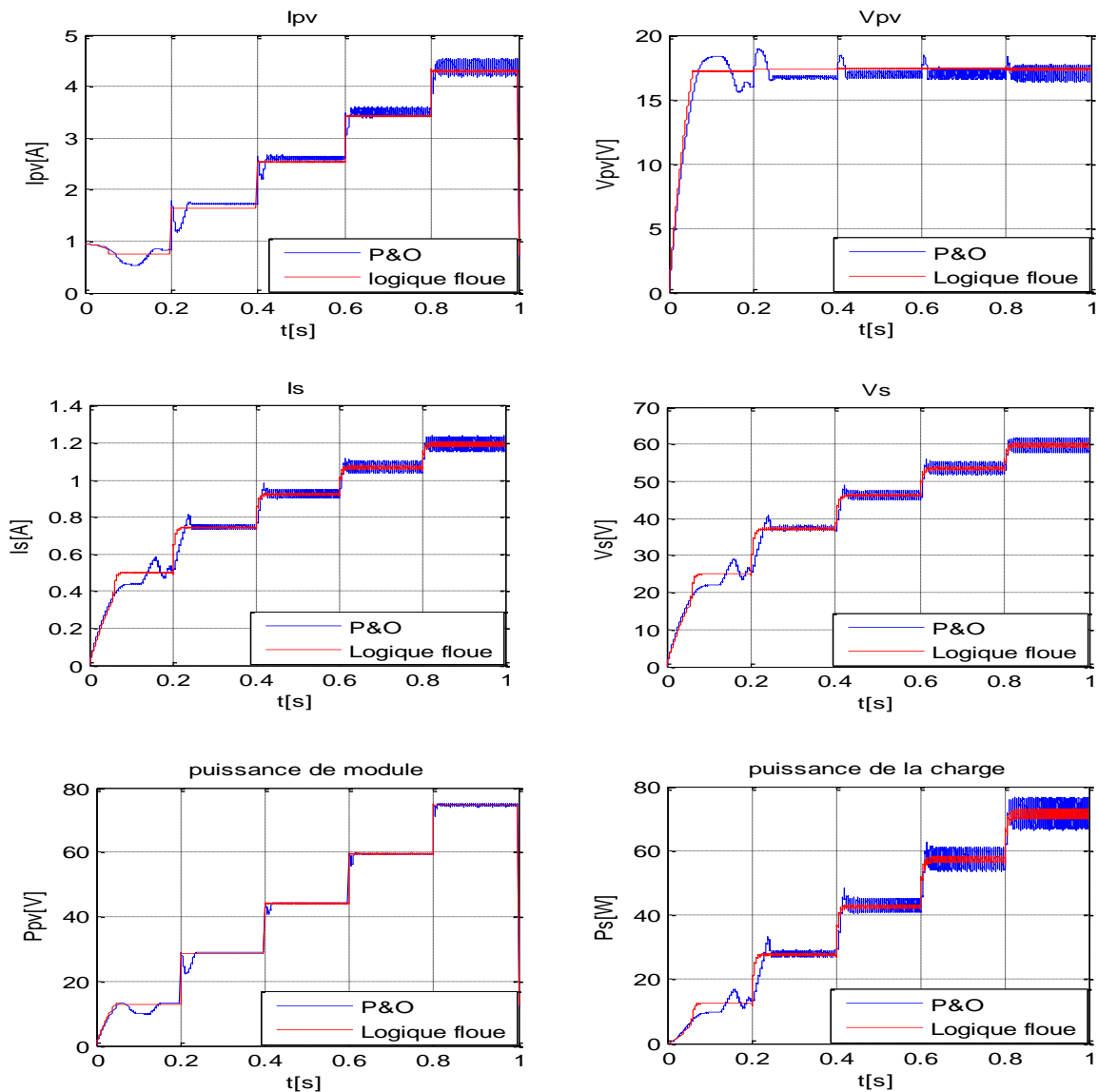


Figure II.33 Grandeurs électriques à l'entrée et à la sortie du convertisseur pour différentes irradiances et une température constante  $T = 25^{\circ}\text{C}$

## II.7 Modélisations des machines alternatives

Dans cette partie sont présentées les modèles de deux types de machines (MAS et MSAP) susceptibles d'être utilisées dans les chaînes de conversion photovoltaïques et particulièrement dans les installations de pompage [62].

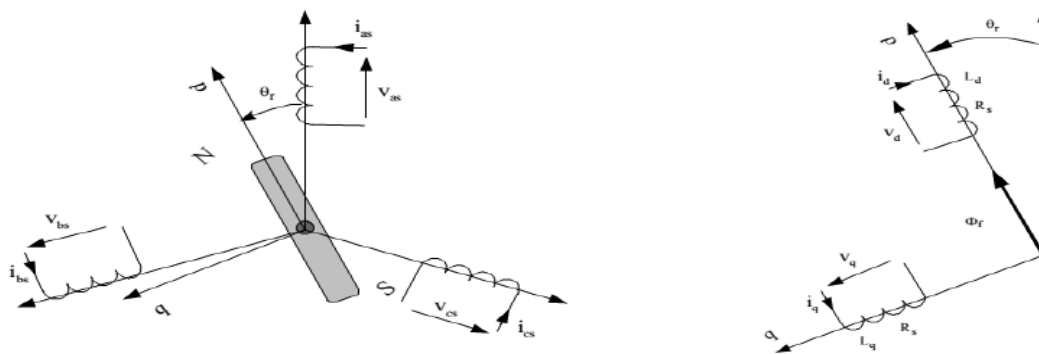
### II.7.2 Domaines d'applications

Les machines synchrones à aimant permanent (MSAP) sont utilisées pour une large gamme de puissance allant de quelques centaines de watts par des applications diverses [63-66].

On adopte les hypothèses simplificatrices suivantes :

- le circuit magnétique de la machine est non saturé ;
- répartition sinusoïdale de la fcém ;
- l'effet de la température sur les résistances est négligeable ;
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable ;
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme ;
- l'effet d'encoches n'est pas pris en compte.

La représentation de la MSAP dans le repère d-q lié avec l'axe « d » dans le sens de l'induction magnétique est illustré par la figure II.34



**Figure II.34** Représentation de la MSAP dans les repères triphasé (a,b,c) et diphasés (d-q)

Où,

$L_d$  (H) : inductance équivalente d'induit sur l'axe d ;

$L_q$  (H) : inductance équivalente de l'induit sur l'axe q ;

$R_s$  ( $\Omega$ ) : résistance équivalente d'enroulements statoriques ;

P : nombre de paires de pôles ;

f : coefficient de frottement fluide ;

J : inertie du rotor.

### Remarque :

La MSAP était ramenée à une machine à une paire de pôle, donc l'angle  $\theta_r$  correspondra à l'angle réel du rotor multiplié par le nombre de pair de pôle (P) de la machine.

#### II.7.2.1 Equations de Park de la machine

En considérant que la répartition de l'induction magnétique est sinusoïdale et que la saturation est négligée, on déduit les relations suivantes :

##### ➤ Equations des tensions

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \cdot \phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \omega_r \cdot \phi_d \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

##### ➤ Equations des flux

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

##### ➤ Expressions du couple électromagnétique

$$\begin{cases} C_{em} = P(\phi_d \cdot I_q - \phi_q \cdot I_d) \\ C_{em} = f(\phi_\alpha, \phi_\beta, I_\alpha, I_\beta) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

$$C_{em} = P(I_d \cdot I_q (L_d - L_q) + \phi_f \cdot I_q) \quad (\text{II.42})$$

Particulièrement, MSAP à pôles lisses ( $L_d = L_q$ ), la dernière expression du couple s'écrit :

$$C_{em} = P \cdot \phi_f \cdot I_q \quad (\text{II.43})$$

##### ➤ Equations d'état de la machine

Les équations (II.39) à (II.40) permettent d'obtenir l'équation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \frac{-R_s}{L_d} \cdot \omega_r \\ \frac{-L_d}{L_d} \cdot \omega_r & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Où, les composantes du courant ( $i_d$  et  $i_q$ ) forment le vecteur d'état :

- **Autre choix du vecteur d'état :**

En prenant comme vecteur d'état les flux  $\phi_{df}$  et  $\phi_q$  comme vecteur d'état, ceci nous permet d'observer le flux :

$$\underline{X} = \begin{bmatrix} \phi_{df} \\ \phi_q \end{bmatrix} \text{ avec } \phi_{df} = \phi_d - \phi_f \text{ et comme vecteur d'entrée : } \underline{U} = [V_d \quad V_q \quad \phi_f]^T$$

A partir des mêmes relations ((II.39) à (II.40)) et pour un moteur à pôles lisses ( $L_s=L_d=L_q$ ) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{df} \\ \dot{\phi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & +\omega_r \\ -\omega_r & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{df} \\ \phi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -\omega_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

Avec comme vecteur de sortie  $[I_d \quad I_q]^T$ , il vient :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{df} \\ \phi_q \end{bmatrix}$$

### II.7.2.2 Equations dans le repère $\alpha, \beta$

Les équations différentielles de la MS dans un repère diphasé lié au stator (repère  $\alpha, \beta$ ) s'écrivent comme suit :

➤ Equations des tensions :

$$V_\alpha = R_s \cdot I_\alpha + L_s \frac{dI_\alpha}{dt} - \omega_r \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta_s) \quad (\text{II.46})$$

$$V_\beta = R_s \cdot I_\beta + L_s \frac{dI_\beta}{dt} - \omega_r \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta_s) \quad (\text{II.47})$$

➤ Equations des flux :

$$\phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_\alpha + \phi_f \cdot \cos(\theta_s) \quad (\text{II.48})$$

$$\phi_{s\beta} = L_s \cdot I_\beta + \phi_f \cdot \sin(\theta_s) \quad (\text{II.49})$$

➤ Equations du couple :

$$C_{em} = P(\phi_\alpha \cdot I_\beta - \phi_\beta \cdot I_\alpha) \quad (\text{II.50})$$

Nous pouvons remarquer, ce qui est naturel puisque le repère diphasé est fixe, que les composantes des courants et des flux sont sinusoïdales.

➤ Equations mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{II.51})$$

### II.7.3 Simulation de la MSAP

Les différentes grandeurs obtenues par simulation sont représentées par la figure II.35. Cette figure montre que la vitesse démarre de l'arrêt pour attendre (157 rad/s) (Figure II.35\_a). La figure II.35\_b montre la progression linéaire de la position. Finalement, les courants direct ( $i_d$ ), quadrature ( $i_q$ ) et les courants de phases a, b et c sont montrés respectivement par (Figure II.35\_c,d,e).

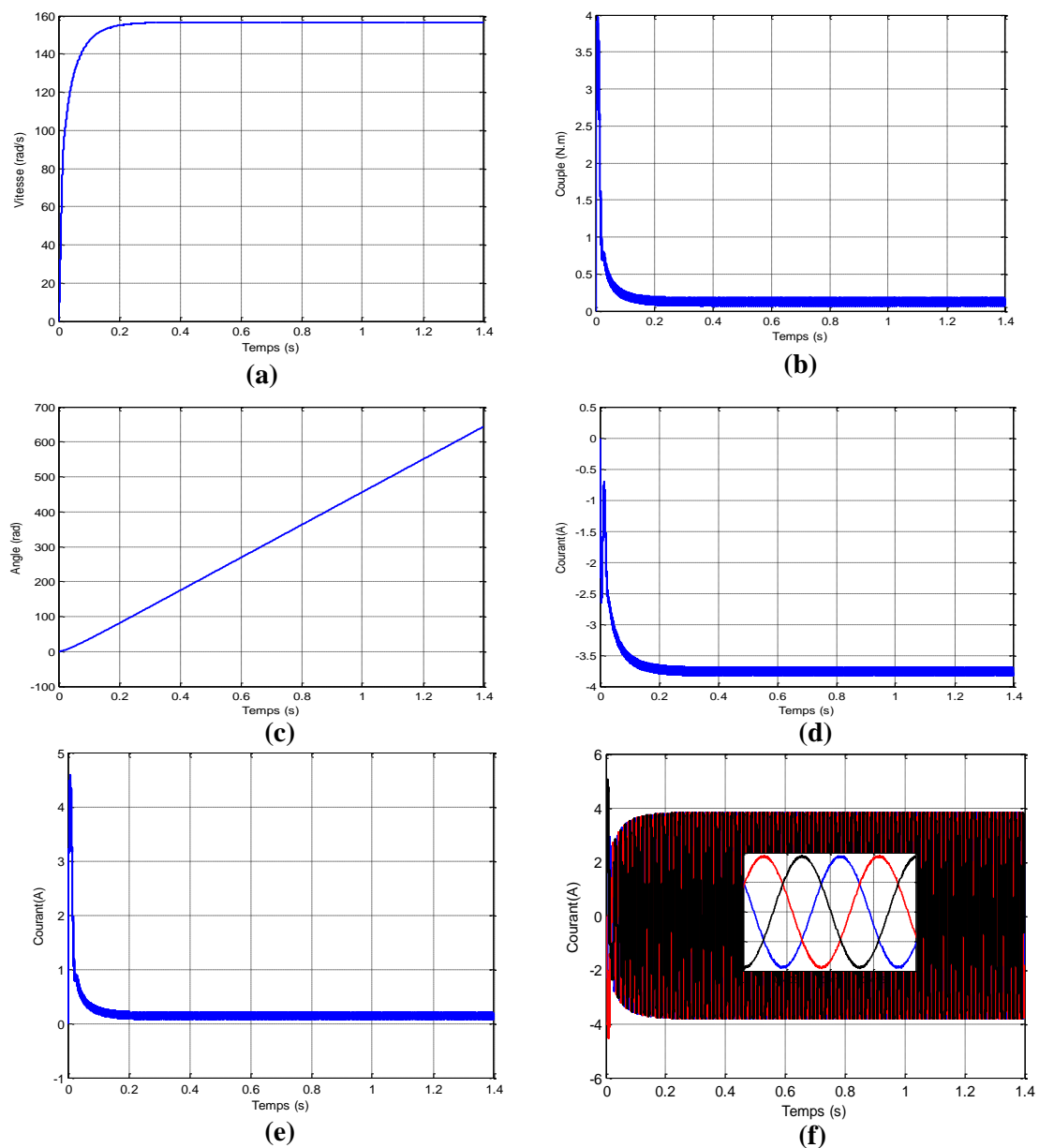


Figure II.35 Simulation de la MSAP

## II.8 Modélisation de la machine asynchrone

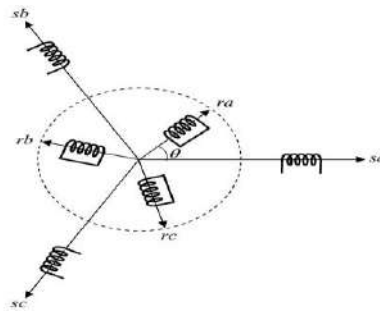
Le modèle de la machine devrait reproduire fidèlement l'ensemble des phénomènes afin de prédire le comportement de la machine en régime statique et dynamique en admettant quelques hypothèses simplificatrices [67,68].

- Répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique à travers l'entrefer, ce qui se traduit par une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre le stator et le rotor, cela implique une variation nulle de la perméance magnétique due aux encoches ;
- Les courants induits dans le circuit magnétique (courants de Foucault) sont supposés négligeables, ainsi qu'aux phénomènes de l'hystérésis et l'effet de peau ;
- La saturation magnétique ne sera pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants ;
- Les résistances des enroulements sont considérées comme constantes.

Il s'agit de modéliser la machine asynchrone dans un référentiel diphasé, soit tournant ( $dq$ ), soit fixé au stator ( $\alpha\beta$ ), ces derniers sont déterminés à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates.

### II.8.1 Modèle biphasé de la machine asynchrone

Le stator et le rotor sont constitués, de trois enroulements répartis dans l'espace et séparés d'un angle électrique de  $120^\circ$ , comme le montre la figure II.36 :



**Figure.II.36** Représentation spatiale des enroulements statoriques et rotoriques de la MAS

L'axe  $s_a$  est souvent considéré comme référence et l'angle  $\theta$  définit la position du rotor par rapport au stator.

En tenant compte des hypothèses considérées, on représente les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques sous les formes matricielles suivantes, respectivement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d[\varphi_{sabc}]}{dt} \quad (\text{II.52})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d[\varphi_{rabc}]}{dt} \quad (\text{II.53})$$

Avec,

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}; [I_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [\varphi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}; [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [R_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Et, les flux totaux sont définis par les relations suivantes :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [L_{msr}][I_{rabc}] \quad (\text{II.54})$$

$$[\varphi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [L_{mrs}][I_{sabc}] \quad (\text{II.55})$$

Avec,

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{msr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

où:

$[L_{ss}]$  : matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques ;

$[L_{rr}]$  : matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques ;

$[L_{msr}]$ : matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques ;

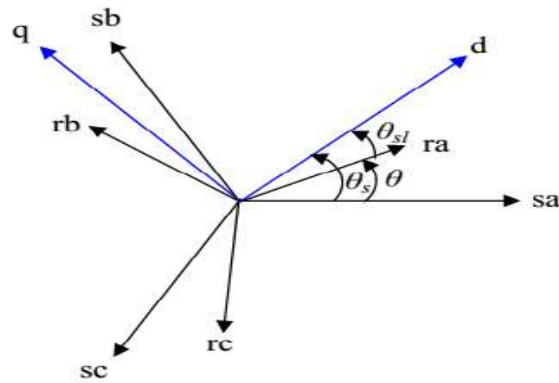
$l_{ms}$  : inductance mutuelle entre enroulements statoriques ;

$l_{mr}$  : inductance mutuelle entre enroulement rotoriques ;

$l_m$ : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

### II.8.2 Modèle biphasé dans le plan (d-q)

C'est en fait qu'à un changement de base sur les grandeurs (tensions, courant et flux), conduisant à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction de l'ordre des équations [69]. La figure II.37 présente les positions des axes direct (d) et en quadrature (q) par rapport aux axes de la machine.



**Figure II.37** Position des axes  $dq$  par rapport aux axes de la machine

Pour simplifier les équations, les repères de *Park* des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider. Ceci est possible grâce à la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_{sl} + \theta \quad (\text{II.56})$$

Ce qui rend la transformation de *Park* attrayante, est que l'orientation du repère  $dq$  peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère  $dq$  peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [70-73] :

- Repère d'axes  $dq$  fixe lié au stator ou repère stationnaire ( $\theta_s = 0$ ). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.
- Repère d'axes  $dq$  lié au rotor ( $\theta_{sl} = 0$ ) . Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques  $\omega_{sl}$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).
- Repère d'axes  $dq$  lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent, les grandeurs électriques du modèle sont continus. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

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

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega = \omega_s - P\Omega \quad (\text{II.57})$$

Où,

$\omega_s$  : pulsation statorique ;

$\omega$  : pulsation rotorique ;

$\omega_{sl}$  : pulsation du glissement ;

$\Omega$  : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par :  $\omega = p \Omega$ .

### II.11.3.2.1 Equations électriques

Les équations électriques de la MAS dans un repère de *Park* lié au champ tournant sont :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Et,

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - P\Omega)\varphi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - (\omega_s - P\Omega)\varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Avec ,

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

Où,

$L_s = L_{as} - l_m$  : inductance cyclique statorique ;

$L_r = L_{ar} - l_{mr}$  : inductance cyclique rotorique ;

$L_m = 3/2 l_m$  : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique. Le couple électromagnétique ( $C_e$ ) peut être décrit mettre sous divers formes :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2}P(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \\ C_e = \frac{3}{2}P(\varphi_{rd}i_{rq} - \varphi_{rq}i_{rd}) \\ C_e = \frac{3}{2}PL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \\ C_e = K_t(\varphi_{rd}i_{sq} - \varphi_{rq}i_{sd}) \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

Où :

$$K_t = P \frac{3 L_m}{2 L_r} \quad (\text{II.63})$$

Avec,  $p$  : le nombre de pair de poles.

Notons que c'est la relation (II.62) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées. La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_L - f_v \Omega \quad (\text{II.64})$$

Où,

$J$  : inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine ;

$C_r$  : couple de charge ;

$f_v$  : coefficient du frottement visqueux.

Le couple électromagnétique est déduit de l'expression de la puissance définit comme suit :

$$P_m = C_e \cdot \Omega \quad (\text{II.65})$$

Où,

$C_e$  : couple électromagnétique ;

$\Omega = \omega_r / p$  ( $\Omega$ : vitesse angulaire de rotation) ;

$\omega_r$ : vitesse angulaire du rotor ;

$P$ : nombre de paires de pôles ;

L'expression scalaire du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = P \cdot M [i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{rq} \cdot i_{sd}] \quad (\text{II.66})$$

### II.8.2.1 Simulation de MAS

La simulation des grandeurs électriques sont montrées par les figure II.38 et II.39. A la mise sous tension de la machine, elle subit un régime transitoire d'environ 0.5s puis les grandeurs se stabilisent.

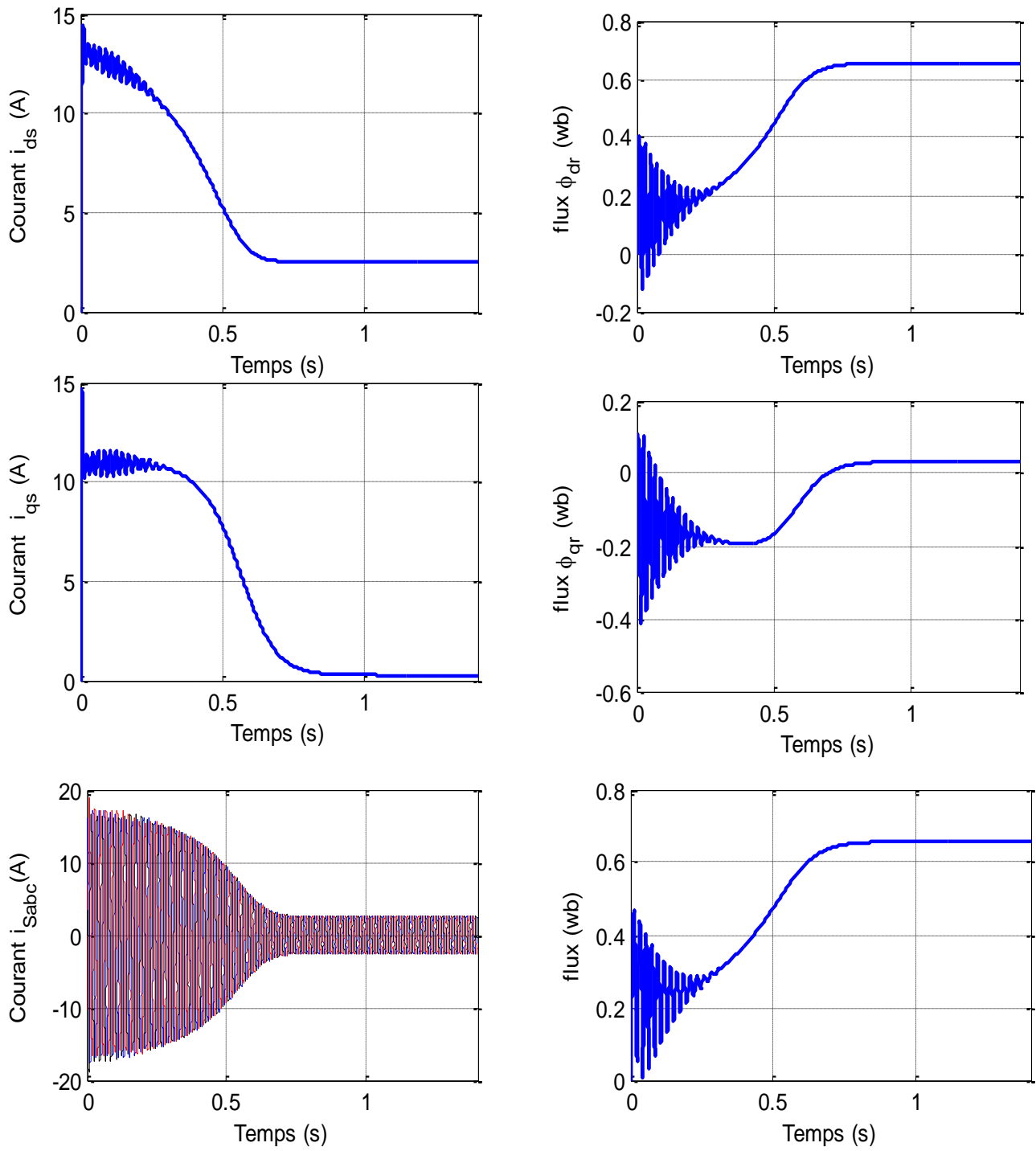
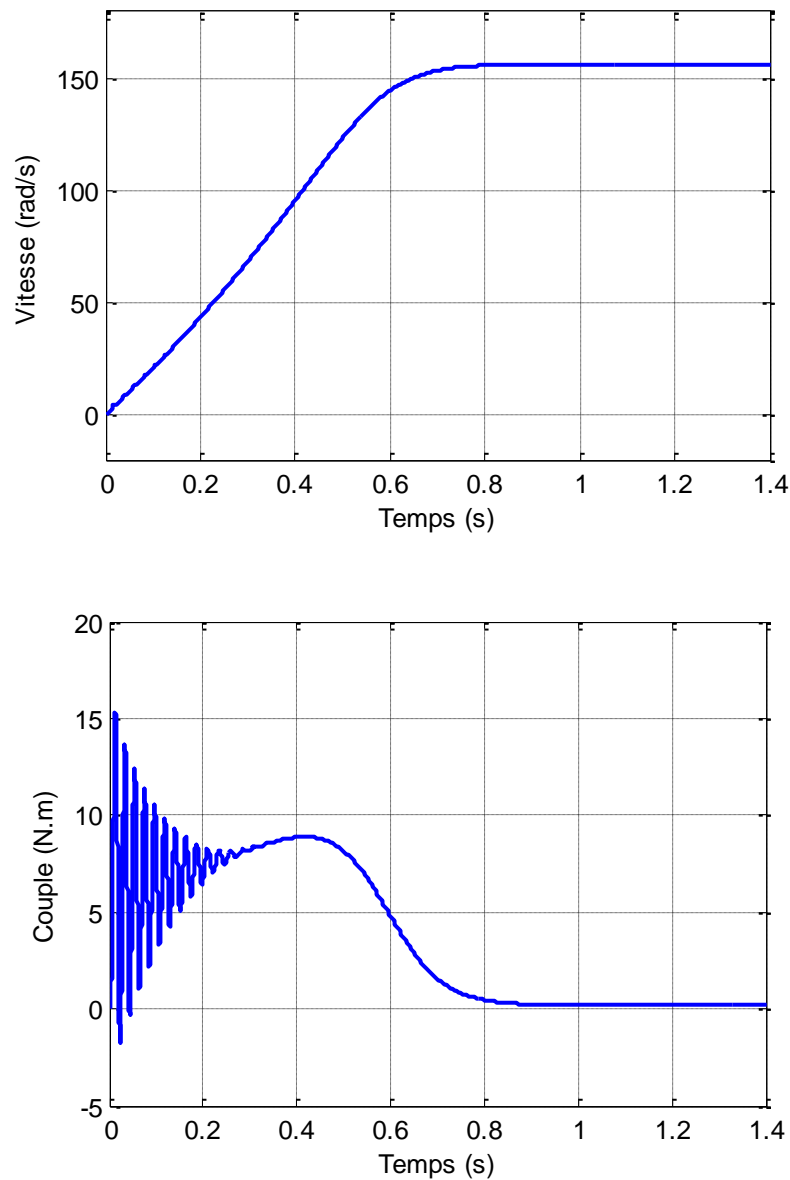


Figure II.38 Grandeurs des courants et flux de la MAS



**Figure II.39** Vitesse et Couple de la MAS

### II.8.3 Modèle biphasé ( $\alpha, \beta$ ) de la machine asynchrone

Cette transformation est appelée aussi transformation de *Clark*, qui est en fait un cas particulier de la transformation de *Park* considérée précédemment vu .Elle est obtenue quand le repère  $dq$  est confondu avec le repère  $\alpha\beta$ , c'est-à-dire en prenant  $\theta_s = 0$ , la transformation directe se fait alors comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

Où,  $x$  représente les tensions, courants ou flux.

La transformée inverse est de la forme :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.68})$$

A partir des définitions précédentes, les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit :

- Au stator :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II.70})$$

- Au rotor :

$$\begin{cases} v_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.72})$$

En suivant les mêmes démarches prises dans le référentiel précédent afin d'écrire le système d'équations sous la forme  $\frac{dX}{dt} = AX + BU$ , on aura :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.73})$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.74})$$

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère  $\alpha\beta$  peut être donnée par :

$$C_e = K_t(\varphi_{r\alpha}i_{s\beta} - \varphi_{r\beta}i_{s\alpha}) \quad (\text{II.75})$$

L'équation de la vitesse reste inchangée.

## II.9 Modélisation de la pompe centrifuge

Une pompe convertie la puissance mécanique en puissance de fluide.

Une pompe centrifuge utilise un ensemble de palettes de roue à aubes tournant dans une enveloppe de volute formée pour donner l'énergie aux liquides [74]. Le liquide est forcé par une forme atmosphérique ou autre forme de pression dans le centre de la roue à aubes où il est accéléré par la rotation des palettes de roue à aubes autour et à l'extérieur par la force centrifuge dans la volute d'extension voir la figure II.40.

L'expansion convertit l'énergie du fluide en mouvement en énergie de pression à la décharge. La masse du fluide étant elle-même créatrice la pression dans la pompe par la force centrifuge, la pression est proportionnelle à la densité du fluide.

L'expression de la force centrifuge est :

$$F = M \frac{v^2}{r} \quad (\text{II.76})$$

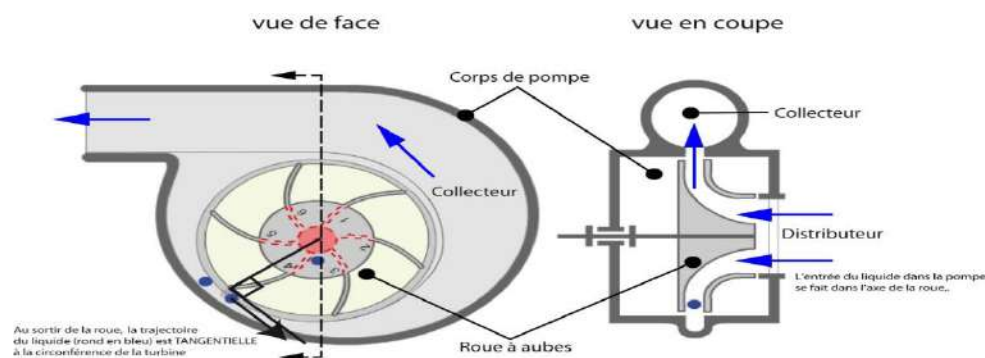
Où,

F: force sur l'élément fluide à la périphérie de la roue à aubes ;

M: masse du fluide ;

v: vitesse périphérique de la roue à aubes ;

r: rayon de la roue à aubes.



**Figure II.40** Coupe de la construction de base d'une pompe centrifuge [II.75]

Les pompes sont généralement décrites par leurs caractéristiques  $H(Q)$  comme le montre l'expression analytique de « Pleiderer et de Peterman » [II.75].

$$H = a\omega^2 + b\omega Q - cQ^2 \quad (\text{II.77})$$

Où, les constantes a, b et c sont déterminées dans le catalogue du fabricant [II.75], H (m) : charge hydraulique appliquée sur le fluide par la roue à aubes et Q (m<sup>3</sup>/s) : débit de la pompe.

La pompe est couplée directement au moteur et elle est caractérisée par son couple, sa vitesse et son débit. La puissance hydraulique (P<sub>H</sub>), le couple (C<sub>H</sub>) et le rendement (η<sub>p</sub>) de la pompe centrifuge sont exprimés, respectivement, par les relations suivantes [II.76]:

$$P_H = \rho g Q H = 9.81 Q \cdot \frac{H}{\eta_p} \quad (\text{II. 78})$$

$$\eta_H = \frac{P_{hydraulique}}{P_{arbre}} \quad (\text{II. 79})$$

Où,

P<sub>H</sub> : puissance hydraulique (W) ;

H : hauteur ;

η<sub>p</sub> : rendement de la pompe ;

ρ : masse volumique (1000Kg/m<sup>3</sup>).

$$C_H = k \Omega^2 + C_0 \quad (\text{II. 80})$$

k : facteur de proportionnalité [Nm/rads<sup>-1</sup>]

C<sub>0</sub> : couple statique (résistant) ;

Ω : vitesse de rotation.

## II.10 Modélisation et commande de l'onduleur

Le problème de l'alimentation à la fréquence variable des machines électriques est pratiquement réglé grâce au développement des thyristors GTO et, par la suite, des transistors IGBT qu'ont permis le développement les onduleurs à commande en modulation de largeur d'impulsion (MLI) performants, fiables et à faible coût. Les stratégies de commande ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes.

### II.10.1 Techniques de commande MLI

Le but est de régler la tension de sortie en fonction de la charge utilisée en gardant la tension du bus continu égal à sa valeur de référence. A cet effet, une commande en boucle fermée est nécessaire. Une comparaison entre la tension de bus continu (V<sub>DC</sub>) et la tension de référence (V<sub>réf</sub>) produit un signal d'erreur (Figure II.41), qui servira à la commutation des semiconducteurs de l'onduleur en ouverture et en fermeture. Ainsi, la puissance pourra transiter dans les deux sens

selon les conditions sur la  $V_{DC}$  mesurée. Ce type de redresseur permet de corriger le facteur de puissance en contrôlant simultanément les puissances active, et réactive. Par ailleurs, les ondes des courants de la source peuvent être presque sinusoïdales, ce qui réduit donc la distorsion de la source.

Les techniques de commandes élaborées pour les onduleurs MLI sont [76] :

### ➤ MLI à porteuse triangulaire

Cette méthode consiste à comparer trois tensions de références sinusoïdales (modulatrices) propres à chaque phase à un signal triangulaire d'une amplitude et d'une fréquence fixées (porteuse) commun pour les trois phases.

On a,

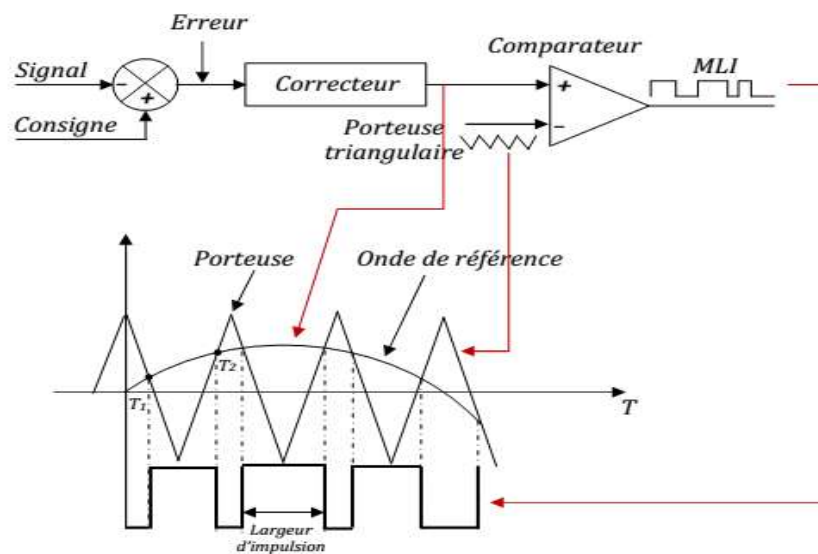
$$V_{réf}(i) = V_{réf\ max} \cdot \sin(2\pi \cdot f_m \cdot t - (i - 1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{II.81})$$

$i = 1, 2, 3$  : indices des 3 phases ;

$V_{réf\ max}$  : amplitude maximale de la tension de référence ;

$f_m$  : fréquence des modulatrices.

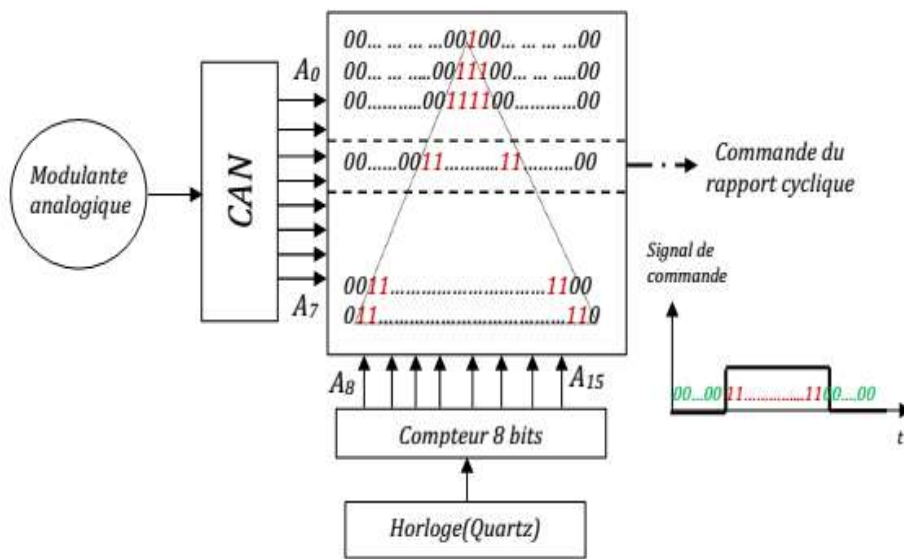
L'avantage c'est que la largeur d'impulsion dépend uniquement de la valeur de la tension de référence au début de l'échantillonnage, ce qui facilite la réalisation pratique de cette méthode de modulation par des algorithmes numériques [77].



**Figure II.41** Modulateur MLI à porteuse triangulaire

- MLI à échantillonnage régulier de la modulante :

Pour générer les ordres de commande des interrupteurs, le signal modulant est numérisé à intervalles de temps réguliers, grâce à un convertisseur analogique-numérique (CAN). De ce fait, le CAN réalise une opération d'échantillonnage sur le signal modulant. Le nombre binaire obtenu en sortie du CAN sert alors à l'adressage en entrée d'une mémoire de type EPROM, où sont stockés les motifs de commande. La figure II.41 montre le schéma de principe d'une telle commande [78]. L'avantage principal de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est limité par la période d'échantillonnage de l'horloge (Figure II.42).



**Figure II.42** MLI avec échantillonnage régulier de la modulante

La figure II.43 montre les résultats de simulation des signaux de commande (référence et porteuse), les états de commutation d'un bras de l'onduleur (semi-conducteurs du haut et bas d'un même bras) et aussi les figures des tensions simples et composé de la première phase de l'onduleur triphasé.

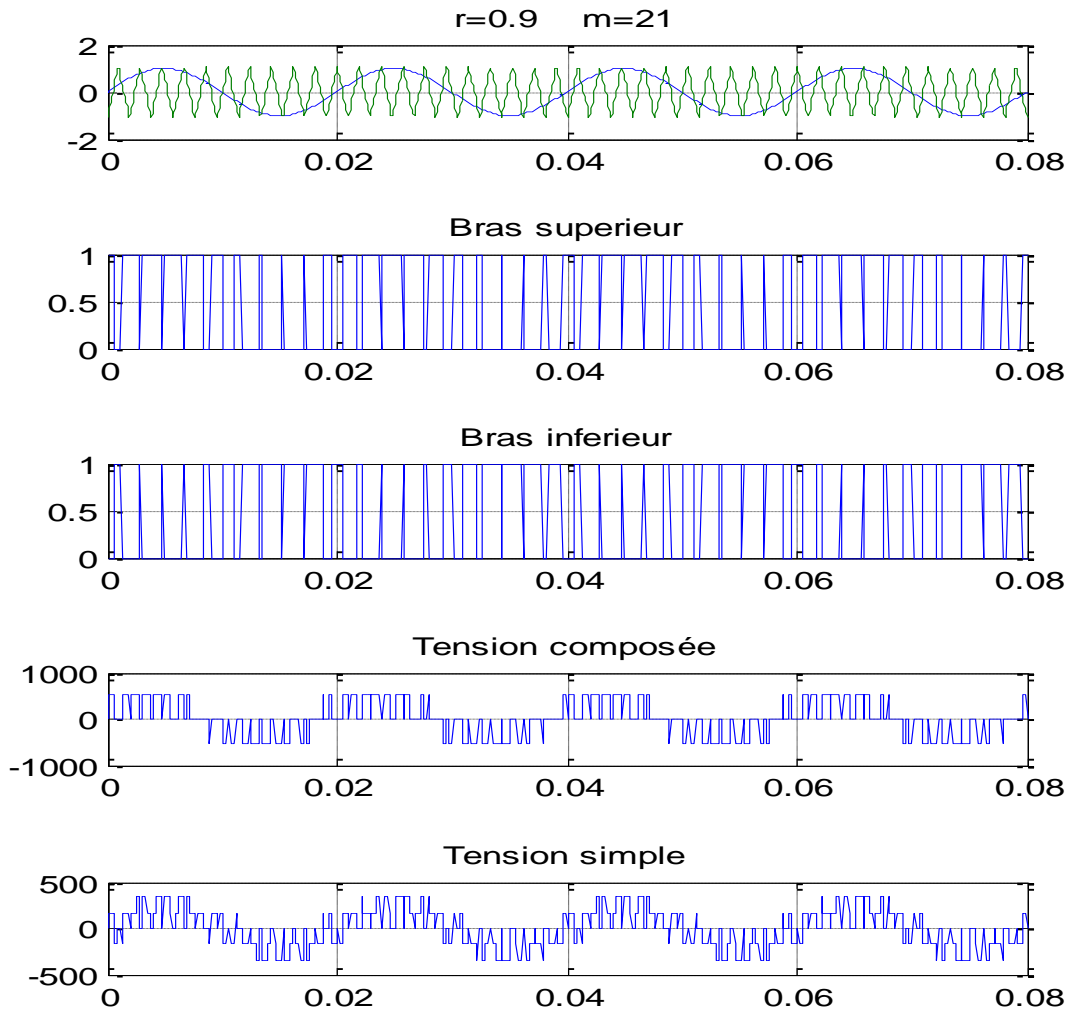


Figure II.43 Signaux de commande et de sortie

➤ MLI à bande hystérésis

Un simple comparateur à hystérésis par phase introduit un signal d'erreur entre le signal réel et sa consigne. Cette erreur est ensuite comparée à la bande d'hystérésis, afin de fixer les ordres de commande des interrupteurs. La figure II.44 présente le principe de fonctionnement d'une telle technique, où  $\Delta h$  est la largeur de la bande d'hystérésis.

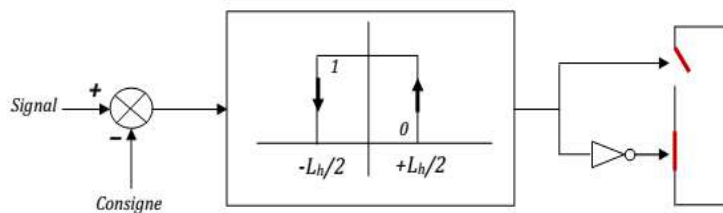


Figure II.44 Commande MLI à bande hystérésis

Ainsi, l'interrupteur s'ouvre et se ferme si l'erreur devient inférieure à  $-\Delta h/2$  ou supérieure à  $\Delta h/2$  respectivement, aucune commutation n'est permise si cette erreur est maintenue entre  $-\Delta h/2$  et  $\Delta h/2$ .

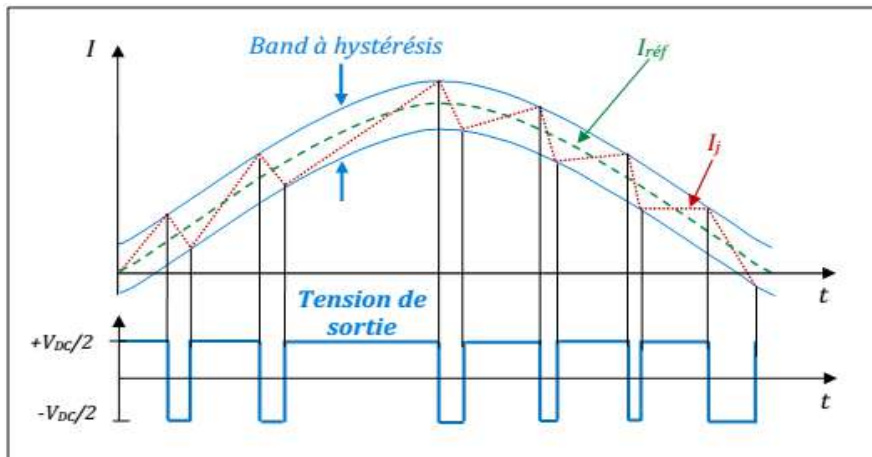
L'inconvénient majeur que présente cette commande c'est la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés à cause de l'absence du contrôle de la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis.

Pour le contrôle du courant instantané d'une phase, ce dernier s'écarte de sa valeur de référence d'une valeur  $\Delta h/2$ , fixée par la bande du correcteur à hystérésis (Figure II.44), ainsi, en commutant les interrupteurs du bras du redresseur correspond, le courant réel sera maintenu à l'intérieur d'une bande  $\pm \Delta h/2$  entourant le courant de référence. Cette stratégie nécessite pour chaque phase ( $j=a, b, c$ ) un correcteur à hystérésis indépendant [79].

Ces correcteurs sont à deux niveaux, chaque correcteur agit selon la différence entre le courant de référence  $I_{réf}$  et le courant réel  $I_j$  circulant dans la phase correspondante pour générer un signal de commande  $k_j$  selon la relation suivante :

$$\begin{cases} K_j = 1 \\ K_j = 0 \end{cases} \text{ si } \begin{cases} \Delta I_j = (I_{réf} - I_j) \geq \frac{L_h}{2} \\ \Delta I_j = (I_{réf} - I_j) < \frac{L_h}{2} \end{cases} \quad \text{Pour } j = a, b, c \quad (\text{II.82})$$

De cette façon, le signal  $K_j$  est soit égale à 1 ou à 0, selon l'état de basculement (figure II.45).



**Figure II.45** principe de fonctionnement de correcteur à hystérésis

La figure II.46, montre l'évolution du courant pour une commande par hystérésis. On remarque qu'il évolue entre les deux extrêmes et aussi que la fréquence de commutation est variable.

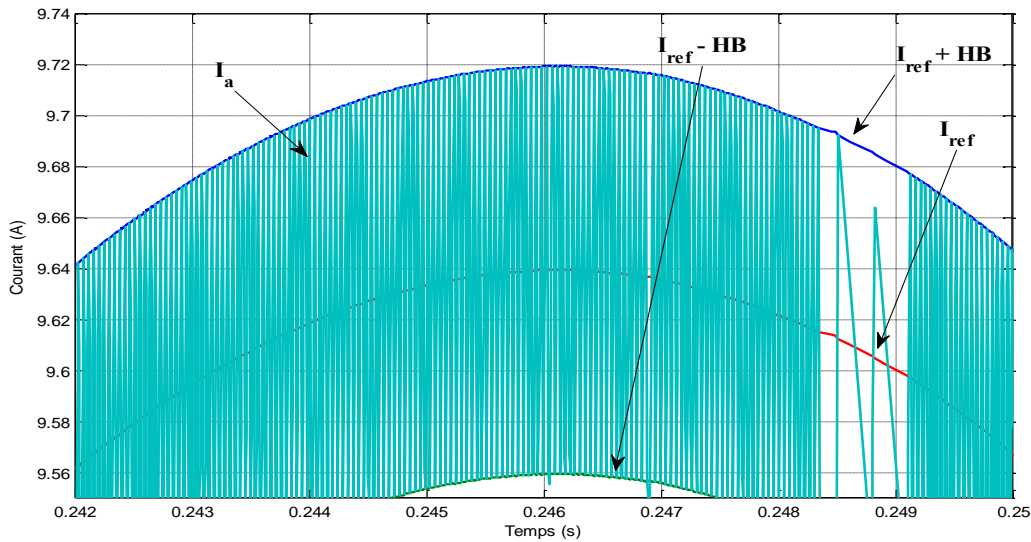


Figure II.46 Simulation de la commande hystérésis

➤ **MLI hystérésis variable**

La bande d'hystérésis adaptative est utilisée pour commander les charges courantes et déterminer des signaux de commutation pour les semi-conducteurs portes. Convient pour la stabilité, une réponse rapide, de haute précision, opération simple, inhérente limitation de pic de courant et la charge paramètres variation indépendance qui font les courants méthodes de convertisseurs de source de tension de commande.

Dans cette approche, il existe une différence entre l'erreur et le courant de référence, le courant injecté récent par l'erreur de l'onduleur  $(t) = I_{ref}(t) - I(t)$ , (Figure III.47). Quand le courant d'erreur dépasse la limite supérieure de la bande d'hystérésis, le commutateur supérieur du bras de l'onduleur est mis à zéro booléenne "0" et le commutateur inférieur est tourné vers un booléen "1". Les figures II.47 et II.48 montre le bloc de Simulink et le résultat de la simulation de la bande d'hystérésis adaptative. Quand le courant d'erreur franchit la limite inférieure de la bande d'hystérésis (HB), le commutateur inférieur du bras de l'onduleur est mis "0" et le commutateur supérieur est tourné de "1" [80]. Par conséquent, le courant revienne dans la bande d'hystérésis. La commutation la performance de la manière suivante :

$$K = \begin{cases} 0 & \text{Si } i_{Inv}(t) > i_{ref}(t) + HB \\ 1 & \text{Si } i_{Inv}(t) \leq i_{ref}(t) - HB \end{cases} \quad (II.83)$$

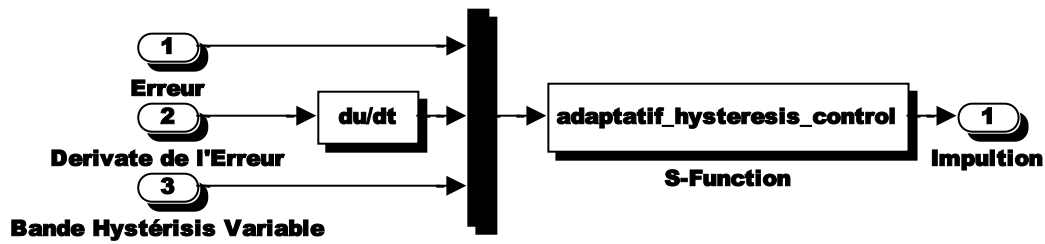


Figure II.47 Schéma de simulation de la bande hystérésis variable

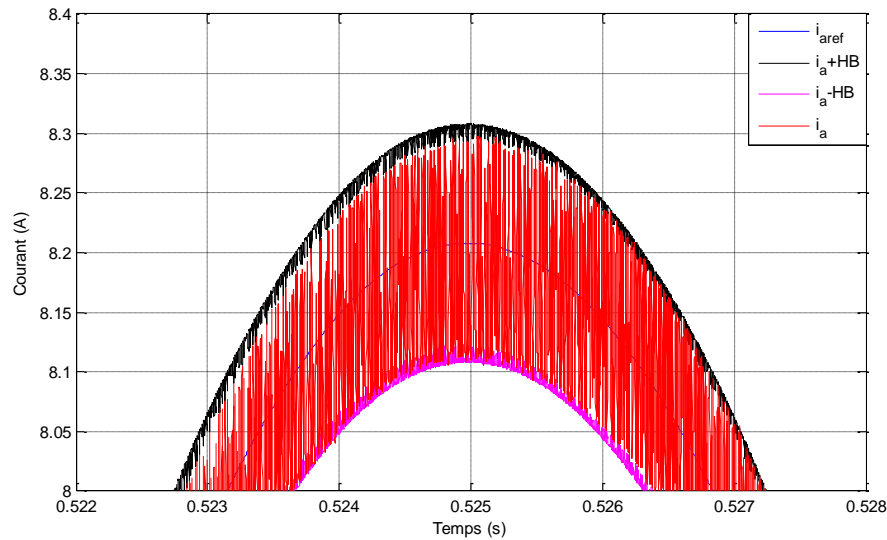
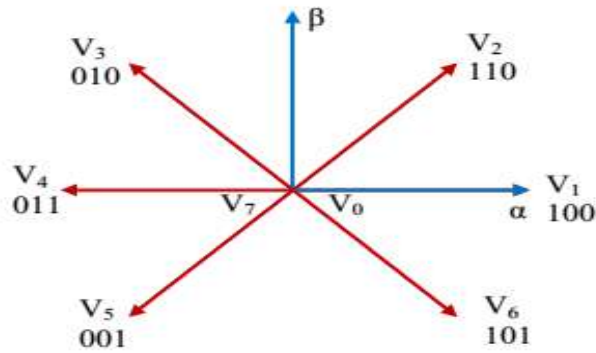


Figure II.48 Simulation de la bande hystérésis variable

### ➤ Technique de modulation vectorielle (SV-MLI)

Cette technique est utilisée dans le domaine de la commande. Elle permet de déterminer les séquences des allumages et extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au moteur [81, 82]. La *SV-MLI* se diffère de la *ST-MLI* par le fait qu'au lieu d'employer un modulateur séparé pour chacune des trois phases, les tensions de référence sont données par un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation  $T_z$ . Elle est basée sur la représentation spatiale du vecteur de tension dans le repère fixe  $\alpha\beta$ . Les huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan  $\alpha\beta$ , par huit vecteurs de tension ( $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ ) dont deux (02) sont nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  correspondant, respectivement, à  $S(000)$  et  $S(111)$ , les autres sont appelés états actifs.



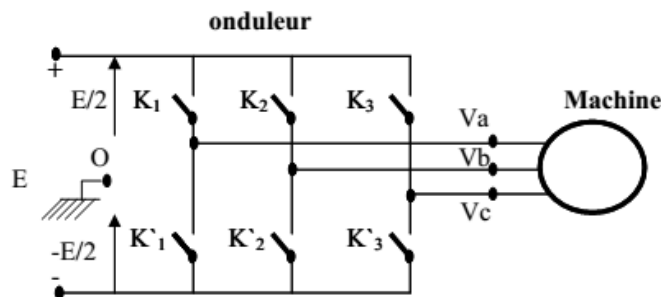
**Figure II.49** Diagramme vectoriel des états du Tableau II.2

Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage, cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées à la charge [83, 84].

### II.10.2 Onduleur à modulation de largeur d'impulsion

Les onduleurs peuvent être commandés en utilisant plusieurs techniques parmi lesquelles, on cite la commande par hystérésis et la technique de modulation par largeur d'impulsion (MLI). Puisqu'une modulation MLI vectorielle est appliquée au vecteur de sortie de la commande, ce vecteur est nommé le « vecteur d'incrément de flux statorique désiré » et ainsi on obtiendra les composantes d'entrée de l'algorithme de modulation [85]. L'objectif de cette méthode est de réaliser un contrôle du vecteur de flux statorique, dans un repère lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) ainsi nous considérons deux vecteurs de flux, le vecteur de flux statorique estimé et celui de référence. Les composants polaires de ces deux vecteurs sont obtenus par leurs projections sur le repère ( $\alpha, \beta$ ).

Dans ce qui suit, on présente le modèle de l'onduleur et on explique la MLI adoptée. Le schéma représentatif de l'ensemble moteur – onduleur est donné par la figure II.50, On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états possibles fermé ou ouvert [86].



**Figure II.50** Représentation de l'ensemble onduleur–machine

On considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on a besoin de trois signaux logiques ( $S_1, S_2, S_3$ ) pour commander les six (06) interrupteurs formant l'onduleur. Toutefois en pratique, il faut prévoir un délais entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source (E), lorsque le signal logique est à l'état « 1 ».

L'un des interrupteurs ( $K_1, K_2, K_3$ ) est fermé. Il est à l'état « 0 » c'est l'un des interrupteurs complémentaires ( $K^1, K^2, K^3$ ) qu'est fermé [87].

La figure II.51 présente les différentes séquences de commutation et la combinaison des états logiques des bras de l'onduleur ainsi que le vecteur de tension correspondant.

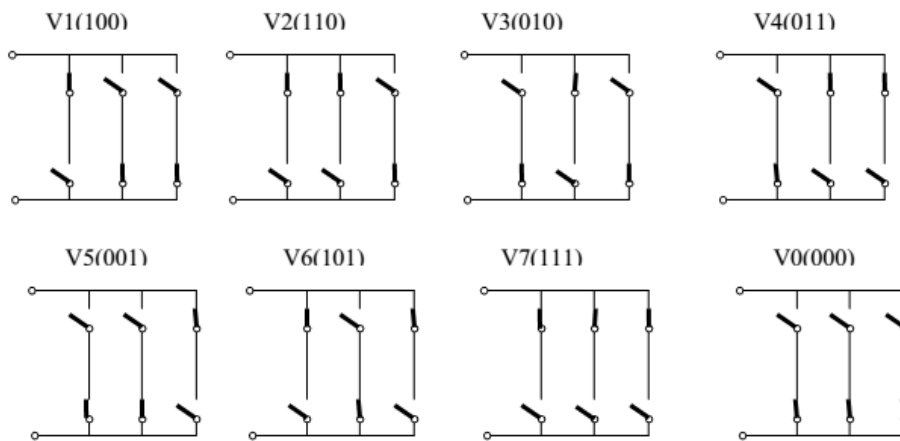


Figure II.51 Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

La représentation dans le plan  $\alpha\beta$  de ces vecteurs équirépartis tous les  $60^\circ$ , permet de déterminer un hexagone (Figure II.52) à l'intérieur duquel le vecteur tension de référence  $\vec{V}_{ref}$  doit s'y trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande.

$$\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_{a0} + aV_{b0} + a^2V_{c0}) = \frac{2}{3}V_{dc}(S_a + aS_b + a^2S_c) \tag{II.84}$$

Avec :  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$

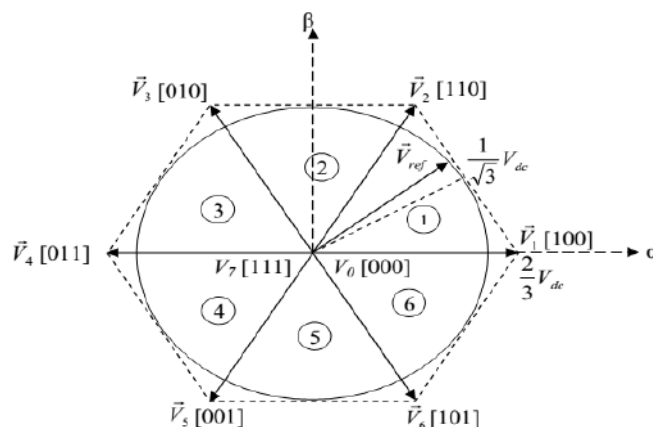


Figure II.52 Représentation des états de l'onduleur dans le repère  $\alpha\beta$ , et les différents secteurs

Les vecteurs tensions des six états actifs, peuvent s'écrire en fonction des portions de l'hexagone appelés secteurs  $k$ , où  $k = 1, \dots, 6$ :

Chaque vecteur de référence  $\vec{V}_{ref}$  dans l'hexagone peut être exprimé comme étant la combinaison de deux vecteurs de tensions actives adjacents et de vecteurs tensions nuls. En se reportant à la figure II.52, si le vecteur de référence est dans le secteur  $k$ , les vecteurs actifs adjacents sont  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$  (avec  $k+1 = 1$  pour  $k = 6$ ).

$$m_{max\_svml} = 0,9069 \quad (\text{II.85})$$

Le tableau II.2 résume les définitions suscitées : Notons que toutes les valeurs des tensions doivent être multipliées par  $V_{dc}$ .

Vecteurs d'état	Valeur en $\alpha\beta$	Tensions Simples			Tension composées		
		$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$\vec{V}_i(S_a, S_b, S_c)$	$V_i$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$\vec{V}_0(0, 0, 0)$	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1(1, 0, 0)$	$e^{j0}$	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
$\vec{V}_2(1, 1, 0)$	$e^{j\frac{2\pi}{3}}$	1/3	1/3	1/3	0	1	-1
$\vec{V}_3(0, 1, 0)$	$e^{j\frac{\pi}{3}}$	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
$\vec{V}_4(0, 1, 1)$	$e^{j\frac{4\pi}{3}}$	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
$\vec{V}_5(0, 0, 1)$	$e^{j\frac{5\pi}{3}}$	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
$\vec{V}_6(1, 0, 1)$	$e^{j\pi}$	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
$\vec{V}_7(1, 1, 1)$	0	0	0	0	0	0	0

**Tableau II.2** Valeurs des tensions correspondantes

La méthode *SVPWM* peut être implémentée grâce aux étapes suivantes :

- déterminer  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ , et par conséquent  $V_{ref}$ , et l'angle  $\alpha$  ;
- déterminer les temps d'application des états de l'onduleur ;
- déterminer les séquences d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur.

➤ **Détermination de  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle ( $\alpha$ )**

Les tensions  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ , sont déduites directement de la transformation de *Clarck* comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.86})$$

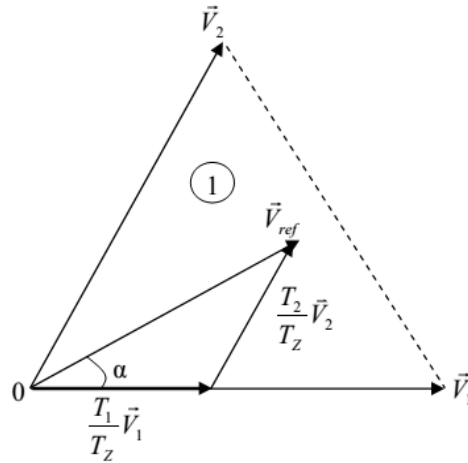
$$\Rightarrow V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{V_{\alpha}}{V_{\beta}} \right)$$

où,  $V_{ref}$ , est le module du vecteur tension de référence, et  $\alpha$  son argument.

➤ **Calcul des temps d'application des états de l'onduleur**

La partie centrale de la stratégie *SVPWM* est la détermination des temps qui doivent être attribués à chaque vecteur de tension durant chaque cycle de modulation ou période d'échantillonnage  $T_z$ . À chaque période de commutation de l'onduleur le vecteur  $\vec{V}_{ref}$ , projeté sur ses deux vecteurs adjacents permet le calcul des temps de commutation (Figure II.53).



**Figure II.53** Tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents secteur 1

Dans ce qui suit  $T_k$  dénote la demi période de l'application de  $\vec{V}_k$  (l'état  $ON$ ),  $T_0$  est le demi-temps de l'état-nul, la somme des temps de conduction  $T_0$ ,  $T_k$ , et  $T_{k+1}$ , doit être égale à la demi période de commutation de l'onduleur  $T_z$ , on aura alors :

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_z}{2} \quad (\text{II.87})$$

$$\int_0^{\frac{T_z}{2}} \vec{V}_{ref} T_z dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_z}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (\text{II.88})$$

En tenant compte que  $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$ , et que  $\vec{V}_{ref}$  est constant pendant la période de commutation, et du fait que  $V_{rk}$  et  $V_{rk+1}$  sont aussi constants, la relation (II.88) est réduite de ceci :

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_z}{2} = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (\text{II.89})$$

En exprimant le vecteur tension  $\vec{V}_{ref}$  par ses composantes en  $\alpha\beta$ , nous aurons :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_z}{2} = \frac{3}{2} V_{dc} \left( T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.90})$$

où:  $k$  est déterminé à partir de la relation  $\alpha$ .

Sachant que :

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{k\pi}{3}$$

La solution du système (II.158) conduit au résultat suivant :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_z}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.91})$$

Le temps  $T_0$  est défini à partir de la relation (II.180) :

$$T_0 = \frac{T_z}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (\text{II.92})$$

Sachant que,  $\vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\alpha} = V_{ref} (\cos(\alpha) + j \sin(\alpha))$ , le système (II.83) devient :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} T_z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\beta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.93})$$

Avec la définition de l'indice de modulation  $m$ , le calcul des temps d'application  $T_k$ ,  $T_{k+1}$ , n'exige pas la connaissance de la tension adoptée du bus-continu, mais dépend seulement de l'indice de modulation désiré. La substitution de cette définition dans (II.84) mène à :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\beta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.94})$$

Si par exemple,  $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ , alors le vecteur  $\vec{V}_{ref}$  se situe au secteur 1, donc (II.95) donne:

$$\begin{cases} T_1 = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_z \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ T_2 = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_z \sin(\alpha) \\ T_0 = \frac{T_z}{2} - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (\text{II.95})$$

### ➤ Détermination des séries d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur

Afin d'obtenir des performances optimales en harmoniques (moins d'harmoniques en sortie), et une fréquence de commutation minimale pour chaque composant de puissance, l'ordre des états

est arrangé tels que la transition d'un état au prochain est exécuté en commutant seulement un bras de l'onduleur. Pour cela, le modèle d'impulsion symétrique ou méthode à états-nuls symétriques, est utilisée, ainsi pour les secteurs impairs ( $k = 1, 3, 5$ ), la séquence est la suivante :  $\vec{V}_0 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_7 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_0$ , et pour les secteurs pairs ( $k = 2, 4, 6$ ), la séquence est :  $\vec{V}_0 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_7 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_0$ , (Figure II.54) [88].

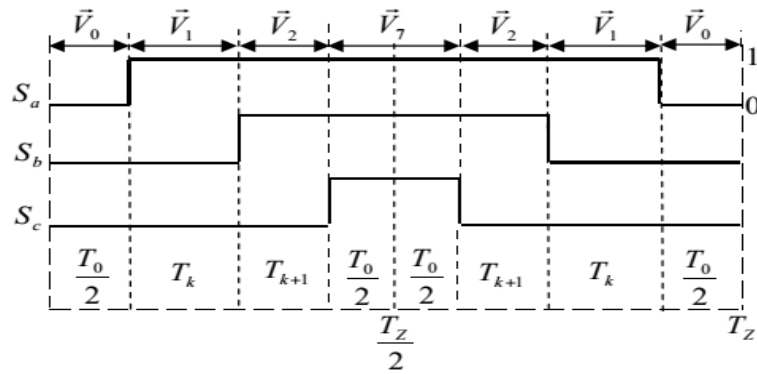


Figure II.54 Signaux de commande dans le cas où  $\vec{V}_{ref}$  est au secteur 1

La figure.II.55 illustre l'analyse qui vient d'être décrit pour chaque secteur.

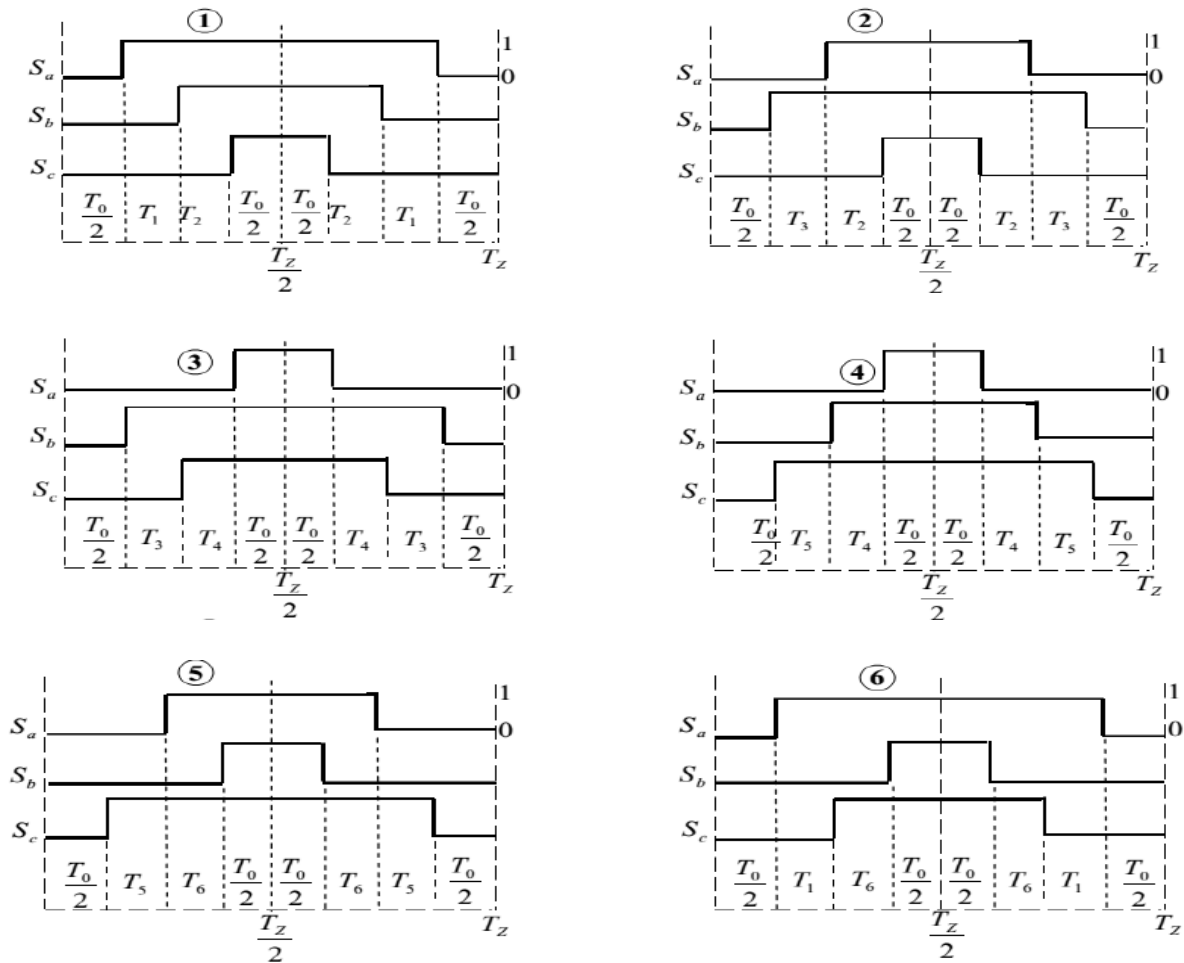


Figure II.55 Signaux de commande pour chaque secteur

On peut apercevoir sur les figures (II.56, et II.57) que les résultats de simulations coïncident parfaitement avec l'analyse théorique étendue de la méthode *SV-MLI*. Notons que se sont quasiment les mêmes résultats obtenus par [89].

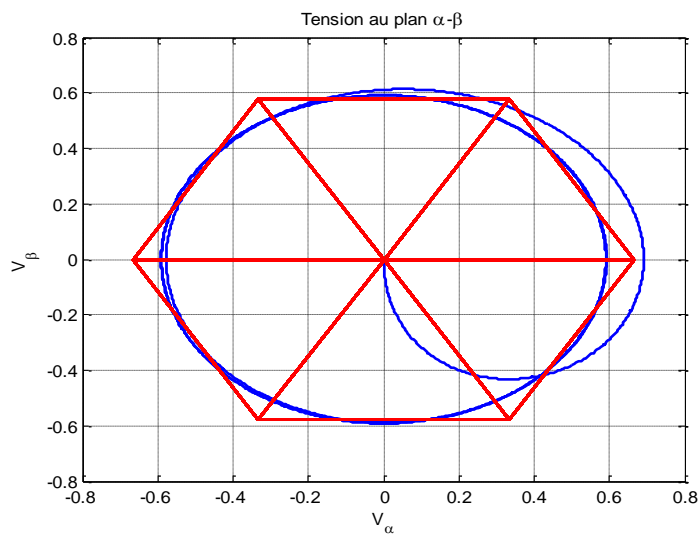
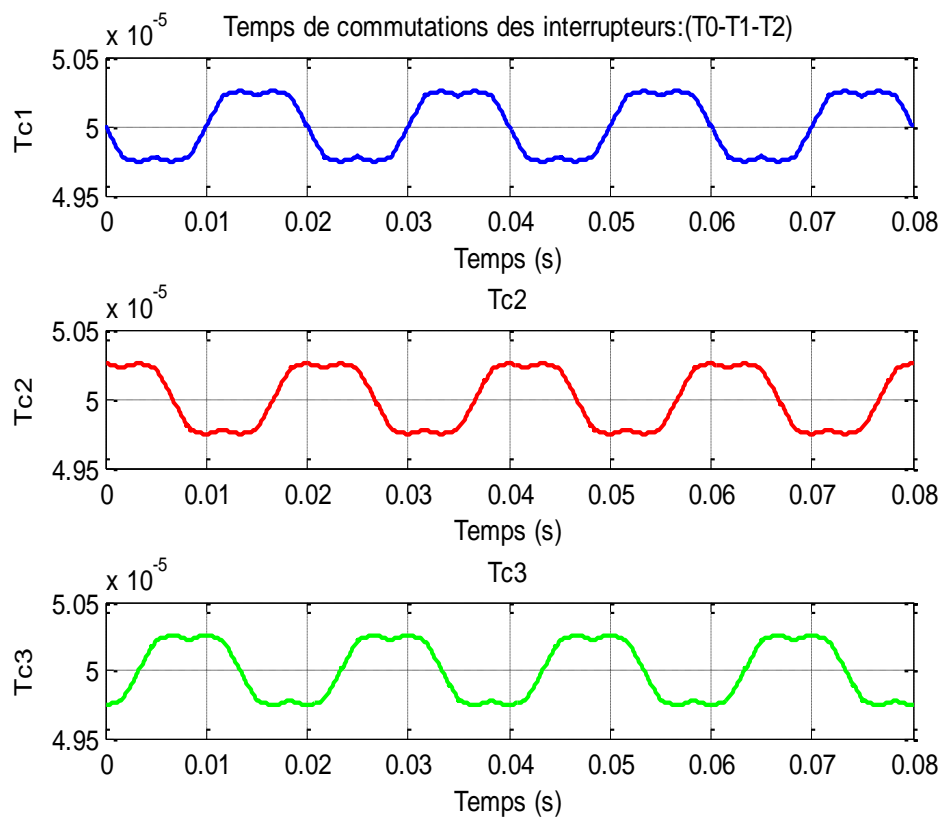
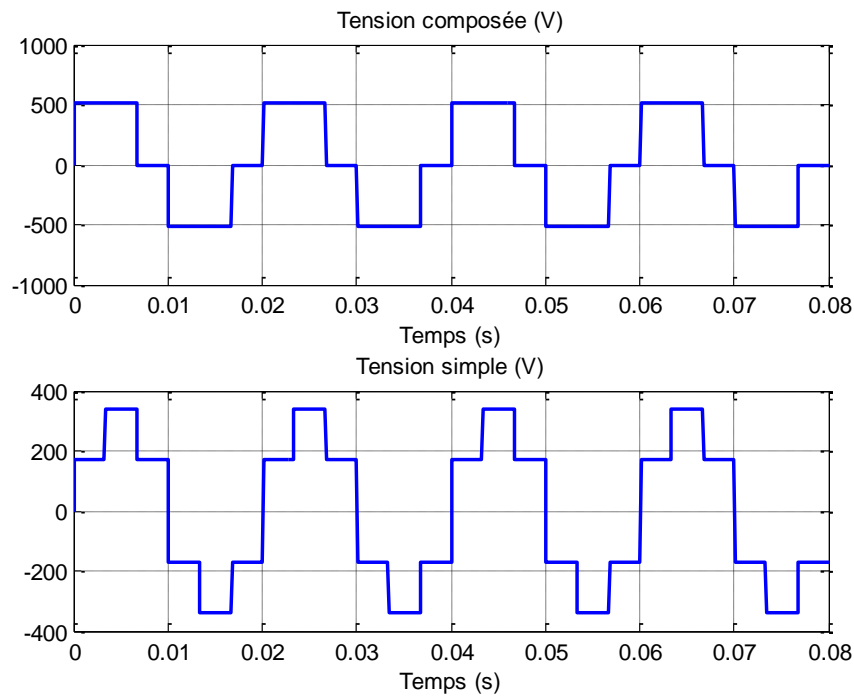


Figure II.56 Tension au plan  $\alpha$ - $\beta$





**Figure II.57** Comparaison entre théorie et simulation des signaux de commandes des interrupteurs obtenues par *SV-MLI*

### II.10.3 Modélisation de l'onduleur de tension

En générale la tension continue à l'entrée de l'onduleur est la tension de sortie d'un pont redresseur (AC-DC) connecté au réseau, qu'est finalement appliquée aux bornes de l'onduleur après filtrage.

L'onduleur triphasé est constitué de trois bras ayant chacun deux (02) semi-conducteurs choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail. Chaque semi-conducteurs est connecté à une diode dite de roue libre qui lui est montée en antiparallèle. Ces diodes assurent la continuité du courant dans la charge quand les interrupteurs sont bloqués. Cependant, un temps de retard entre le passage de fonctionnement des interrupteurs haut et bas d'un même bras doit être assuré afin d'éviter le court-circuit (étage continu).

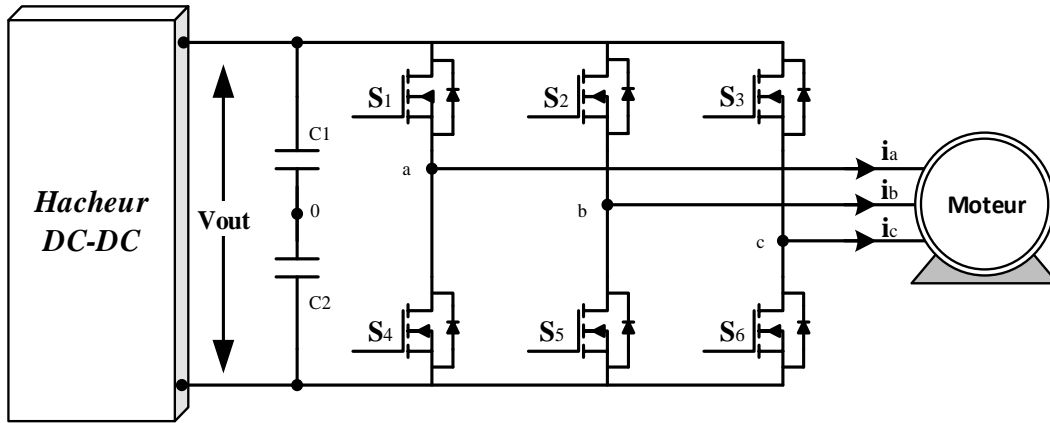
L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), appelée en anglais (*Pulse Width Modulation PWM*). Il existe plusieurs techniques *PWM*, dont deux seront mentionnées, la *PWM* dite sinus-triangle (*STPWM*), et la *MLI* vectorielle ou (*space vector PWM*) abrégée (*SVPWM*) [86].

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être définit par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = 1,2,3$ ):

- $S_i = 1$ , le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert ;
- $S_i = 0$ , le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions  $v_{i0}$  en fonction des signaux de commande ( $S_i$ ) et en tenant compte du point fictif "o" représenté sur la figure II.58 :

$$v_{i0} = V_{dc} \left( S_i - \frac{1}{2} \right) \tag{II.96}$$



**Figure II.58** Onduleur de tension associé à une charge triphasée

Soit 'n' le point neutre de la charge, alors les trois tensions composées :  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ , et  $v_{ca}$  sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \tag{II.97}$$

La charge est équilibrée ( $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ ), on a donc:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \tag{II.98}$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} \\ v_{bc} = v_{b0} - v_{c0} \\ v_{ca} = v_{c0} - v_{a0} \end{cases} \tag{II.99}$$

En remplaçant (II.97) dans (II.96) on obtient, la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} \tag{II.100}$$

Des relations suivantes ,

$$\begin{cases} v_{a0} = v_{an} + v_{n0} \\ v_{b0} = v_{bn} + v_{n0} \\ v_{c0} = v_{cn} + v_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.101})$$

on peut déduire le potentiel entre les points  $n$  et  $o$  :

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0})$$

L'utilisation de l'expression (II.100) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.102})$$

Plusieurs techniques de *MLI* ou (*PWM*), différentes de part leurs concepts et leurs performances ont été développées.

Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques *PWM* sont l'indice de modulation ( $m$ ), le facteur de distorsion harmonique (THD) et le spectre harmonique de courant (ou analyse *FFT* : *Fast Fourier Transformation*), l'harmoniques de couple, et les pertes à la commutation [87].

## II.11 Conclusion

Dans le domaine des systèmes photovoltaïques la commande tracking de la puissance maximale "MPPT" est primordiale pour l'amélioration des rendements. À cet effet, une étude par simulation de deux méthodes MPPT a été faite. Pour cette raison, après une analyse, les résultats obtenus, sont présentés et analysés.

Les modèles des différentes constituants éventuelles d'une chaîne de conversion photovoltaïque (convertisseur DC-DC, onduleur, machine, pompe) ont été développés et simulés.

**CHAPITRE III**  
*COMMANDE D'UNE  
CHAINE DE POMPAGE  
PHOTOVOLTAÏQUE*

## CHAPITRE III

### COMMANDE D'UNE CHAÎNE DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE

#### III.1 Introduction

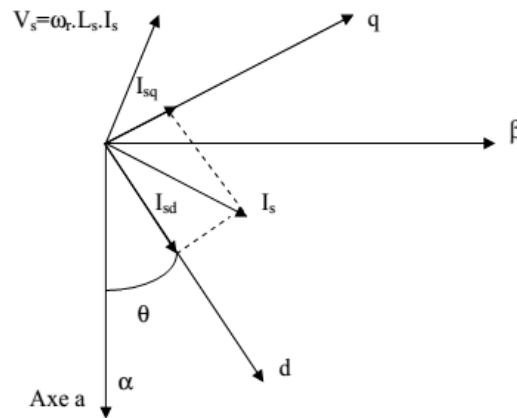
Ce chapitre est réservé à la commande d'une chaîne de pompage photovoltaïque. Il est construit autour de différentes commandes les plus utilisées pour les machines tournantes. Notamment, on y trouve les principes et les configurations de la commande vectorielle directe et indirecte appliquées à la machine asynchrone et à la machine synchrone. Par la suite, on développe la commande directe du couple. Ces commandes sont considérées en vue d'analyser leurs performances pour une chaîne de pompage photovoltaïque.

#### III.2 Commande vectorielle

Le principe est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en transformant les courants statoriques dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique ou ce de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe  $d$  (control du flux) et selon l'axe  $q$  (control du couple) [88-90]. La commande *FOC* est initialement proposée en Allemagne dans la fin des années 60 et au début des années 70 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connu par *IRFOC*, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (Blaschke) connu par *DFOC*. La technique *IRFOC* a été généralement préférée à la *DFOC* car elle a une configuration relativement simple comparée à la *DFOC* qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet *Hall* pour la mesure du flux qui sont contrainct aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc), et encore que la mesure soit entachée de bruits dépendant de la vitesse. Mais sans omettre que la *IRFOC* dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique ( $T_r$ ) et surtout la résistance rotorique ( $R_r$ ). Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique *FOC*.

##### III.2.1 Principe de la commande vectorielle de la MSAP

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la MSAP à une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée [91].



**Figure III.1** Principe de la commande vectorielle

Le flux rotorique est situé à un angle téta ( $\theta$ ) par rapport à l'axe réel de la phase (a). L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe des courants ( $I_{sq}$ ) soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, ceci conduit à ce que la composante ( $I_{sd}$ ) du courant statorique soit colinéaire au flux rotorique. Si le courant ( $I_{sd}$ ) est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe « d » s'ajoute aux flux des aimants ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant ( $I_{sd}$ ) est négatif le flux statorique sera en opposition à celui du rotor ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage), les machines synchrones à aimants permanents sont conçues de telle façon que les aimants puissent donner un flux d'entrefer nécessaire jusqu'à la vitesse nominale ( $\omega = \omega_n$ ) [92-94].

Normalement, le courant ( $I_{sd}$ ) doit être nul lorsque le système travaille à couple constant. Donc, si le courant ( $I_{sd}$ ) est forcé à zéro ( $I_s = I_{sq}$ ) la composante  $\phi_{sd}$  du flux statorique s'exprime par :

$$\phi_{sd} = \phi_f \quad (\text{III.1})$$

Et, la forme du couple électromagnétique sera :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \phi_f \cdot I_{sq} = K I_{sq} \quad (\text{III.2})$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage) [95].

Le bloc de défluxage définit comme suit :

$$\phi_f = \begin{cases} 1 & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_{Nom} \\ \frac{\Omega_{Nom}}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_{Nom} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec,  $\Omega_{Nom}$  : vitesse nominale.

Equation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{III.4})$$

### III.2.1.2 Découplage des courants $I_d$ et $I_q$

Pour commander ce moteur, il est impératif de contrôler le couple, Cependant comme celui-ci dépend uniquement des composantes des courants statoriques dans le repère d-q (équation d'état (III.2)), donc il faut le maîtriser.

Les composants des courants  $I_d$  et  $I_q$  dépendent simultanément des grandeurs d'entrée  $V_d$  et  $V_q$ , donc c'est un système multi variable à deux (2) entrées et deux (2) sorties couplées. Donc, pour avoir une commande mono variable c'est à partir des équations régissant le régime dynamique du moteur de rechercher une contre réaction non linéaire qui découple le système. Les équations électriques dans le repère d-q s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} + \omega_r \cdot L_q I_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot L_d \cdot I_s + \omega_r \cdot \phi_f \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Pour découpler les courants  $I_d$  et  $I_q$  par rapport aux commandes, on définit des termes de compensations  $E_d$  et  $E_q$ , tel que :

$$V_d + \omega_r L_q I_q = R_s \cdot I_d + L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} = V'_d = V_d - E_d \quad (\text{III.6})$$

Avec,

$$E_d = -\omega_r \cdot L_q \cdot I_q = -\omega_r \cdot \phi_q \quad (\text{III.7})$$

Et,

$$V_q - \omega_r \cdot L_d \cdot I_d - \omega_r \phi_f = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} = V'_q = V_q - E_q \quad (\text{III.8})$$

Avec,

$$E_q = \omega_r \cdot L_d \cdot I_d + \omega_r \cdot \phi_f = \omega_r \cdot \phi_d \quad (\text{III.9})$$

D'où, grâce aux deux nouvelles entrées  $V'_d$  et  $V'_q$ , on définit les deux transmittances mono variables (III.10) et (III.11) à partir des équations (III.6) et (III.8) :

$$\frac{I_d(S)}{V'_d(S)} = \frac{1}{R_s + L_d S} \tag{III.10}$$

$$\frac{I_q(S)}{V'_q(S)} = \frac{1}{R_s + L_q S} \tag{III.11}$$

Où S est l'opérateur de Laplace.

Ainsi, on déduit le schéma bloc suivant :

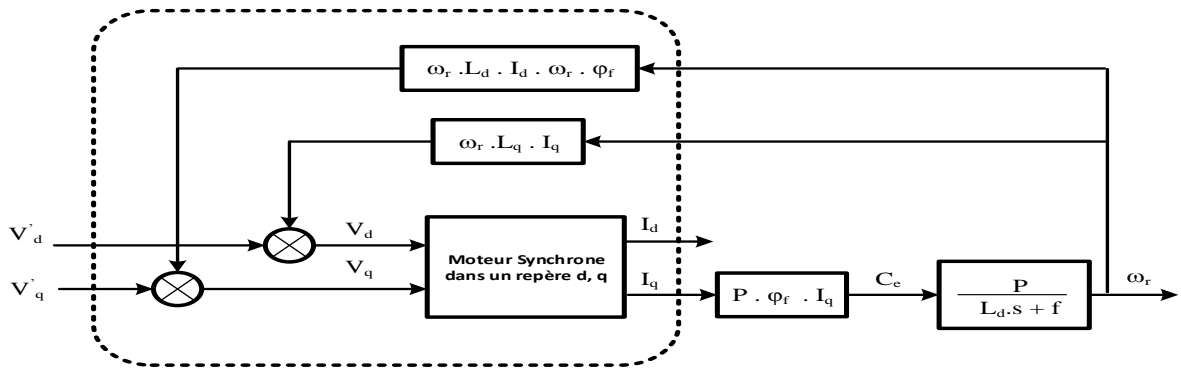


Figure III.2 Découplage de la machine synchrone à aimants

Le moteur et son découplage revient donc à avoir deux transmittances du premier ordre dont les nouvelles grandeurs de commande sont  $V'_d$  et  $V'_q$ . Pour contrôler  $I_d$  et  $I_q$  deux correcteurs sont prévu. Par ailleurs, un autre correcteur assura la commande de la vitesse et fournit la consigne de couple (référence  $I_{q\_ref}$ ) à la boucle du courant  $I_q$ . La figure III.3, montre les schémas structuraux de deux chaines de régulation.

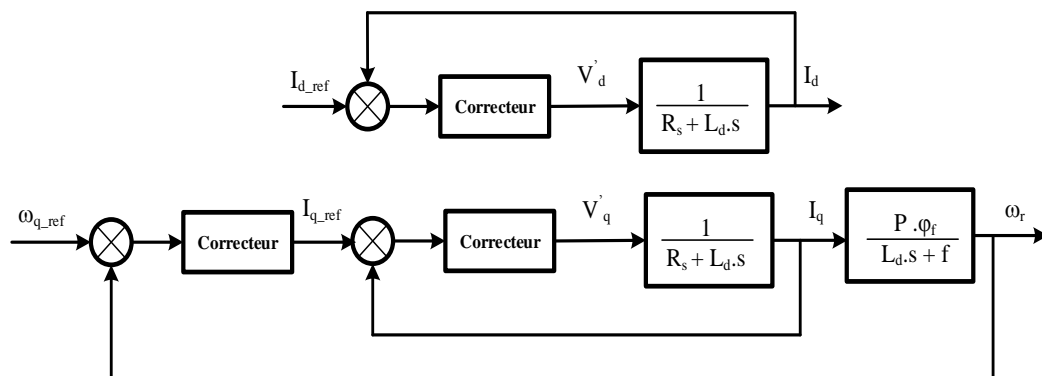


Figure III.3 Boucles de commandes

### III.2.1.3 Simulation de la commande vectorielle avec MSAP

La figure III.4 représente le schéma de la chaîne de commande.

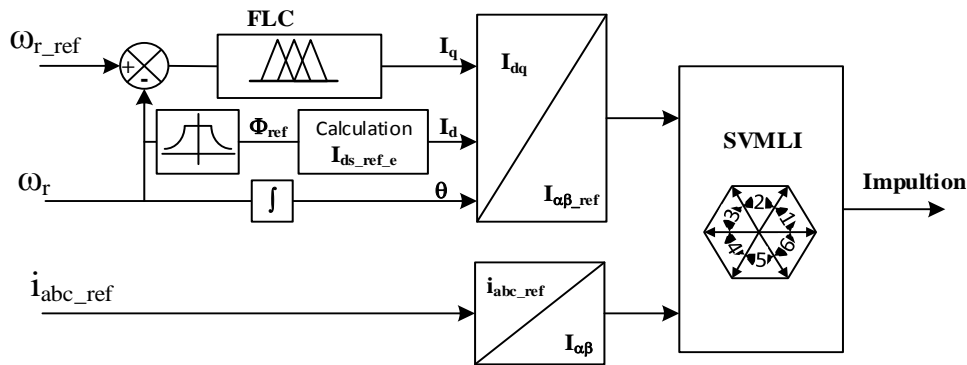
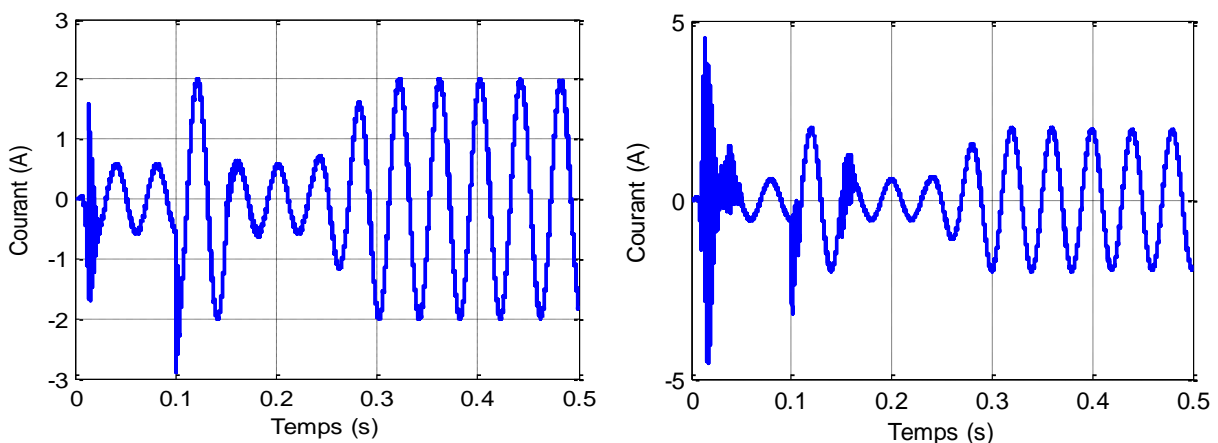


Figure III. 4 Schéma bloc

Selon la nature de la variation de la charge, les deux tests sont introduits. On considère un change brusque du couple de charge ( $C_r$ ) de 1N.m à 3,5 N.m entre de 0.1s et 0.15s, et puis un changement progressif de  $C_r$  entre 0,25 s et 0,3 s. La figure. III.5 montre les résultats des tests de contrôle de la vitesse de pompage photovoltaïque basée sur FLC et par rapport à correcteur PI correcteur. Ces résultats montrent que la commande floue assure de meilleures performances et les oscillations diminuent pendant le démarrage et le changement de la charge. En ce qui concerne la figure. III.6 nous pouvons voir tous les changements de la vitesse au cours de la variation de charge.



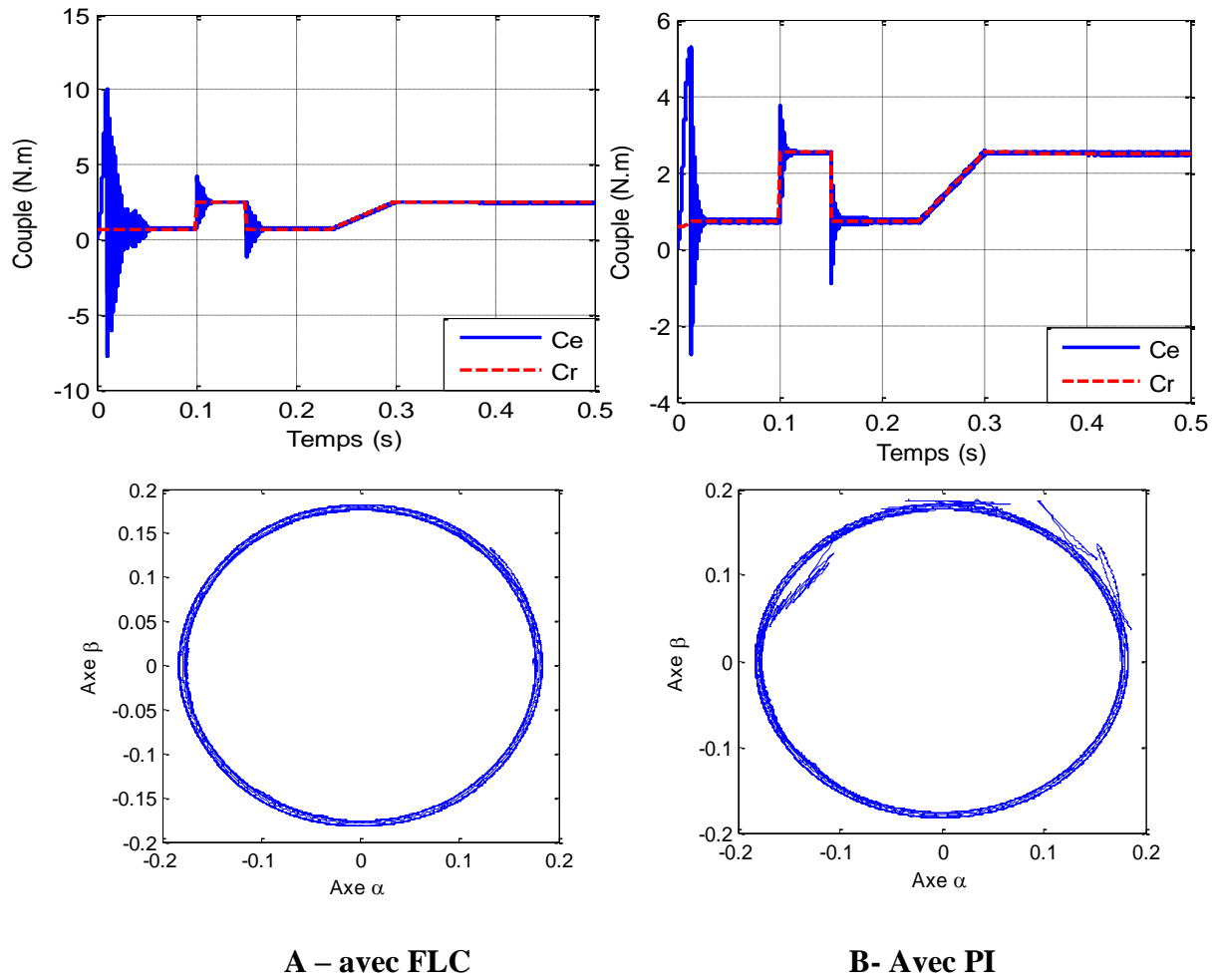


Figure III.5 Courant, Couple et Flux du MSAP

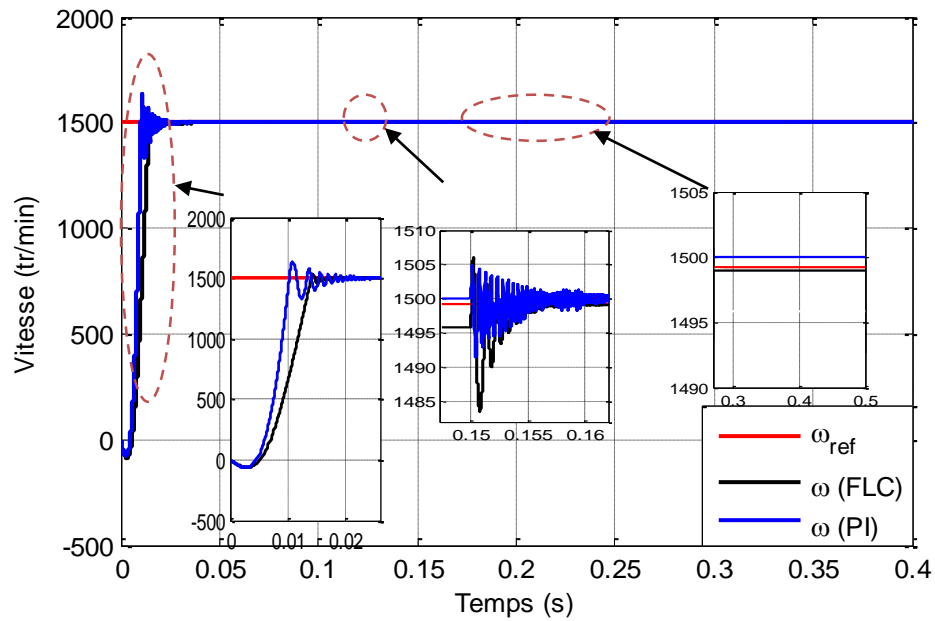


Figure III.6 Vitesse MSAP

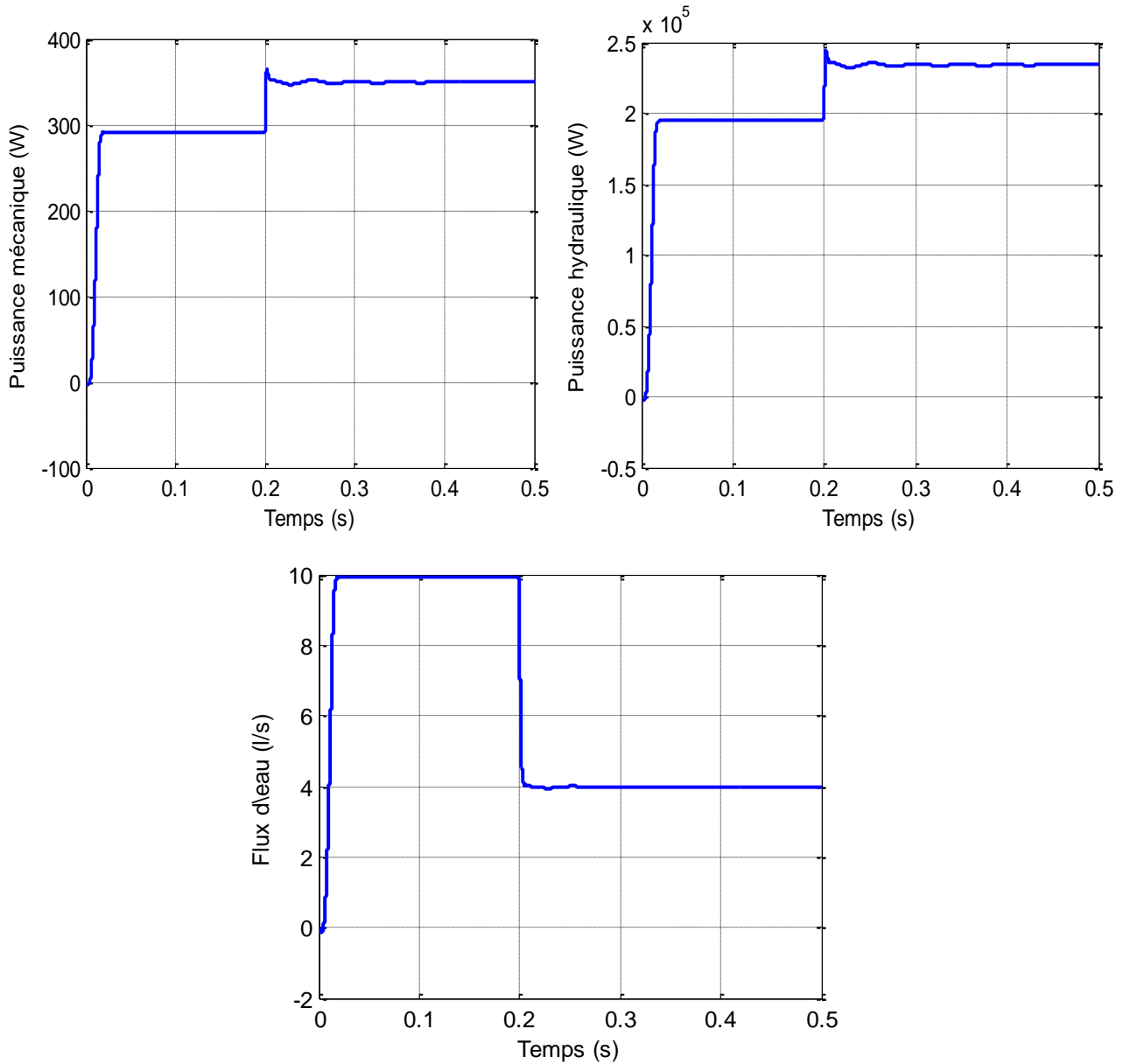


Figure III.68\_a Résultats de la pompe avec MSAP

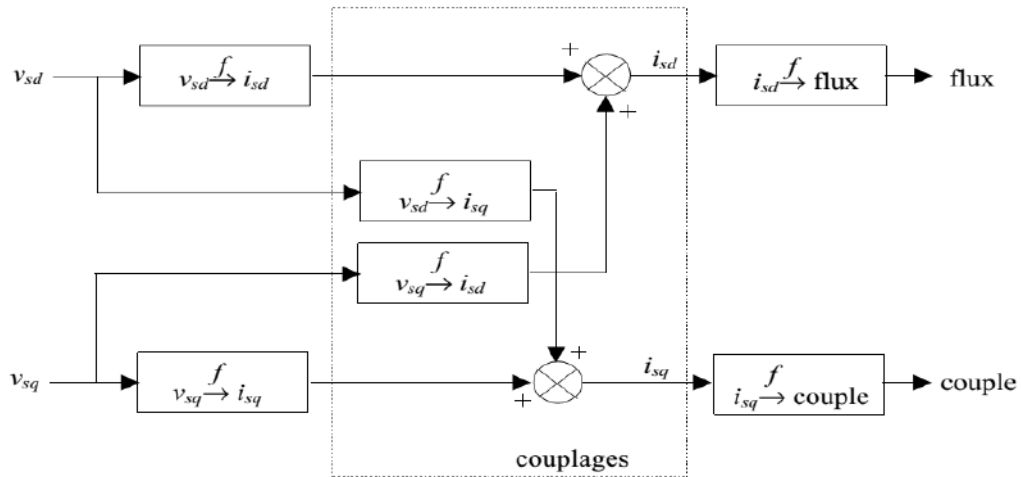
### III.2.2 Commande vectorielle de la MAS

La commande vectorielle est basée sur une orientation tel que l'axe « d » soit confondu avec la direction de «  $\varphi_r$  ».

Le flux ( $\varphi_r$ ) étant orienté sur l'axe « d », on peut exprimer  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$ .  $\varphi_r$  et  $\omega_s$  avec  $\varphi_{rq} \equiv 0$  et  $\dot{\varphi}_{rq} \equiv 0$ , par les relations suivantes [96]

$$\begin{cases} v_{sd} = \sigma L_{sd} \dot{i}_{sd} + \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - \omega_s \sigma L_{sd} i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} R_r \varphi_r \\ v_{sq} = \sigma L_{sd} \dot{i}_{sq} + \omega_s \sigma L_{sd} i_{sq} + \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} P \Omega \varphi_r \\ T_r + \dot{\varphi}_r + \varphi_r = L_m i_{sd} \\ \omega_s = P \Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_r} \end{cases} \quad (III.12)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  influent à la fois sur  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ , donc sur le flux et le couple (Figure III.7). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [97].



**Figure III.7** Structure illustrant les découplages de la MAS

Cette figure montre la zone de couplage entre le flux et le couple. Donc, pour découplage ces deux grandeurs, différentes techniques existent : découplage utilisant de régulateurs [98], découplage par retour d'état [99], découplage par compensation. Nous nous limitons dans la suite au découplage par compensation.

Définissons deux nouvelles variables de commande  $v_{sd1}$  et  $v_{sq1}$  [99], telles que :

$$v_{sd} = v_{sd1} - e_{sd} \quad \text{et} \quad v_{sq} = v_{sq1} - e_{sq} \quad (\text{III.13})$$

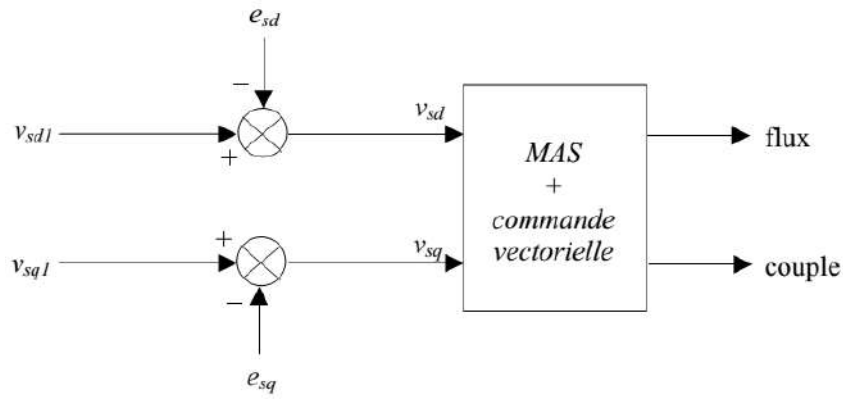
Avec,

$$e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \phi_r \quad (\text{III.14})$$

Et,

$$e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_r + \frac{L_m^2}{L_r T_r} i_{sq} \quad (\text{III.15})$$

Les tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $v_{sd1}$  et  $v_{sq1}$  (Figure III.8) :

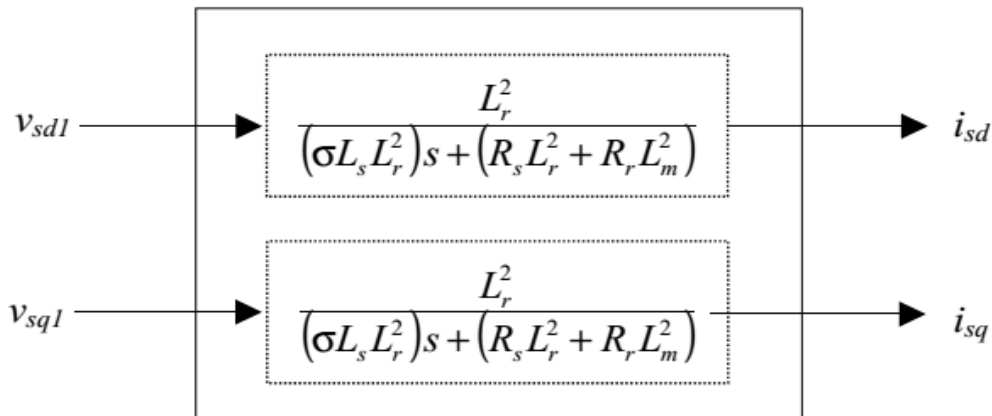


**Figure III.8** Reconstitution des tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$

On alors un nouveau système (Figure III.9) pour lequel :

$$\begin{cases} v_{sd1} = \sigma L_{sd} \dot{i}_{sd} + \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \\ v_{sq1} = \sigma L_{sd} \dot{i}_{sq} + \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.



**Figure III.9** Commande découplée – Expression de  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, on obtient :

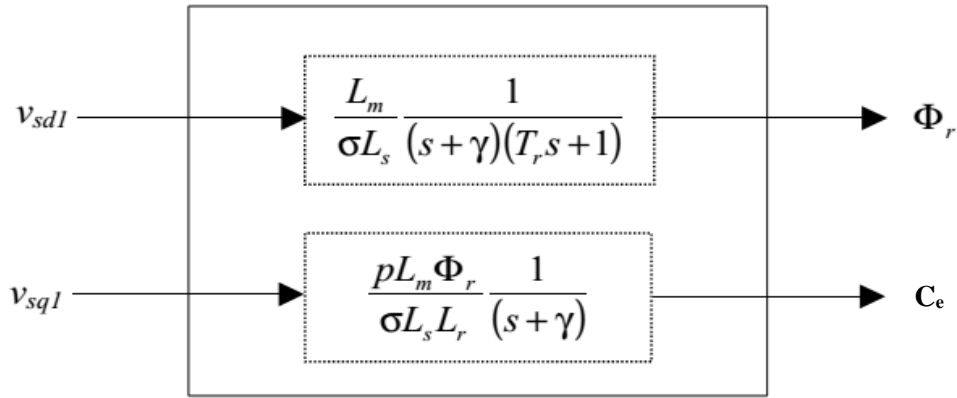


Figure III.10 Commande découplée de la MAS

La figure III.11 est déduite à la base des équations de découplage et le modèle de machine. Elle représente le schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur l'axe d. La position ( $\theta_s$ ) de l'axe « d » par rapport au stator et obtenue par intégration de la pulsation statorique  $\omega_s$ .

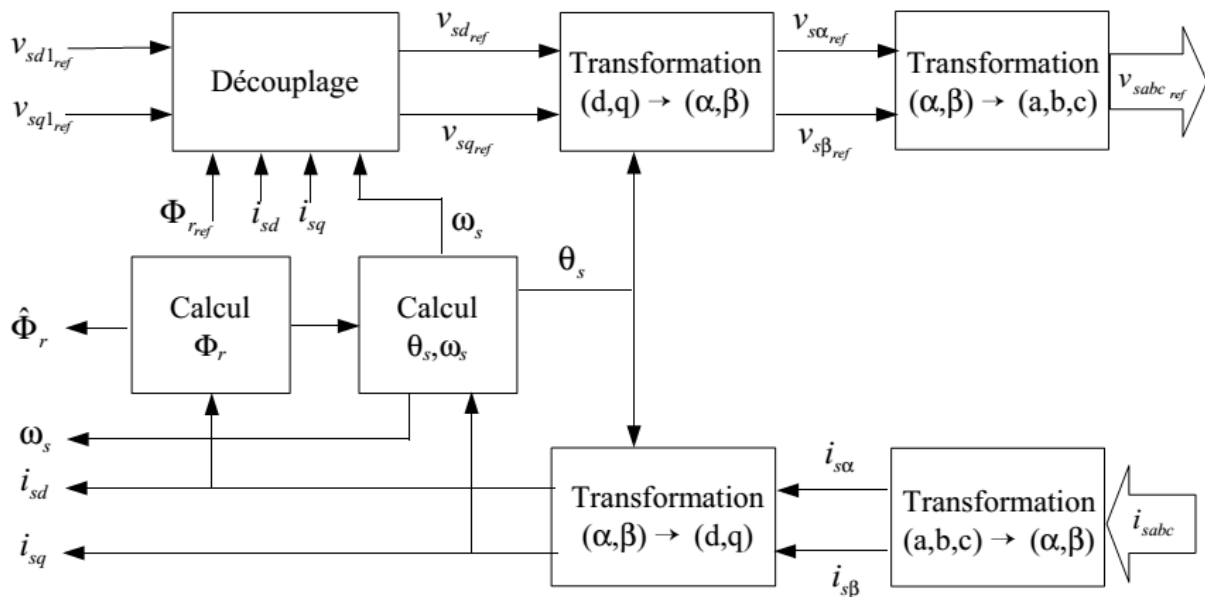


Figure III.11 Schéma de principe d'une commande vectorielle

Le flux est reconstitué en utilisant l'équation suivante :

$$\hat{\Phi}_r = \frac{L_m}{1+T_r s} i_{sd} \tag{III.17}$$

Le calcul de la pulsation statorique ( $\omega_s$ ) et de la position statorique ( $\theta_s$ ) est :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m i_{sq}}{T_r \hat{\Phi}_r} \tag{III.18}$$



### III.2.3 Simulation de la commande vectorielle avec MAS

Les résultats de simulations obtenus sous Matlab sont présentés par la figure III.13. Principalement, cette simulation est réalisée pour valider le découplage entre le couple et le flux. En effet, on remarque que si la vitesse est en régime permanent et qu'on sollicite la machine avec un couple de charge de 3 N.m, le couple électromagnétique suit le couple de charge or que le flux ne subit aucun changement, ce qui prouve que les grandeurs couple et flux sont découplés.

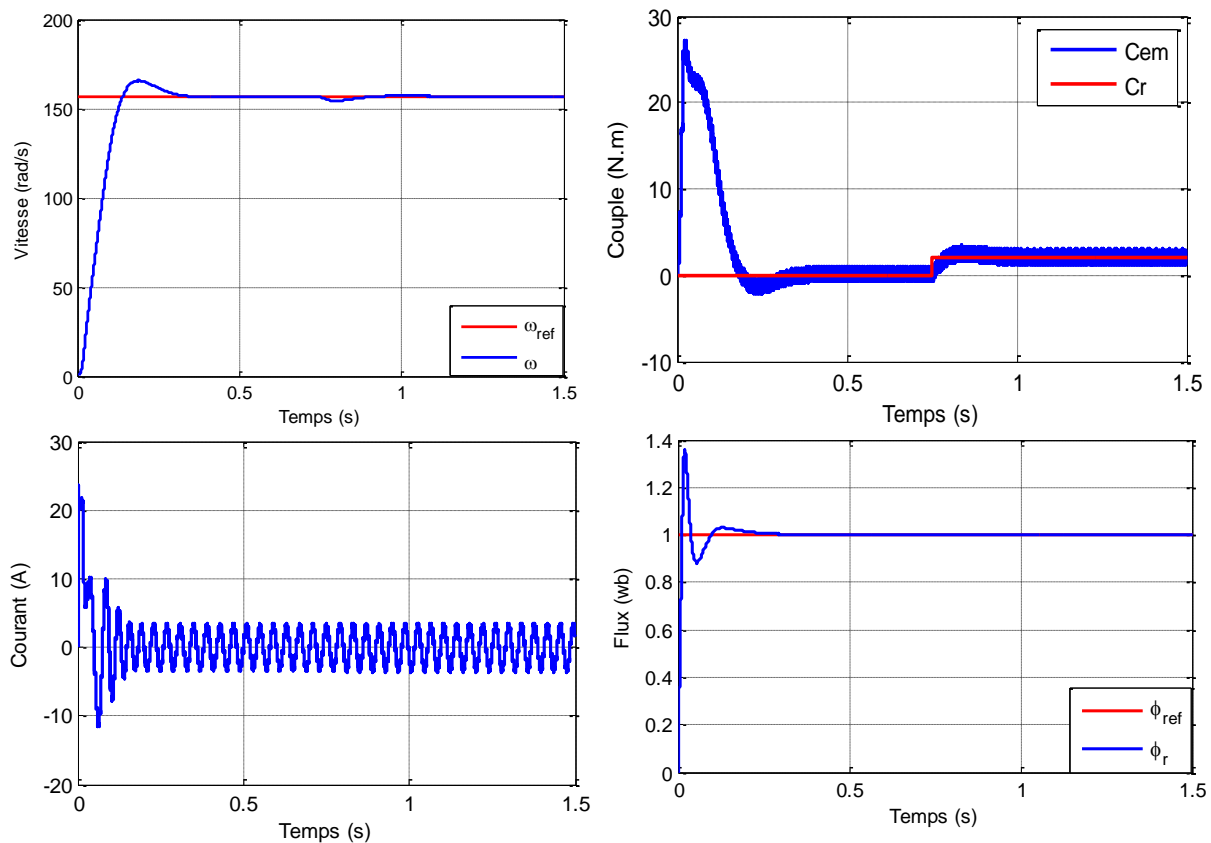


Figure III.13 Résultats pour la machine MAS

### III.3 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

La commande vectorielle indirecte ne nécessite ni la mesure ni l'estimation du flux. Donc, elle n'utilise pas de capteur ou d'observateur du flux d'entrefer. En effet, le flux est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle ( $\theta_s$ ) qui est obtenu à partir de la pulsation statorique ( $\omega_s$ ).

Où,

$$\omega_s = \omega_{sl} + P\Omega \quad (\text{II.22})$$

Avec  $\omega_{sl}$  : pulsation rotorique et  $P\Omega$  : pulsation mécanique

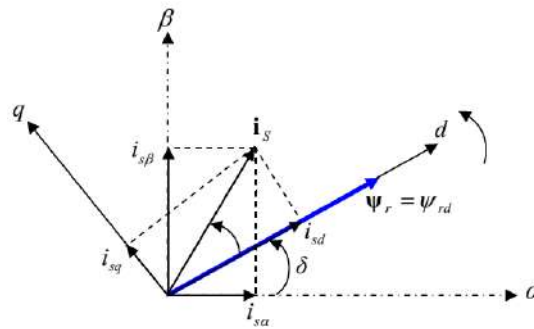
- **Mise en équations de la commande *IRFOC***

Dans un repère lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MAS sont les suivantes [91] :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes  $dq$  de sorte que l'axe  $d$  soit confondu avec la direction de  $\varphi_r$  (Figure III.14).



**Figure.III.14** Représentation de l'orientation du repère  $dq$

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Celles des flux :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

- **Estimation de  $\omega_s$  et de  $\theta_s$**

Dans la commande *IRFOC* la pulsation statorique est déterminée indirectement grâce à, la mesure de la vitesse mécanique et la relation suivante [90] :

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \quad (\text{III.29})$$

A partir de (III.28) et (III.29), on obtient :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \quad (\text{III.30})$$

On remarque l'apparition de la constante de temps rotorique, qui est un paramètre influant sur les performances de cette commande. La position  $\theta_s$  est exprimée par la relation :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{III.31})$$

- **Expression du couple électromagnétique**

Il découle de l'expression du couple électromagnétique (III.32) la nouvelle relation suivante :

$$C_e = K_t \varphi_{rd} i_{sq} \quad (\text{III.32})$$

On remarque, qu'en fixant  $\varphi_{rd}$  et la valeur référence  $\varphi_{rd}^*$ , le couple ne dépendra que de la composante indirecte du courant statorique ( $i_{sq}$ ). Les équations de la machine sont alors résumées par (III.33) :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \varphi_{rd} \\ v_{sq} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sd} - \omega \frac{R_r L_m}{L_r^2} \varphi_{rd} \\ \omega_s = P\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \\ T_r \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \varphi_{rd} = L_m i_{sd} \\ C_e = K_t \varphi_{rd} i_{sq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \end{array} \right. \quad (\text{III.33})$$

Finalement, pour  $\varphi_{rq} = 0$  on obtient le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \varphi_{rd} \\ v_{sq} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sd} - \omega \frac{R_r L_m}{L_r^2} \varphi_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \end{array} \right. \quad (\text{III.34})$$

On note, que  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  dépendent des composantes des courants, considérés comme variables d'états  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ . Donc, ils influent sur le flux et le couple alors il est donc indispensable de procéder au découplage de ces deux grandeurs [92, 93].

- **Découplage par compensation**

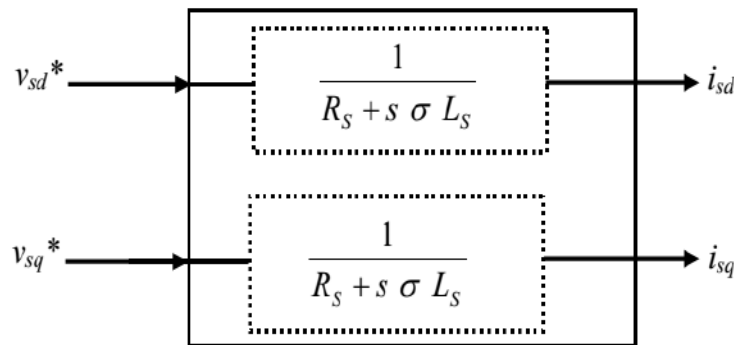
En considérant, qu'en basse vitesse, la dynamique du flux ( $\frac{d\varphi_{rd}}{dt} = 0$ ) est lente par rapport à celle des courants [93, 94], on aura les équations de tensions données par (III.35) avec les nouvelles variables de commande ( $v_{sd}^*$  et  $v_{sq}^*$ ) qui s'écrivent selon l'expression (III.36) :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{array} \right. \quad (\text{III.35})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd}^* = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} = v_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} = v_{sd} + e_{sd} \\ v_{sq}^* = (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} = v_{sq} - \left( \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \right) = v_{sq} + e_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{III.36})$$

où : \* désigne la variable de commande ou de référence.

Donc, les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont découplées comme le montre le schéma de la figure III.15.



**Figure III.15** Les nouvelles commandes obtenues

Les tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $v_{sd}^*$  et  $v_{sq}^*$  (Figure III.16) :

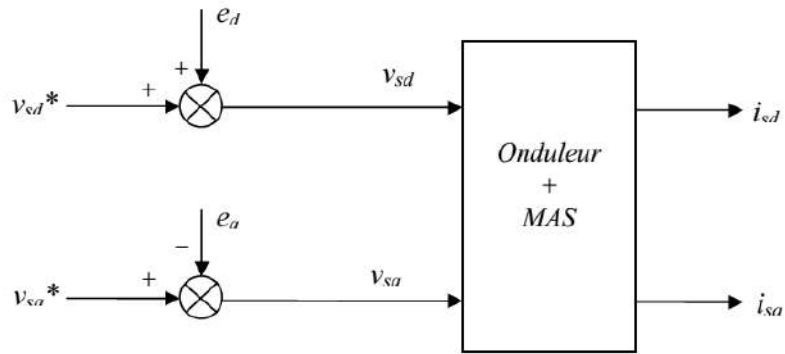


Figure III.16 Reconstitution des tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$

• Calculs des régulateurs

Les régulateurs utilisés sont à actions proportionnelle-intégrale (PI). L'action proportionnelle (P) assure la rapidité de la réponse dynamique et l'action intégrale élimine l'erreur statique en régime permanent. La saturation de commande considérée et montrée par la figure III.17.

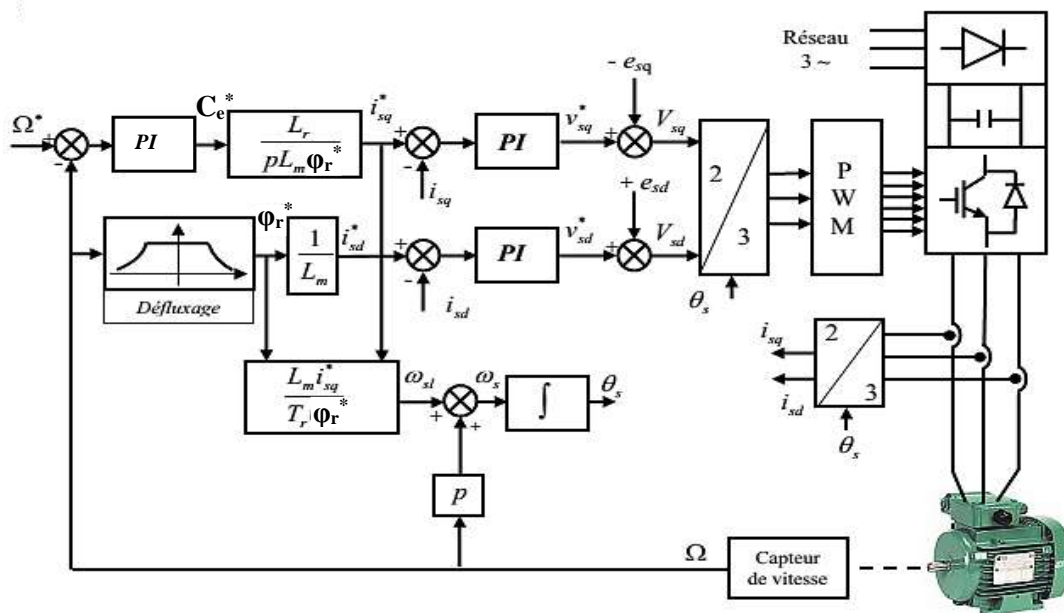
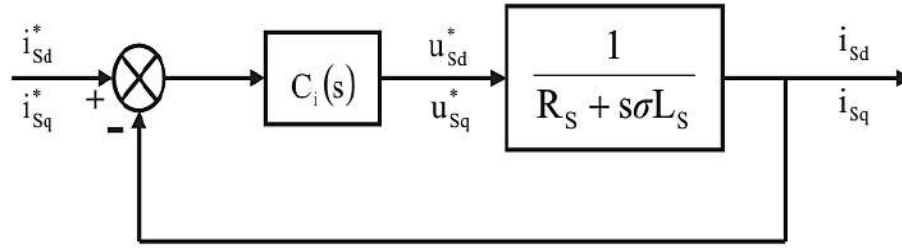


Figure III.17 Schéma fonctionnel de la commande vectorielle IRFOC

Les régulateurs des courant  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont identiques et fournissent, respectivement, les tensions des références  $u_{sd}^*$  et  $u_{sq}^*$ . La figure III.18 illustre la boucle de régulation des courants.



**Figure III.18** Boucle de régulation de courants

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C_i(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \quad (\text{III.37})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte ( $G_o$ ) est donc :

$$G_o = K_{pi} + \left( s + \frac{K_{ii}}{K_{pi}} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{R_s} + s} \quad (\text{III.38})$$

Par compensation de pôles :

$$\frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{III.39})$$

Alors :

$$G_o = \frac{K_{pi}}{s} \frac{1}{\sigma L_s} \quad (\text{III.40})$$

Donc, en boucle fermée ( $G_f$ ) on aura :

$$G_f = \frac{\frac{K_{pi}}{\sigma L_s s}}{1 + \frac{K_{pi}}{\sigma L_s}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{R_s} s + 1} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (\text{III.41})$$

Avec,

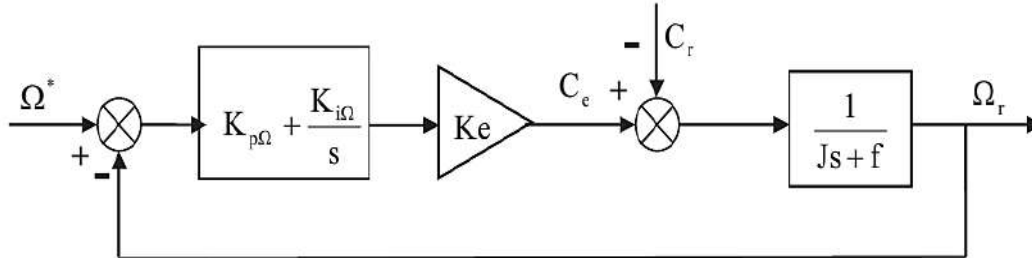
$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pi}} \quad (\text{III.42})$$

A partir de (III.39), (III.41) et (III.42), on a :

$$\begin{cases} K_{pi} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ K_{ii} = \frac{R_s}{\sigma L_s} K_{pi} \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

Les valeurs de coefficients des régulateurs  $K_{pi}$  et  $K_{ii}$  sont déterminés pour un  $\tau$  égale au moins dix fois le temps de réponse de la vitesse car les grandeurs électriques sont plus rapides que les grandeurs mécaniques.

La boucle de régulation de vitesse est représentée dans la figure III.19.



**Figure III.19** Boucle de régulation de la vitesse

Avec :  $K_e = P \frac{M}{L_r} \varphi^*$  représente la constante du couple électromagnétique. En négligeant le couple de charge  $C_r=0$ .

On posent :  $\varphi^* = \varphi_n$ ,  $K_{P\Omega 1} = K_{P\Omega} K_e$  et  $K_{i\Omega 1} = K_{i\Omega} K_e$ .

En boucle fermée (BF), on a :

$$\Omega_r = \frac{\frac{K_{P\Omega 1} s + 1}{K_{i\Omega 1}}}{\left(\frac{J}{K_{i\Omega 1}}\right) s^2 + \left(\frac{K_{P\Omega 1} + f}{K_{i\Omega 1}}\right) s + 1} \Omega^* \quad (III.44)$$

Par identification du dénominateur à la forme canonique :

$$G(s) = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (III.45)$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega 1}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{P\Omega 1} + f}{K_{i\Omega 1}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (III.46)$$

$$\text{Donc : } \begin{cases} K_{i\Omega 1} = \omega_n^2 J \\ K_{P\Omega 1} = \frac{2\xi K_{i\Omega 1}}{\omega_n} - f \end{cases}$$

Alors,

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \left( \frac{2\xi K_{i\Omega}}{\omega_n} - f \right) \frac{1}{K_e} \\ K_{i\Omega} = J\omega_n^2 \frac{1}{K_e} \end{cases} \quad (\text{III.47})$$

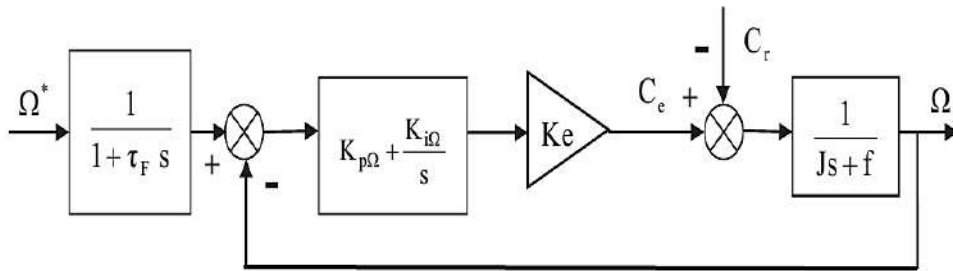
Pour limiter les dépassements, un filtre de premier ordre est ajouté dont l'équation de transfert:

$$F(s) = \frac{1}{1+\tau_F s} \quad (\text{III.48})$$

où ,

$\tau_F = \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}$  est la constante du temps du filtre.

Ainsi, le schéma équivalent de ce régulateur devient comme montré dans la figure suivante :



**Figure III.20** Boucle de régulation de la vitesse avec régulateur PI doté d'un filtre de 1<sup>er</sup> ordre

Pour un coefficient d'amortissement  $\xi = 1$  et un temps de réponse de 5%, du système  $t_{rep}=20$  ms, on calcule les coefficients  $K_{p\Omega}$  et  $K_{i\Omega}$ .

À des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale  $\varphi_m$ , par contre, il faut qu'il décroisse lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes du moteur. L'algorithme du bloc de défluxage est défini par la non linéarité suivante [92] :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_{rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \varphi_{rn} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

Avec :

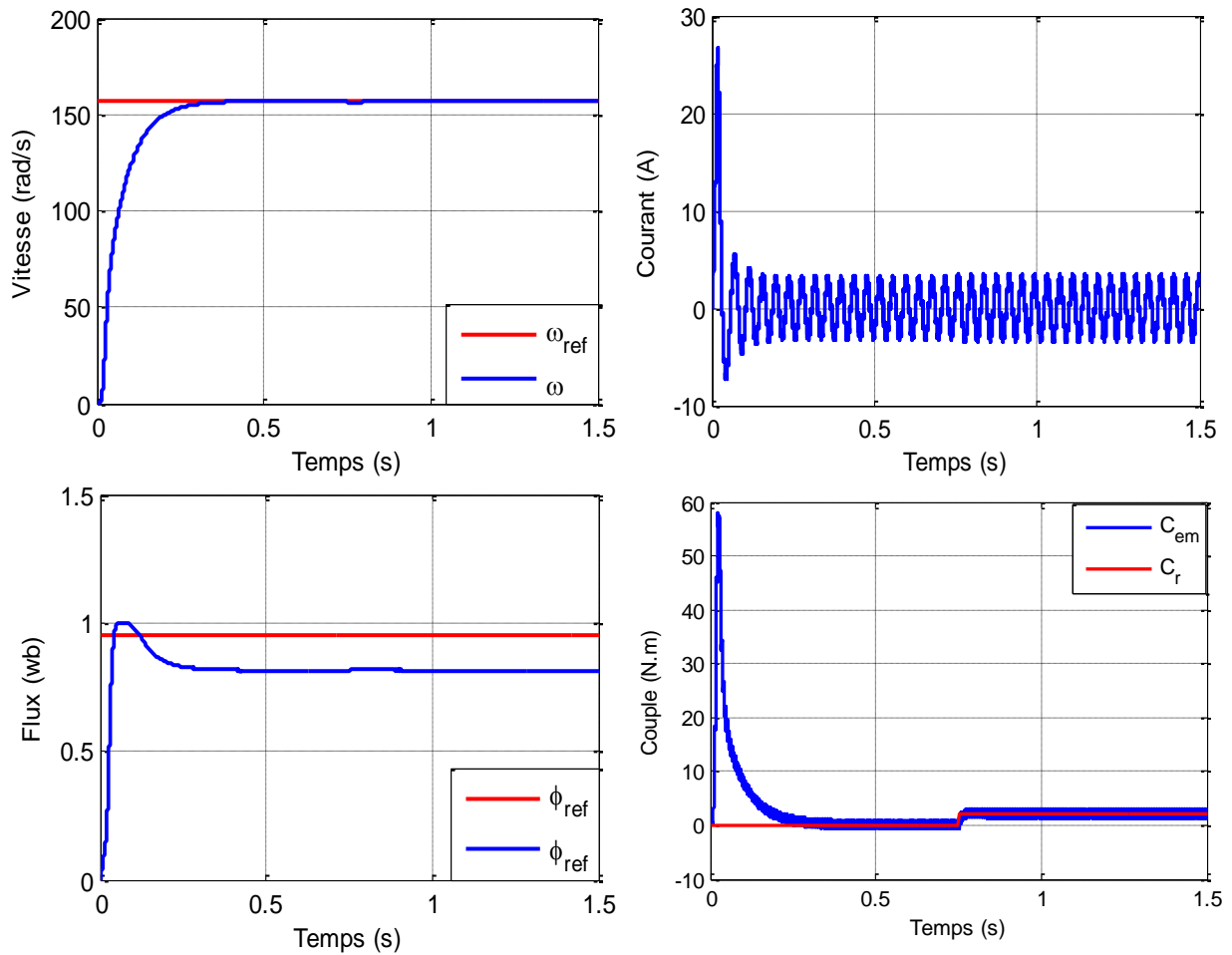
$\varphi_r^*$  : flux rotorique de référence ;

$\varphi_m$  : flux rotorique nominal ;

$\Omega_n$  : vitesse mécanique nominale.

### III.3.1.2 Résultat de simulations

Les grandeurs simulées sont représentées par la figure III.21.



**Figure III.21** Vitesse, couple, flux et courant de la MAS

### III.4 Commande directe du couple

La commande directe du couple en anglais direct torque control (DTC) assure d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à de larges plages de fonctionnement couple/vitesse [100].

À partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérités définissant les états des interrupteurs de l'onduleur sont présentés sous diverses formes.

### III.4.1 Commande DTC de MSAP

La structure de commande est schématisée par la figure III.22.

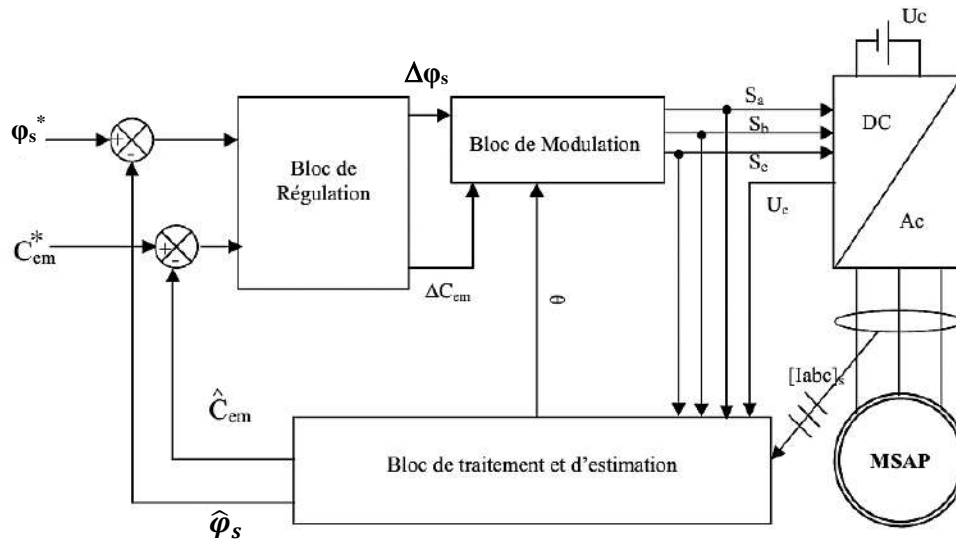


Figure III.22 schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP

#### III.4.1.1 Séquences d'un onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension triphasé prévu pour alimenter la MSAP (Figure III.23) permet d'atteindre huit (08) positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, Figure III.10 [101, 102].

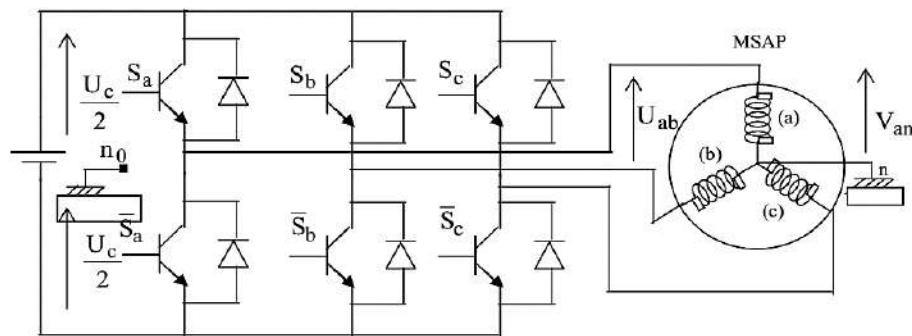


Figure III.23 Onduleur de tension

Soit :

$$\overline{V_{sn0}} = \overline{V_s} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_{an0} + V_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (III.50)$$

$[V_{an0} \quad V_{bn0} \quad V_{cn0}]^t$  : Vecteur de tensions de sortie d'onduleur.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande  $S_j$  ( $j = a, b, c$ ) telle que :

- $S_j=1$  : Si l'interrupteur du haut est fermé et du bas est ouvert ;
- $S_j=0$  : Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$\overline{V_{jn0}} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} \quad (\text{III.51})$$

$U_c$  : tension continue

On peut alors écrire :

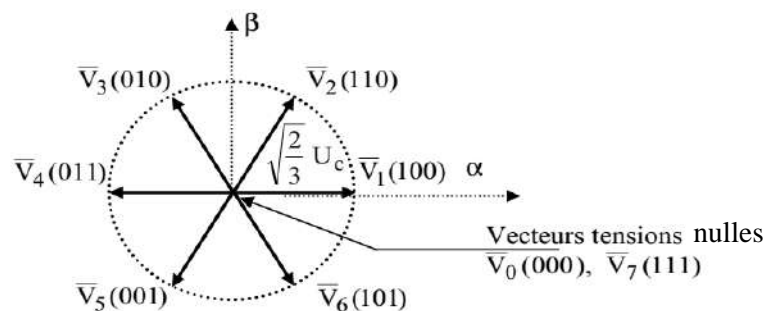
$$\overline{V_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (\text{III.52})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs ( $S_a, S_b$  et  $S_c$ ) permettent huit positions du vecteur  $\overline{V_s}$  dont deux (2) sont nuls ( $V_0$  et  $V_7$ ) :

$$\overline{V_0} \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$$

$$\overline{V_7} \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$$

- Les vecteurs à la sortie de l'onduleur sont représentés par la figure suivante :



**Figure III.24** Vecteurs tensions  $\overline{V_s}$  à la sortie d'onduleur

La technique Takahashi [101,103-105] propose une stratégie de commande basée sur l'algorithme suivant : le domaine temporel étant divisé en périodes de durée  $T_c$ . On mesure pour chaque  $T_c$  les courants et les tensions de phases, puis, on reconstitue les composantes de flux statorique et on estime le couple électromagnétique, en utilisant l'estimation du flux statorique. Enfin, on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique de commande.

➤ **Estimateurs**

• **Estimation du flux statorique**

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes  $(\alpha, \beta)$  à partir de l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s \quad (\text{III.52})$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  à partir des états de commutations  $S_a, S_b$  et  $S_c$ , et de la mesure de la tension  $U_c$  en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left( S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

Ou,

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.54})$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \widehat{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \widehat{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par le calcul comme suit :

$$\begin{cases} \widehat{\varphi}_s = \sqrt{\widehat{\varphi}_{s\alpha}^2 + \widehat{\varphi}_{s\beta}^2} \\ \widehat{\theta}_s = \text{Arctg} \frac{\widehat{\varphi}_{s\beta}}{\widehat{\varphi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

Le modèle de la MSAP utilisé est modélisé dans le repère (d-q), donc il nous faut procéder un passage biphasé  $(\alpha, \beta) \rightarrow (d-q)$  pour alimenter la machine.

Les deux composantes du flux statorique sont données par (III.56), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation inverse (d-q),  $(\alpha, \beta)$ .

➤ **Estimation du couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique peut être estimé pour tous les types de machines synchrones à partir des grandeurs estimées du flux et courant. A partir de leurs composantes  $(\alpha, \beta)$ , le couple peut se mettre sous la forme :

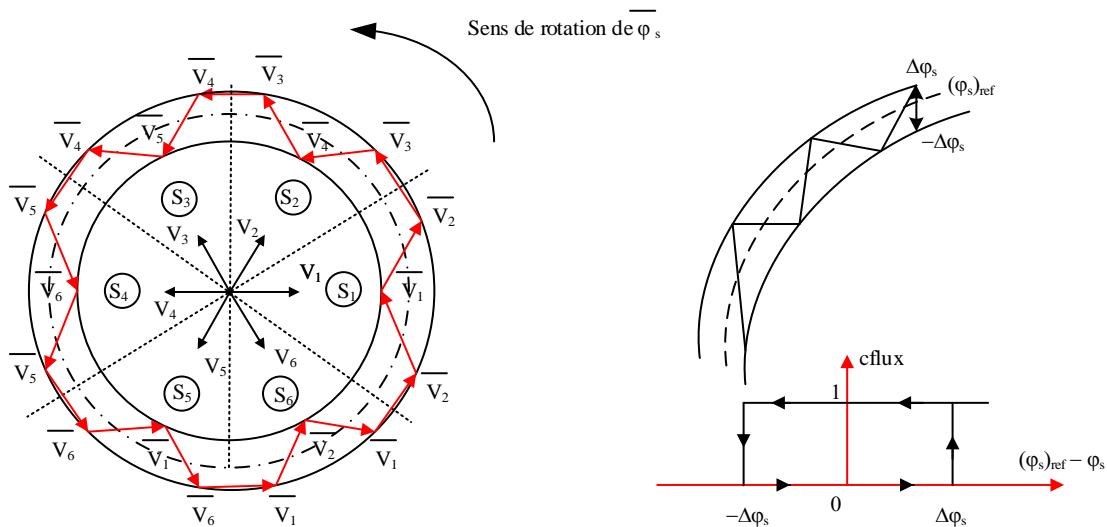
$$\widehat{C}_{em} = P(\widehat{\varphi}_{s\alpha}I_{s\beta} - \widehat{\varphi}_{s\beta}I_{s\alpha}) \tag{III.57}$$

L'estimation du flux et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes des courants et celles des tensions statoriques [107].

➤ **Correction flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux**

Les correcteurs à hystérésis, malgré leur simplicité sont les correcteurs bien adaptés pour le DTC, la résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui est utilisé dans le système de contrôle. En plus avec cette méthode de contrôle, les exigences des régulateurs du courant, régulateur PI de flux et de couple sont éliminées, ce qui améliorera sans aucun doute les performances du système. On a constaté pour l'effet de la fréquence d'échantillonnage que l'application du DTC nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée. De plus, on trouve que la fréquence de commutation n'est pas directement liée à la fréquence d'échantillonnage et qu'elle est contrôlée par les bandes d'hystérésis des correcteurs à hystérésis du couple et du flux.

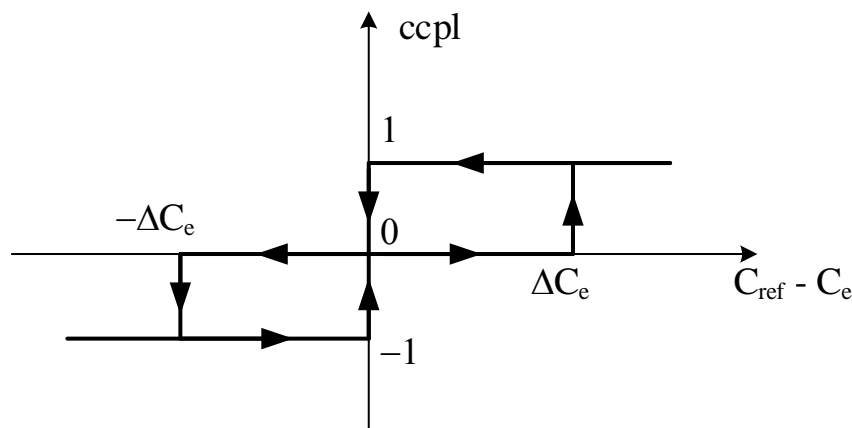
Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux  $\overline{\varphi}_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.25). La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne (cflux), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (cflux=1) ou diminuée (cflux=0) de façon à maintenir  $|(\varphi_s)_{ref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$  [108]. Avec :  $(\varphi_s)_{ref}$  est le flux de référence,  $\Delta\Phi_s$  est la largeur d'hystérésis du correcteur



**Figure III.25** Sélection des tensions correspondantes au contrôle du flux

### ➤ Correction du couple en utilisant comparateur à hystérésis à trois niveaux

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites  $|(C_{em})_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em}$  avec  $(C_{em})_{ref}$  la référence de couple et la bande d'hystérésis du correcteur. La figure III.26 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl}=1$ ). Pour une consigne positive et ( $C_{cpl} = -1$ ), pour une consigne négative, ou diminuée ( $C_{cpl}=0$ ). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs  $V_{i-1}$  ou  $V_{i-2}$  ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

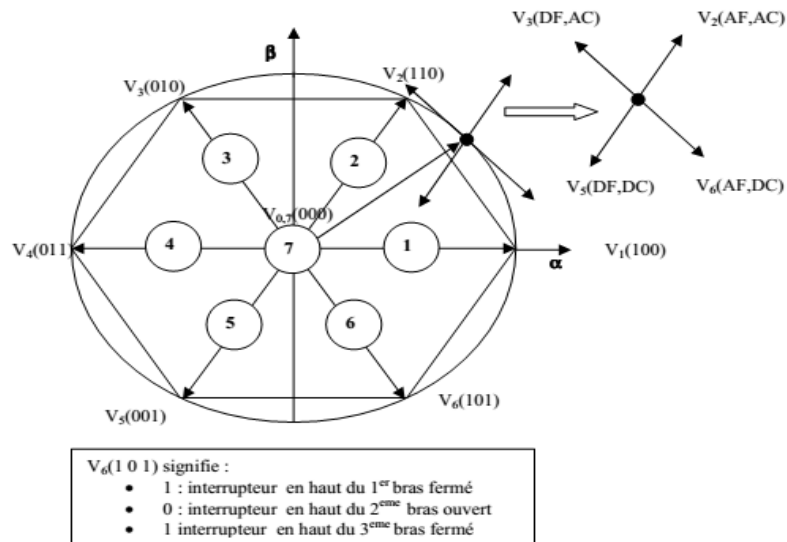


**Figure III.26** Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux

Dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, qui génère à sa sortie la valeur +1 pour augmenter le flux, -1 pour le réduire et 0 pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix du régulateur à 3 niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

#### III.4.2.1.4 Sélection du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension statorique  $\bar{V}_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\bar{\varphi}_s$ , du sens de rotation de  $\bar{\varphi}_s$ , et également de l'évolution souhaitée pour le couple. En se plaçant dans le repère statorique  $(\alpha, \beta)$ , on peut délimiter l'espace de  $\bar{\varphi}_s$  en le décomposant en six (6) secteurs (Figure III.27), ces derniers sont déterminés à partir des composantes de flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , l'axe  $(\alpha)$  est choisi confondu avec l'axe de la phase (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c) [103, 108].



**Figure III.27** Répartition du plan complexe en six secteurs angulaires  $S_i=1:6$

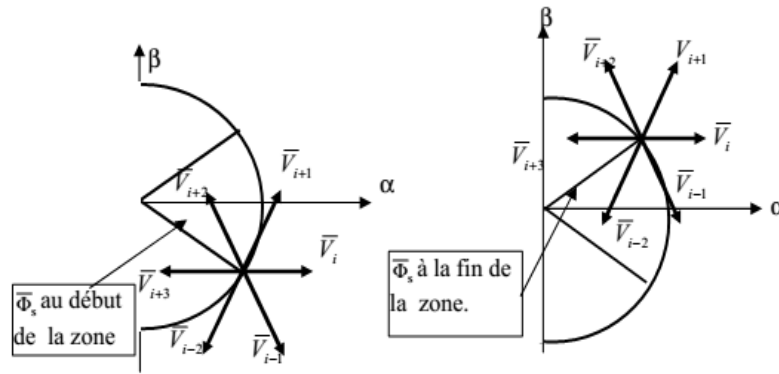
AF : augmenter le flux ; DF : diminuer le flux

AC : augmenter le couple, DC : diminuer le couple

Lorsque le flux  $\bar{\varphi}_s$  se trouve dans la zone  $i$  ( $i=1,2,\dots,6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tensions suivants :

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  croît et  $C_{em}$  augmentant ;
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  croît et  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  décroît et  $C_{em}$  croît ;
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés, alors la rotation du flux  $\bar{\varphi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\bar{\varphi}_s$  reste inchangée.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone  $i$ . Au début de la zone  $i$ , les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i-2}$  sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent, leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre  $\bar{V}_{i-1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$  et le vecteur flux sont de  $150^\circ$  et de  $30^\circ$ , respectivement. Donc, leur composante de couple est très petite. (Figure III.28) Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [108].



**Figure III.28** Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone

Un estimateur de module de  $\bar{\varphi}_s$  et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple est donc nécessaires, pour une commande DTC. Choisir l'état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé (Tableau III.1) ou bien le tableau détaillé (Tableau III.2), en se basant sur les erreurs du flux et du couple, et selon la position du vecteur flux, le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer. Pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle [103, 109].  $\Delta C_{em}$  et  $\Delta \bar{\varphi}_s$  suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

	Augmentation	Diminution
$\bar{\varphi}_s$	$V_{i+1}, V_i, V_{i-1}$	$V_{i-2}, V_{i+2}$ et $V_{i+3}$
$C_{em}$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

**Tableau III.1** Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande DTC

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle proposée par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de la MSAP.

➤ **Elaboration de la table de commutation (stratégie de commutation).**

La sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis [110, 111].

En particulier, la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux  $\bar{\varphi}_s$  et du couple électromagnétique  $C_{em}$ , plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et

le fonctionnement à deux ou quatre quadrants. La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (cflx) et (ccpl), et de la zone  $N_i$  de la position de flux  $\bar{\varphi}_s$ , elle se présente donc sous la forme suivante :

N		1	2	3	4	5	6	Régulateur
Cflx = 1	Ccpl = 1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	2
	Ccpl = 0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	Niveau
	Ccpl = -1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	3 Niveau
Cflx = 0	Ccpl = 1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	2
	Ccpl = 0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	Niveau
	Ccpl = -1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	3 Niveau

Tableau III.2 Table de vérité de la structure de la DTC

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et entraîne aussi une décroissance du couple, nous choisissons V<sub>0</sub> ou V<sub>7</sub> de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

La structure d'une commande par DTC appliquée à la MSAP est représentée sur la (Figure III.29).

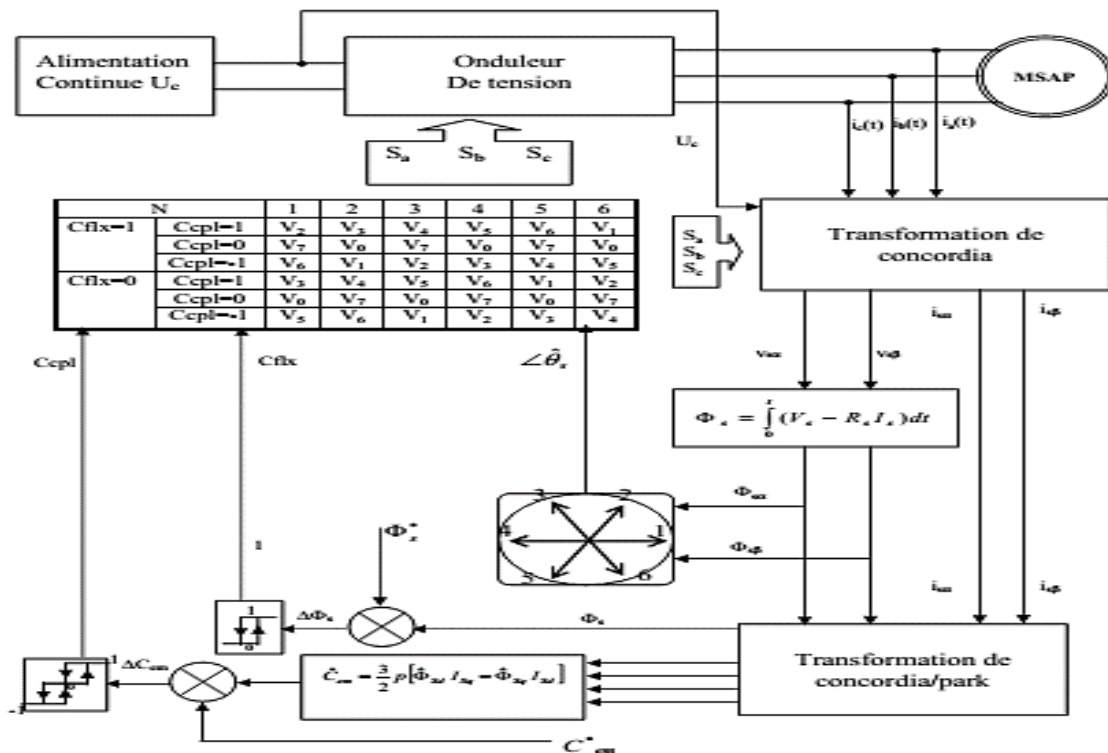
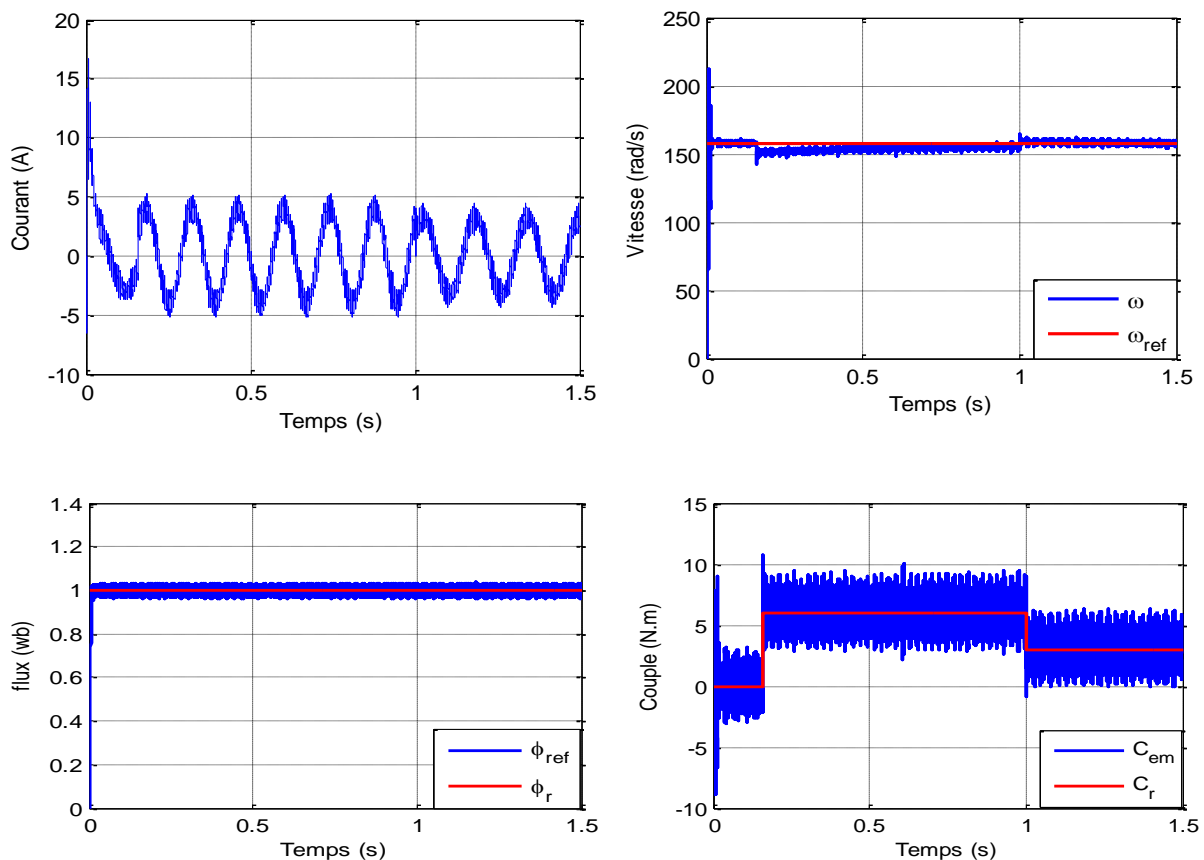


Figure III.29 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP

### III.4.1.2 Résultats des simulations et discussion

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC classique appliquée à un modèle de la MAS alimenté par un onduleur de tension triphasé à MLI, en présence de la boucle de vitesse par un régulateur PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande. Un programme de simulation établi nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des divers composants de la chaîne de pompage. Les résultats de simulation montrent les performances de cette méthode de commande comme la montre la figure III.30. On constate que la vitesse répond sans dépassement au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. Après la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à 6 N.m, le couple électromagnétique répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence. On constate que le flux et le couple suivent convenablement leur référence, et on note les performances dynamiques et statiques du couple électromagnétique qui suit précisément sa consigne, mais avec des ondulations importantes.

### III.4.1.3 Simulation de la DTC avec la machine MAS



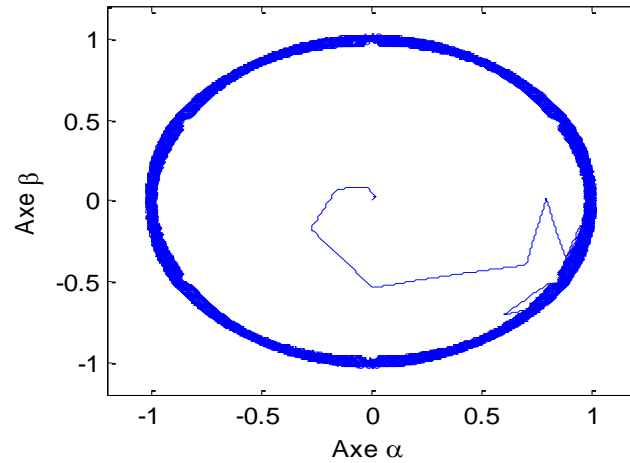


Figure III.30 Résultats DTC-MAS

### III.4.2 Commande DTC-SVM

La structure de la commande est représentée par la Figure III.31.

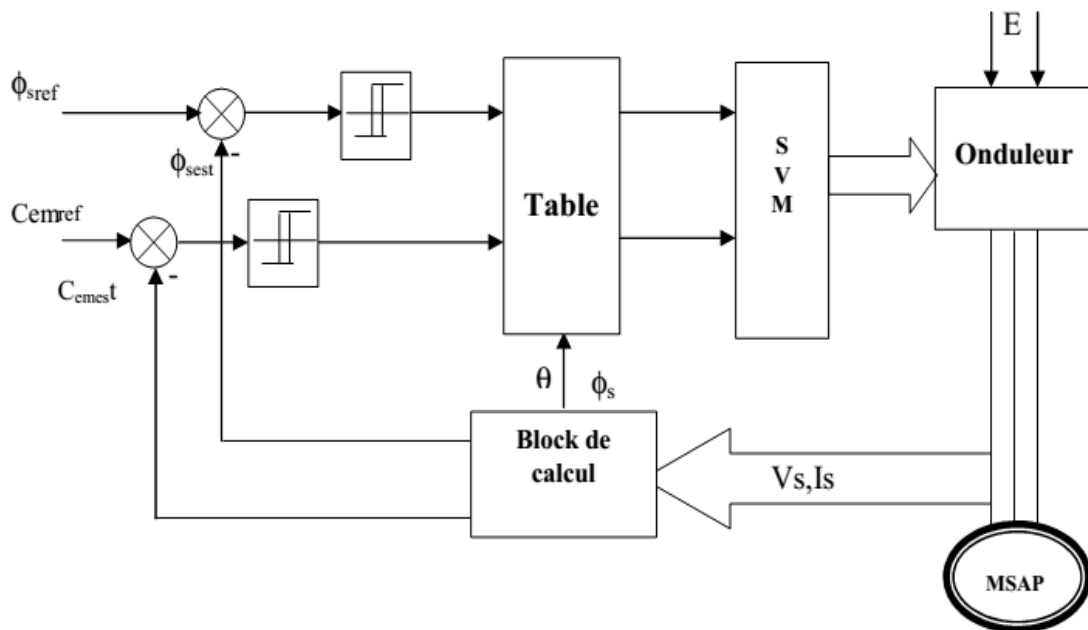


Figure III.31 DTC avec SVM basée sur des régulateurs à hystérésis

Le modèle est donné par le système d'équations suivants [112]:

$$\begin{cases} V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ 0 = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega\phi_r \end{cases} \quad (III.58)$$

Où:

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}, i_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}, \varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta}, i_r = i_{r\alpha} + ji_{r\beta}, \varphi_r = \varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta}$$

A partir de (III.59), on a :

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = V_s - R_s i_s \quad (\text{III.59})$$

Alors :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{III.60})$$

Sachant que pendant une période d'échantillonnage  $[0, T_z]$ , la séquence de commande  $(S_a S_b S_c)$  du convertisseur est fixe, la relation (III.60) peut s'écrire comme suit :

$$\varphi_s(t) = \varphi_{s0} + V_s T_z - R_s \int_0^t i_s dt \quad (\text{III.61})$$

Ou encore:

$$\varphi_s(t) = \frac{2}{3} V_{dc} (S_1 + aS_2 + a^2 S_3) - R_s \int_0^t i_s dt + \varphi_{s0} \quad (\text{III.62})$$

Où,  $\varphi_{s0}$  est le vecteur flux à  $t = 0$ , et avec l'hypothèse que la résistance  $R_s$  reste constante. Et, si on néglige, en première approximation la chute de tension due à la résistance statorique, le vecteur flux statorique à l'instant  $(t+\Delta t)$  se déduit du vecteur flux à l'instant  $t$  par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur ( $V_s$  étant fixe):

$$\varphi_s(t + \Delta t) = \varphi_s(t) + V_{dc} \Delta t \quad (\text{III.63})$$

La relation (III.63) peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\varphi_s(k + 1) \approx \varphi_s(k) + V_s T_z \quad (\text{III.64})$$

Où,

$\varphi_s(k)$ : vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage  $t_k$ ;

$\varphi_s(k+1)$ : vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage  $t_{k+1}$ .

La variation du flux statorique due à l'application du vecteur tension pendant une période de commande est donc :

$$\Delta\varphi_s(k) \approx V_s T_z \quad (\text{III.65})$$

où :

$$\Delta\varphi_s(k) \approx \varphi_s(k+1) - \varphi_s(k) \quad (\text{III.66})$$

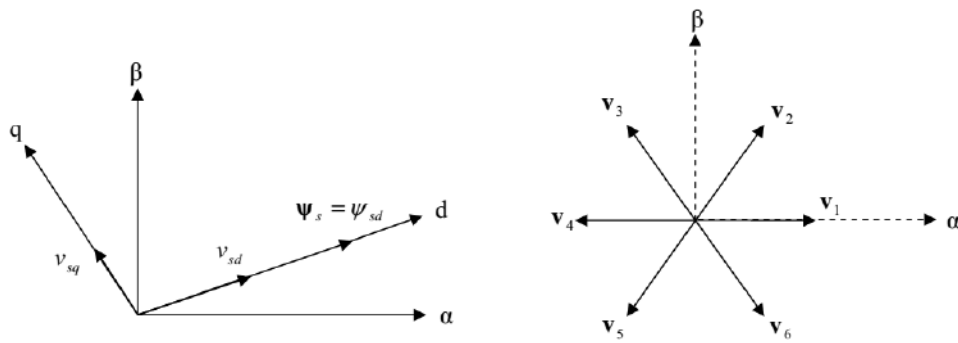
La relation (III.66) montre que la trajectoire de  $\varphi_s$  suit la direction du vecteur tension  $V_s$ , de telle sorte que, si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur  $\varphi_s$  suit la direction de  $V_s$ , et si  $V_s$  est une tension nulle,  $\varphi_s$  est alors fixe.

Pour mieux illustrer le comportement du module du flux statorique, on va le représenter dans un repère tournant  $dq$  où il coïncide avec l'axe  $d$  (Figure.III.32), on peut réécrire l'équation (III.59), sachant que :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{sd}^2 + \varphi_{sq}^2} \quad (\text{III.67})$$

On obtient ainsi :

$$\frac{d|\varphi_s|}{dt} = \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s i_{sd} \quad (\varphi_{sq} = 0) \quad (\text{III.68})$$



**Figure III.32** Orientation de l'axe "d" selon la direction du flux statorique

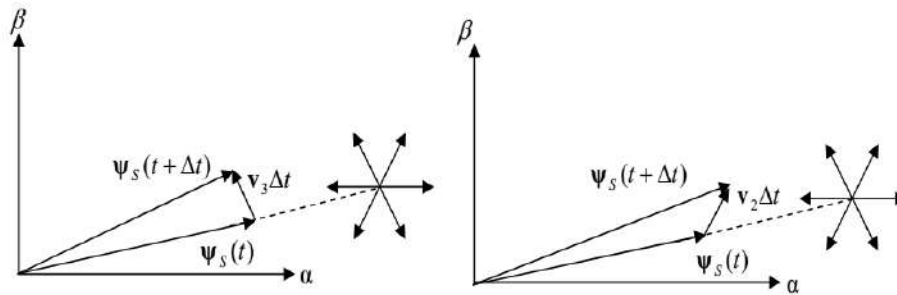
En négligeant la chute de tension ohmique due à la résistance statorique, la variation du module du flux statorique devient:

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = v_{sd} \quad (\text{III.69})$$

A partir de l'équation (III.64), nous constatons que la variation du module du flux statorique est proportionnelle à la composante radiale de la tension statorique, c'est-à-dire, quand un vecteur de tension actif est appliqué, c'est la projection de cette tension sur l'axe du flux qui permet de faire varier son module. Si une séquence de tension nulle est appliquée, nous constatons que la variation du module du flux statorique est nulle.

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = 0 \quad (\text{III.70})$$

Les vecteurs ( $V_1, V_2, V_6$ ) possèdent une composante radiale  $v_{sd}$  positive, cela signifie que ces vecteurs augmentent le module du flux statorique. D'autre part les vecteurs ( $V_3, V_4, V_5$ ) ont une composante radiale  $v_{sd}$  négative ce qui a pour cause de diminuer le module du flux statorique. Sur la figure.III.33, on représente deux situations de la variation du flux statorique lorsqu'on applique deux tensions différentes.



**Figure III.33** Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué

En choisissant une séquence correcte des vecteurs  $V_s$  sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_z$ , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\varphi_s$  la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module de flux constant, il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle  $T_z$  est très faible devant la période de rotation du flux.

#### ➤ Règle d'évolution du couple électromagnétique

Le couple est exprimé par :

$$\begin{aligned} C_e &= K_t'(\varphi_s \cdot \varphi_r) \\ &= K_t'|\varphi_s| \cdot |\varphi_r| \sin \delta \end{aligned} \quad (\text{III.71})$$

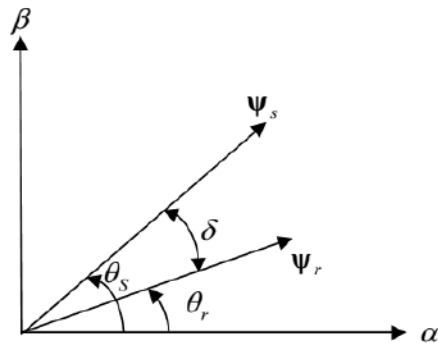
avec :

$$K_t' = P \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

$|\varphi_s|$  : module du vecteur flux statorique ;

$|\varphi_r|$  : module du vecteur flux rotorique.

$\delta$  : angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor (Figure.III.34).

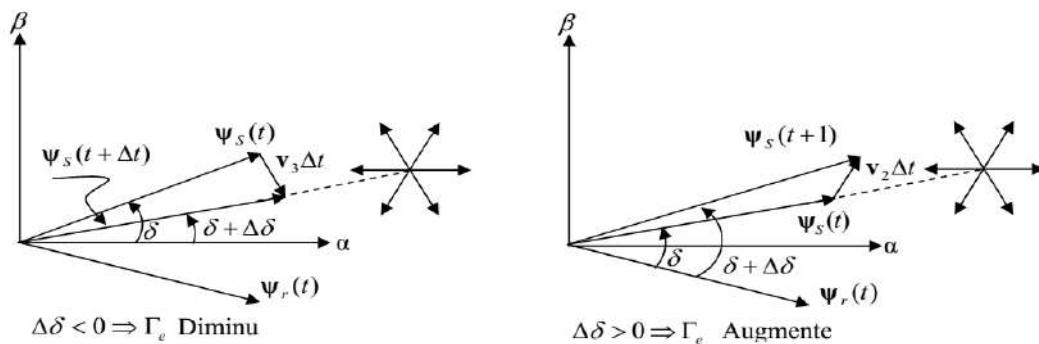


**Figure III.34** illustration de l'angle  $\delta$

On peut apercevoir immédiatement que le couple dépend, de l'amplitude des deux vecteurs  $\varphi_s$  et  $\varphi_r$  tout aussi bien que de l'angle  $\delta$ . En admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéterminée, cela nous permet de supposer qu'il suit sa référence ( $\varphi_s = \varphi_{sref}$ ), et que l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique [113], l'expression (III.72) à l'instant  $t + \Delta t$  devient :

$$C_e = K'_t |\varphi_{sref}| \cdot |\varphi_r| \sin(\delta + \Delta\delta) \quad (\text{III.72})$$

La figure.III.35, illustre l'évolution de l'angle  $\delta$ , pour deux vecteurs de tensions différents



**Figure III.35** Evolution de l'angle  $\delta$  en fonction du vecteur tension appliqué

Le choix du vecteur tension se fait donc suivant l'état des comparateurs et en fonction de la position du flux statorique dans le plan complexe [114]. Cette stratégie montre que le plan complexe est découpé en six secteurs de  $60^\circ$ . La décomposition en douze secteurs est possible mais elle n'apporte pas d'améliorations supplémentaires dans la structure *DTC* avec un onduleur à deux niveaux [115].

La bande d'hystérésis permet d'évaluer l'erreur du flux, où la sortie du contrôleur de flux, donnée par la variable logique  $d\varphi$  [0,1], indiquant les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux.

Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, permet de détecter les dépassements de la bande de contrôle et de respecter par la relation :

$$e_\varphi = |\varphi_s^* - \varphi_s| < H_\varphi \tag{III.73}$$

Où,

$H_\varphi$  est la bande d'hystérésis du contrôleur (Figure.III.36 (a,b)).

Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence  $\varphi_{sref}$  et le flux estimé ( $\hat{\varphi}_s$ ).

$$\begin{cases} d_\varphi = 1 & \text{pour } e_\varphi > H_\varphi \\ d_\varphi = 0 & \text{pour } e_\varphi < H_\varphi \end{cases} \tag{III.74}$$

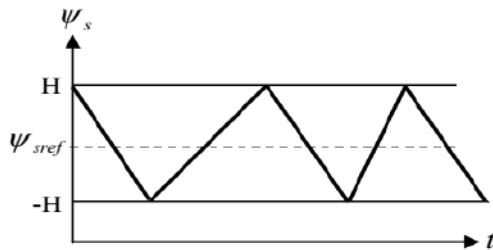


Figure III.36\_a Evolution de  $\varphi_s$

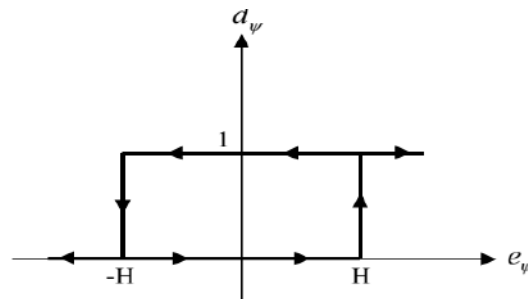


Figure III.36\_b Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

La régulation du couple électromagnétique est assuré par contrôleur à hysteresis à trois niveaux assure le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation [116]. La fonction de sortie du correcteur du couple est défini de telle sorte qu'il respecte la condition suivante :

$$e_c > |C_{e\_ref} - C_e| \tag{III.75}$$

La figure.III.37, montre l'écart de sortie logique  $d_C$  du contrôleur suivant l'évolution du couple  $C_e$  par rapport au couple de référence  $C_{e\_ref}$ .

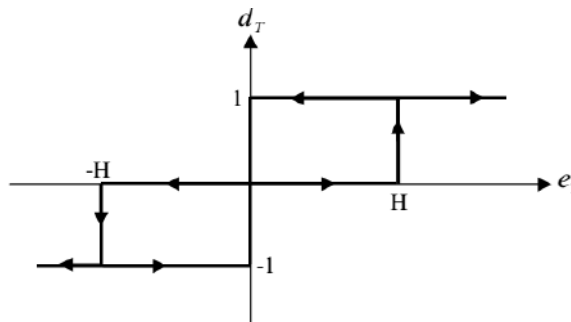


Figure III.37 Contrôleur à hystérésis du couple à trois niveaux

Le signal de sortie du contrôleur du couple est défini comme suit:

$$\begin{cases} d_c = 1 & \text{pour } e_c > H_c \\ d_c = 0 & \text{pour } e_c = H_c \\ d_c = -1 & \text{pour } e_c < -H_c \end{cases} \quad (\text{III.76})$$

#### • Table de commande du flux statorique

Le tableau III.3 résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux selon chaque secteur.

Secteur	1	2	3	4	5	6
$\uparrow \varphi_s$	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>
$\downarrow \varphi_s$	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>

**Tableau III.3** Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux

#### • Table de commande du couple

De la même manière précédente, on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le tableau III.4.

Secteur	1	2	3	4	5	6
$\uparrow C_e$	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>
$\downarrow C_e$	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>

**Tableau III.4** Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour contrôle du couple

La comparaison des tables de commande du module du flux et du couple permet la synthèse d'une seule table de commande illustrée dans le tableau III.5.

Secteur	1	2	3	4	5	6
$\uparrow C_e \& \uparrow \varphi_s$	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
$\uparrow C_e \& \downarrow \varphi_s$	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
$\downarrow C_e \& \uparrow \varphi_s$	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>
$\downarrow C_e \& \downarrow \varphi_s$	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>

**Tableau III.5** Vecteurs à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux

De cette table, les différents vecteurs de tensions actifs à appliquer sont connus, mais l'idée d'omettre les séquences de tensions nulles n'est pas optimale, en effet leur absence contribue à augmenter le nombre de commutation et donc les pertes correspondantes [117].

La table de commande définie par [118] donnée au tableau III.6 permet l'utilisation des séquences des tensions nulles et ainsi limiter les pertes.

		1	2	3	4	5	6
$d_\varphi = 0$	$d_T = 1$	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
	$d_T = 0$	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>
	$d_T = -1$	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>
$d_\varphi = 1$	$d_T = 1$	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
	$d_T = 0$	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>
	$d_T = -1$	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>

**Tableau III.6** Elaboration de la table de commutation

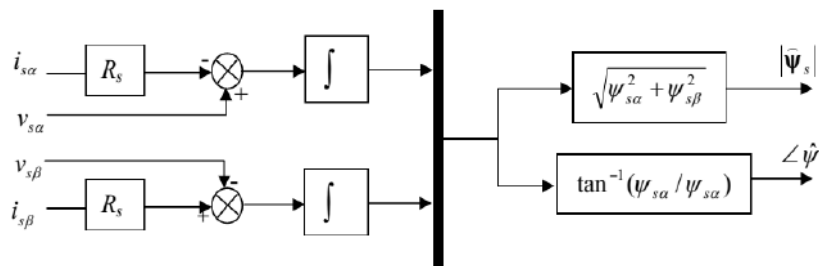
Les composantes  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  du vecteur courant sont obtenues à partir de la transformation de Concordia des courants mesurés :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (i_{sa} - i_{sb}) \end{cases} \quad (III.77)$$

Les composantes du vecteur tension sont reconstituées à partir de la tension continue par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ i_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (III.78)$$

La figure.III.38, montre le diagramme de bloc d'estimation du flux statorique en coordonnées  $\alpha\beta$ .

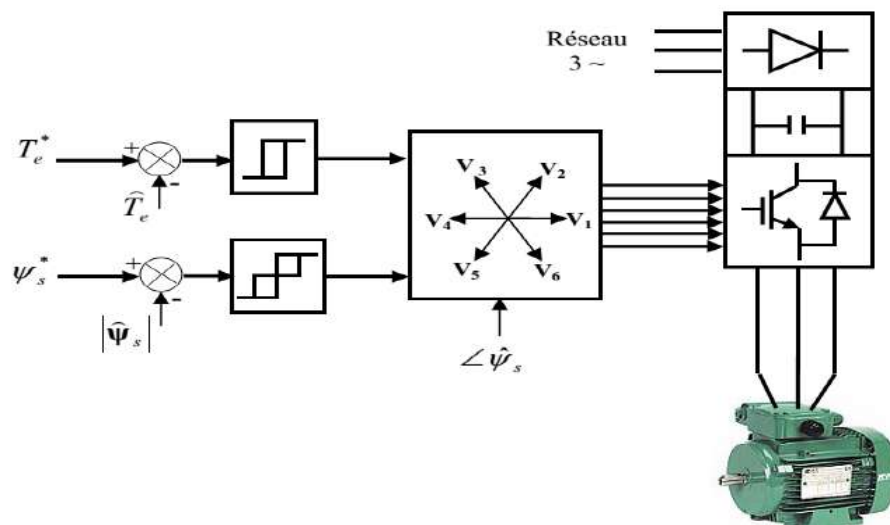


**Figure III.38** Schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension

Malheureusement, la précision de l'estimation de ce modèle est limitée, due à l'intégration en boucle ouverte qui peut mener à de grandes erreurs d'estimation, aussi en basse vitesse la chute de tension statorique n'est plus négligeable, ceci est le principal inconvénient de ce modèle. L'intégrateur pur est souvent remplacé par un filtre passe bas pour éviter le problème de dérive d'intégration, cela contribue à l'amélioration de cette technique [119]. Le couple est obtenu à partir des composantes des courants statoriques et du flux déjà estimé par:

$$C_e = P(\varphi_{s\alpha}i_{s\beta} - \varphi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (\text{III.79})$$

La figure III.39 illustre le schéma de principe de commande *DTC*:



**Figure III.39** Principe de la commande *DTC*

#### III.4.2.1 Résultat de simulation de DTC avec MSAP

Le schéma global du système de pompage est montré par la figure III.40 et le bloc de commande par la figure III.41.

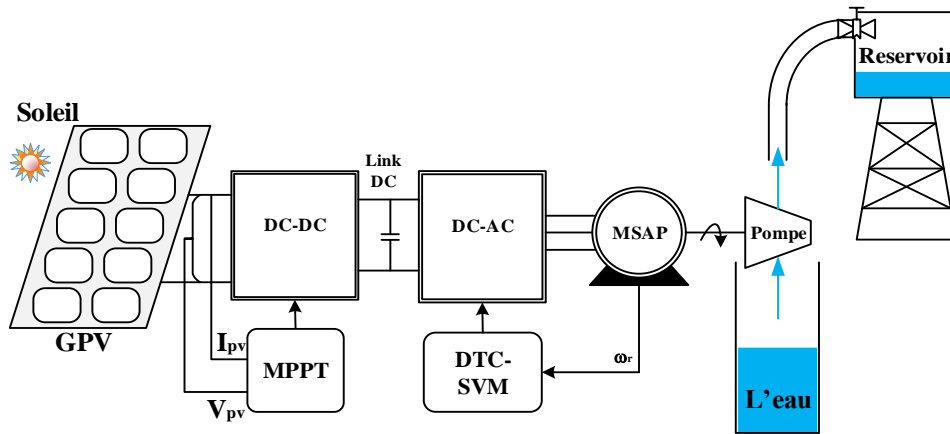


Figure III.40 Schéma global de la DTC-SVM dans un système de pompage photovoltaïque

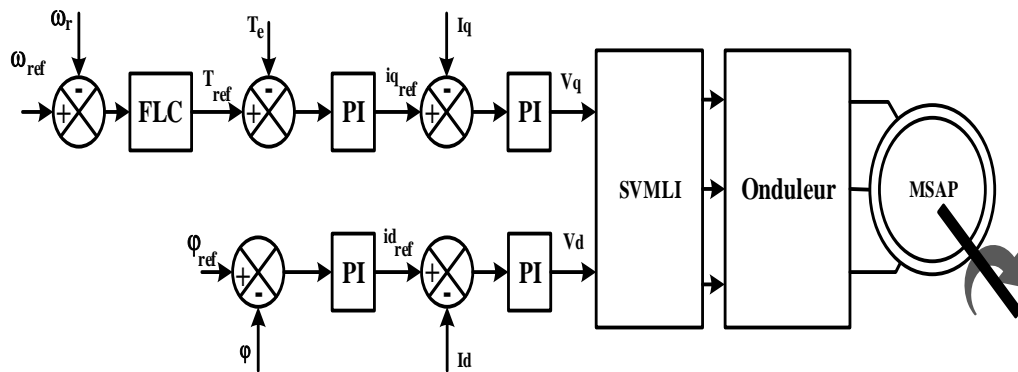


Figure III.41 Bloc de commande DTC-SVM

Le bloc diagramme du système de pompage d'eau de PV avec MatLab dans la figure III.42

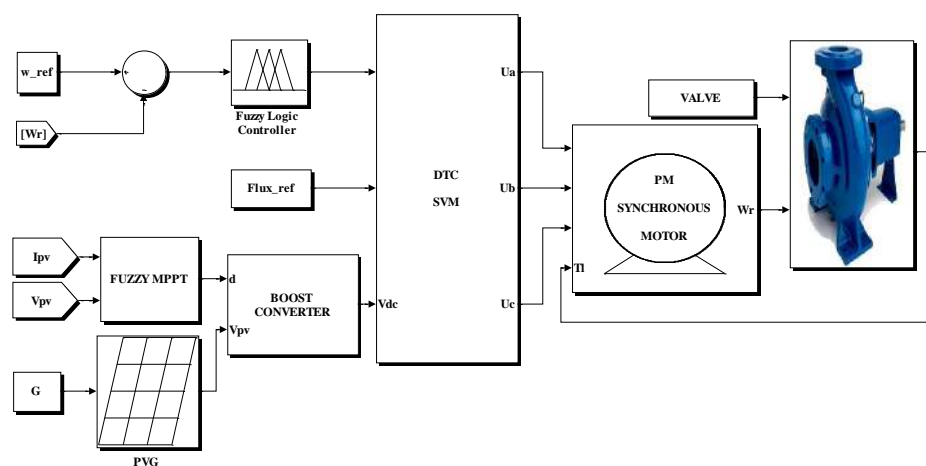
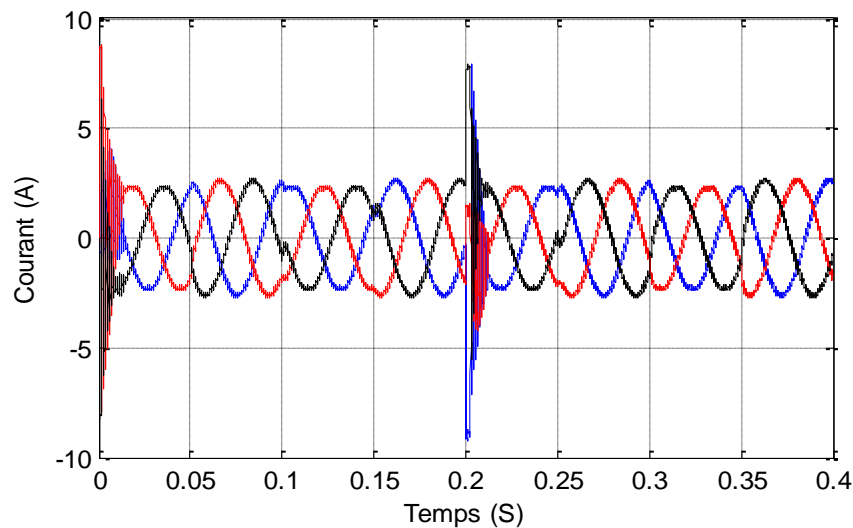
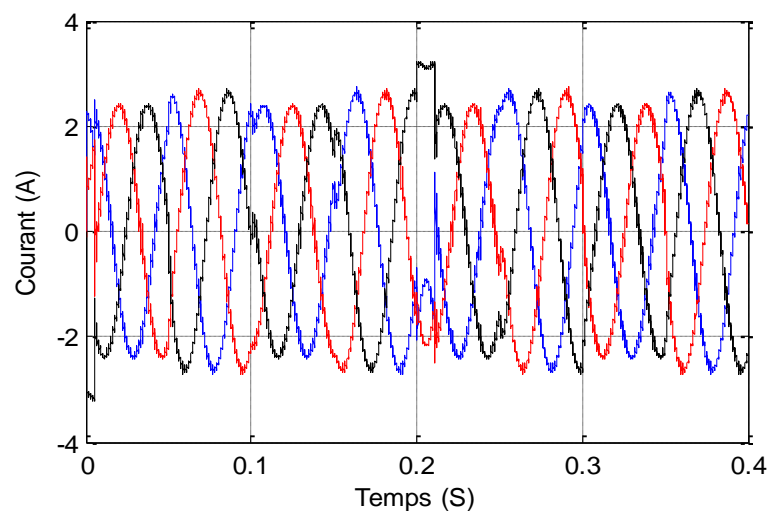


Figure III.42 Bloc de simulation

Comme pour le système étudié, la charge varie en continu pendant le fonctionnement, nous avons considéré deux vitesses de référence les références (2) des paliers (+ 120 rad/s) et (-120 rad/s), comme le montre la figure III.46, de plus, il est supposé que le couple ( $C_e$ ) est variable en fonction de la forme représentée sur la figure III.45. Dans ces conditions, nous remarquons que la vitesse du moteur suit parfaitement la vitesse de référence imposée (Figure III.46). Il en est de même pour le couple électromagnétique en changeant la forme du couple de charge considéré. Aussi, note que les performances de la conversion photovoltaïque de la vitesse et du couple sont très acceptables. Les formes des courants statoriques de la machine pour deux (02) régulateurs différents PI et FLC sont présentées respectivement par figure III.43 et la figure III.44.



**Figure III.43** Courant statorique de MSAP avec PI



**Figure III.44** Courant statorique de MSAP avec FLC

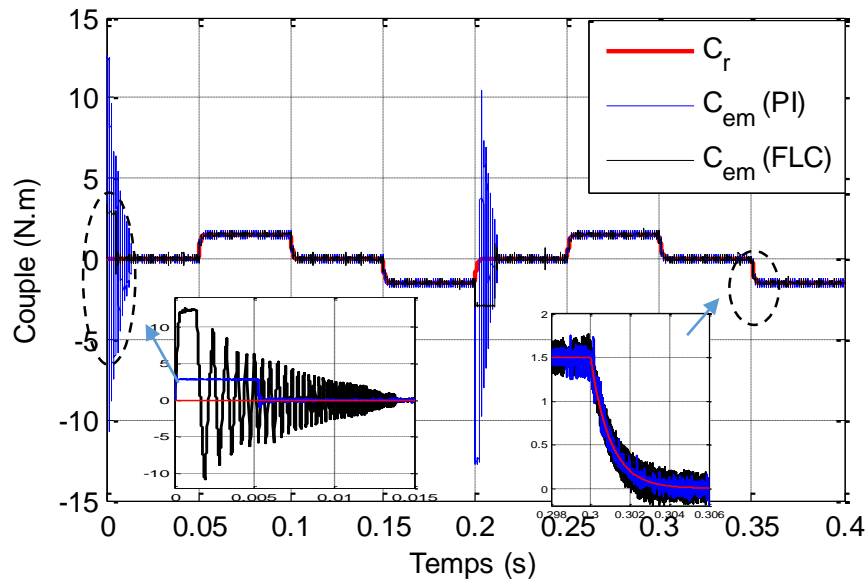


Figure III.45 Couple de MSAP

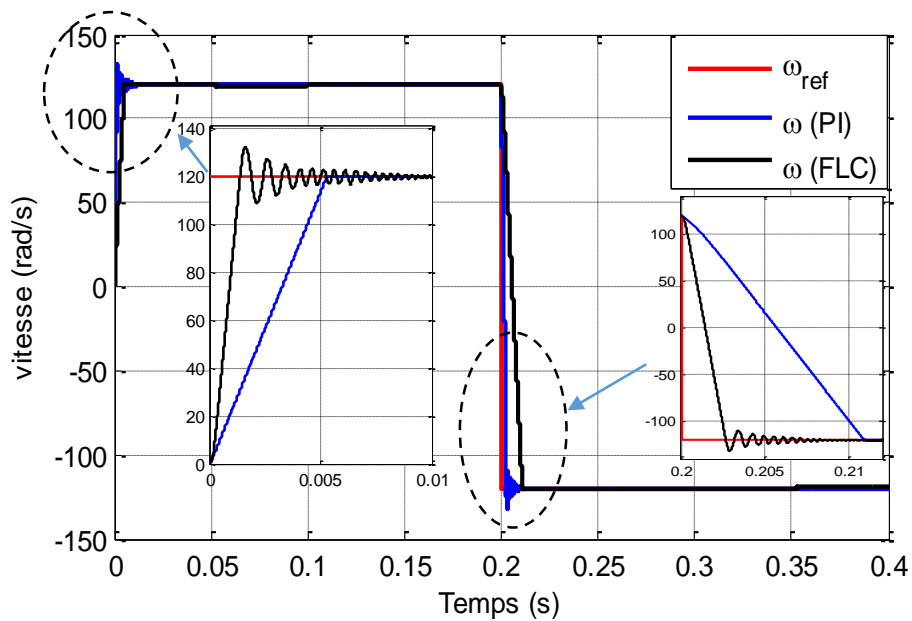
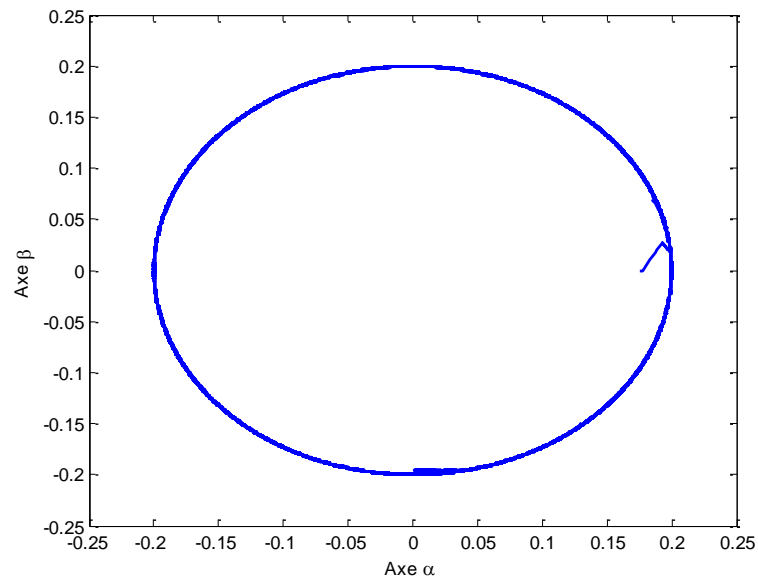


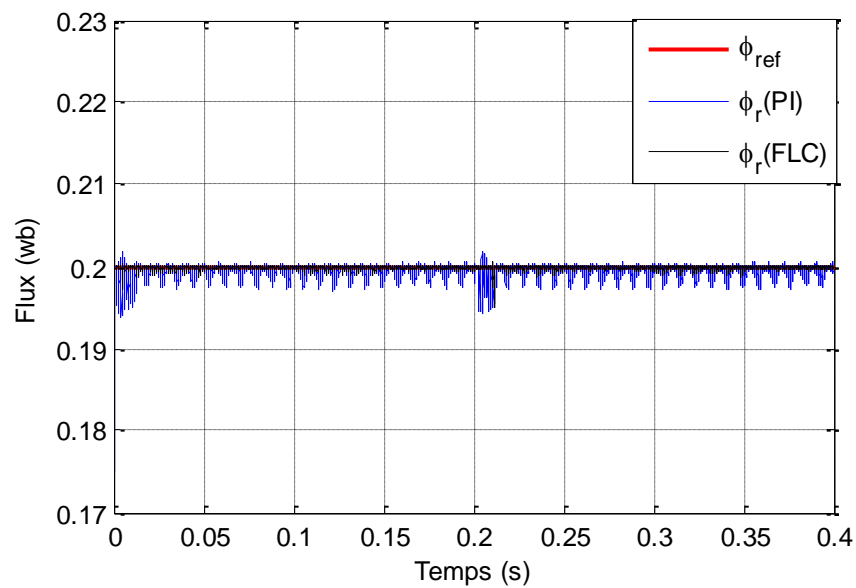
Figure III.46 Vitesse de MSAP

En se référant à la figure III.45, on montre le comportement de la grandeur flux. A noter que le débit reste inchangé et égale au débit de référence malgré le changement de couple de charge. Le même flux est présenté dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  (Figure III.47). La forme circulaire certifie que le module de flux (rayon du cercle) est en constante évolution et par conséquent, on conclut que le découplage est maintenu, indépendamment des conditions de fonctionnement.

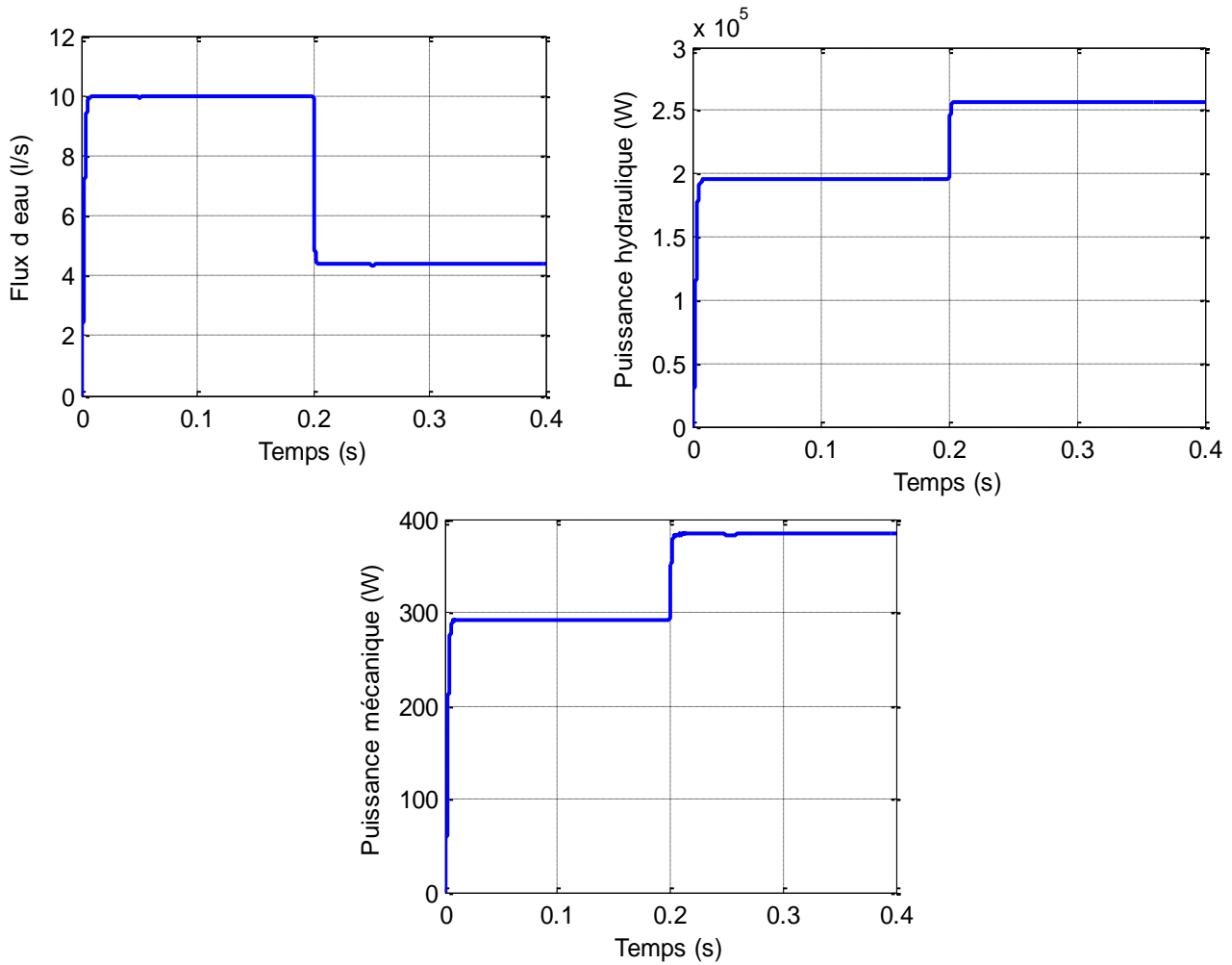
Les formes du couple de référence et celle du couple électromagnétique obtenu par simulation pour les régulateurs, Figure.III.47 et III.48.



**Figure III.47** Flux dans le plan  $\alpha\beta$  avec FLC



**Figure III.48** Flux de MSAP



**Figure III.49** Résultats de la pompe centrifuge

### III.5 Conclusion

Dans ce chapitre un descriptif de la commande vectorielle à base d'orientation des flux, une étude théorique étendue de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (*IRFOC*) a été présentée, ainsi que pour la commande *DTC*, en vue d'une étude comparative, sous environnement Simulink de *Matlab*, des performances de la chaîne de pompage.

Deux types de correcteurs (PI et floue) ont été testés et les résultats de simulation sont analysés.

CHAPITRE IV  
*AMÉLIORATION DES  
PERFORMANCES DE LA  
CHAINE DE POMPAGE*

## CHAPITRE IV

## AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DE LA CHAÎNE DE POMPAGE

## IV.1 Introduction

Dans ce chapitre on considère des structures de commandes permettant d'améliorer les performances de la chaîne de conversion photovoltaïque. A cet effet, on considère d'abord la commande sans capteurs de vitesse pour laquelle les résultats sont discutés et comparés pour en applique la commande par mode glissant. On montre le principe et la synthèse des régulateurs fonctionnant en mode glissant. Finalement, cette commande est appliquée associée à la technique de logique floue et réseau neurone.

## IV.2 Commande sans capteur de vitesse

La suppression des capteurs de vitesse, est recommandée pour les commandes exigeantes de hautes performances. La méthode basée sur le système adaptatif à modèle de référence abrégé *MRAS* de l'anglais (*Model Reference Adaptive System*) assure les performances désirées en termes de fiabilité, stabilité, et moins de calculs [120-122].

Cette méthode est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant de l'information de la vitesse alors que le modèle adaptatif en dépend. Basé sur l'idée de *Landau*, qui a utilisé le critère de *Popov* sur l'hyperstabilité, les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation (un régulateur *PI*) qui génère la vitesse, comme le montre la figure (IV.1)

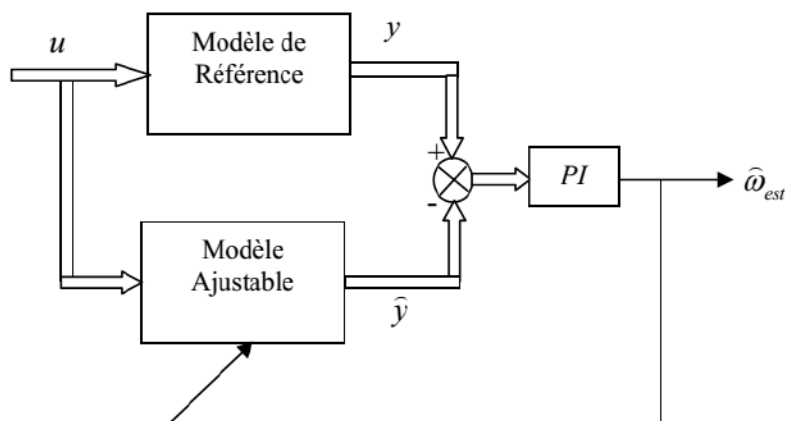


Figure IV.1 Configuration de base de la méthode *MRAS*

### IV.2.1 Modèles de système adaptatif à modèle de référence

La méthode *MRAS* utilisant le flux rotorique de la machine est basée sur un modèle en tension choisi comme référence, et le modèle en courant comme un modèle ajustable. Les équations de la machine asynchrone sont écrites dans le repère stationnaire.

#### • Modèle de tension

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left( v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt} \right) \quad (\text{IV.1})$$

avec:

$$v_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$$

$$i_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$$

$$\varphi_r = \varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta}$$

Le modèle de courant (adaptatif) est lui décrit par :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \left( -\frac{1}{T_r} + jP\Omega \right) \varphi_r + \frac{L_m}{T_r} i_s \quad (\text{IV.2})$$

On voit bien la vitesse ( $\Omega$ ) qui apparaît explicitement dans (IV.2). 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 [123].

- Pour éviter les problèmes de l'intégration pure, une méthode utilisant l'estimation de la force électromotrice (fcém) au lieu du flux a été proposée [123] les équations sont les suivantes :
- Pour le modèle de référence :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = e_{rv} = \frac{L_r}{L_m} \left( v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt} \right) \quad (\text{IV.3})$$

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

$$\frac{di_m}{dt} = \omega \otimes i_m - \frac{1}{T_r} i_m + \frac{1}{T_r} i_s \quad (\text{IV.4})$$

Avec :  $\otimes$  le produit croisé.

D'où :

$$e_m = \frac{L_m^2}{L_r} \left( \omega \otimes i_m - \frac{1}{T_r} i_m + \frac{1}{T_r} i_s \right) \quad (\text{IV.5})$$

- Cette méthode est difficile à mettre en œuvre et dépend de la résistance statorique [124].
- La troisième méthode est basée sur l'estimation de la puissance réactive instantanée [125], en utilisant le produit vectoriel de la fém et le courant magnétisant. Le vecteur de la puissance réactive peut être exprimée par :

$$Q_m = i_s \otimes e_m \quad (IV.6)$$

Dont le module  $Q$  représente la puissance réactive instantanée. En substituant (IV.3) et (IV.5) dans (IV.6), sachant que  $i_s \otimes i_s = 0$ , conduit à : Pour le modèle de référence :

$$Q_{ref} = \left| i_s \otimes \left( v_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt} \right) \right| \quad (IV.7)$$

Et pour le modèle adaptatif :

$$Q_{ref} = \frac{L_m^2}{L_r} \left( (i_m \times i_s) \omega + \frac{1}{L_r} |i_m \otimes i_s| \right) \quad (IV.8)$$

Où :  $\times$  représente ici le produit scalaire.

Cette méthode est indépendante de la résistance statorique, donc sa gamme est étendue aux basses vitesses. Mais on remarque la présence de  $L_s$ , qui exprime que le modèle de référence est toujours influé par les variations des paramètres.

Finalement, afin d'éliminer la dépendance des paramètres, [126,127] utilisent d'autres expressions de la puissance réactive. Celle-ci, est considérée dans la suite de ce travail

#### IV.2.1.1 Méthode MRAS basée sur la puissance réactive

Les équations des tensions de la machine asynchrone peuvent être exprimées dans le référentiel  $dq$  par :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \dot{i}_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \dot{\varphi}_{rd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_{rq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \dot{i}_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \dot{\varphi}_{rd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_{rd} \end{cases} \quad (IV.9)$$

Où : l'exposant ( $\dot{x}$ ) indique la dérivée temporelle

L'expression de la puissance réactive est donnée par :

$$Q = I_m \{v_s i_s^*\} = I_m \{ (v_{sd} + jv_{sq}) (i_{sd} + ji_{sq}) \} \quad (IV.10)$$

Où :  $i_s^*$  est le conjugué de  $i_s$

En remplaçant (IV.9) dans (IV.10) l'expression de la puissance réactive devient alors :

$$Q_1 = \sigma L_s (i_{sd} i_{sd} + i_{sd} i_{sq}) + \sigma L_s \omega_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sd} + \varphi_{rd} i_{sq}) + \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\varphi_{rd} i_{sd} + \varphi_{rq} i_{sq}) \quad (\text{IV.11})$$

On arrivera à la même équation de la puissance réactive exprimée dans (IV.11), ce qui fait qu'on a une autre expression de la puissance réactive :

$$Q_2 = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \quad (\text{IV.12})$$

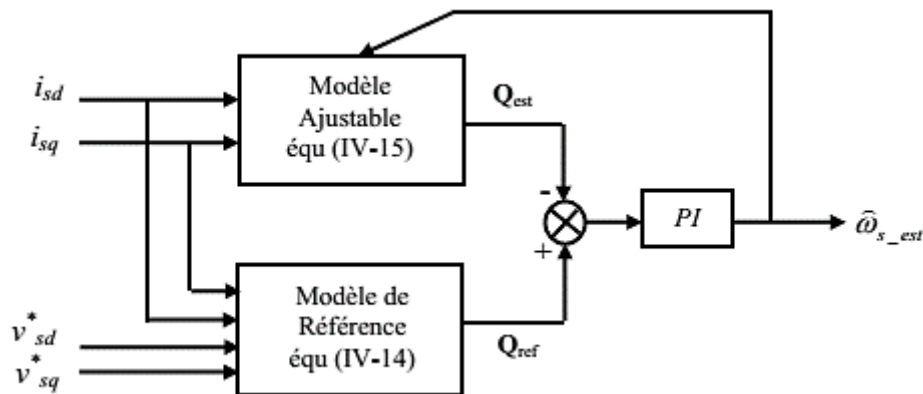
En utilisant l'approximation, que les valeurs réelles des tensions vont se rapprocher de leurs valeurs de référence en régime permanent [128], l'équation (IV.12) peut s'écrire :

$$Q_2 = v_{sq}^* i_{sd} - v_{sd}^* i_{sq} \quad (\text{IV.13})$$

Et en prenant en considération que dans la commande vectorielle  $\varphi_{rq}=0$ , et qu'en régime permanent, les termes des dérivées temporelles disparaissent, sachant que,  $\varphi_{rd} = L_m i_{sd}$ , l'équation (IV.11) devient alors :

$$Q_{est} = \sigma L_s \omega_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} \omega_s i_{sd}^2 \quad (\text{IV.14})$$

A partir de ces résultats, il est évident que pour le modèle de référence, on prendra la puissance réactive dans (IV.13), et vu que (IV.14) demande l'information sur la vitesse, elle sera prise pour le modèle ajustable, ceci est montré dans la figure IV.2.

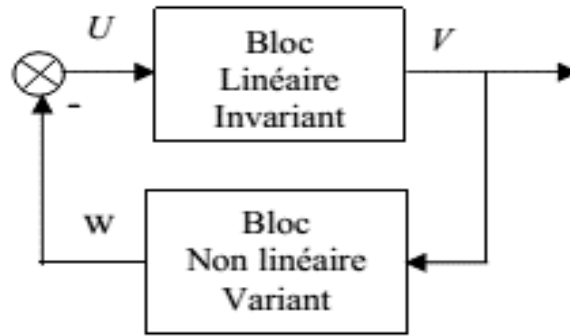


**Figure IV.2** Elaboration de la méthode *MRAS* à puissance réactive

### IV.2.1.2 Mécanisme d'adaptation

Le mécanisme d'adaptation est très important car, il doit assurer la stabilité du système, et que la valeur estimée converge vers la valeur de référence. Pour la *MRAS* le mécanisme d'adaptation est élaboré à partir du concept proposé par *Landau*, fondé sur l'idée de comparer

la sortie du modèle de référence et celle du modèle ajustable, et de trouver un mécanisme d'adaptation pour minimiser l'erreur entre les deux modèles en se basant sur le concept d'hyper stabilité qui concerne les systèmes à rétroaction qui peuvent être divisés en deux blocs. [129-131], (Figure.IV.3).



**Figure IV.3** Système à rétroaction

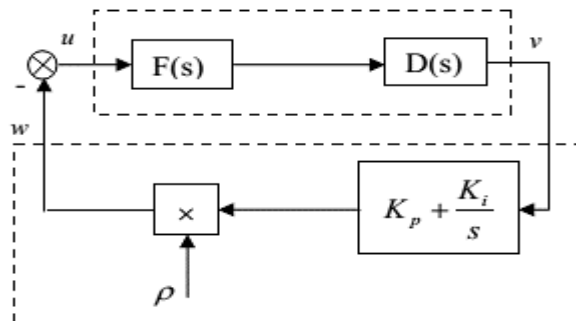
Le système est dit asymptotiquement hyperstable quand les deux conditions suivantes sont satisfaites :

- La fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réelle positive.
- Le bloc non linéaire variant doit satisfaire l'intégrale d'inégalité de *Popov* :

$$\int_0^{t_1} V^T W dt \geq -\gamma^2 \quad \text{pour tout } t > 0 \quad (\text{IV.15})$$

Où :  $(-W)$  et  $V$  sont respectivement l'entrée et la sortie du bloc linéaire invariant.  $\gamma^2$  : est un constant réel positif.

Le système de la figure IV.4 est équivalent à celui qui est montré sur la figure.IV.3 [131].



**Figure IV.4** Système à rétroaction équivalent de la MRAS



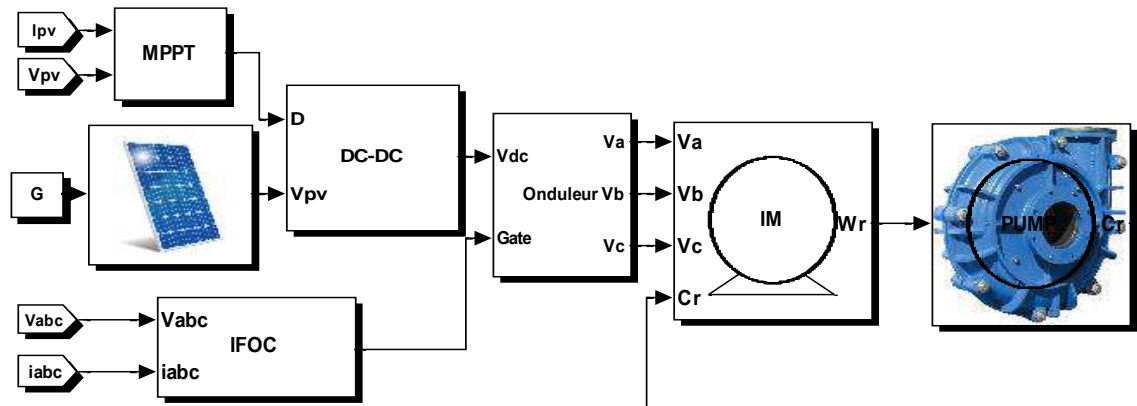


Figure IV.6 Bloc de simulation de la commande MRAS

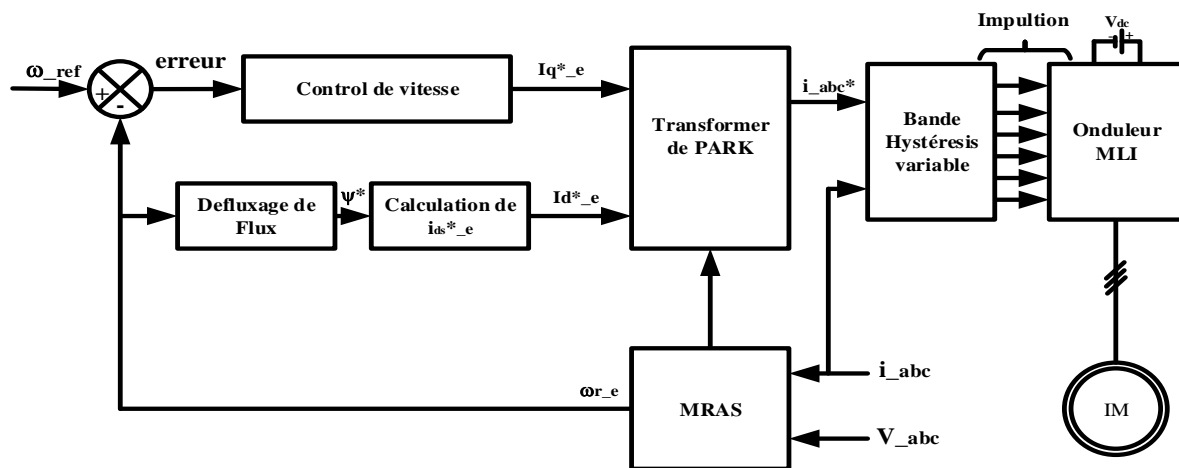


Figure IV.7 Schéma de la commande MRAS

Les différentes parties sont programmées à bases de leurs modèles respectifs, principalement deux types de contrôleurs sont testés, et leurs résultats analysés.

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure. IV.8 et IV.9, respectivement. L'état de changement dans la 0.2s, 0.3s et 0.5s entre la vanne affecte la pompe de sorte que le débit et la pression comme le montre la figure. IV.8. En d'autres termes, l'influence sur les résultats du moteur de la variation du couple et de la vitesse, de sorte que la commande à logique floue maintient constante la valeur de consigne souhaitée. En ce qui concerne la figure. IV.9, nous notons que le taux se stabilise à sa valeur à 0,02 s et reste constante indépendamment des changements de couple de charge. La superposition du couple du couple électromagnétique de la machine et de l'évolution de la vitesse réelle et la charge estimée montre le suivi adéquat du couple de charge et deux vitesses (réels et estimés) sont similaires; ce qui implique la robustesse et la stabilité du système en raison du régulateur flou.

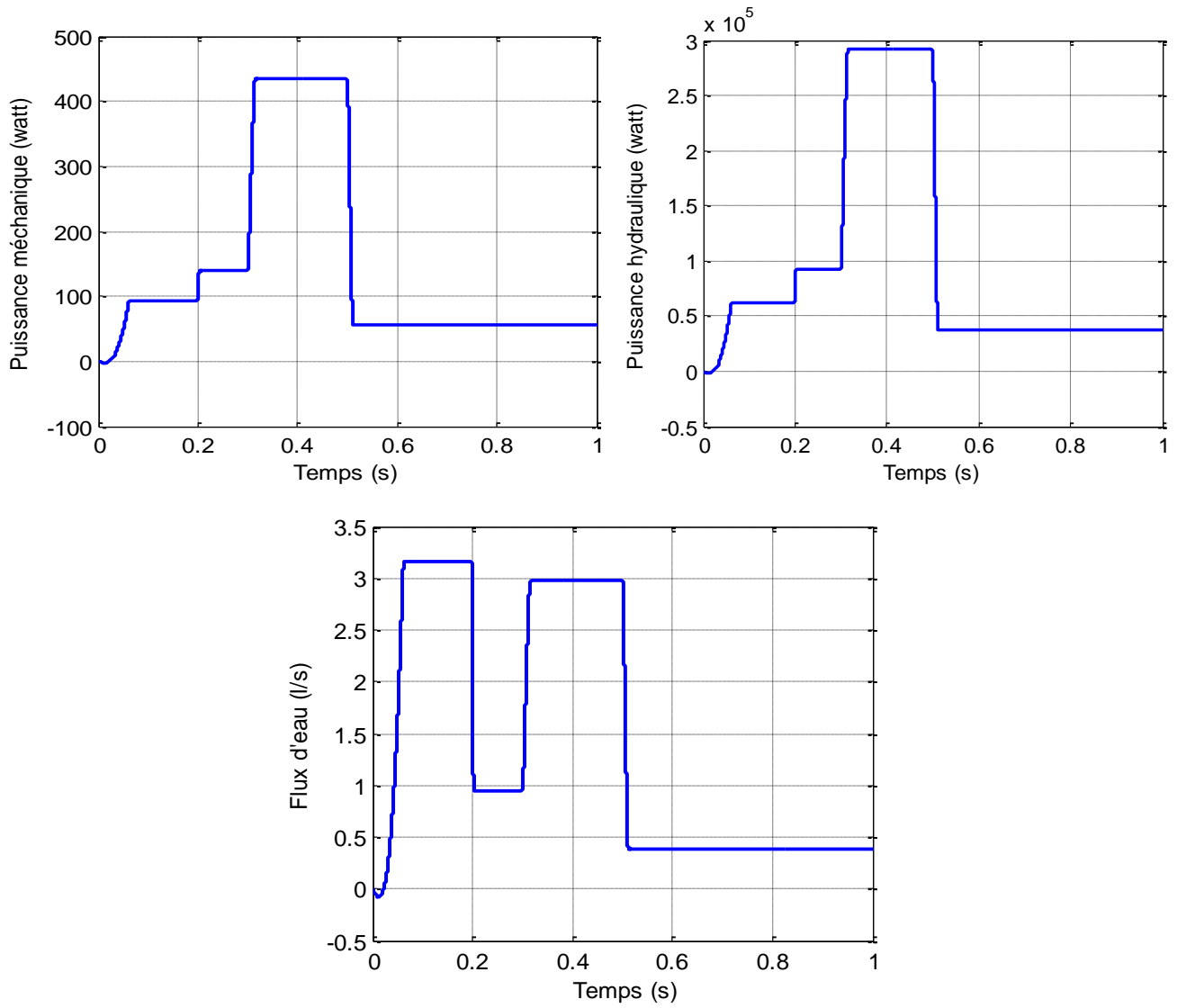
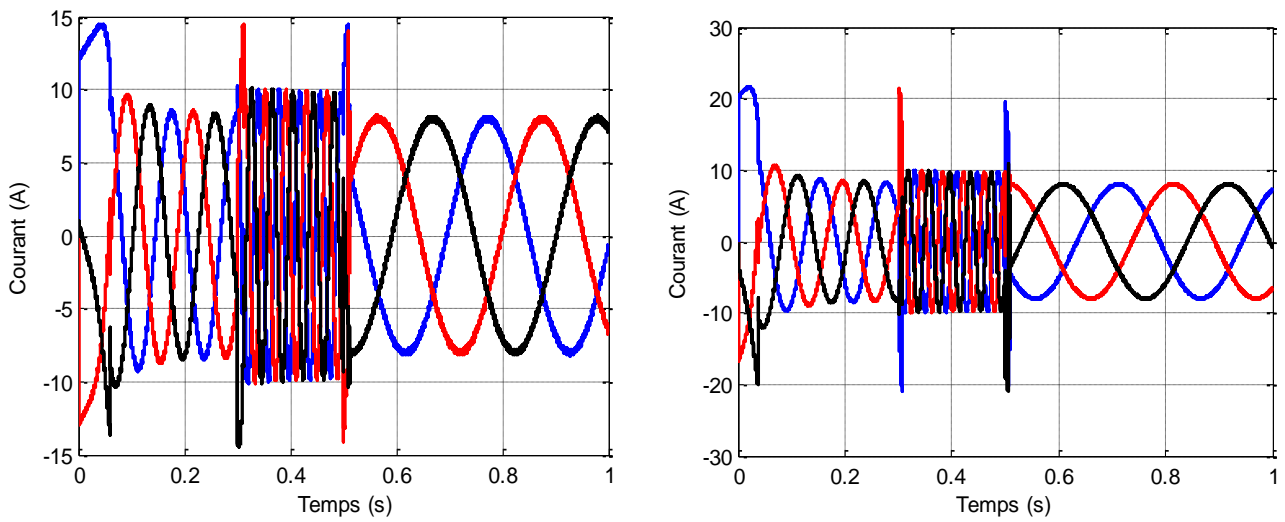


Figure IV.8 Résultats de la pompe



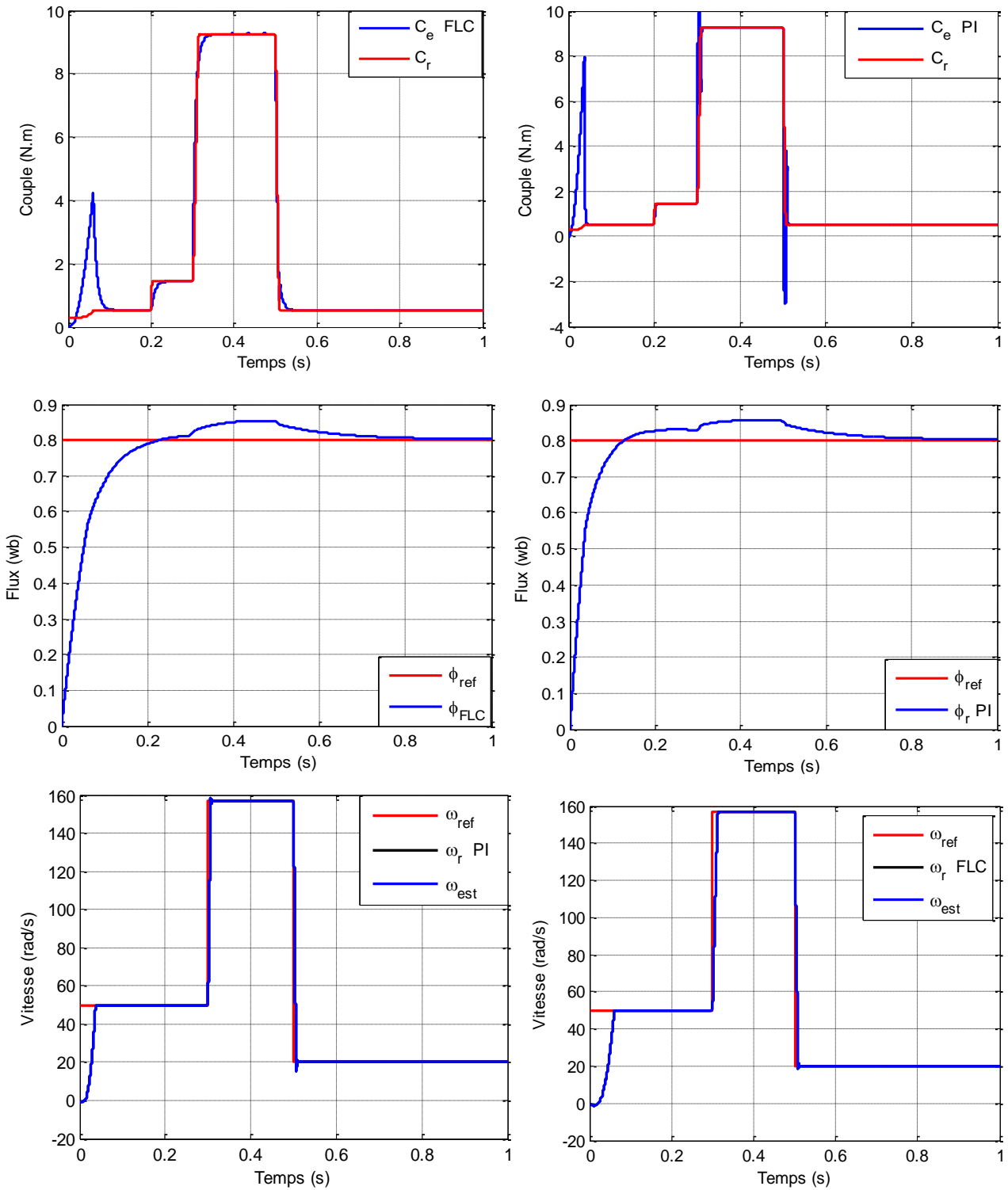


Figure IV.9 Courant, couple, flux et vitesse avec PI et FLC

### IV.3 Commande par mode glissant

La commande *IRFOC* à base régulateurs *PI* assure des performances acceptables pour un système linéaire à paramètres constants, mais, elle reste très limitée pour un système non linéaire ayant des paramètres variables. Donc, il est intéressant de faire appel à une technique insensible aux variations des paramètres et des perturbations. La technique de commande à structure variable (*VSC*) par mode glissant de l'anglais *Sliding Mode Control* [133], robuste vis-à-vis des incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), externes (perturbations dues à la charge), tout en ayant une très bonne réponse dynamique [134]. Dans la suite on introduit, en premier lieu, les notions de bases de la commande par mode glissant, avec application à la commande de la *MAS*. Puis, on présente d'abord la simulation pour une commande discontinue de base « *sign* » qui sera comparée avec la commande adoucie « *sat* », et finalement une autre forme de surface.

#### IV.3.1 Principe du contrôleur à mode glissant

La commande par mode glissant consiste à choisir une surface de commutation, en respectant des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé [134]. Le but est que la trajectoire d'état soit attirée vers une surface de glissement défini  $S$  (*Sliding Surface*) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes [135]. Ainsi, la conception de contrôleur à mode glissant passe par deux étapes essentielles [134, 136] :

- Déterminer le choix et le nombre des surfaces représentée par un vecteur  $S(x) = 0$ .
- Déterminer la loi de commande par une nouvelle entrée discontinue  $(x, u_n)$  pour attirer la trajectoire d'état vers la surface.

#### IV.3.2 Théorie de la commande par mode glissant

Soit un système de commande continue, représenté par le système d'état décrit par l'expression suivante [137] :

$$\dot{x} = A(x, t) + B(x, t)u \quad (\text{IV.18})$$

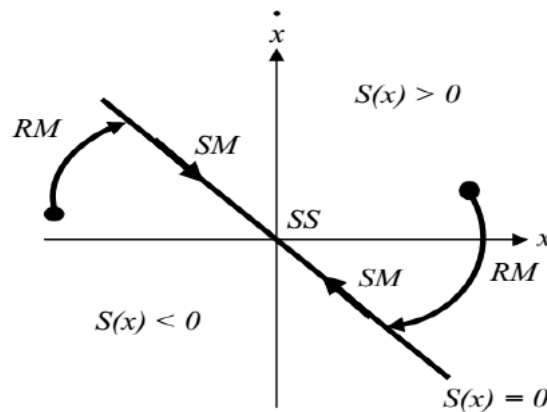
Où:

$x \in R^n$  est le vecteur d'état du système ;

$u \in R^m$  est le vecteur de commande ;

$y \in R^m$  est le vecteur de sortie.

Dans la commande à structure variable, la réponse d'un tel système passe en général par trois phases ou modes, appelés mode d'atteinte (*Reaching Mode, RM*), mode de glissement (*Sliding Mode, SM*), et le mode du régime permanent (*steady-state mode, SS*) [138], ces modes sont illustrés dans le plan de phase sur figure IV.10.



**Figure IV.10** Trajectoire d'un système de deuxième ordre à VSC

### IV.3.3 Choix de la surface de glissement

L'objectif premier d'un contrôleur à modes glissants est de diriger les états du système contrôlé vers une surface  $S$  définie et de maintenir le système sur cette surface. Cette surface  $S$  contribue à définir une fonction linéaire  $S(x)$  appelée fonction de commutation (*switching function*) tel que [139, 140] :

$$S(x) = S \cdot x \quad (\text{IV.19})$$

Où :  $S \in R^{m \cdot n}$  et  $S = \{x \forall R^n : S \cdot x = 0\}$

Généralement, le nombre de surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $u$  [134].

La fonction linéaire  $S(x)$ , doit satisfaire les conditions de convergence et de stabilité du système, une forme générale a été donnée par [141] :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (\text{IV.20})$$

Où :

$e(x)$ : est l'erreur entre la variable à réguler et sa référence :  $e(x) = x^* - x$  ;

$\lambda$  : est une constante strictement positive.

$n$  : est un degré relatif.

#### IV.3.4 Condition d'existence du mode glissant

Le critère d'existence du mode glissant garantit que la surface glissante est bien atteinte par le système. Lors de la phase d'atteinte du mode glissant, ( $S \neq 0$ ) la condition suffisante de l'existence du mode glissant et  $S = 0$ , dans un temps fini est que la partie d'inégalités dans (IV.21) soit vraie [142].

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

Comme le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisée la seconde méthode de *Lyapunov* est utilisée pour l'étude de l'existence du mode glissant, qui est la fonction scalaire de *Lyapunov* est défini-positive ( $V(x) > 0$ ), la loi de commande doit faire décroître cette fonction, ç-à- d ( $\dot{V}(x) < 0$ ), pour cela une fonction scalaire  $V(x)$  est choisie comme suit [143] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^t(x) S(x) \quad (\text{IV.22})$$

où:

$S^t$  est la transposée de  $S$ .

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = S^t(x) \dot{S}(x) \quad (\text{IV.23})$$

Pour les systèmes mono-variables elle s'écrit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.24})$$

Pour que (IV.24) soit décroissante, sa dérivée doit être alors négative :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.25})$$

Tant que (IV.24) est vérifiée, la dynamique du système sur  $S(x)$ , ainsi que sa stabilité sont indépendantes du système (IV.25), et elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commande. Lorsque la trajectoire de phase reste sur la

surface  $S(x)$ , le système est dit en mode de glissement et cela jusqu'à ce qu'il arrive à un état d'équilibre (régime permanent). Cette inégalité fondamentale (IV.25), permet de déterminer les paramètres de réglage.

### IV.3.5 Détermination de la loi de commande

Dans la théorie des VSC, il y a différentes manières pour choisir les paramètres définissant la logique de commutation. Cependant, trois (3) types de structures sont très répandus : la commande par contre-réaction linéaire à gains commutés, la commande par relais et la commande équivalente. Les deux dernières approches, sont les préférées dans la commande des machines électriques [143]. Dans notre cas, la méthode choisie est celle de la commande équivalente, schématisée sur la figure. IV.11

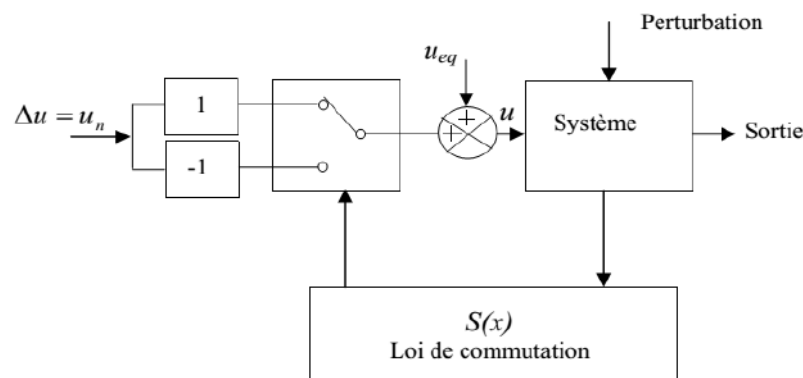


Figure IV.11 Schéma fonctionnelle de la commande équivalente

### IV.3.6 Commande équivalente

L'analyse qui va suivre est issue de [144, 145]. La commande équivalente est augmentée par un terme appelé action de la commande discontinue ( $u_n$ ), pour satisfaire les conditions d'atteinte de la surface  $S(x)$ .

Dans ces conditions la commande est écrite comme suit :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{IV.26})$$

La première étape consiste à définir une entrée  $u_{eq}$ , de telle façon que la trajectoire d'état reste sur la surface de commutation  $S(x)=0$ . La dérivée de la surface  $S(x)$  est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{IV.27})$$

En substituant (IV.18), et (IV.26) dans (IV.27), on aura :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} A(x) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x)u_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} B(x)u_u \quad (\text{IV.28})$$

La commande équivalente est déterminée durant la phase de glissement et la phase du régime permanent en identifiant que  $S(x)=0$ , et par conséquent  $\dot{S}(x) = 0$ , et  $u_n = 0$ . Dans ces conditions la solution de l'équation (IV.28) est :

$$u_{eq} = \left( \frac{\partial S}{\partial x} B(x) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A(x) \quad (\text{IV.29})$$

Sous la condition suivante :

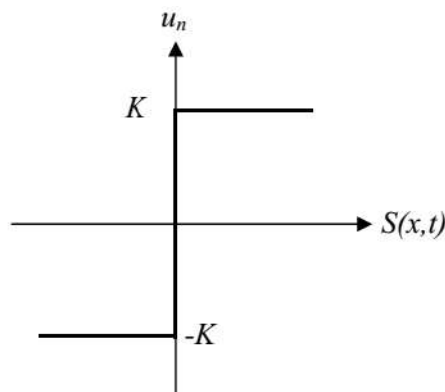
$$\frac{\partial S}{\partial x} B(x) \neq 0$$

Une fois  $u_{eq}$  défini, (IV.27) est substituée dans le système (IV.26), pour avoir la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \cdot u_n \quad (\text{IV.30})$$

La commande  $u_n$  est définie durant le mode de convergence doit satisfaire la condition  $S\dot{S} < 0$ . Afin de satisfaire cette condition, le signe de  $u_n$  doit être opposé à celui de  $S(x, t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$ . La commande  $u_n$ , est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par la fonction «*sign*» (Figure. IV.12) :

$$u_n = K \text{sign}(S(x)), \quad \text{avec } K > 0 \quad (\text{IV.31})$$



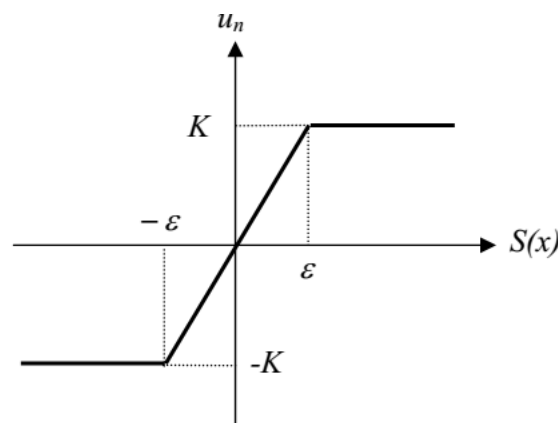
**Figure IV.12** Fonction «*sign*» de  $u_n$

La phase de glissement correspond à celui d'un relais commutant avec une fréquence infinie. Une fréquence d'oscillation infinie suppose des éléments idéaux de commutation (relais

sans seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation), ce qui n'est pas le cas en pratique. En présence de ces imperfections la fréquence de commutation devient alors finie, et se manifeste par des oscillations autour de la surface de glissement  $S$ , ces dernières auront une amplitude d'autant plus grande et une fréquence d'autant plus basse que les imperfections sont importantes. Ce phénomène est appelé phénomène de broutement (*chattering* en anglais). Pour remédier à ce problème qui peut aller jusqu'à détruire les équipements des systèmes, la fonction discontinue « *sign* », est remplacée par des fonctions continues, en créant une bande autour de la surface de glissement  $S$  [146]. D'autres méthodes sont proposées pour limiter ce phénomène, par exemple [134] a utilisé pour la commande d'une MAS par régulateurs à mode glissant la commande dite douce à un seul seuil, elle est donnée par le système (IV.31) et représentée sur la figure.IV.13.

$$u_n = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} K S(x) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

Cette fonction est connue aussi par, la fonction saturation « *sat* ».



**Figure IV.13** Commande  $u_n$  adoucie « *sat* »

Dans [147], il a utilisé une commande intégrale compensée par un terme  $\eta > 0$ , elle est définie comme suit :

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + \delta} + \eta \quad (\text{IV.32})$$

avec:

$$\delta = \begin{cases} \delta_0 & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \\ \delta_0 + \gamma \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

$$\eta = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \\ \xi \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \end{cases}$$

où:  $\delta, \eta, \gamma, \xi, \varepsilon$  sont des constantes positives.

La commande est illustrée par la figure. IV.14

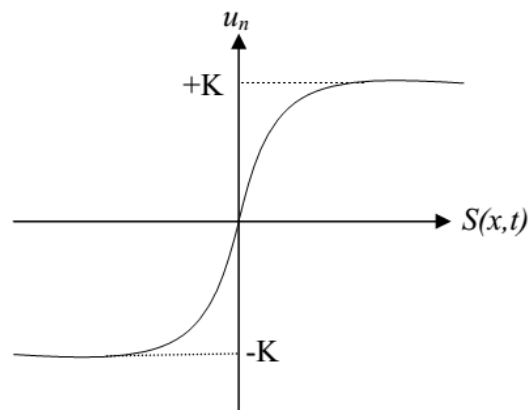


Figure IV.14 Commande  $u_n$  intégrale

### III.3.7 Commande de la MAS par régulateur à mode glissant

Soit l'application de la commande en mode glissant à la commande vectorielle à flux rotorique orienté dotée de la technique *SVPWM*. En premier lieu, on considère la commande à mode glissant pour une structure dite en cascade (Figure IV.15), où tous les régulateurs sont à mode glissant [134, 147], puis, une autre forme sera appliquée, qui associe régulateurs *PI* et mode glissant [143, 148].

La structure en cascade présentée est à trois surfaces, une pour la vitesse, et les deux autres pour les courants, le schéma de contrôle est montré sur la figure IV.15.

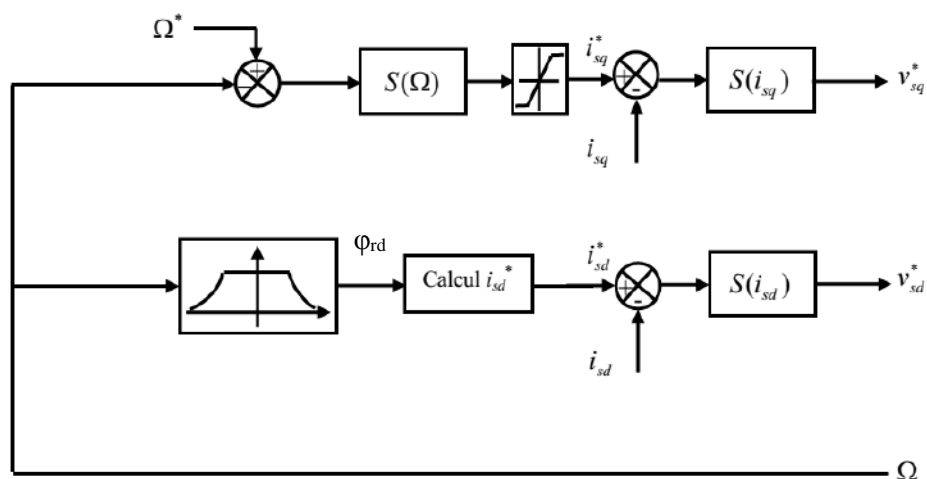


Figure IV.15 Schéma de control de la structure en cascade

Avant la détermination des surfaces  $S(\Omega)$ ,  $S(i_{sq})$ ,  $S(i_{sd})$ , on soustrait d'abord aux équations de la MAS dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté écrites dans (IV.34) ceci:

$$\begin{cases} V_{sd} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sd} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \varphi_{rd} \\ V_{sq} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} - P \Omega \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \\ C_e = K_t \varphi_{rd} i_{sq} \end{cases} \quad (IV.34)$$

Avec:

$$K_t = P \frac{3 L_m}{2 L_r}$$

En choisissant  $n=1$ , dans l'équation (IV.20), la surface de la vitesse est définie par :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.35)$$

La dérivée de  $S(\Omega)$  est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (IV.36)$$

En remplaçant dans (IV.36), l'expression de  $\dot{\Omega}$  tirée de (IV.34), et en introduisant la commande équivalente ( $i_{sq} = i_{sreq} + i_{sqn}$ ), on aura:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \left( \frac{K_t}{J} \varphi_{rd_{ref}} (i_{sreq} + i_{sqn}) - \frac{P}{J} C_r - \frac{f_v}{J} \Omega \right) \quad (IV.37)$$

Pendant la phase de glissement et au régime permanent  $S(\Omega) = 0$ , donc  $\dot{S}(\Omega) = 0$  et  $i_{sqn} = 0$ , d'où l'on tire l'expression de  $i_{sreq}$  :

$$i_{sreq} = \frac{J}{K_t \varphi_{rd_{ref}}} \left( \dot{\Omega}_{ref} + \frac{P}{J} C_r + \frac{f_v}{J} \Omega \right) \quad (IV.38)$$

L'action de la commande discontinue  $i_{sqn}$ , est définie durant la phase d'atteinte, et doit satisfaire la condition  $S \dot{S} < 0$ . Soit, en restituant (IV.38) dans (IV.37), il résultera :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{K_t}{J} \varphi_{rd_{ref}} i_{sqn} \quad (IV.39)$$

La fonction relais de base est choisie en premier lieu pour  $i_{sqn}$ , elle est déjà définie dans (IV.31), avec dans ce cas  $K = k\Omega$ .

- **L'Observateur de Luenberger**

Pour connaître la valeur de  $C_r$  de l'équation (IV.37) et afin de supprimer le capteur de couple de charge, on utilise un observateur de type *Luenberger* d'ordre deux (2) représenté par relation (IV.40). Cette méthode a été utilisée dans [149], elle est basée sur l'hypothèse que le couple de charge soit constant sur une période d'échantillonnage.

$$\begin{pmatrix} \frac{d\Omega}{dt} \\ \frac{dC_r}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{f_v}{J} - l_1 & -\frac{1}{J} \\ -l_2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\Omega} \\ \tilde{C}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{K_t \varphi_{rd}}{J} \\ 0 \end{pmatrix} i_{sq} + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix} \Omega \quad (IV.40)$$

La structure de la commande proposée, utilise deux surfaces, ( $S_{isd}$ ) et ( $S_{isq}$ ) pour réguler respectivement les courants  $i_{sd}$ , et  $i_{sq}$ , elles sont définies comme suit:

- Pour le courant  $i_{sd}$  :  $S(i_{sd}) = i_{sd}^* - i_{sd}$
- Pour le courant  $i_{sq}$  :  $S(i_{sq}) = i_{sq}^* - i_{sq}$

Maintenant, comme pour le régulateur de vitesse, nous mettons en œuvre la loi de commande qui force le système à se diriger vers la surface choisie en un temps fini, comme suit :

$$\begin{aligned} V_{sd\_ref} &= V_{sdeq} + V_{sdn} \\ V_{sq\_ref} &= V_{sreq} + V_{sqn} \end{aligned} \quad (IV.41)$$

où

$v_{sdeq}$ ,  $v_{sreq}$ , sont les actions de la commande équivalente, définies d'après le même raisonnement du paragraphe précédent, et issues des relations de (IV.34), de la manière suivante :

$$\begin{aligned} V_{sdeq} &= \sigma L_s (i_{sd\_ref} - \omega_s i_{eq}) + \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \varphi_{rd-ref} \\ V_{sreq} &= \sigma L_s (i_{sq\_ref} + \omega_s i_{ed}) + \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} P \cdot \Omega \cdot \varphi_{rd-ref} \end{aligned} \quad (IV.42)$$

et,

$v_{sdn}$ ,  $v_{sqn}$ , sont les actions de la commande discontinue, données après les calculs par :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{sd}) &= -\frac{1}{\sigma L_s} V_{sdn} \\ \dot{S}(i_{sq}) &= -\frac{1}{\sigma L_s} V_{sqn} \end{aligned} \quad (IV.43)$$

avec :

$$\begin{aligned} V_{sdn} &= K_{id} \text{sign}(S(i_{sd})) \\ V_{sqn} &= K_{iq} \text{sign}(S(i_{sq})) \end{aligned} \quad (IV.44)$$

On considère maintenant l'application d'une autre variante de surface, qui est définie par la relation suivante :

$$S(t) = e(t) - \int_0^t (k - a) e(\tau) d(\tau) \quad (\text{IV.45})$$

où :

$k$  : un gain constant.

$a$  : un paramètre défini par la commande.

Avec, l'équation mécanique définie par :

$$\dot{\Omega} + a\Omega + f_1 = bi_{sq} \quad (\text{IV.46})$$

Où,

$$a = \frac{f_v}{J}; f_1 = \frac{C_r}{J} \text{ et } b = \frac{K_t \varphi_{rdref}}{J}$$

Nous allons maintenant reconsidérer cette équation en introduisant les termes des incertitudes comme suit :

$$\dot{\Omega} = -(a + \Delta a)\Omega + (f_1 + \Delta f_1) + (b + \Delta b)i_{sq} \quad (\text{IV.47})$$

où  $\Delta a$ ,  $\Delta f_1$ ,  $\Delta b$ , représentent les incertitudes sur les termes  $a$ ,  $f_1$ , et  $b$  respectivement.

Maintenant, définissant l'erreur de la vitesse par :

$$e(t) = \Omega(t) - \Omega_{ref}(t)$$

Où,  $\omega^*(t)$ , est la vitesse de référence. La dérivée temporelle de (IV.47) s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \dot{\Omega}(t) - \dot{\Omega}_{ref}(t) = -a e(t) + u(t) + d(t) \quad (\text{IV.48})$$

Où, les termes suivants sont regroupés dans le signal de commande  $u(t)$  :

$$u(t) = bi_{sq} - a \Omega_{ref}(t) - f_1(t) - \Omega_{ref}(t) \quad (\text{IV.49})$$

Et, les termes des incertitudes sont regroupés dans  $d(t)$  :

$$u(t) = k e(t) - \beta \text{sign}(S(t)) \quad (\text{IV.50})$$

où  $k$  doit être strictement négatif,  $\beta$  est le gain de commutation qui doit être choisi de tel sorte que  $\beta \geq |d(t)| \quad \forall t$ .

Finalement, le courant de référence  $i_{sq}^*$ , est obtenu en substituant (IV.50) dans (IV.49) :

$$i_{sq\_ref} = \frac{1}{b} [k \cdot e - \beta \operatorname{sign}(S) + a\Omega_{ref} + \dot{\Omega}_{ref} + f_1] \quad (\text{IV.51})$$

Les mêmes critères de robustesse ont été repris pour la nouvelle variante de la surface.

### IV.3.8 Résultat de simulation

Le schéma synoptique de la chaîne de pompage photovoltaïque et présenté dans la figure IV.16. la chaîne comporte un GPV, Convertisseur de puissance, MAS et une pompe contrôlée par une commande par mode glissant.

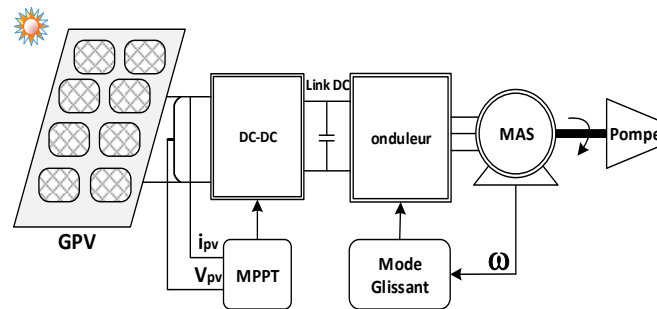


Figure IV.16 Schéma synoptique d'un système de pompage

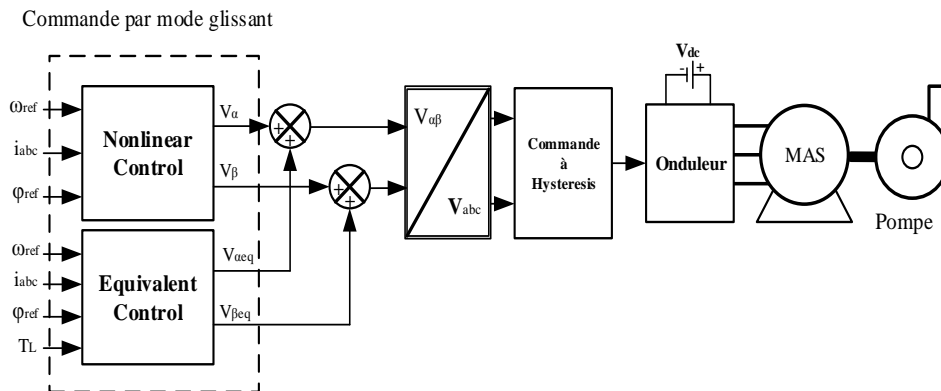
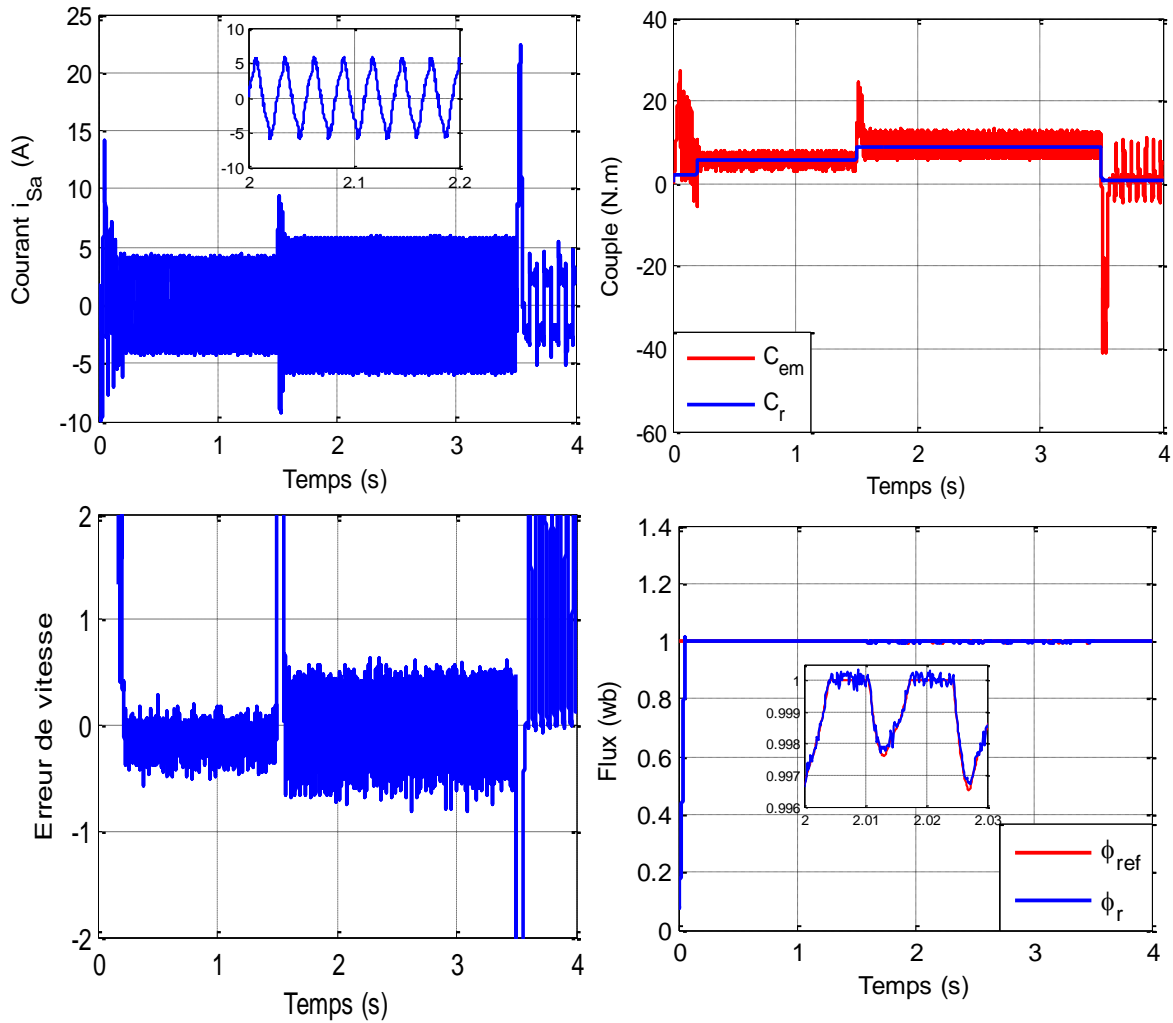


Figure IV.17 Commande par mode glissant

Les résultats de simulations du système de pompage d'eau de PV sont présentés. La simulation est exécuté pour une durée de 4s en Matlab. Les deux cas sont considérés. Le premier consiste à changer la hauteur de la pompe hydraulique (H) de 2 à 15 m au moment de 1.5s. Dans le deuxième cas, la variation de la vitesse entre 157, 200 et 50 rad/s. Selon la variante de la tête (la hauteur de la pompe) et de la vitesse, la figure IV.20 montre les résultats de simulation de pompe hydraulique puis le flux d'eau. "Figure. IV.18, "illustre les résultats du moteur, comme couple et la vitesse sur la base de la commande en mode glissant, que la vitesse suit le référence en raison de SMC, il atteint le régime permanent à de 0.02s et reste stable indépendamment de la vitesse et de variation de couple. Ces résultats montrent que le SMC

assure des meilleures performances et les oscillations sont lors du changement de la charge. On constate que la vitesse du moteur reste pratiquement constante. Grâce à ces simulations, nous pouvons dire que le contrôle du système est insensible aux variations mécanique et électrique. On note que la SMC génère le phénomène de chattering quand le moteur fonctionne à faible vitesse, comme montre la figure IV.19.



**Figure IV.18** Résultat de simulation de la MAS

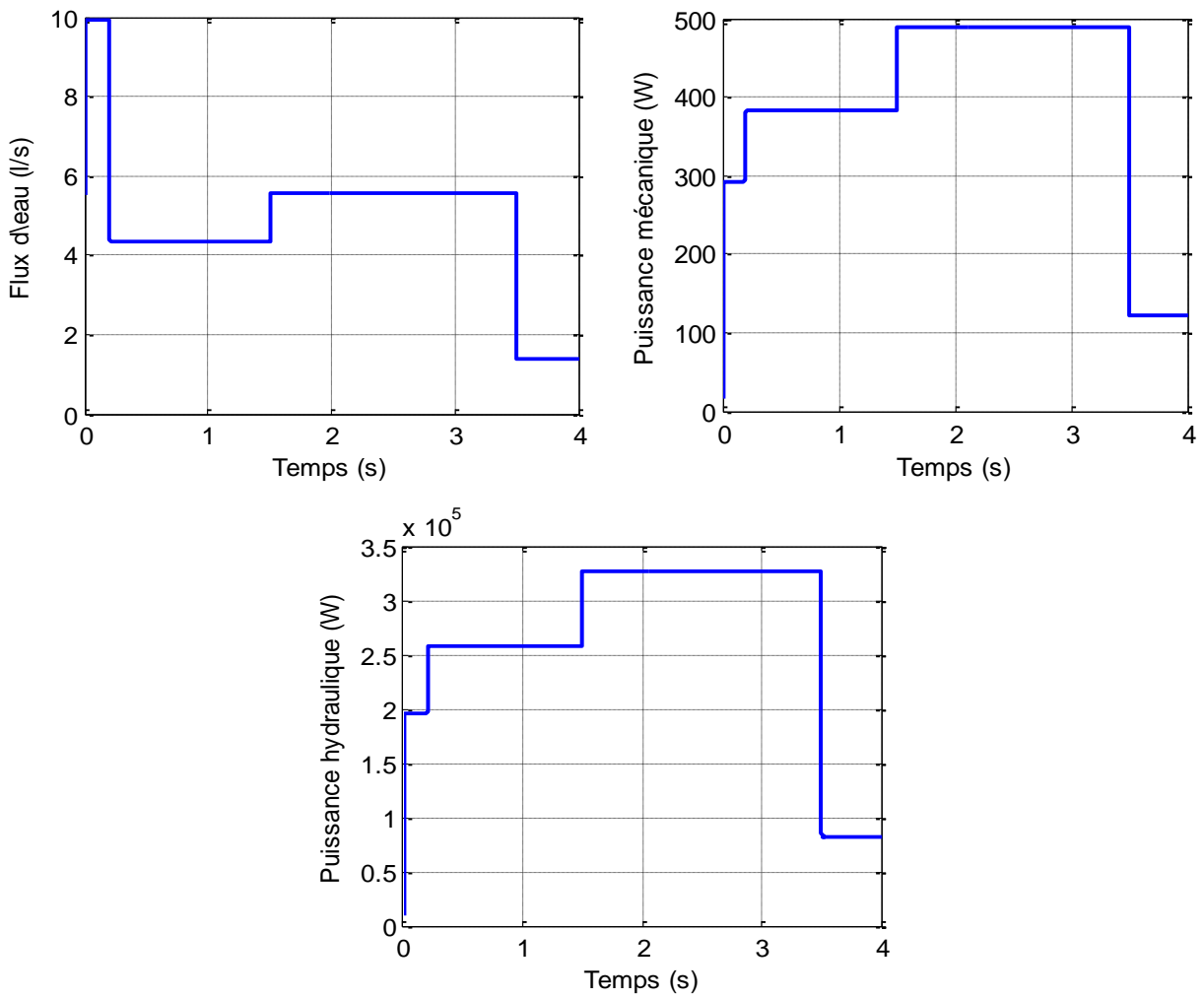
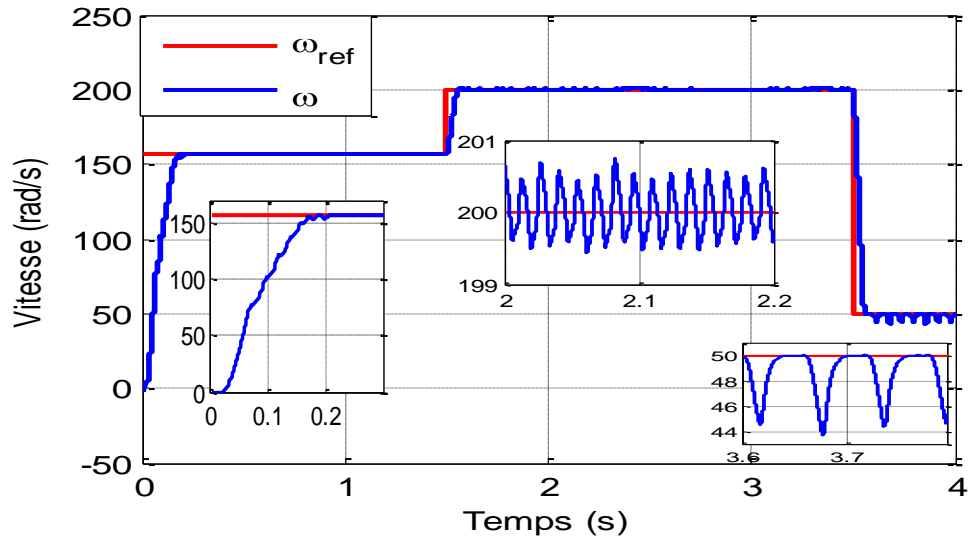


Figure IV.20 Résultat de la pompe

#### IV.4 Amélioration de la commande SMC

Le principal inconvénient de la commande par mode glissant (SMC) est la fréquence de commutation élevée (chattering) [150-153]. Pour remédier à ce phénomène la commande doit s'adapter aux variations des paramètres ou des perturbations externes.

Cependant, on propose une commande par mode glissant floue (FSMC) pour pallier efficacement au phénomène de chattering [154-160]

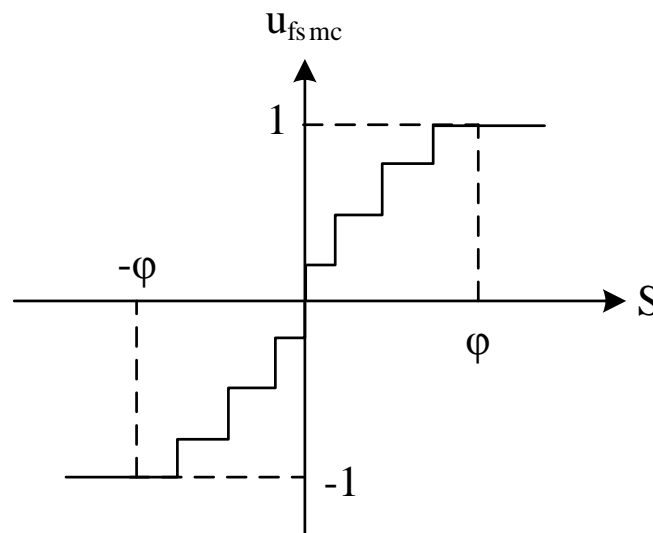
##### IV.4.1 Commande par mode glissant-floue

L'élimination du phénomène de chattering est effectuée en lissant la de commande discontinuité dans une couche limite mince à proximité de la surface de glissement [161]. En fait, la fonction signe est remplacée par fonction *sat* comme suit.

$$sat\left(\frac{S(t)}{\varphi}\right) = \begin{cases} sgn(s(t)) & Si \quad S(t) > 0 \\ \frac{S(t)}{\varphi} & Si \quad S(t) < 0 \end{cases} \quad (IV.52)$$

Où,  $\varphi$  est l'épaisseur de la couche limite.

La fonction *sat* est à son tour remplacée par un système flou qui agit comme fonction de saturation avec une pente non linéaire à l'intérieur de la couche limite mince.



**Figure IV.21** Structure du système flou

La commande FSMC a deux signaux :  $S(t)$  et sa dérivée  $\Delta S(t)$  comme variables d'entrées et  $u_{fsmc}$  en tant que variable de sortie. La méthode de défuzzification utilisée est basée sur la méthode du centre de gravité. Les règles floues et la méthode d'inférence Mamdani floue

sont conçus pour avoir une réponse appropriée, l'éliminer le phénomène de chattering, et de satisfaire la condition de stabilité (tableau IV.1).

E/CE	Negative	Zero	Positive
Negative	Negative	Negative	Zero
Zero	Negative	Zero	Positive
Positive	Zero	Positive	Positive

**Tableau IV.1** Règles de FSMC

#### IV.4.1.1 Simulation de la commande FSMC

En simulation, on a considéré le changement à l'instant 1.5s, de la hauteur de la pompe (H) de 2m à 15 m et variation de la vitesse de 157 rad/s (vitesse nominale) à 200 rad/s (supérieure à la vitesse nominale) et finalement à 50 rad/s (inférieure de la vitesse nominal)

Les résultats de simulation sont présentés par les figure IV.21 et IV.22. On note que la vitesse suit correctement sa valeur de consigne et atteint son régime permanent à l'instant de  $t=0.1s$ , tout en restant stable quel que soit la variation de la vitesse et du couple.

Aussi, il est essentielle de noter grâce à l'analyse des superpositions des courbes de vitesses que le phénomène du chattering est nettement plus réduit dans le cas du FSMC que par la commande en mode glissant, malheureusement le flux est oscillatoire.

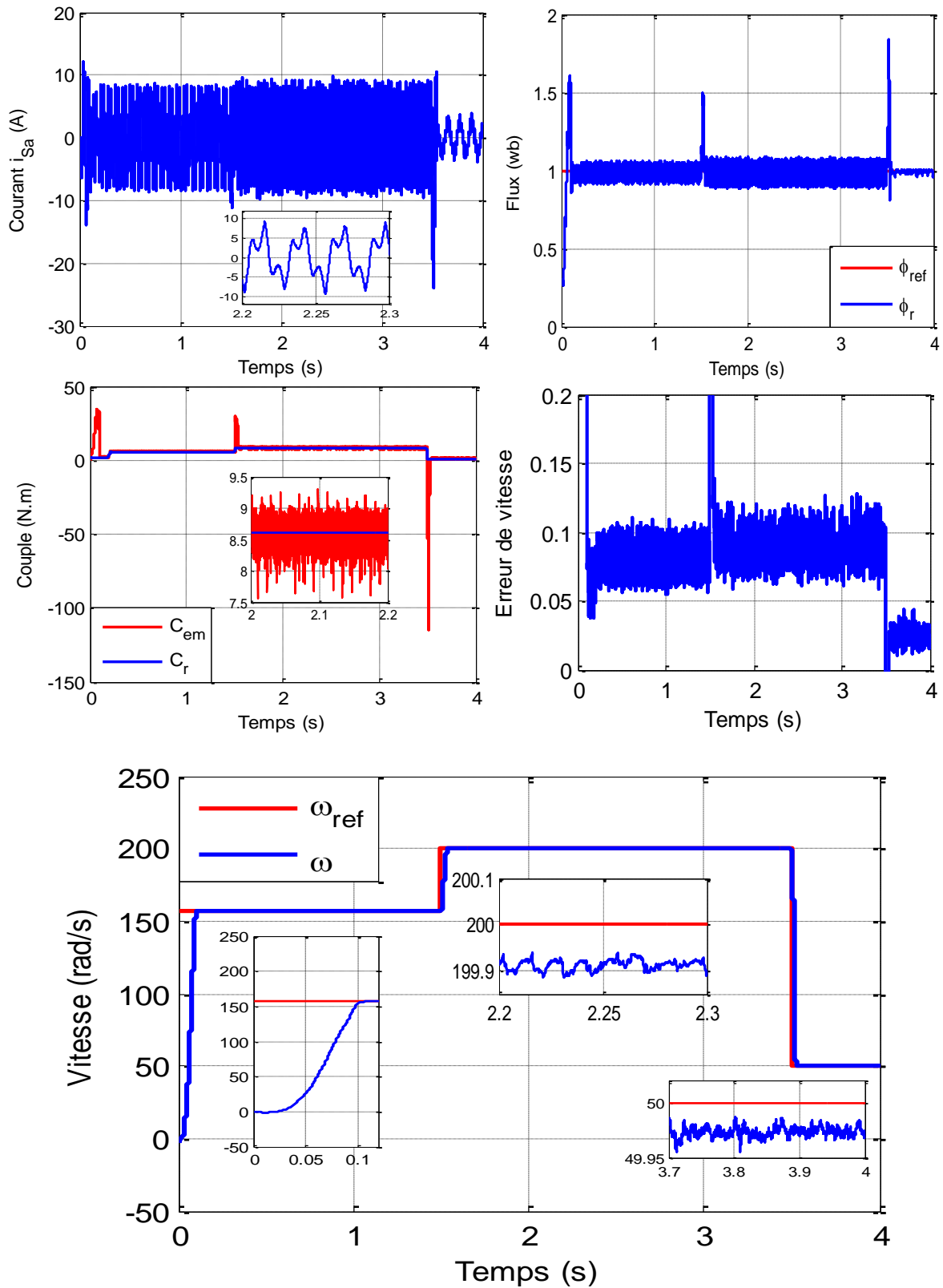
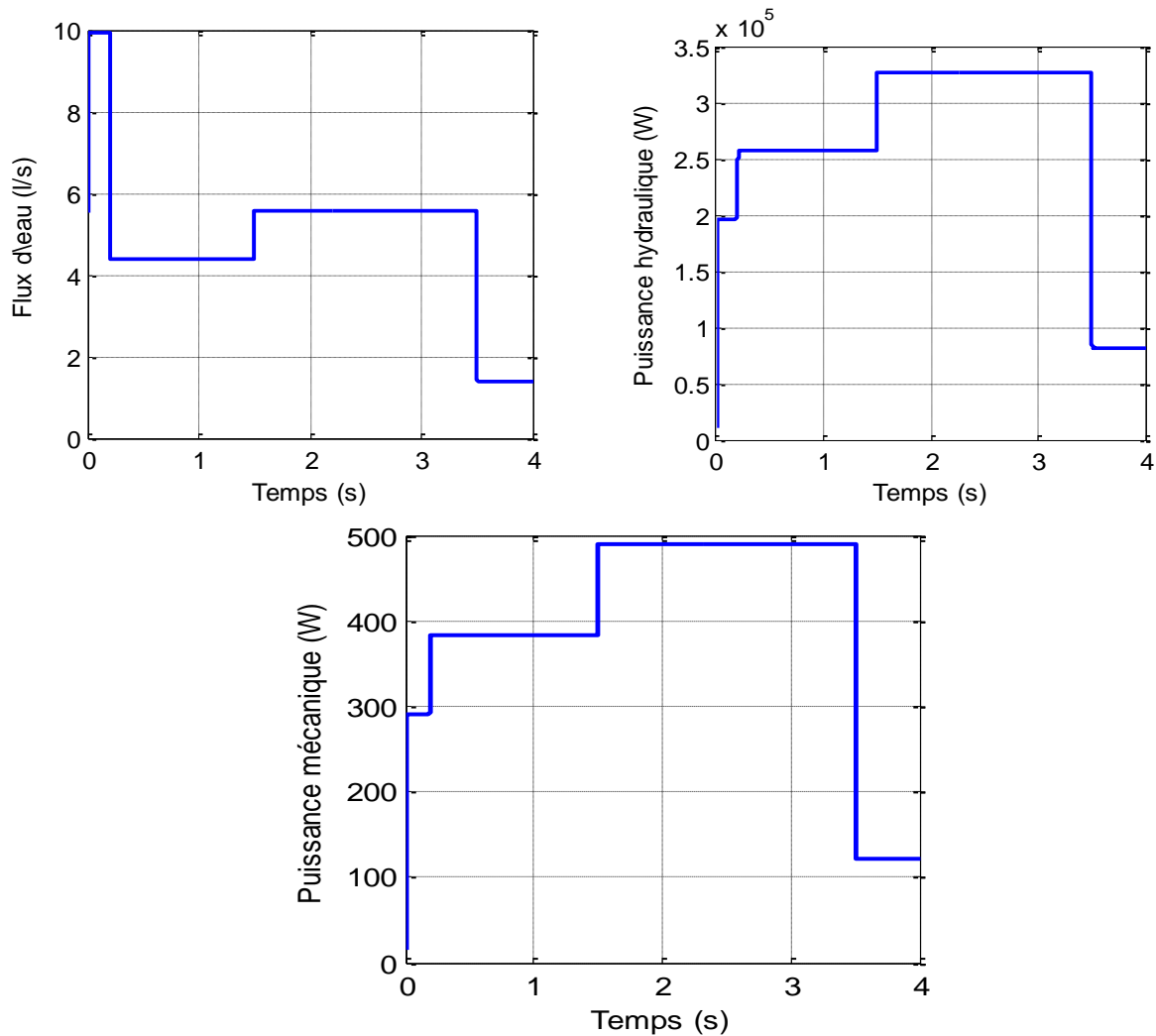


Figure IV.22 Résultats de simulation avec la commande FSMC



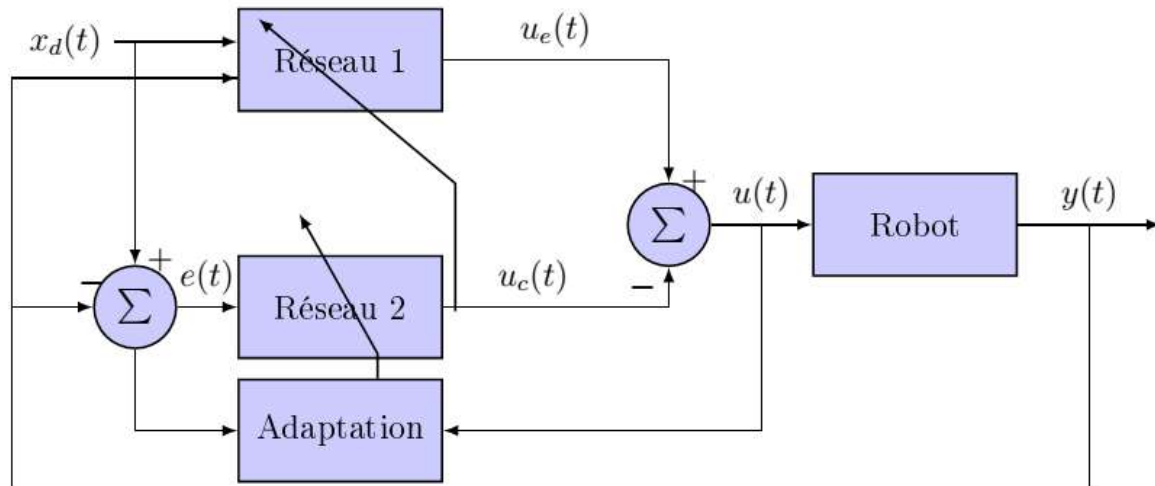
**Figure IV.23** Résultats de simulation de la pompe avec la commande FSMC

#### IV.4.2 Application des réseaux de neurones dans la commande par mode glissant

L'intégration des réseaux de neurones (RN) dans un contrôleur glissant peut être classée en deux catégories principales :

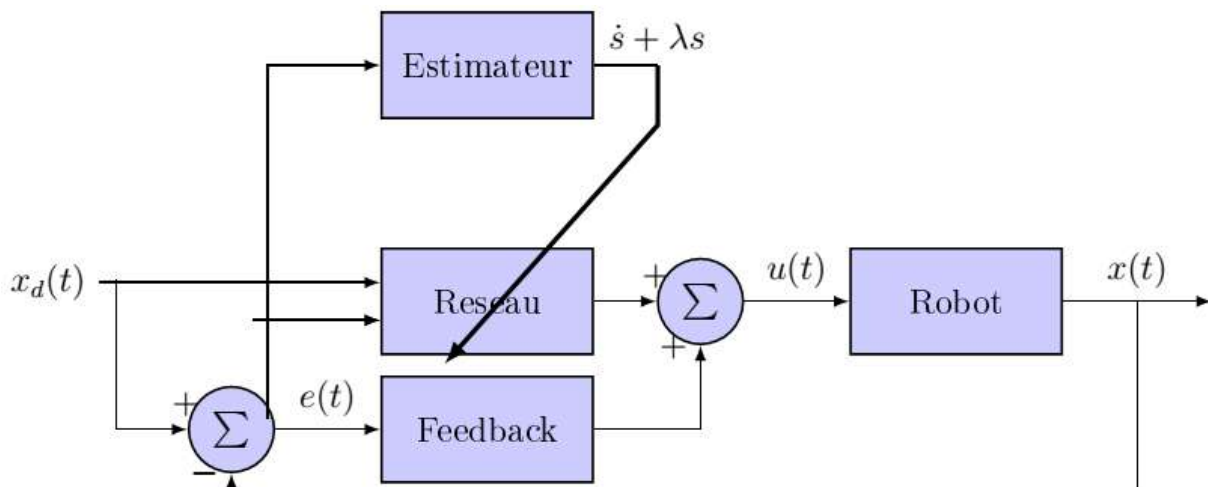
- Utilisation des réseaux de neurones dans la boucle de retour du contrôleur mode glissant en parallèle pour calculer la commande équivalente ;
- Utilisation des réseaux de neurones pour l'adaptation des paramètres de la commande par mode glissant.

Plusieurs structures sont proposées en littérature : Architecture glissant-neurone l'architecture de la figure IV.24 est proposée par [161] où deux réseaux neuronaux sont utilisés en parallèle pour réaliser la commande équivalente. L'entrée du premier réseau est constituée de l'état désiré et l'état actuel tandis que l'entrée du deuxième réseau est la surface  $S$ .



**Figure IV.24** Architecture de contrôle par mode glissant-neurone [161]

Une seconde architecture représentée par la figure IV.25. Les entrées du réseau sont sélectionnées comme le sinus des positions angulaires désirées, les vitesses désirées, les erreurs en position, et les erreurs en vitesse. Un algorithme d'apprentissage de type gradient est proposé pour adapter les poids du réseau pour minimiser la fonction coût :  $J = \frac{1}{2}(Ks + \dot{s})^2$  [162].



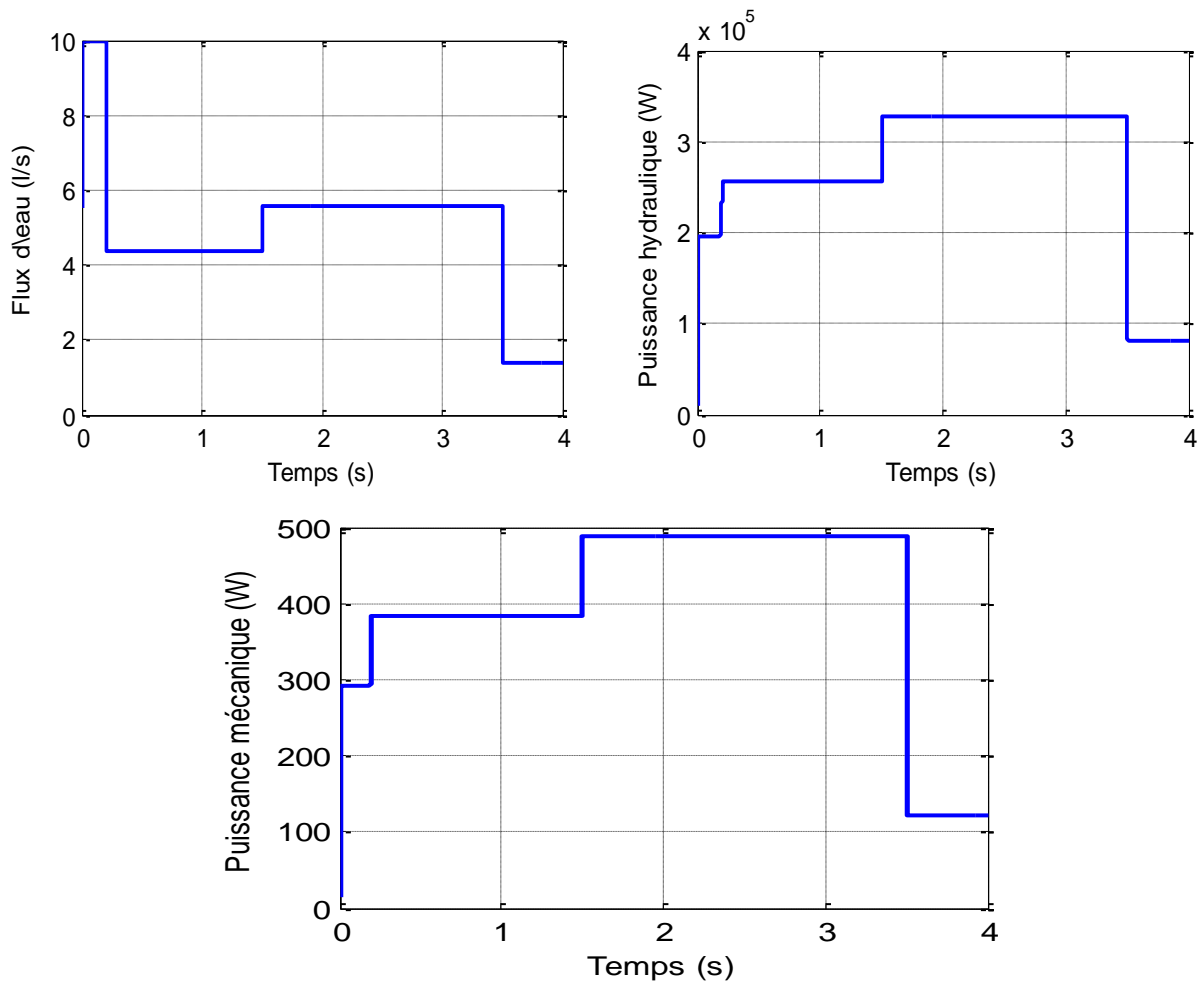
**Figure IV.25** Architecture proposée par [162]

D'autres architectures peuvent être consultées dans la bibliographie [163-165] et autres ...

#### IV.4.2.1 Simulation de la commande RNSMC

On a considéré les mêmes conditions que pour le cas de FSMC , on remarque que l'intelligence artificiel avec les réseau de neurone assure des meilleurs résultats par rapport la logique floue, bien sûr avec l'élimination de phénomène de chattering et aussi la suivi les valeurs de référence pour la vitesse, le couple et le flux.

La RNSMC assure une robustesse remarquable selon tous les variations et du couple et la vitesse,



**Figure IV.26** Résultats de simulation de la pompe avec la commande RNSMC

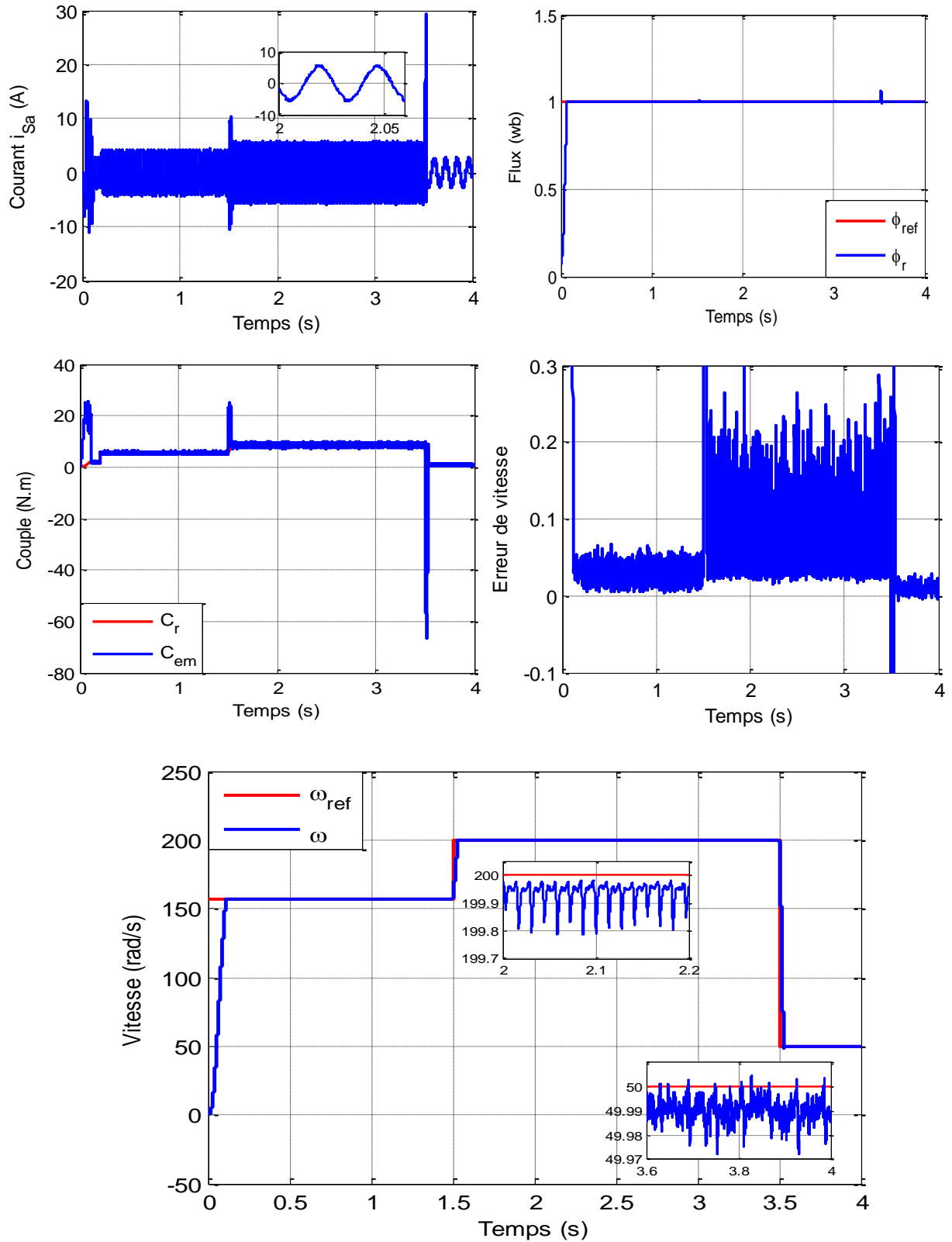


Figure IV.27 Résultats de simulation avec la commande RNSMC

### IV.4.3 Etude Comparative

La figure IV.28 et IV.29 montre la comparaison entre La commande par mode glissant et les techniques d'amélioration de de cette commande avec l'intelligence artificielle (logique floue et réseau de neurone)

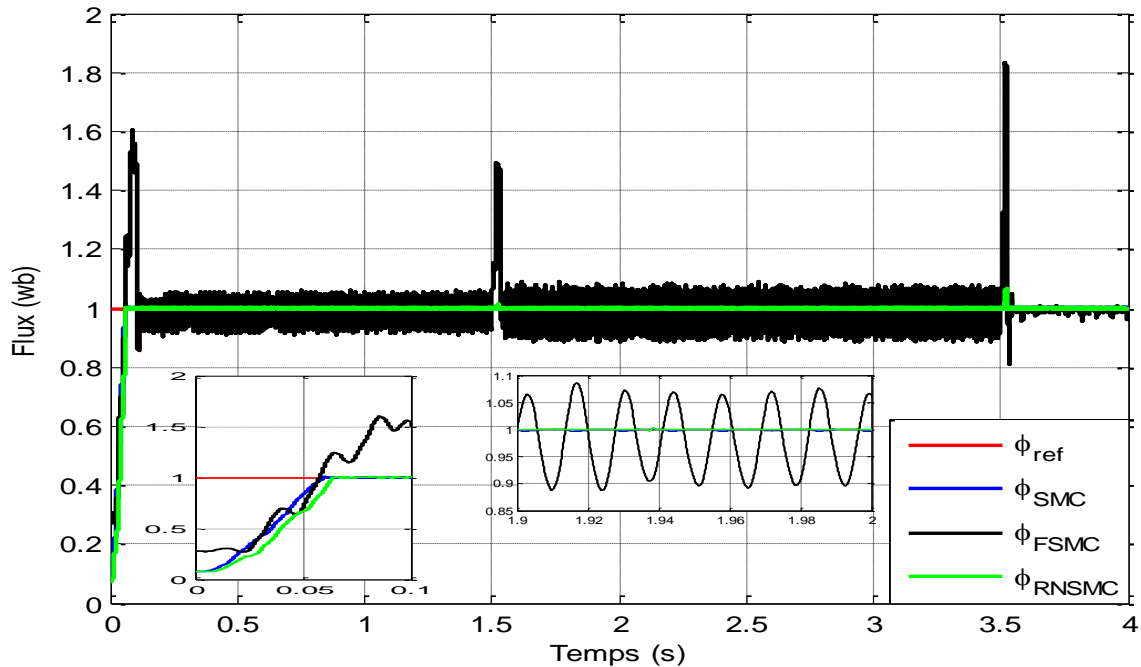


Figure IV.28 Comparaison du flux de MAS entre SMC, FSMC et RNSMC

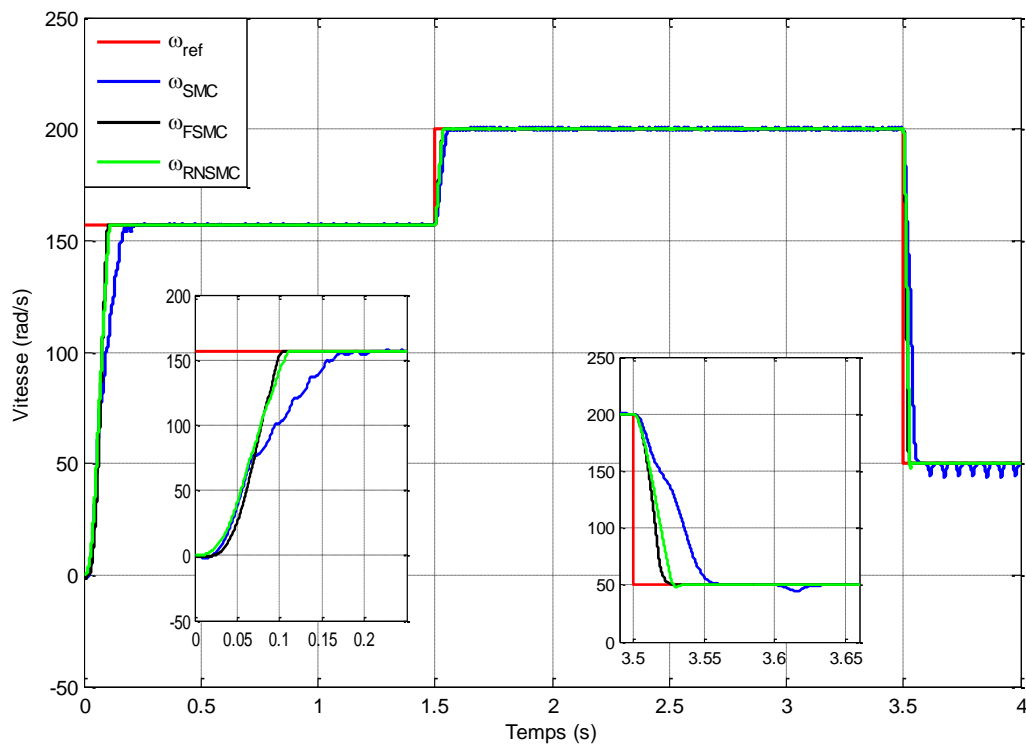


Figure IV.29 Comparaison de la vitesse de MAS entre SMC, FSMC et RNSMC

### **IV.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les techniques de l'intelligence artificielle en particulier les réseaux de neurones RN, logique floue. Nous avons aussi présenté la commande par mode glissant. Une attention particulière a été prêté aux réseaux RN dans la commande par mode glissant.

Selon l'étude que nous avons fait sur l'amélioration de la commande par mode glissant avec la logique floue et réseau neurone, on remarque que la commande glissant-neurone assure de meilleurs résultats par rapport aux autres techniques tout en résolvant le problème de chattering et moindre d'écart par rapport à sa référence, et aussi d'entraîner la machine dans tous les cas de variation brusque de vitesse et du couple.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Les systèmes de conversion photovoltaïques se caractérisent par la variation de leur puissance électrique en fonction des conditions météorologiques car la puissance transférée à la charge correspond rarement à la puissance maximale que le générateur photovoltaïque (GPV) peut fournir. Donc, une commande forçant le GPV à produire le maximum de puissance disponible à ses bornes, s'avère incontournable pour améliorer le rendement du système de conversion. A cet effet, une commande MPPT appliquée à un convertisseur abaisseur de tension a été développée. Pour cela, deux types d'algorithmes ont été présentés et discutés. Par la suite, les modèles mathématiques des blocs constituant la chaîne de conversion ont été développés et validés par simulation sous logiciel MatLab simulink.

En seconde phase, on a décrit la commande vectorielle et la commande directe du couple (*DTC*) et par mode glissant, envisageables dans les applications de pompage. Cependant, les performances de ces deux commandes à base de régulateur PI conventionnel et à base de logique floue ont été évaluées. Il ressort que vu que les régulateurs *PI* sont limités par leurs dynamiques et leurs sensibilités vis-à-vis les variations paramétriques, la commande par mode glissant a été considérée. Toutefois, cette technique de commande présente des oscillations à hautes fréquences dues à la commande discontinue. Les résultats ont montré une dynamique excellente lors de la simulation sous des différentes consignes appliquées au système afin de vérifier les performances de l'asservissement de vitesse.

Donc, en vue de l'amélioration des performances, une évaluation de commande sans capteur de vitesse à base de la logique floue a été analysée. Selon l'étude que nous avons faite sur l'amélioration de la commande par mode glissant avec la logique floue et réseau neurone. On remarque que la commande glissant-neurone assure de meilleurs résultats par rapport aux autres techniques en terme d'amélioration phénomène de chattering et moindre d'écart par rapport à sa référence.

# BIBLIOGRAPHIE

## BIBLIOGRAPHIE

- [1]. K. Töpfer. “Decarbonisation of energy supply—central challenge for mankind. Clean Power from Deserts”, *The DESERTEC Concept for Energy, Water and Climate Security, WhiteBook*, 2009.
- [2]. D. Rekioua, A. Achour, and T. Rekioua, “Tracking power photovoltaic system with sliding mode control strategy”, *Energy Procedia*, Vol 36, pp. 219–230, 2013.
- [3]. A. M. Razali, M. Rahman, G. George, N. Rahim et al. “Analysis and design of new switching lookup table for virtual flux direct power control of grid connected three-phase pwm ac–dc converter”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 51, No. 2, pp.1189–1200, 2015.
- [4]. P.W. Carlin. “The History and State of Art of Variable-Speed Wind Turbine Technology”, *NREL/TP-500-28607*, 2001.
- [5]. O. Gergaud. “Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur”, *Docteur de l'École Normale Supérieure de Cachan*, 2002.
- [6]. [www.neal-dz.net](http://www.neal-dz.net), consulté en 2013.
- [7]. H. Renaudineau, A. Houari, J.-P. Martin, S. Pierfederici, F. MeibodyTabar and B. Gerardin, “A New Approach in Tracking Maximum Power Under Partially Shaded Conditions With Consideration of Converter Losses”, *Solar Energy*, Vol. 85, pp. 2580-2588. 2011.
- [8]. Corinne Alonso, “Contribution à l’optimisation, la gestion et le traitement de l’énergie”, *Mémoire (Habilitation à diriger les recherches)*, décembre 2003
- [9]. Alain Ricaud, “Photopiles solaires”, *ISBN 2-88074-326-5*.
- [10]. A.E.M. Shahin, “Contribution à A L’optimisation des Structures de Conversion DC/DC Non Isolées”, *Thèse de Doctorat de ENSEM, INPL*, Nancy, 2011.
- [11]. V. Salas, E. Olias, A. Barrado, A. Lazaro, “Review of the maximum power point tracking algorithms for standalone photovoltaic systems”. *Solar Energy Materials & Solar Cells*, Vol.90, pp. 1555–1578, 2006.
- [12]. Z. Ayache, A. Bendaoud, H. Slimani, B. Benazza, H. Miloudi, A. Bentaallah. “Commande MPPT et Contrôle d’un Système Photovoltaïque par la Logique Floue”, *Université Djilali Liabès, ICEN'10*. 2010.
- [13]. Benjamin Dessus, “Energie: un défi planétaire”. *ISBN 2 -7011-2037-3*.
- [14]. B. Azoui et al, “Sizing and optimization models for photovoltaic pumping system using BLDCM Motor”, *AMSE*, pp. 55-69, 2003.
- [15]. H. Hadi, “Photovoltaic water pump system”, *PhD thesis university of Kochi*, 2003.
- [16]. S. Makhloufi, “Contribution à l’optimisation des installations photovoltaïques par des commandes intelligentes”. *Thèse de doctorat en science université de Batna*, 2013.
- [17]. E. Lorenz et al, “Solar Electricity: Engineering of Photovoltaic Systems”. *Report of the Universidad Politécnica de Madrid*, 2000.
- [18]. D. Y. Goswami, “Principles of Solar Engineering”, *Taylor and Francis, second ed*, 2000.
- [19]. R. Geoffrey, J. Walker, C. Pierce, “Photovoltaic DC-DC Module Integrated Converter for Novel Cascaded and Bypass Grid Connection Topologies, Design and Optimisation”, *IEEE*, 2007
- [20]. Q. Kou, S. A. Klein, W. A. Beckman, “A method for estimating the long-term performance of direct-coupled PV pumping systems”, *Solar Energy*, Vol 64, No. 1–3, pp. 33–40, September 1998

- [21]. M. Akbaba, and al. "Matching Of Separately Excited Dc Motors to Photovoltaic Generators For Maximum Power Output", *Solar Energy*, Vol. 63, No. 6, 1998, pp. 375-385.
- [22]. V. C. Mummadi, "Steady State And Dynamic Performances Analysis Of PV Supplied DC Motors Fed From Intermediate Power Converter", *Solar Energy Materials & Solar Cells*, Vol-61, pp. 365-381. 2000
- [23]. A. A. Ghoneim, "Design optimization of photovoltaic powered water pumping systems". *Energy Conversion and Management*, vol. 47, pp. 1449–1463, 2006.
- [24]. M. A. Elgendy, B. Zahawi and D. J. Atkinson, "Comparison of Directly Connected and Constant Voltage Controlled Photovoltaic Pumping Systems". *IEEE Transactions on sustainable energy*, Vol. 1, No. 3, October 2010.
- [25]. J. R. Potebaum, "Optimal Characteristics Of A Variable Frequency Centrifugal Pump Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, N. 1, pp. 23-31, Feb. 1984.
- [26]. M. Arrouf, "Optimisation d l'ensemble onduleur, moteur et pompe branche sur un générateur photovoltaïque". *Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine*, 2007.
- [27]. R. Chenni, "Etude technico-économique d'un système de pompage photovoltaïque dans un village solaire". *Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine*, 2007.
- [28]. J. Appelbaum, M.S. Sarme, "The operation of a permanent magnet DC motors powered by a common source solar cells", *IEEE Trans. on energy. conv*, Vol. 4, pp. 635-642, 1989.
- [29]. S. R. Bhat et al, « Performance optimization of induction motor-pump system using photovoltaic energy source », *IEEE Tran. On Ind .App*, Vol.23, N° 6, 1987.
- [30]. W. R Anis et al, "Coupling of a volumetric pump to a photovoltaic array", *Solar cells*, Vol.14, pp. 27-42, 1985.
- [31]. D. Weigner and at Levinson, "Watt pumping optimal operation", *Electrical Machines and power system, Electric machines and components*, Vol. 24, No. 3, pp. 277-288, 1996.
- [32]. D. Langrigge et Al, "Development of a photovoltaic pumping system using brushless DC motor and helical rotor pump". *Solar energy*, Vol. 56, No. 2, pp.151-160, 1996.
- [33]. C. L. P. Swamy, "Dynamic performance of permanent magnet brushless DC motor powered by a PV array for water pumping". *Solar Energy Mater Solar Cells*, Vol.36, pp.187–200.1995.
- [34]. B. Azoui, "Concept and realization of a three-phase brushless DC motor for solar application", *Doctorat d'états Es '-Science, University of Batna*, 2002.
- [35]. "Magtech Brushless Motor Source Book". *Axsys Technologies, Inc. Motion Control Products San Diego*. April, 2002.
- [36]. I. H .Altas, A.M. Sharaf, "A novel on–line MPP search algorithm for PV array", *IEEE Trans on Energy. Conv*. Vol.11, No.4, pp. 748-754, 1996.
- [37]. OI. Akihiro, "Design and simulation of photovoltaic water pumping system", *Master Thesis California Polytechnic State University*, 2005.
- [38]. K. Benlarbi, L. Mokrani, M.S. Nait-said, "A fuzzy global efficiency optimization of a photovoltaic water pumping system", *Solar Energy*, Vol.77, pp.203-216, 2004.
- [39]. S. Aminata, "Simulation du système hybrides Photovoltaïque". *Thèse de Doctorat, canada*, 1998.
- [40]. W. Xiao, W. G. Dunford, "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems", *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04*, Vol. 3, pp. 1957-1963, Jun. 2004.
- [41]. E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, N. C. Voulgaris, "Development of a microcontroller based photovoltaic maximum power point tracking control system", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 16, pp. 46-54, Jan. 2001
- [42]. Weidog .Xiao, "A novel modelling method for photovoltaic cells", *35th annual IEEE Power Electronics Specialists conference, Aachen*, pp 1950-1956, 2004,

- [43]. D. Weiner. "An optimal design of a photovoltaic D.C motor coupled water pumping system". *IEEE, conference*, pp 268-274, 1990.
- [44]. S. Petibon, "Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques", *Thèse Doctorat, Université Toulouse III - Paul Sabatier*, Jan 2009.
- [45]. A. Aziz, K. Kassmi, F. Olivie, G. Sarabayrouse, "Synthèses bibliographiques sur les chaînes photovoltaïques", *Rapport LAAS N°04348*, 27p, Juin 2004.
- [46]. A. Aziz, "Propriétés électriques des composants électroniques minéraux et organiques, Conception et modélisation d'une chaîne photovoltaïque pour une meilleure exploitation de l'énergie solaire". *Thèse doctorat, université toulouse*.
- [47]. G. Waltisperger, "Architectures intégrées de gestion de l'énergie pour les microsystèmes autonomes". *thèse doctorat, université Grenoble*, May 2011.
- [48]. A. Labouret, M. Viloz, "Energie solaire photovoltaïque", *Dunod*, ISBN:2-10-049052-4. 2005
- [49]. M. F. Shraif. "Optimisation et mesure de chaînes de conversion d'énergie photovoltaïque en énergie électrique". *Thèse Doctorat, Université Paul Sabatier, LAAS/CNRS*, 2002.
- [50]. D. Picault, B. Raison, S. Bacha, Casa J. de la et J. Aguilera. "Forecasting photovoltaic array power production subject to mismatch losses", *Solar Energy*, Vol. 84, pp. 1301-1309. 2010.
- [51]. M. angel cid pastor, "Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques", *l'institut national des sciences appliquées de Toulouse*, 2007.
- [52]. S. M. Ait-Cheikh, "Etude, Investigation et conception d'algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques", *Thèse de Doctorat d'état, Ecole Nationale Polytechnique*, Alger, Algérie, 2007.
- [53]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, L. Rachedi, "Poursuite du point de puissance maximale par un système à base de la logique floue", *CERE'13, 19-21 Mars 2013*, Tunisie.
- [54]. V. Boitier, P. Maussion, "Recherche du maximum de puissance sur les générateurs photovoltaïques", *JCGE'03, Saint-Nazaire*, 5 et 6 juin 2003.
- [55]. L. Zarour, "étude technique d'un système d'énergie hybride photovoltaïque-éolien hors réseau", *thèse doctorat, université mentouri de constantine*, juillet 2010.
- [56]. Yun Tiam Tan, "Impact on the power system with a large penetration of photovoltaic generation", *PhD Thesis submitted to The University of Manchester Institute of Science and Technology*, 2004
- [57]. J-P. Braun, B. Faraggi. A. Labouret, "Les cellules solaires". *Edition technique et scientifique française-paris-1996*.
- [58]. N. Duncanet, K. Robert Swartman, "The candidian renewable energy guide" *Burns town, General story publishing house*, 1995.
- [59]. K. H Hussein, I. Muta, T. Hoshino, M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions", *Generation, IEE Proceedings Transmission and Distribution*. Vol. 142, No. 1, pp: 59 – 64, Jan. 1995
- [60]. A. Mechernene, "Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone", *Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran, Algérie*, 2008.
- [61]. F. Michel, "Application de la Logique Floue dans la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents", *Thèse Présentée en vue de l'Obtention de la Maîtrise en Sciences Appliquées, Faculté d'Ingénierie, Université de Moncton, Canada*, 2007.
- [62]. M. T. Cao, "Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue", *Thèse de Philosophie Doctorat (Ph.D.), Université de Laval, Québec, Canada*, 1997.

- [63]. L. Baghli, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques", *Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 1999.*
- [64]. M. Masiala, "Conception de Régulateurs à Logique Floue pour la Compensation de la Fréquence d'un Réseau Electrique", *Thèse Présenté en vue de l'Obtention de la Maîtrise en Sciences Appliquées, Faculté d'Ingénierie, Université de Moncton, Canada, 2004.*
- [65]. H. Buhler, "Réglage Par Logique Flou", *Presse Polytechnique et Universitaire Romande, Lausanne-Suisse, 1994.*
- [66]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, S. Lekhchine, Z. Layate, "Fuzzy Logic of Speed Control for Photovoltaic Pumping System", *2<sup>th</sup> International Renewable and Sustainable Energy Conference, Ouarzazate, Morocco, October 17-19, 2014.*
- [67]. A. Ounissi, "Contribution par mode glissant d'une machine synchrone a aimant permanent", *thèse de magister université de Batna.*
- [68]. N. Soulahi, "Optimisation du rendement d'un ensemble convertisseur-machine à induction", *thèse de magister, université de batna. 2004.*
- [69]. S. Belkacem, "Etude comparative des performances statiques et dynamiques d'un contrôle de découplage et d'un DTC d'un moteur à induction alimenté par un convertisseur statique ", *Thèse de magister, université de Batna. 2005.*
- [70]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, S. Lekhchine and L. Rachedi, "Speed Control of Photovoltaic Pumping System", *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER).Vol 4, N°3, PP 705-713, 2014.*
- [71]. J. Bonal, G. Suguier, "Entraînement électriques à vitesse variable", *édition tec.doc, paris, cedex 08 décembre 1998.*
- [72]. D. Picault, B. Raison, S. Bacha, Casa, J. J. Aguilera, "Forecasting photovoltaic array power production subject to mismatch losses", *Solar Energy, Vol. 84, pp. 1301-1309. 2010.*
- [73]. M. Żelechowski, "Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter-Fed Induction Motor Drive", *Thèse de Doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw-Pologne, 2005.*
- [74]. J. P. Caron, J. P. Hautier, "Modélisation et commande de la Machine Asynchrone", *Edition Technip, ISBN 2-7108-0683-5. 1995.*
- [75]. J. Chatelain, "Machine électriques", *tome I, Edition Dunod, ISBN 2-04-015620,1983.*
- [76]. R. Peña Eguiluz, "Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire", *These Doctorat De l'INPT Toulouse, 2002.*
- [77]. J. Hindmarch, "Electrical machine and their applications", *4<sup>th</sup> ed. New York: Pergamon press; 1984.*
- [78]. B. K. Bose, "Power electronics and AC Drives". *Prentice-Hall, 1987.*
- [79]. W. Leonhard, "Control of electrical drives". *Berlin: Springer; 1990.*
- [80]. G.K. Dubey, "Fundamentals of electrical drives". *Narosa Publishing House; 1995*
- [81]. R. Redjem, "Étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne", *Thèse Magister, université Mentouri de Constantine, juillet 2009.*
- [82]. M. Aimé, "Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires", *Thèse Doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, Novembre 2003.*
- [83]. A. Boulahia, "Étude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Énergie Électrique", *Thèse Magister, Université de Constantine, Avril 2009.*
- [84]. A. M. Razali, M. Rahman, G. George, N. Rahim et al. "Analysis and design of new switching lookup table for virtual flux direct power control of grid connected three-phase pwm ac-dc converter". *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 2, pp.1189-1200, 2015.*

- [85]. M. R. Zolghardi, "contrôle direct du couple des actionneurs synchrones", *Thèse de doctorat grenoble*, France 1997.
- [86]. L. Cristian, M. Anderzej, "Combining the principles of sliding mode, direct torque control, and space –vector modulation in a high-performance sensorless ac drive". *IEEE Transactions on industry application*, Vol. 40, pp. 170-177. jan/fev 2004.
- [87]. G. Scorletti, G. Binet et E. pigeon, "Commande numérique par placement de pôles ", *cours de maîtrise de l'université de caen , France , mars 2004*.
- [88]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, L. Rachedi, "Speed Control of Induction motor –pump Supplied by Photovoltaic generator", *3th International Conference of system and control (ICSC) , PP 445-450, DOI, 10.1109/IRSEC.2014.7059841,17-19 Oct.2014*.
- [89]. D. Aguglia, "Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande vectorielle", *Mémoire Maîtres science de l'Université de LAVAL Québec, Canada 2004*.
- [90]. A. M. Trzynadlowski, "Control of Induction Motors", *Edition Academic Press, 0-12 701510-8. 2001*.
- [91]. A. Issam, "Étude et Contribution à L'amélioration des Performances de la Commande d'une Machine Asynchrone : utilisation de régulateurs robustes", *thèse de magister, Université Mohamed Chérif Messaâdia de Souk-Ahras, 2014*.
- [92]. G. Grellet, G. Clerc, "Actionneurs Electrique Principes-Modèles-Commande", *Edit. Eyrolles. ISBN 2-212-09352-7,1997*.
- [93]. S. Khojet El Khil, "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)", *Thèse de Doctorat, INP de Toulouse, 2006*.
- [94]. S. Lekhchine, "commande d'un entraînement électrique à vitesse variable ", *thèse de doctorat, université Badji Mokhtar-Annaba, 2014*.
- [95]. N. Soulahi, "optimisation du rendement d'un ensemble convertisseur–machine à induction", *thèse de magister université de batna. 2004*.
- [96]. C. Cabal, "Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque", *Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse III – Paul Sabatier, 2008*.
- [97]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, I. Abadlia, Z. Layate, S. Lekhchine, "Fuzzy Logic Space Vector Direct Torque Control of PMSM for Photovoltaic Water Pumping System", *Energy Procedia (Elsevier), Vol 74, pp.760-771, 2015*.
- [98]. C. Carlos de wit, "modélisation contrôle vectoriel et dtc" *édition hermès sciences Europe, 2000*.
- [99]. J. Bonal, G. Suguier, " entraînement électriques à vitesse variable", *édition tec.doc, paris ,cedex 08 décembre 1998*.
- [100]. G. Sturtzer, E.Smigiel, "modélisation et commande des moteurs triphasés", *Ellipses édition paris cedex, 15 mars 2000*.
- [101]. F. labrique, G. seguier and R.bausiere, "les convertisseurs de l'électronique de puissance", *édition Lavoisier tec. Et doc paris cedex 08 septembre 1995*.
- [102]. L. Bouras, "contrôle direct du couple base sur la modulation vectorielle avec régulateurs à hystérésis appliqué à la machine à induction " *.IEEE international conference pcse, Oum el Bouaghi. 05 may 9- 11 -2005*.
- [103]. T. G. Habetler, f. Profumo, M. Pastorelli, L .M. Tolbert, "direct torque control of induction machin using space vector modulation", *IEEE, pp. 428-436. 1991*.
- [104]. T. Rekioua, D. Rekioua, "Direct control strategy of permanent magnet synchronous machines" *IEEE Bologna powertech confer Italy, june 23-26. 2003*.
- [105]. I. El Hassan, "Commande Haute Performance d'un Moteur Asynchrone sans Capteur de Vitesse par Control Directe du Couple ". *Thèse de Doctorat INP de Toulouse, 1999*.

- [106]. A. Bouscayrol, C. Thierry, "Approche globale de la commande dynamique de machines électriques", *revue 3EI N°17 université de Lille France*, pp 73-79. juin 1999.
- [107]. R. Abdessemed and M Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques", *presses de l'université de batna*.
- [108]. J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, S. Kouro and M. Hernan, "A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation " *IEEE PESC Aachen Germany*, 2004.
- [109]. L. Kyo-beum, F. Blaabjerg, "a novel unified dtc-svm for sensorless induction motor drives fed by a matrix converter" *IEEE*, 2005.
- [110]. D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani, "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, no. 5, Sept. 2002.
- [111]. T. Chuen Ling, "Implementation of Direct Torque Control of Induction Machines Utilizing Digital Signal Processor (DSP) and Field Programmable Gate Arrays (FPGA)" Thesis of Master of Engineering Faculty of Electrical Engineering University Technology Malaysia 2005.
- [112]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, S. Lekhchine, Z. Layate, "Speed Control of an Induction Machine for Photovoltaic Pumping System", *2<sup>nd</sup> International Conference on Electrical Energy and Systems*, October 21-23, 2014, Annaba, Algeria.
- [113]. J. Rodreguez , J. pontt, C. Silva, S. Kouro and H. Miranda, "A Novel direct torque control Scheme for induction machines with space vector modulation ", 35 th annual IEEE power electronics specialists conference Aachen , Germany, pp 1392-1397,2004.
- [114]. J. Zhang, "Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System" *Doctorat of Philosophy thesis*, The University of New South Wales Aug 2006.
- [115]. J. Belhadj, "Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone-Structures d'observation Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs", *Thèse de Doctorat Université de Tunis El-Manar*, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 2001.
- [116]. I. Takahashi, T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans.Ind.Applicat.* vol. IA-22, pp. 820–827, Sept./Oct. 1986.
- [117]. B. Bendib, F. Krim, H. Belmili, M. Almi and S. Boulouma. "Advanced fuzzy mppt controller for a stand-alone pv system". *Energy Procedia*, Vol. 50. pp. 383–392, 2014.
- [118]. X. Wang, Y. Xing, Z. He, Y. Liu, "Research and Simulation of DTC Based on SVPWM of PMSM", *Procedia Engineering, International Workshop on Information and Electronics Engineering*, DOI: 10.1016/j.proeng.2012.01.195, Vol. 29, pp.1685–1689. 2012.
- [119]. T. Mohammed Lazim, Muthanna J. M. Al-khishali, Ahmed Isa. Al-Shawi, "Space Vector Modulation Direct Torque Speed Control Of Induction Motor", *Procedia Computer Science*;, vol.5, p. 505–512. 2011.
- [120]. A.R. Haron, N.R.N. Idris, "Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives using Matlab/Simulink", *IEEE International Power and Energy Conference*, Vol., pp. 411–415 Nov. 2006.
- [121]. M. Rashed, A.F. Stronach "A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 151, No. 6, Nov. 2004.
- [122]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, I. Abadlia, Z. Layate, S. Lekhchine. "Sensorless Speed Control of IM Pumping System Fed by Solar Power Generation", *International Journal of Simulation and Process Modelling (IJSPM)*.
- [123]. J. Holtz, "Sensorless Control of Induction Motor Drives", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 90, No. 8, Aug 2002.
- [124]. F. Peng, T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors", *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol.1, pp. 419-426. 1993.

- [125]. C-M. Ta, T. Uchida, Y. Hori, "MRAS-based Speed Sensorless Control for Induction Motor Drives using Instantaneous Reactive Power", *27th Ann. Conf. of the IEEE on Industrial Electronics Society*, Vol.2, pp. 1417-1422, 2001.
- [126]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, S. Lekhchine, Z. Layate, "Speed Sensorless Control of Induction Motor in Solar Energy Conversion", *8<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering*, 16- 17 November 2014, Batna.
- [127]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, Z. Layate, S. Lekhchine, "Sensorless Speed Control of Induction Motor for Photovoltaic Pumping System". *2<sup>ème</sup> Conférence Internationale des Energies Renouvelables (CIER'14)*.19-21 Decembre, 2014, Monastir, Tunisie. Proceedings of Engineering and Technology - PET, Copyright : IPCO 2015.
- [128]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, L. Rachedi and S. Lekhchine, "Sensorless Vector Control of Induction Motor Supply by photovoltaic Generator", *International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT'14), Tunisie Proceedings - Copyright IPCO-2014* ISSN 2356-5608 ,pp 136-142.
- [129]. N. Bensialia, C. Chaigne, S. Tnami, E. Etien and G. Champenois, "Optimal observer design for sensorless control of induction motor in regenerating mode", *IEEE*, pp.996-1001, 2006.
- [130]. X. Kai, and L. Shanchao, "Speed-Sensorless Vector Control Based on ANN MRAS for Induction Motor Drives", *Journal of Advanced Computational Intelligence and Intelligent Informatics*, Vol. 19 No.1, pp.127-133, 2015.
- [131]. T. Orlowska-Kowalska, and M. Dybkowski, "Stator-currentbased MRAS estimator for a wide range speed sensorless induction motor drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.57, No.4, pp.1296-1308, 2010.
- [132]. Y. Horen, P. Strajnikov and A. Kuperman, "Simple mechanical parameters identification of induction machine using voltage sensor only". *Energy Conversion and Management*, Vol. 92, pp. 60–66. 2015.
- [133]. N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi, "Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive", *Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE*, Sept. 1998.
- [134]. Z. Ma, T. Zheng, F. lin, X. You, "A New Sliding-mode Current Controller for Field Oriented Controlled Induction Motor Drives", *Industrial Electronics Society (IECON). 31st Ann. Con. of IEEE Publication*. Nov. 2005.
- [135]. I. V. Utkin "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives" *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, February 1993.
- [136]. A. Sivert, F. Betin, A. Faqir, G.A. Capolino, "Robust control of an induction machine drive using a time-varying sliding surface", *IEEE International on Symposium Industrial Electronics*, Vol. 2, pp. 1369 – 1374, May 2004.
- [137]. W. Perruquetti, J. P. Barbot, "Sliding Mode Control in Engineering", *Edition Marcel Dekker*, ISBN 0-8247-0671-4. 2002.
- [138]. W. Gao, Y. Wang, A. Homaifa, "Discrete-Time Variable Structure Control Systems", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 42, No. 2, April. 1995.
- [139]. W. Gao, James C. Hung, "Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A New Approach", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, Feb 1999.
- [140]. J. J. E. Slotine, "Applied Nonlinear Control", *Edition Prentice Hall*, ISBN 0-13-040890-5. 1991.
- [141]. V. I. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol. AC-22, No. 2, pp. 212-222, April 1977.

- [142]. A. Faqir, F. Betin, L. Chrifi Alaoui, B. Nahid, D. Pinchon, "Varying Sliding Surface Control of an induction machine drive", *Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications*, Vol. 1, pp. 93 - 98 23-25, Jun. 2003.
- [143]. J. Y. Hung, Weibing Gao, James C. Hung, "Variable Structure Control: A Survey", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, Feb. 1993.
- [144]. A. L. Nemmour, "Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double Alimentation", *Mémoire de Magistère de l'Université de Batna*, 2002.
- [145]. J. C. Hung, "Chattering Handling for Variable Structure Control Systems", *International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Proceedings of the IECON* vol.3. pp. 1968 – 1972, Nov 1993.
- [146]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, L. Rachedi, "Sliding mode control of the speed pumping system Supplied by a Photovoltaic generator". *International Journal of Scientific Research & Engineering Technology (IJSET)*, Vol 1 N°2, 2014.
- [147]. T. Zaharieva, "Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position", *Thèse de L'INSA de Toulouse*, 1998.
- [148]. O. Barambones, P. Alkorta, I. Garrido, A. J. Garrido, "Smoothing out the Adaptive Variable Structure Control Law for Induction Motors", *IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, Vol, pp.1449-1452 Sept. 2007.
- [149]. H. Bouzeria, C. Fetha, T. Bahi, I. Abadlia, Z. Layate and S. Lekhchine, "Sliding Mode Control of Induction Motor Drive Applied in Photovoltaic-Pumping System", *International Conference on Automatic, Telecommunication and Signals (ICATS2015)*, 16-18 novembre 2015, Algeria.
- [150]. A. Lopez De Heredia Bermeo, "Commandes Avancées des Systèmes Dédiés à L'amélioration de la Qualité de L'énergie : de Basse Tension à la Montée en Tension.", *Thèse de Doctorat de l'université de Grenoble*, 2006.
- [151]. N. Ezzizni, "Commande adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique". *Thèse de doctorat. Université de Reims Champagne Ardenne*, 2010.
- [152]. L. Kartobi, "Optimisation de la synthèse des Facs par les algorithmes génétiques et les essais particuliers pour le contrôle des réseaux électriques", *mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique de l'ENP*, 29 Novembre 2006.
- [153]. S. Zebbiche, A.H. Chebhi, "Commande par mode glissant avec réduction du broutement et introduction aux observateurs de mode glissant", *mémoire de Magistère, Université Ferhat Abbas de Sétif*, 2003.
- [154]. Z. Junhui, W. Mingyu, L. Yang, Z. Yanjing and L. Shuxi, "The Study on the Constant Switching Frequency Direct Torque Controlled Induction Motor Drive with a Fuzzy Sliding Mode Speed Controller", *IEEE the Natural Science Foundation of Chongqing*, 2007.
- [155]. W. Pingfang, S. Yuming and J. Zhicheng, "Passivity-Based Fuzzy Sliding Mode Control System for Induction Motors", *IEEE International Conference on Control and Automation Guangzhou, China*, 2007.
- [156]. L. Linsheng, L. Jianning, "Chattering-Free Fuzzy Sliding Mode Control Strategy for Uncertain Discrete Systems with Input Saturation", *IEEE Eighth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications*, 2008.
- [157]. L. Ying, F. Xi, "The Study of Self-Adaptive Sliding Mode Variable Structure Fuzzy Control for Induction Motor", *IEEE International Conference on intelligent Processing systems*, 1997.
- [158]. W. Rong-Jong, S. Kuo-Ho and T. Chun-Yen, "Implementation of Adaptive Enhanced Fuzzy Sliding-Mode Control for Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive", *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 2003.

- [159]. L. Chih-Min and H. Chun-Fei, "Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control for Induction Servomotor Systems", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 19, no. 2, 2004.
- [160]. C. Chien-AN, C. Huann-Keng. and T. Chih-Huang, "The Novel Fuzzy Sliding Mode Control Of Synchronous Reluctance Motor", *IEEE Eighth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications*, 2008.
- [161]. M. Ertugrul, and O. Kaynak, "Neuro sliding mode control of robotic manipulators". *Mechatronics*. Vol. 10, No.1-2, pp.243-267, 2000.
- [162]. K. Jezernik, M. Rodic, R. Safaric and B. Curk, "Neural network sliding mode robot control". *Robotica*, Vol. 15, pp.23-30, 1997.
- [163]. H. G. Kim and S. Y. Oh, "Locally activated neural networks and stable neural controller design for nonlinear dynamic systems", *International Journal of Neural Systems*, Vol. 6, No. 1 pp.91-106, 1995.
- [164]. A. Karakasoglu and M. K. Sundareshan, "A recurrent neural network based adaptive variable structure model-following control of robotic manipulators". *Automatica*, Vol.31, No.10, pp.1495-1507, 1995.
- [165]. D. Psaltis, A. Sideris, and A. A. Yamamura, "A multilayered neural network controller", *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 8, pp.17-21,1988.

# ANNEXES

## ANNEXE A

- Paramètre du panneau photovoltaïque model siemens SP75 :

Solar module SP75		
<b>Electrical parameters</b>		12 V/6 V
Maximum power rating $P_{max}$	[Wp] <sup>1)</sup>	75
Rated current $I_{MPP}$	[A]	4.4/8.8
Rated voltage $V_{MPP}$	[V]	17.0/8.5
Short circuit current $I_{SC}$	[A]	4.8/9.6
Open circuit voltage $V_{OC}$	[V]	21.7/10.9
<b>Thermal parameters</b>		
NOCT <sup>2)</sup>	[°C]	45 ±2
Temp. coefficient: short-circuit current		2.06 mA / °C
Temp. coefficient: open-circuit voltage		-.077 V / °C
<b>Qualification test parameters <sup>4)</sup></b>		
Temperature cycling range	[°C]	-40 to +85
Humidity freeze, Damp heat	[%RH]	85
Maximum system voltage	[V]	600 V per UL (1000 V per ISPPRA)
Wind Loading PSF	[N/m <sup>2</sup> ]	50 [2400]
Maximum distortion <sup>3)</sup>	[°]	1.2
Hailstone impact	Inches [mm]	1.0 [25]
	MPH [m/s]	52 [v=23]
Weight	Pounds [kg]	16.7 [7.6]

- Paramètre de la machine Asynchrone :

**Paramètres électriques**

$R_s = 6.3\Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3\Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.1568 H$	Inductance du stator
$L_r = 0.1568H$	Inductance du rotor
$M = 0.15H$	Inductance mutuelle
$P = 4KW$	Puissance électrique
$V_s = 220 / 380$	Tension du stator

**Paramètres mécaniques**

$Jm = 0.07kg.m^2$	Moment d'inertie
$fm = 0.0003 N.m.s/rad$	Coefficient de frottement

**Paramètres électromagnétiques**

$Ce = 20 Nm$	Couple électromagnétique
--------------	--------------------------

- **Paramètre de la machine synchrone à aimant permanent :**

$f=50$ Hz	Fréquence
$P_n = 3$ kw	Puissance nominal
$R_s = 2.875$ $\Omega$	Résistance du stator
$L_d = 0.175$ H	Inductance d
$L_q = 0.175$ H	Inductance q
<b>Paramètres mécaniques</b>	
$J = 0.08$ kg.m <sup>2</sup>	Moment d'inertie
$F = 0.0003881$ N.m.s/rad	Coefficient de frottement
$\varphi_f = 0.1764$ Wb	Flux
$P = 4$	Nombre de paire de pole
$N_n = 1470$ tr/min	Vitesse nominal
<b>Paramètres électromagnétiques</b>	
$C_e = 25$ Nm	Couple électromagnétique

- **Paramètre de la pompe centrifuge**

$$Q = 5 \text{ (l/s)}$$
$$H = 10 \text{ (m)}$$

## ANNEXE B

## PASSAGES DES REPERES TRIPHASES A DIPHASES

## 1. TRANSFORMEES DE CONCORDIA ET DE PARK.

## 1.1. Transformation de Concordia.

Pour un système composé de trois grandeurs triphasées dans le repère triphasé a,b,c ( $x_a$ ,  $x_b$ ,  $x_c$ ), il existe plusieurs transformations pour faire correspondre au système triphasé deux grandeurs diphasées dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  ( $x_\alpha$ ,  $x_\beta$ ) et une grandeur homopolaire  $x_h$ .

Nous noterons :

$$\text{Pour le repère triphasé le vecteur } X_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

$$\text{Pour le repère diphasé le vecteur } X_{h\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_h \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

Une des plus classique est la transformée de Concordia, définie par une matrice  $C_{33}$ , le passage des composantes triphasée  $X_{abc}$  à la composante homopolaire et aux coordonnées dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  est donné par la relation matricielle suivante

$$X_{\alpha\beta h} = k \cdot C_{33} \cdot X_{abc} \quad (1-3)$$

$$\text{Avec } C_{33} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

Cette transformation dépend d'un coefficient arbitraire  $k$  de normalisation.

Les valeurs usuelles prise par  $k$  sont :

$k = \frac{2}{3}$  : Si l'on désire conserver la norme de  $X$  qui pour un moteur seront les courant, les tensions et les flux.

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$  : Si l'on veut conserver dans la transformation la norme de la puissance.

Si l'on sépare la composante homopolaire des coordonnées  $X_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$  la matrice  $C_{33}$  se décompose en deux sous matrices  $C_{13}$  et  $C_{23}$ .

$$\text{Avec } C_{13} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Pour une machine dont le point neutre n'est pas relié les composantes homopolaire sont nulles et les relations (1-3) et (1-4) deviennent :

$$\begin{bmatrix} \overline{X_{\alpha\beta}} \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot C_{23} \begin{bmatrix} \overline{X_{abc}} \\ x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{matrix} C_{23} \\ \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \end{matrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-6)$$

## 1.2. Transformation de PARK

Le repère de Park correspond à un repère diphasé, pour une machine asynchrone il est lié généralement au champ tournant et pour une machine synchrone il est solidaire du rotor.

Ce repère tournant est noté d-q, ainsi le passage d'un repère fixe à un repère tournant est donné par la matrice de rotation tel que :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1-7)$$

$$\text{Avec } R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

Réciproquement pour le passage inverse :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = R^t(\theta) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (1-9)$$

$$\text{Avec } R^t(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1-10)$$

Si nous recherchons maintenant le passage entre les composantes triphasées et le repère diphasé d-q, nous aurons à partir des relations (1-6), (1-7) et (1-8).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot k \cdot C_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-11)$$

$$\text{Soit : } \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-12)$$

En développant cette relation nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \cdot P_{23} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-13)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-14)$$

Maintenant que ces transformées sont définies nous allons expliciter les différents passages entre les coordonnées triphasé et diphasées.

## 2. PASSAGES ENTRE LE REPERE TRIPHASÉ ET LE REPERE DIPHASÉ

### 2.1. Passage du triphasé vers le repère $\alpha$ - $\beta$ .

La transformation d'un repère triphasé à un repère diphasé  $\alpha$ - $\beta$  est donné par la relation (1-6) :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}^{C_{23}} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

Le coefficient  $k$  est arbitraire, usuellement 2 valeurs sont prises  $k = \frac{2}{3}$  et  $k = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ .

Pour illustrer les conséquences pour ces deux valeurs, nous allons dans le cas d'une alimentation sinusoïdale expliciter le calcul.

$$\text{Considérons un système triphasé tel que : } X_{abc} = \begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos\left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \\ X \cdot \cos\left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \end{bmatrix}.$$

$X$  représentant ici la valeur crête d'une tension, d'un courant, d'un flux ....

En utilisant la relation (2-1) il vient :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos\left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \\ X \cdot \cos\left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \end{bmatrix} = k \cdot \frac{3}{2} \cdot X \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

#### 2.1.1. Utilisation de $k = \frac{2}{3}$

Il est clair au vu de la relation (2-2) que les amplitudes des grandeurs électriques telles les courants les tensions sont conservées.  $\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = X \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}$ .

Les amplitudes des tensions et courants sont conservées avec cette valeur de  $k = \frac{2}{3}$ .

Soit :  $I$ , et  $V$  les valeurs crêtes des tensions et des courants triphasées, dans le repère diphasé

$$\text{nous aurons : } \begin{cases} V_\alpha = V \cdot \cos(\theta) \\ V_\beta = V \cdot \sin(\theta) \end{cases} \text{ et } \begin{cases} I_\alpha = I \cdot \cos(\theta) \\ I_\beta = I \cdot \sin(\theta) \end{cases}$$

Les modules respectif seront :  $V_s = V$  et  $I_s = I$ , sachant que  $V = \sqrt{2} V_{\text{eff}}$  et  $I = \sqrt{2} I_{\text{eff}}$  nous aurons pour les valeurs efficaces de la tension et du courant :

$$V_{\text{eff}} = \frac{V_s}{\sqrt{2}} \text{ et } I_{\text{eff}} = \frac{I_s}{\sqrt{2}} \quad (2-3)$$

Si nous exprimons maintenant la puissance  $P = 3 \cdot V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos(\varphi)$ .

$$\text{La puissance vaudra : } P = \frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) \quad (2-4)$$

Conclusion :

Avec  $k = \frac{2}{3}$  les amplitudes des tensions et des courants sont conservée mais ce coefficient n'est pas conservatif pour la puissance.

### 2.1.2. Utilisation de $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ .

Dans ce cas la relation (2-2) donne :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot X \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}$$

Les amplitudes des grandeurs électriques sont multipliés par  $\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$ .

Comme précédemment, en régime triphasé sinusoïdal nous aurons :

$$\begin{cases} V_\alpha = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot V \cdot \cos(\theta) \\ V_\beta = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot V \cdot \sin(\theta) \end{cases} \text{ et } \begin{cases} I_\alpha = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot I \cdot \cos(\theta) \\ I_\beta = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot I \cdot \sin(\theta) \end{cases} \text{ soit ici } V_s = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V \text{ et } I_s = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I$$

Nous aurons donc pour les valeurs efficaces des courants et des tensions :

$$V_{\text{eff}} = \frac{V_s}{\sqrt{3}} \quad I_{\text{eff}} = \frac{I_s}{\sqrt{3}}$$

Si nous exprimons la puissance  $P = 3 \cdot V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos(\varphi)$  nous aurons :

$$P = V_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) \quad (2-5)$$

Conclusion :

Avec  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$  les amplitudes des tensions et des courants sont multipliées par un facteur  $\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$  par contre ce coefficient est conservatif pour la puissance.

## 2.2. Passage du triphasé vers le repère d-q.

Ici nous utiliserons la relation (1-14)

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

Pour une alimentation sinusoïdale les tensions sur les axes d et q seront données par la relation suivante :

Avec une alimentation triphasée sinusoïdale et pour  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$  nous aurons :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ X \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

$$\text{Soit : } \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = X \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Si nous nous intéressons au module nous aurons :

$$X_s = \sqrt{x_d^2 + x_q^2}$$

Nous pourrions alors écrire :  $X_s = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot X$  si les grandeurs auxquelles nous nous intéressons sont la tension et le courant, les valeurs efficaces seront :

$$V_s = \sqrt{3} \cdot V_{\text{eff}} \quad I_s = \sqrt{3} \cdot I_{\text{eff}}$$

Pour les 3 enroulements  $P = 3 \cdot V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos(\varphi)$

$$P = V_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi)$$

### 3. PASSAGES D'UN REPERE DIPHASE VERS UN REPERE TRIPHASE.

Ici nous allons nous intéresser au passage inverse de celui que nous venons de voir, cette transformation s'appuie sur les transformées de Concordia et de Park vue au §1.

#### 3.1. Passage des coordonnées $\alpha$ , $\beta$ vers un système triphasé.

A partir de (1-5) en inversant la matrice  $C_{23}$  nous aurons :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = k \cdot C_{23}^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot C_{23}^t \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot C_{32} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

Sachant que les matrices de transformations de Concordia et de Park sont orthogonales, leurs inverses sont égales à leurs transposées

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = k \cdot \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0,5 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -0,5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}^{C_{32}} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

Si nous prenons  $k = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ , nous pouvons vérifier qu'avec le vecteur  $\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot X \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}$

calculé précédemment on retrouve évidemment le vecteur initial  $X \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \end{bmatrix}$

#### 3.2. Passage du repère d-q vers un système triphasé.

A partir de (1-13) nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = k \cdot P_{23}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \cdot P_{23}^t \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \cdot P_{32} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

$$\text{Il vient : } \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = k \cdot P_{32} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

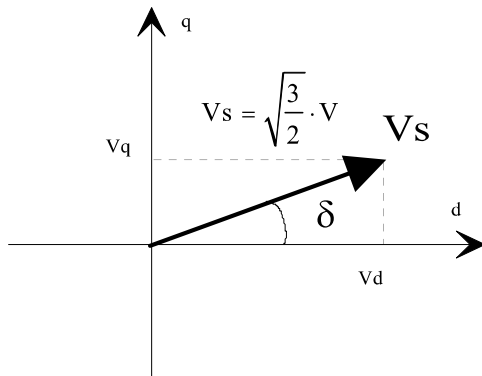
Cette matrice étant orthogonale le passage inverse est défini par sa transposée soit:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = k \cdot \overbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}}^{P_{32}} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

Exemple : Détermination dans le repère triphasé, d'un vecteur tension  $V_s$

Notons :

Repère d-q	Repère a,b,c
$\left\{ \begin{array}{l} \text{tensions : } V_{sd}, V_{sq} \\ \text{courants : } I_d, I_q \\ \text{flux : } \phi_d, \phi_q \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} \text{tensions efficace : } V_a, V_b, V_c \\ \text{courants efficace : } I_a, I_b, I_c \\ \text{flux : } \phi_d, \phi_q \end{array} \right.$



Considérons un vecteur tension conformément au diagramme vectoriel suivant :

Nous aurons :

$$\operatorname{tg}(\delta) = \frac{V_q}{V_d}$$

Dans le repère triphasé les expressions des tensions seront les suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot \cos(\delta) \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot \sin(\delta) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta - \delta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} - \delta\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} - \delta\right) \end{bmatrix}$$

**4. PASSAGE DIPHASÉ TRIPHASÉ.**

Ces passages ont été définis dans le paragraphe 1-2.

**4.1. Passages  $\alpha,\beta$  vers le repère d-q.**

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}}^{R(\theta)} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

**4.2. Passages d-q vers le repère  $\alpha,\beta$ .**

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}}^{R^t(\theta)} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

## ANNEXE C

## C.1 Etude de stabilité de la méthode proposée

- Dans la première étape on va définir le modèle équivalent:

Pour le modèle de référence:

$$Q_{ref} = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \quad (C.1)$$

Pour le modèle adaptatif:

$$Q_{est} = \sigma L_s \omega_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} \omega_s i_{sd}^2 \quad (C.2)$$

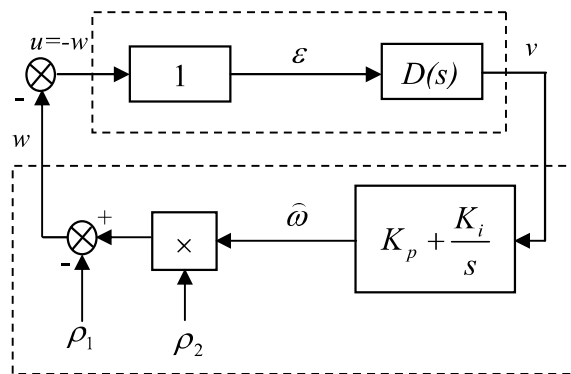
La différence entre (C.1) et (C.2) donne:

$$Q_{ref} - Q_{est} = (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) - \widehat{\omega}_s (\sigma L_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^2) \quad (C.3)$$

ou:  $\varepsilon = \rho_1 - \widehat{\omega}_s \rho_2$

avec :  $\rho_1 = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}$ , et  $\rho_2 = \sigma L_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} \omega_s i_{sd}^2$  (C.4)

En rapportant ces équations dans le modèle équivalent on aura la figure (C.1).



**Figure C.1** Système à rétroaction équivalent de la MRAS selon la figure(C.1) on a :

$$\varepsilon = u \quad \text{et} \quad w = -u = -\rho_1 + \widehat{\omega}_s \rho_2 \quad (C.5)$$

$$\widehat{\omega}_s = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) v \quad (C.6)$$

où :  $v$  est la sortie du bloc  $D(s)$ , qui va gouverné l'erreur.  $\varepsilon = D(s) v$

La fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réel positive, Pour cela un bloc  $D(s)$ , de manipulation d'erreurs est incorporé comme montré dans la figure (C.1), qui va gouverné l'erreur de la puissance réactive et l'erreur de la vitesse, de tel sorte que leurs produit soit toujours positif.

- La deuxième étape est la vérification de l'inégalité de *Popov*.

Reprenant l'intégrale de l'inégalité de *Popov*:

$$\int_0^{t_1} V^T W dt \geq -\gamma^2 \quad \text{pour tout } t > 0 \quad (\text{C.7})$$

En substituant les équations (C.5) de (C.7) dans (C.8) l'inégalité de *Popov* s'écrit :

$$\int_0^{t_1} (-v \cdot \rho_1 + (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot v^2 \rho_2) dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{C.8})$$

En utilisant l'inégalité connue suivante :

$$\int_0^{t_1} \frac{df(t)}{dt} k_1 f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k_1 f(0) \quad \forall k_1 > 0 \quad (\text{C.9})$$

Alors l'inégalité (C.9) est donc satisfaite. Donc un régulateur *PI* est suffisant à satisfaire l'inégalité de *Popov*.