

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique**  
**Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene**  
**Faculté d'Electronique et d'Informatique**



**MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du diplôme de **MAGISTER**

En : **Electronique**

Option : **Instrumentation Electronique**

**BOUKHALFA SAIDA**

**Thème:**

**Etude d'un système de pompage photovoltaïque**

Soutenu publiquement le 28 /06 / 2011, devant le jury composé de :

Mr	R. OUSSAID	Maître de Conférences/A	à L'U.S.T.H.B	Président
Mr	A. TALHA	Maître de Conférences/A	à L'U.S.T.H.B	Directeur de Mémoire
Mr	M. HASNI	Maître de Conférences/A	à L'U.S.T.H.B	Examineur
Mr	A. LARABI	Maître de Conférences/A	à L'U.S.T.H.B	Examineur

**Laboratoire d'Instrumentation**

## Avant propos

Je remercie Dieu de m'avoir donné la volonté et le courage qui m'a permis de réaliser ce travail.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein de l'Equipe Systèmes de Conversion et Stockage de l'Energie rattachée au laboratoire d'Instrumentation du département d'Instrumentation et Automatique de la faculté d'Electronique et d'Informatique de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene.

En terme de ce travail, je tiens à remercier mon directeur de mémoire Docteur **A. TALHA**, Maître de Conférences à l'USTHB pour avoir dirigé ce travail avec compétence, pour ses encouragements qui ont été pour moi une source de motivation.

Je remercie très vivement Monsieur **R. OUSSAID**, Maître de conférences à l'USTHB, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'examiner mon travail en présidant le jury.

Je remercie sincèrement Monsieur **A. LARABI**, Maître de conférences à l'USTHB, pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury.

Que Monsieur **M. HASNI**, Maîtres de Conférence à l'USTHB, trouve ici mes remerciements les plus sincères et ma profonde reconnaissance pour sa participation au sein du jury.

Mes remerciements vont également aux professeurs et docteurs de la post-graduation d'Instrumentation Electronique, qui m'ont procuré leur savoir faire afin de réussir mon travail de recherche notamment, Professeur **M. ATTARI**, Professeur **A. ABABOU**, Dr **N. ABABOU**, Dr **Y. RAMRAM**, Dr **A. TALHA**, Dr **M. TALHA**, Dr **M. TIGHIDET**, Dr **R. OUSSAID** et Dr **K. BEN AISSA**. Aussi à mes collègues, en post graduation pour l'aide qu'ils m'ont apporté et les conseils qu'ils n'ont pas cessé de me prodiguer pour l'élaboration de ce travail.

A tout les membres du laboratoire d'Instrumentation et surtout les membres de l'Equipe Systèmes de Conversion et Stockage de l'Energie de la faculté d'Electronique et d'Informatique (U.S.T.H.B),

A la Mémoire de ma grande Mère et mes grands Pères.

Enfin, je ne serais terminer ces remerciements sans mentionner les proches, famille et amis, je tiens à remercier mes parents pour leurs sacrifices et leur patience. Sans oublier mes très chers frères et sœurs, mes nièces et neveux.

A mes amis: **Fatiha, Amel, Lamia, Hafida, Nabila, Karima, Houria.**

A toutes les personnes qui me connaissent.

# **LISTE DES SYMBOLES ET ACRONYMES**

## LISTE DES SYMBOLES ET ACRONYMES

### LISTE DES SYMBOLES

#### CHAPITRE I

$I$	: Courant délivré par la cellule photovoltaïque
$V$	: Tension délivrée par la cellule photovoltaïque
$V_G$	: Tension du générateur photovoltaïque
$I_G$	: Courant du générateur photovoltaïque
$I_{ph}$	: Courant photogénéré
$I_s$	: Courant de saturation de la diode dépendant de la température
$I_{s1}$	: Courant de saturation de la première diode
$I_{s2}$	: Courant de saturation de la deuxième diode
$I_{0ref}$	: Courant de saturation de la diode dans les conditions standard (A)
$I_d$	: Courant de diode
$I_{d1}$	: Courant traversant la première diode de la cellule photovoltaïque
$I_{d2}$	: Courant traversant la deuxième diode de la cellule photovoltaïque
$I_{sh}$	: Courant dérivé par la résistance shunt de la cellule photovoltaïque
$R_s$	: Résistance série de la cellule photovoltaïque
$R_{sh}$	: Résistance shunt de la cellule photovoltaïque
$q$	: Charge de l'électron = $1.602 \cdot 10^{-19}$ C
$K$	: Constante de Boltzmann = $1.381 \cdot 10^{-23}$ J/K
$T$	: Température de la cellule en Kelvin (K)
$T_0$	: Température ambiante ( $T_0=25^\circ\text{C}$ )
$E$	: Eclairement ( $\text{W}/\text{m}^2$ )
$E_0$	: Eclairement dans les conditions standards ( $E_0=1000\text{W}/\text{m}^2$ )
$N_s$	: Nombre de cellules en séries
$N_p$	: Nombre de cellules en parallèles
$n_1$	: Facteur d'idéalité de la première diode
$n_2$	: Facteur d'idéalité de la deuxième diode
$V_{oc}$	: Tension de circuit ouvert
$I_{oc}$	: Courant de circuit ouvert
$I_{sc}$	: Courant de court circuit
$\Delta V_{oc}$	: Coefficient de température de tension de circuit
$E_g$	: Energie de gap du semi conducteur

#### CHAPITRE II

$\delta$	: Rapport cyclique du hacheur
$T$	: Période
$V_i$	: Tension d'entrée du hacheur

$V_o$	: Tension de sortie du hacheur
$M(\delta)$	: Le rapport de conversion
$R_L$	: Résistance parasite
$C_1$	: Capacité d'entrée du hacheur
$C_2$	: Capacité de sortie du hacheur
$Z$	: Charge du convertisseur
$K$	: Transistor bicommandable
$L$	: Inductance du convertisseur
$V_L$	: Tension aux bornes de l'inductance L
$I_L$	: Courant traversant l'inductance L
$I_{C1}$	: Courant traversant la Capacité d'entrée du hacheur
$I_{C2}$	: Courant traversant la Capacité de sortie du hacheur
$t$	: Temps (s)
$\eta$	: Rendement du convertisseur
$D$	: Pas d'incrémentatation
$\varepsilon$	: Paramètre de l'algorithme Perturbation et observation
$k$	: Instant d'échantillonnage.
$E(k)$	: Erreur pour un échantillon k
$CE(k)$	: Changement d'erreur pour un échantillon k
$P(k)$	: Puissance du générateur photovoltaïque
$V(k)$	: Tension de sortie du générateur photovoltaïque

### CHAPITRE III

$U_{c1}, U_{c2}$	: Tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux
$i_{d1}, i_{d2}, i_{d0}$	: Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux
$V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}$	: Tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point milieu M de l'alimentation continue de l'onduleur
$V_{NM}$	: Tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur
$V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}$	: Tensions composées
$m$	: Indice de modulation
$f_p$	: Fréquence de la porteuse (Hz)
$f$	: Fréquence de la tension de référence (Hz)
$r$	: Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension
$i_{c1}$	: Le courant de condensateur $C_1$
$i_{c2}$	: Le courant de condensateur $C_2$
$F_{KS}$	: Fonction de connexion de chaque interrupteur
$B_{KS}$	: Commande de base des transistors
$F_{Km}^b$	: Fonction de connexion du demi-bras
$F_C$	: Fonction liée à la cellule de commutation
$M$	: Point milieu fictif de l'onduleur trois niveaux
$V_{ref}$	: Tension de référence

$V_K$	: Potentiel au noeud K
$V_{KN}$	: Différence de potentiel entre le bras K et le point fictif M de l'onduleur
$[N(t)]$	: Matrice de conversion simple
$[M(t)]$	: Matrice de conversion composée
$V_m$	: Amplitude de la référence
$V_{pm}$	: Amplitude de la porteuse
$\omega_s$	: Pulsation de synchronisme (rad)

## CHAPITRE IV

$I_{ds}, I_{qs}$	: Courant direct et quadratique
$V_{ds}, V_{qs}$	: Tensions direct et quadratique
$I_{as}, I_{bs}, I_{cs}$	: Courants statoriques respectivement des phases a <sub>s</sub> , b <sub>s</sub> , c <sub>s</sub>
$I_{ar}, I_{br}, I_{cr}$	: Courants rotoriques respectivement des phases a <sub>r</sub> , b <sub>r</sub> , c <sub>r</sub>
$V_{ds}, V_{qs}$	: Tensions direct et quadratique
$C_1, C_2$	: Capacités du filtre intermédiaire de l'onduleur à trois niveaux
$a, b, c$	: Indices correspondant aux trois phases de la machine
$s, r$	: Indices respectifs du stator et du rotor
$\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$	: Flux rotoriques
$\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$	: Flux statoriques
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	: Flux direct et quadratique
$R_s, R_r$	: Résistances du stator et du rotor
$L_m$	: Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor
$[L_s], [L_r]$	: Matrice inductance statorique (rotorique)
$l_s$	: Inductance propre d'une phase statorique
$l_r$	: Inductance propre d'une phase rotorique
$m_s$	: Inductance mutuelle entre deux phases de stator
$m_r$	: Inductance mutuelle entre deux phases de rotor
$M_{sr}$	: Inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotorique
$T_s$	: Constante de temps statorique ( $L_s / R_s$ )
$T_r$	: Constante de temps rotorique ( $L_r / R_r$ )
$\sigma$	: Coefficient de dispersion ( $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$ )
$p$	: Nombre de paires de pôles
$\Omega$	: Vitesse angulaire de rotation
$\omega_s, \omega_r$	: Pulsation statorique et rotorique
$\omega_a$	: Vitesse de glissement
$\theta_r$	: Position du flux rotorique ( $\Omega = d\theta_r / dt$ )
$J$	: Moment d'inertie
$f$	: Coefficient de frottements visqueux
$C_{em}$	: Couple électromagnétique
$C_r$	: Couple résistant
$K_p, K_i$	: Coefficient de régulateur proportionnel et intégrateur
$h$	: Hauteur

<i>HMT</i>	: Hauteur manométrique totale
<i>Q</i>	: Débit
<i>N<sub>s</sub></i>	: Niveau statique
<i>N<sub>d</sub></i>	: Niveau dynamique
$\lambda$	: Coefficient de pertes de charges linéaires
<i>d</i>	: Diamètre de la tuyauterie
<i>g</i>	: Accélération de la pesanteur
$\xi$	: Coefficient des pertes de charges locales
<i>k<sub>r</sub></i>	: Coefficients de proportionnalité
$\rho$	: Masse volumique de l'eau

## **ACRONYMES**

D	: Diode
T	: Transistor
IGBT	: Transistor Bipolaire à Grille Isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor)
GTO	: Thyristor à extinction par la Gâchette (Gate Turn-Off Thyristor)
NPC	: Neutrel Point Clamped
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
THD	: Distorsion d'Harmonique Totale (Total Harmonics Distorsion)
PV	: Photovoltaïque
GPV	: Générateur Photovoltaïque.
MPPT	: Maximum Power Point Tracking
PPM	: Point de Puissance Maximum.
PI	: Proportionnel Intégral.
DC/DC	: Convertisseur Continu / Continu
NG	: Négatif Grand.
NP	: Négatif Petit.
PG	: Positif Grand.
PP	: Positif Petit.
ZE	: Zéro
P&O	: Perturbation et observation
MAS	: Machine asynchrone

# SOMMAIRE

## Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

### Chapitre I

#### MODELISATION DU GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

I.1. Introduction.....	3
I.2.Effet photovoltaïque.....	3
I.3. Constitution d'un générateur photovoltaïque.....	4
I.3.1. Cellules solaires.....	4
I.3.1.1. Cellules mono- cristallines.....	4
I.3.1.2. Cellules poly-cristallines.....	4
I.3.1.3. Cellules amorphes.....	5
I.3.2. Module photovoltaïque (ou panneaux) .....	5
I.4. Modélisation du Générateur Photovoltaïque.....	6
I.4.1. Modèle à une diode .....	6
I.4.1.1.Simulation du générateur PV dans les conditions standard .....	7
I.4.1.2.Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement du GPV.....	8
I.4.1.2.1.Influence de l'éclairement.....	8
I.4.1.2.2.Influence de la température.....	9
I.4.1.3.Influence des paramètres internes de la cellule PV sur le fonctionnement du GPV.....	10
I.4.1.3.1. Influence de la résistance série .....	10
I.4.1.3.2.Influence de la résistance shunt .....	11
I.4.2. Modèle à deux diodes .....	12
I.4.2.2.Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement du GPV.....	14
I.4.2.2.1. Influence de l'éclairement.....	14
I.4.2.2.2. Influence de la température.....	15
I.4.2.3.Influence des paramètres internes de la cellule PV sur le fonctionnement du GPV.....	16
I.4.2.3.1.Influence de la résistance série .....	16
I.4.2.3.2.Influence de la résistance shunt .....	17
I.5. Comparaison entre les deux modèles .....	18
I.6. Conclusion .....	18

### Chapitre II

#### ETUDE DES DIFFERENTES COMMANDES MPPT DE GPV

II.1. Introduction .....	19
II.2. Principe de fonctionnement d'un étage d'adaptation DC-DC.....	19
II.3. Convertisseur statique Continu- Continu.....	20
II.3.1.Hacheur Buck .....	20
II.2.1.1. Modèle mathématique équivalent.....	20
II.2.1.2. Modèle approxime du convertisseur Buck .....	21
II.2.1.4. Etude en régime continu .....	22
II.2.1.5. Rapport de conversion et rendement .....	23
II.2.2. Hacheur Boost .....	24
II.2.2.1. Modèle mathématique équivalent.....	24
II.2.2.2. Rapport de conversion et rendement .....	25
II.2.3. Convertisseur Buck-Boost.....	26
II.2.3.1. Modèle mathématique équivalent.....	26
II.2.3.2. Modèle approxime du convertisseur Buck-Boost .....	27
II.2.3.3. Rapport de conversion et rendement .....	27

II.4. Techniques de recherche de point de puissance maximale MPPT .....	28
II.3.1. Méthode de Perturbation et Observation (P&O) .....	28
II.4.1. 1. Schéma bloc .....	29
II.4.1. 2. Fonctionnement dans les conditions standards .....	29
II.4.1. 3. Fonctionnement sous conditions variables .....	30
II.4.1. 3.1. Augmentation de l'éclairement .....	30
II.4.1. 3.2. Diminution de l'éclairement .....	31
II.4.1. 3.3. Augmentation de la température .....	32
II.4.1. 3.4. Diminution de la température .....	33
II.4.1. 3.5. Effet de la valeur du pas d'incrément .....	34
II.4.2. Commande par la logique floue .....	35
II.4.2.1. Construction du régulateur floue .....	36
II.4.2.1.1. Fuzzification .....	36
II.4.2.1.2. Inférence et les règles floues .....	37
II.4.2.1.3. Défuzzification .....	38
II.4.2.3. Comparaison entre la commande floue et méthode (P&O) .....	38
II.4.2.3.2. Fonctionnement sous conditions variables .....	39
II.4.2.3.3. Augmentation de l'éclairement .....	39
II.4.2.3.4. Diminution de l'éclairement .....	40
II.4.2.3.5. Augmentation de la température .....	40
II.4.2.3.6. Diminution de la température .....	41
II.5. Conclusion .....	42

### Chapitre III

#### MODELISATION ET COMMANDES D'UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

III.1. Introduction .....	43
III.2. Structure de l'onduleur à trois niveaux NPC .....	43
III.2.1. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux a structure NPC .....	43
III.2.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux .....	44
III.2.2.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux .....	44
III.2.2.2. Cellule de commutation multi-tripôle .....	45
III.2.2.2. Réseau de Pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux .....	46
III.3. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC .....	47
III.3.1. Commandabilité des convertisseurs statiques .....	47
III.3.2. Commandes complémentaires des onduleurs à trois niveaux .....	47
III.3.2.1. Fonction de connexion des interrupteurs .....	48
III.3.2.2. Fonction de connexion des demi-bras .....	48
III.3.2.3. Fonctions de conversion .....	48
III.3.3. Modélisation aux valeurs moyennes .....	53
III.4. Différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC .....	55
III.3.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsions MLI .....	56
III.3.2. Commande par la modulation sinusoïdale .....	56
III.3.2.1. Algorithme de la commande .....	57
III.3.2.1.1. Cas de deux porteuses bipolaires triangulaires .....	57
III.3.2.1.2. Cas de deux porteuses bipolaires en dents de scie .....	60
III.3.2.2. Modulation vectorielle .....	62
III.3.2.2.1. Cas de deux porteuses bipolaires triangulaires .....	63
III.3.2.2.2. Cas de deux porteuses bipolaires en dents de scie .....	65
III.3.2.3. Modulation Calculée .....	67
III.3.2.4. Comparaison entre les différentes stratégies de commande de l'onduleur .....	70

III.4. Conclusion.....	70
------------------------	----

## Chapitre IV

### PERFORMANCE DU SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE

IV.1. Introduction.....	71
IV.2. Présentation des Systèmes de Pompage Photovoltaïque .....	71
IV.2.1. Générateur photovoltaïque.....	71
IV.2.2. Electronique de commande et de contrôle.....	72
IV.2.2.1. Convertisseur DC/DC.....	72
IV.2.2.2. Convertisseur DC/AC .....	72
IV.2.3. Systèmes de stockage.....	72
IV.2.4. Groupe électropompe .....	72
IV.3. Moteurs électriques .....	72
IV.3.1. Description de la machine MAS .....	73
IV.3.1. 1. Stator.....	73
IV.3.1. 2. Rotor.....	73
IV.3.1. 3. Paliers.....	73
IV.3.2. Modélisation de la machine asynchrone .....	74
IV.3.3. Hypothèses simplificatrices .....	74
IV.3.4. Modèle de la MAS dans le référentiel abc.....	74
a. Equations électriques .....	74
b. Equations magnétiques.....	75
c. Equation mécanique de la machine.....	76
IV.3.5. Transformation de park .....	76
IV.3.6. Equation de la machine biphasée équivalente.....	77
a. Equations des tensions .....	78
b. Equation des flux.....	79
c. Equations mécaniques.....	79
IV.3.7. Equations dans différents référentiels.....	80
IV.3.7.1. Référentiel lié au stator .....	80
IV.3.7.2. Référentiel lié au rotor .....	80
IV.3.7.3. Référentiel lié au champ tournant.....	80
IV.3.8. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension .....	81
IV.3.9. Résultat de simulation.....	82
IV.3.10. Principe de la commande vectorielle.....	84
IV.3.11. Théorie du flux orienté.....	84
IV.3.12. Orientation du flux rotorique.....	85
a. Méthode directe.....	86
a. Méthode indirecte.....	86
IV.3.13. Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse.....	86
IV.4. Association de la MAS à onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC .....	87
IV.4.1. Résultat de Simulation .....	88
IV.5. Cascade GPV-filtre capacitif-onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.....	90
IV.5.1. Modélisation du filtre intermédiaire.....	91
IV.5.2. Résultat de simulation.....	91
IV.6. Stabilisation des tensions du bus continu.....	92
IV.7. Etude de la cascade avec le pont de clamping.....	92
IV.7.1. Modélisation du pont de Clamping.....	92
IV.7.2. Résultat de simulation.....	93
IV.8. Différentes Pompes .....	96
IV.8. 1. Pompes volumétriques.....	96

IV.8. 2. Pompes centrifuges.....	96
IV.8. 2.1.Constitution d'une Pompe Centrifuge.....	97
IV.8. 2.2.Principe de fonctionnement d'une Pompe centrifuge.....	98
IV.8. 2.3.Caractéristiques de la pompe centrifuge.....	99
a. Caractéristique Hauteur-Débit $H(Q)$ .....	99
b. Caractéristique du couple.....	100
c. Caractéristique de la puissance.....	100
IV.9. Cascade GPV - pont de clamping - onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC- motopompe.....	101
IV.9.1. Résultat de simulation.....	101
IV.10. Conclusion.....	103

Conclusion générale .....	104
---------------------------	-----

Annexes

Bibliographie

# INTRODUCTION GENERALE

## INTRODUCTION GENERALE

La plus grande partie de l'énergie consommée actuellement provient de l'utilisation des combustibles fossiles comme le pétrole, le charbon, le gaz naturel ou encore l'énergie nucléaire. Les études et les prévisions récentes nous alertent que l'utilisation massive de ces ressources conduira certainement à l'épuisement total de ces réserves. Donc, il est nécessaire de chercher d'autres ressources d'énergie. Les énergies renouvelables, comme l'énergie photovoltaïque, éolienne ou hydraulique, représentent une solution de remplacement par excellence et elles sont de plus en plus utilisées dans nos jours. Ce type d'énergie n'est pas seulement gratuit et inépuisable, mais aussi très propre pour l'environnement.

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés plus particulièrement pour l'énergie solaire, l'utilisation de l'énergie photovoltaïque pour le pompage de l'eau est bien adaptée pour la plus part des régions arides et semi-arides en raison de l'existence dans ces régions d'un potentiel hydraulique souterrain peu profond. Une autre coïncidence très importante favorisant l'utilisation de ce type d'énergie pour le pompage d'eau est que la demande d'eau, surtout dans l'agriculture, atteint son maximum lors d'un temps chaud et sec où c'est justement le moment où l'on a accès au maximum d'énergie solaire.

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent l'étude d'un système de pompage photovoltaïque. Le système de pompage photovoltaïque se compose des éléments suivants :

- Un champ photovoltaïque.
- Un convertisseur DC/ DC.
- Un convertisseur DC/ AC pour les charges alternatives.
- Un moteur électrique chargé d'entraîner la pompe.
- Une pompe.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres principaux qui se résument dans ce qui suit :

Dans le premier chapitre, des notions générales sur les systèmes photovoltaïques sont présentés, l'influence des conditions de fonctionnement (éclairage, température, résistance série, résistance parallèle) sur la réponse des cellules solaires ainsi que les différentes spécifications électriques du générateur. Deux modèles de générateur photovoltaïque sont abordés, le modèle à une seule exponentielle et le modèle à deux exponentielles.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des différents types de convertisseurs *DC/DC* et au développement de différents algorithmes les plus répandues pour la poursuite du point de puissance maximum. Trois types de convertisseurs *DC/DC* sont étudiés, le hacheur Buck, Boost et Buck-Boost.

Par ailleurs les méthodes *MPPT* étudiées sont les suivantes :

- La méthode Perturbation et Observation (*P&O*) ;
- La méthode basée sur la logique floue ;

Le troisième chapitre concerne la modélisation et la commande de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure *NPC*. Plusieurs stratégies de commande utilisant deux porteuses bipolaires sont étudiées, les performances de ces stratégies sont analysées sur la base de la caractéristique de réglage et du taux d'harmonique.

Le dernier chapitre traite l'étude des performances de la cascade d'un générateur photovoltaïque – convertisseur *DC/DC* muni d'un contrôleur *MPPT* – onduleur à trois niveaux à structure *NPC* – machine asynchrone à cage (*MAS*) – pompe centrifuge.

Enfin une conclusion générale résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti et les futures perspectives de ce travail.

## CHAPITRE I

# MODELISATION DU GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

## CHAPITRE I

## MODELISATION DU GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

**I.1. Introduction**

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la conversion directe de l'énergie provenant des photons, compris dans le rayonnement solaire, en énergie électrique, par le biais de capteurs fabriqués avec des matériaux sensibles aux longueurs d'ondes du visible (cellules photovoltaïques). L'association de plusieurs cellules Photovoltaïque en série et /ou parallèle donne lieu à un générateur photovoltaïque (*GPV*). Ce *GPV* a une caractéristique statique courant-tension (*I-V*) non linéaire. Cette caractéristique dépend du niveau d'éclairement et de la température de la cellule ainsi que du vieillissement de l'ensemble.

Dans ce chapitre, nous présentons les principales caractéristiques des éléments constitutifs du *GPV* et leur modèle électrique, dans un environnement Matlab SIMULINK. Ainsi, nous étudierons l'influence des conditions météorologiques (Température et Eclairement) sur le comportement électrique d'une cellule solaire. Deux modèles de générateur photovoltaïque sont abordés dans ce chapitre, le modèle à une seule exponentielle et le modèle à deux exponentielles.

**I.2. Effet photovoltaïque**

Une cellule photovoltaïque est basée sur le phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à établir une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La figure I.1 illustre une cellule Photovoltaïque typique où sa constitution est détaillée.

Une cellule Photovoltaïque est réalisée à partir de deux couches de silicium, une dopée *P* (dopée au bore) et l'autre dopée *N* (dopée au phosphore) créant ainsi une jonction *PN* avec une barrière de potentiel. Lorsque les photons sont absorbés par le semi-conducteur, ils transmettent leur énergie aux atomes de la jonction *PN* de telle sorte que les électrons de ces atomes se libèrent et créent des électrons (charges *N*) et des trous (charges *P*). Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence de potentiel est mesurable entre les connexions des bornes positives et négatives de la cellule. A travers une charge continue, on peut en plus récolter des porteurs. La tension maximale de la cellule est nommée tension de circuit ouvert ( $V_{OC}$ ). Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court-circuit ( $I_{CC}$ ) et dépend fortement du niveau d'éclairement [1].

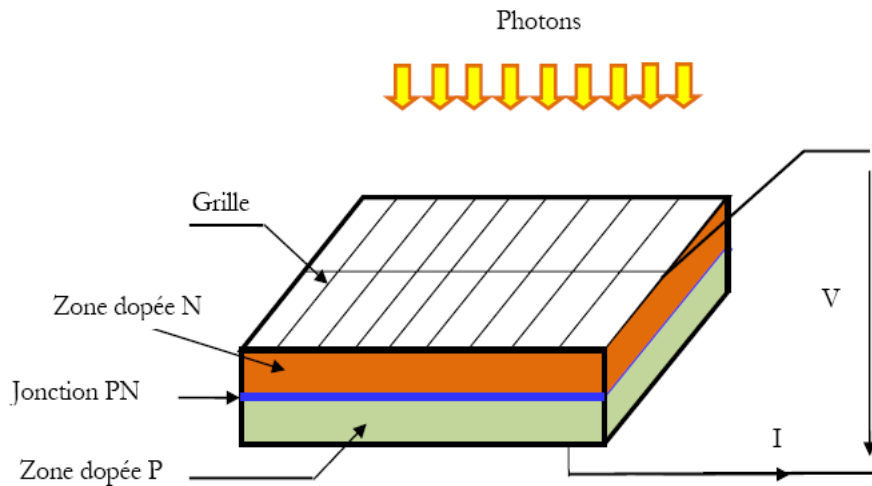


Figure I.1. Coupe transversale d'une cellule photovoltaïque typique

### I.3. Constitution d'un générateur photovoltaïque

Le générateur photovoltaïque est composé particulièrement par :

#### I.3.1. Cellules solaires

Une cellule solaire photovoltaïque est une plaquette de silicium (semi-conducteur), capable de convertir directement la lumière en électricité. Cet effet est appelé l'effet photovoltaïque. Il existe trois types principaux de cellules [2] [3] [4] :

##### I.3.1.1. Cellules mono-cristallines

La cellule monocristalline qui s'approche le plus du modèle théorique: cette cellule est effectivement composée d'un seul cristal divisé en deux couches. Les cellules monocristallines permettent d'obtenir de hauts rendements, de l'ordre de 15 à 22 %.

Ces cellules souffrent néanmoins des inconvénients suivants:

- ❖ Méthode de production laborieuse et difficile, et donc, très chère ;
- ❖ Il faut une grande quantité d'énergie pour obtenir un cristal pur ;
- ❖ Une durée d'amortissement de l'investissement en énergie élevée ;
- ❖ Rendement de (12 - 16%) jusqu'à 23% au laboratoire.

##### I.3.1.2. Cellules poly-cristallines

Les cellules poly-cristallines sont composées d'un agglomérat de cristaux. Elles aussi proviennent du sciage de blocs de cristaux, mais ces blocs sont coulés et sont dès lors hétérogènes. Les cellules poly-cristallines est caractérisées par :

- ❖ Coût de production moins élevé ;
- ❖ Nécessite moins d'énergie ;
- ❖ Rendement de 13 % et jusqu'à 20 % au laboratoire.

### I.3.1.3. Cellules amorphes

Le silicium amorphe, apparu en 1976. Sa structure atomique est désordonnée, non cristallisée, mais il possède un coefficient d'absorption supérieur à celui du silicium cristallin. Cependant, ce qu'il gagne en pouvoir d'absorption, il le perd en mobilité des charges électriques (rendement de conversion faible).

- ❖ Coût de production bien plus bas ;
- ❖ Fonctionne sous très faible éclaircissement ;
- ❖ Rendement de seulement 5 % par module et de 14 % au laboratoire.

### I.3.2. Module photovoltaïque (ou panneaux)

Pour produire plus de puissance, les cellules sont assemblées pour former un module. Les connections en séries de plusieurs cellules augmentent la tension pour un même courant, tandis que la mise en parallèle accroît le courant en conservant la même tension.

Un panneau photovoltaïque, appelé module, est constitué de cellules photovoltaïques connectées en série et en parallèle, protégées de l'humidité par un capsulage de verre et de plastique. L'ensemble est ensuite muni d'un cadre et d'une boîte de jonction électrique.

Lorsqu'une ou plusieurs cellules sont ombrées par un quelconque objet ou lorsqu'il existe des défaillances de quelques-unes, ces cellules deviennent des consommatrices de puissance et non des génératrices ce qui cause des pertes d'énergie. Pour remédier à ce problème on prend quelques cellules voisines et on les shunte par une diode en parallèle appelée « *diode Bypass* ». Ces diodes éviteront que le courant passe à travers ces cellules lorsque leur tension tombe au-dessous de la tension de seuil de la diode. On place aussi une diode en série avec le panneau pour éviter le retour de courant des autres panneaux lorsqu'un panneau est mal ensoleillé (Figure I.2) [2][6].

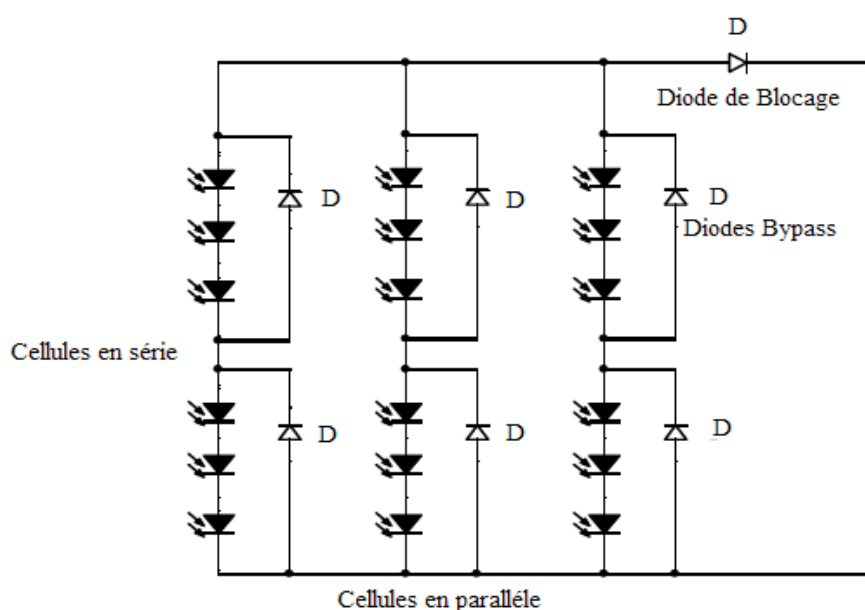


Figure I.2. Générateur photovoltaïque avec les diodes de protection

## I.4. Modélisation du Générateur Photovoltaïque

Pour trouver le modèle du générateur photovoltaïque, il faut tout d'abord retrouver le circuit électrique équivalent à cette source. De nombreux modèles mathématiques, ont été développés pour représenter leur comportement très fortement non linéaire qui résulte de celui des jonctions semi-conductrices qui sont à la base de leurs réalisations. On présentera deux modèles du *GPV*:

- Modèle à une diode ;
- Modèle à deux diodes ;

### I.4.1. Modèle à une diode

C'est le modèle le plus cité dans la littérature, la cellule photovoltaïque est caractérisée par son schéma électrique équivalent (Figure I.3) qui se compose d'une source de courant qui modélise la conversion du flux lumineux en énergie électrique, une résistance shunt  $R_{sh}$  modélisant le courant de fuite au niveau de la jonction, une résistance série  $R_s$  représentant les diverses résistances de contacts et de connexions et une diode en parallèle qui modélise la jonction PN [4][7] [8].

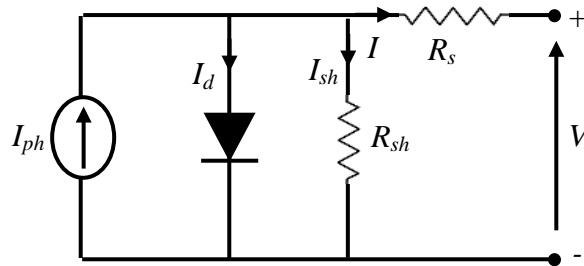


Figure I.3. Schéma électrique équivalent du modèle à une diode de la cellule solaire

L'expression résultante correspondant à une caractéristique courant-tension pour une température et un éclairage donné s'exprime comme suit :

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (\text{I-1})$$

Ou

$$I = I_{ph} - I_s \left( \exp \left( \frac{q(V + I.R_s)}{nkT} \right) - 1 \right) - \frac{(V + I.R_s)}{R_{sh}} \quad (\text{I-2})$$

Avec

$I$  : Courant fourni par la cellule PV ;

$I_{ph}$  : Courant photogénéré ;

$I_d$  : Courant traversant la diode ;

$I_s$  : Courant de saturation inverse de la diode ;

$V$  : Tension de sortie ;

$q$  : Charge de l'électron ( $1.6 \cdot 10^{-19}$  C) ;

$K$  : Constante de Boltzmann ( $1.38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$ ) ;  
 $n$  : Facteur de qualité de la photopile ( $1 < n < 2$ ) ;  
 $T$  : Température de la jonction en K ;  
 $R_{sh}$  : Résistance parallèle (shunt) ;  
 $R_s$  : Résistance série.

Le courant photogénéré  $I_{ph}$  dépend de l'éclairement et de la température, il s'exprime comme suit :

$$I_{ph} = I_{ccref} \times \frac{E}{E_{ref}} \quad (\text{I-3})$$

Le courant de saturation  $I_s$  dépend de la température, de la largeur de la bande interdite du matériau et du nombre de cellules en série. Il est donné par:

$$I_s = \frac{I_{ccref}}{\exp\left(\frac{V_{oc}}{V_t}\right) - 1} \times \left[\frac{T}{T_0}\right]^3 \times \exp\left(\frac{-qE_g}{KT}\right) \quad (\text{I-4})$$

En utilisant l'équation (I-2) et en partant du fait qu'un générateur photovoltaïque est constitué de groupements, série-parallèle, de cellules photovoltaïques, la relation qui lie le courant à la tension d'un GPV est donnée par [9]:

$$I = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_0 \left( \exp \left( \frac{q \left( \left( \frac{V}{N_s} \right) + \left( \frac{I}{N_p} \right) \left( \frac{N_p}{N_s} R_s \right) \right)}{nkT} \right) - 1 \right) - N_p \frac{\left( \left( \frac{V}{N_s} \right) + \left( \frac{I}{N_p} \right) \left( \frac{N_p}{N_s} R_s \right) \right)}{R_{sh}} \quad (\text{I-5})$$

Soit en simplifiant :

$$I = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_0 \left( \exp \left( \frac{q(V + I \cdot R_s)}{N_s n k T} \right) - 1 \right) - \frac{(V + I \cdot R_s)}{R_{sh}} \quad (\text{I-6})$$

Avec :

$N_s$  : Nombre de cellules en série ;

$N_p$  : Nombre de cellules en parallèle.

#### I.4.1.1. Simulation du GPV dans les conditions standards

L'étude est faite sur un générateur photovoltaïque de type MSX-83. Le générateur est composé de 36 cellules multi-cristallines connectées en série pour produire une puissance maximale de 83W. Les différentes caractéristiques sont obtenues en utilisant les conditions standard ( $T=25^\circ\text{C}$  et  $E=1000\text{W/m}^2$ ) pour  $R_s = 0.099\Omega$  et  $R_{sh} = 200\Omega$  (Figure I.4).

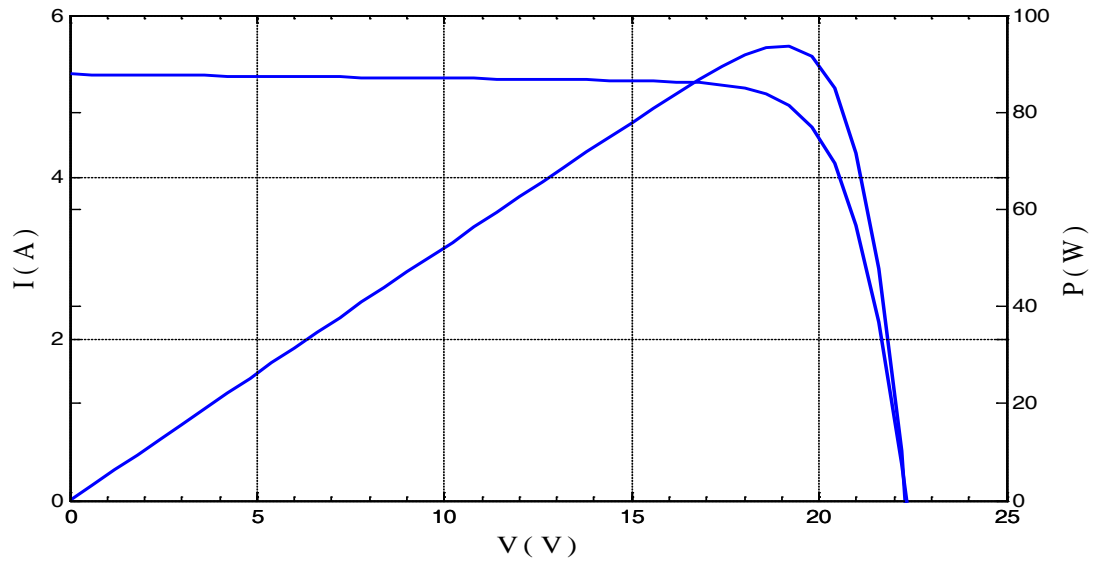


Figure I.4. Caractéristiques ( $I-V$ ) et ( $P-V$ ) d'un GPV dans les conditions standards

On constate que la caractéristique courant-tension ( $I-V$ ) nous fournit le courant maximale (courant de court circuit  $I_{sc}$ ) et la tension maximale  $V_{oc}$  (tension de circuit ouvert) et la caractéristiques puissance-tension ( $P-V$ ) nous fournit le point de puissance maximale du générateur photovoltaïque ( $PPM$ ).

### I.4.1.2. Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement du GPV

#### I.4.1.2.1. Influence de l'éclairement

Les figures I.5 et I.6 présentent les caractéristiques ( $I-V$ ) et ( $P-V$ ) d'un générateur photovoltaïque pour différents ensoleillements à la température fixe ( $T=25^{\circ}C$ ).

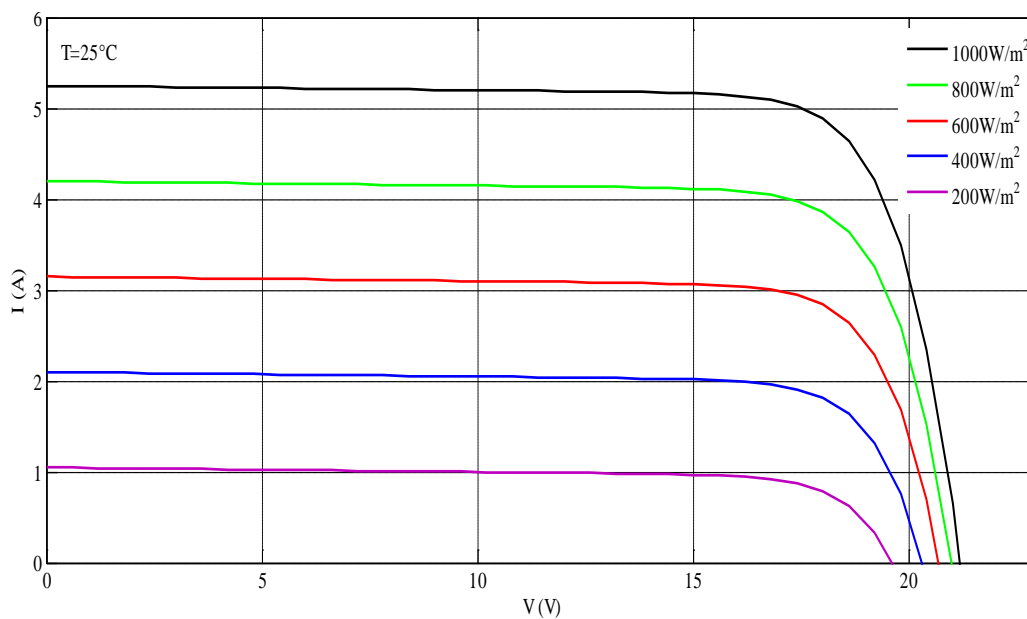


Figure I.5. Caractéristiques ( $I-V$ ) pour différentes valeurs de rayonnement à  $T= 25^{\circ}C$

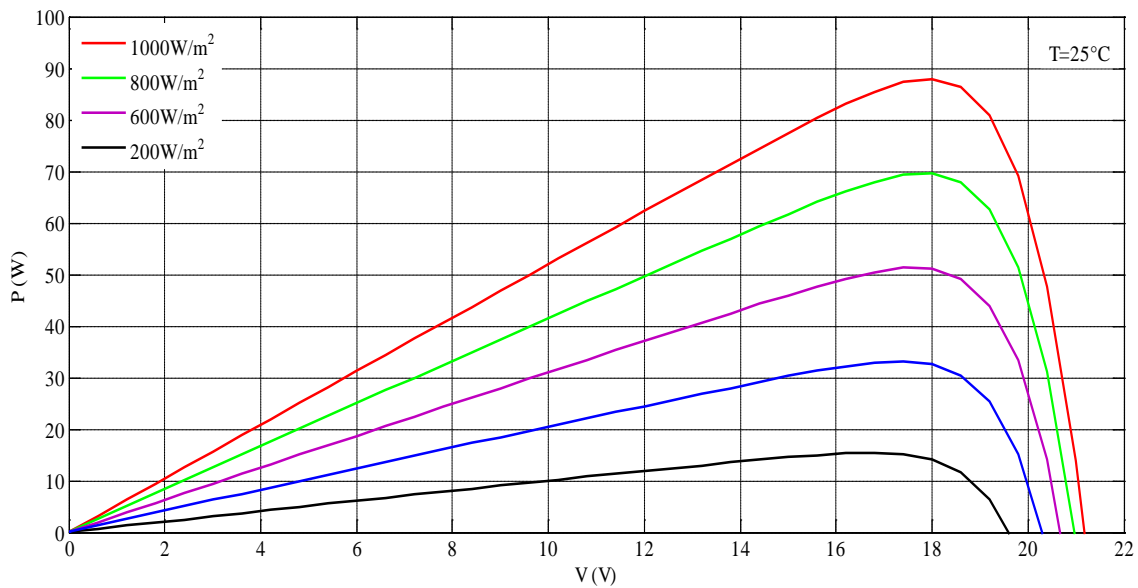


Figure I.6. Caractéristiques ( $P$ - $V$ ) pour différentes valeurs de rayonnement à  $T = 25^{\circ}\text{C}$

On remarque que le courant produit par le générateur photovoltaïque ( $I_{pv}$ ) est pratiquement proportionnel à l'éclairement ( $E$ ). Par contre, La tension de circuit ouvert ne diminuera que légèrement avec l'éclairement (Figure I.5). Ceci implique donc :

- La puissance optimale de générateur photovoltaïque ( $P_m$ ) est pratiquement proportionnelle à l'éclairement.
- les points de puissance maximale se situent à peu près à la même tension (Figure I.6).

#### I.4.1.2.2. Influence de la température

Les figures I.7 et I.8 montrent respectivement l'influence de la température sur les caractéristiques ( $I$ - $V$ ) et ( $P$ - $V$ ) du GPV pour un éclairement donné ( $E=1\text{kW/m}^2$ ).

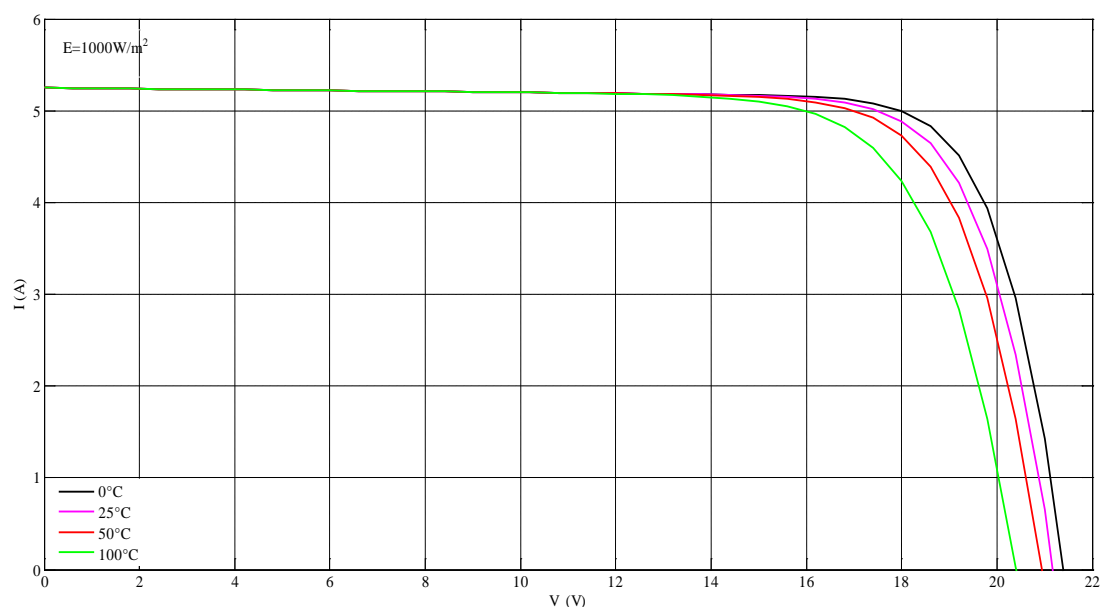


Figure I.7. Caractéristiques ( $I$ - $V$ ) pour différentes valeurs des températures à  $E=1000\text{W/m}^2$

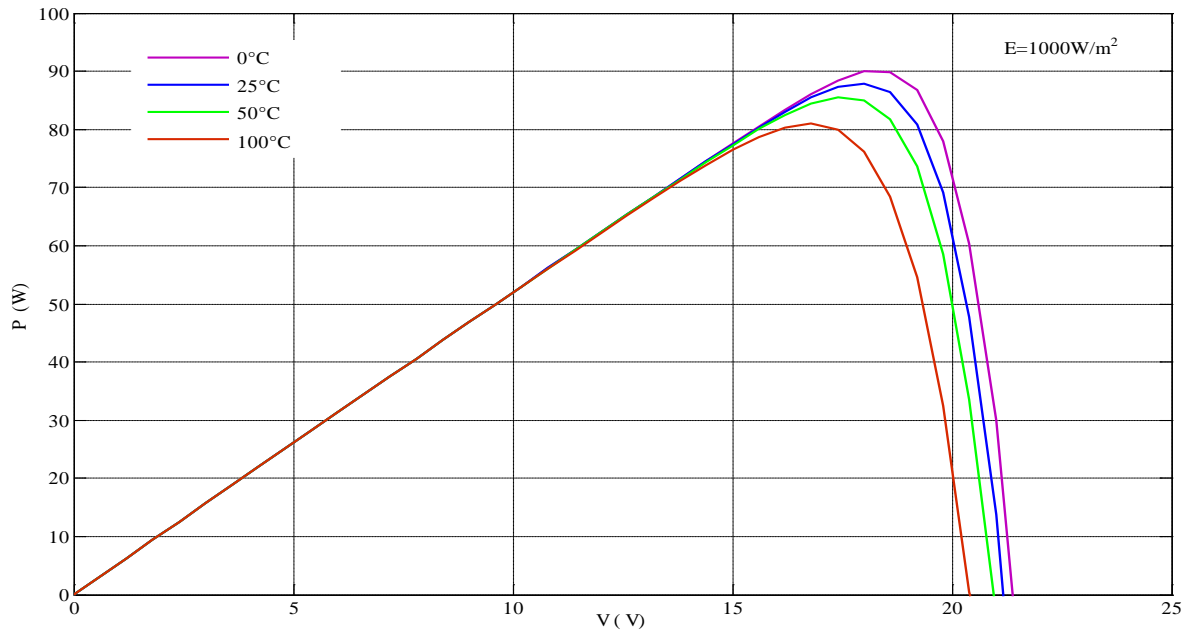


Figure I.8. Caractéristiques ( $P$ - $V$ ) pour différentes valeurs des températures à  $E=1000\text{W/m}^2$

On constate que la température a un léger effet sur le courant (Figure I.7), mais une augmentation de la température cause une diminution apparente sur la tension de circuit ouvert, par conséquent la puissance diminue (Figure I.8).

### I.4.1.3. Influence des paramètres internes de la cellule PV sur le fonctionnement de GPV

#### I.4.1.3.1. Influence de la résistance série $R_s$

L'influence de la résistance série sur les caractéristiques ( $I$ - $V$ ) et ( $P$ - $V$ ) du générateur photovoltaïque est représentée sur les figures I.9 et I.10 dans les conditions standards.

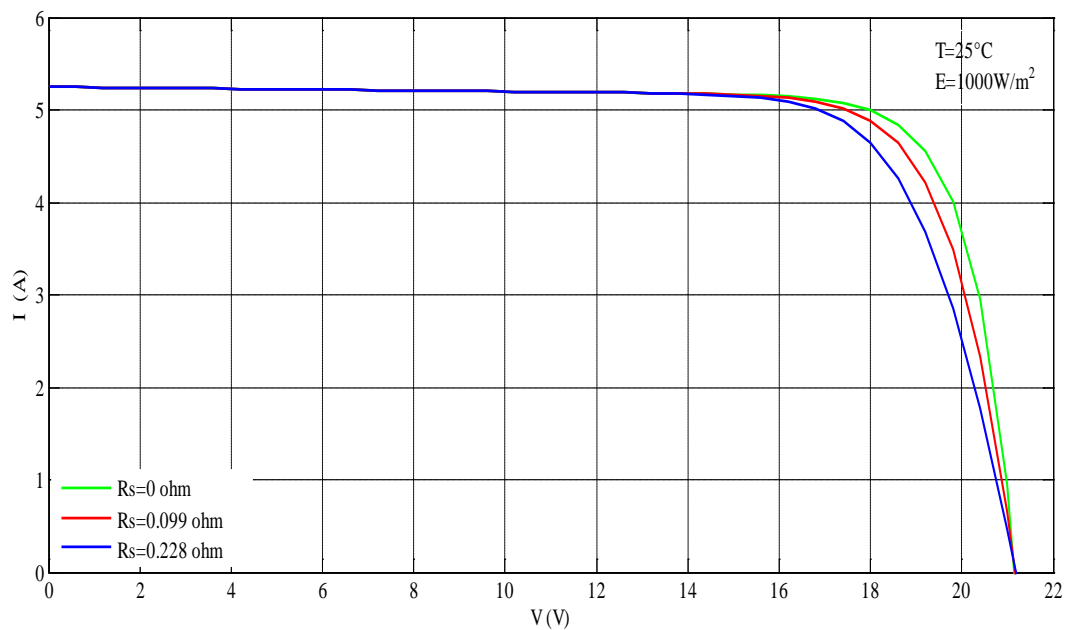


Figure I.9. Caractéristiques ( $I$ - $V$ ) pour différentes valeurs de  $R_s$

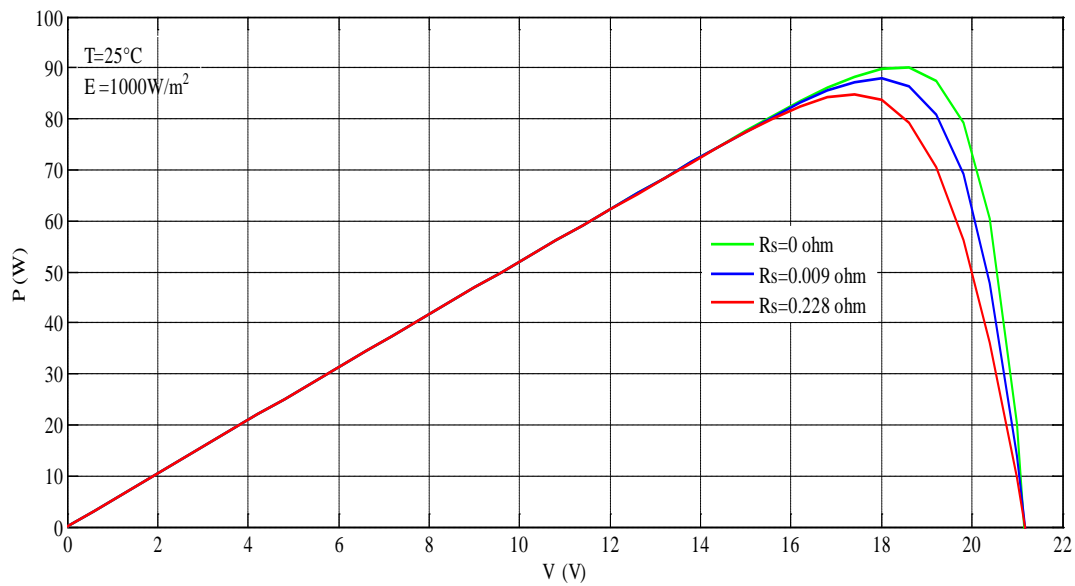


Figure I.10. Caractéristiques ( $P$ - $V$ ) pour différentes valeurs de  $R_s$

Les performances du *GPV* sont d'autant plus dégradées que ses résistances séries sont grandes, la figure I.10 montre que l'augmentation de  $R_s$  se traduit par une diminution de la pente de la courbe ( $I$ - $V$ ), dans la zone où le générateur fonctionne comme une source de tension.

#### I.4.1.3.2. Influence de résistance shunt $R_{sh}$

L'influence de la résistance parallèle sur les caractéristiques ( $I$ - $V$ ) et ( $P$ - $V$ ) du module photovoltaïque est représentée sur les figures I.11 et I. 12 dans les conditions standards.

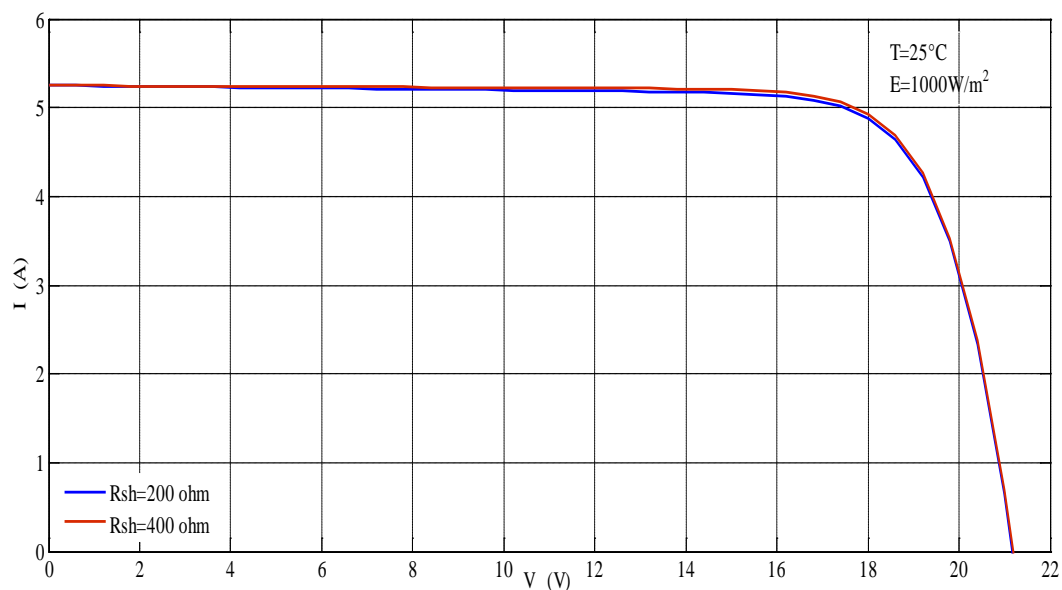


Figure I.11. Caractéristiques ( $I$  -  $V$ ) pour différentes valeurs de  $R_{sh}$

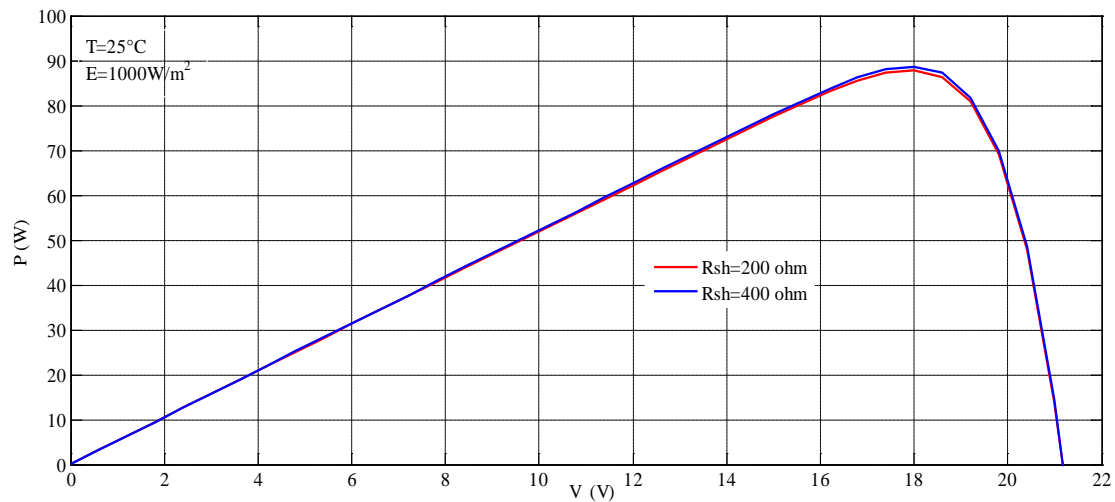


Figure I.12. Caractéristiques ( $P$ - $V$ ) pour différentes valeurs de  $R_{sh}$

On constate que l'augmentation de  $R_{sh}$  se traduit par une augmentation de la courbe de puissance dans la zone correspondant à un fonctionnement comme source de courant.

#### I.4.2. Modèle à deux diodes

C'est le modèle qui décrit le mieux la caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque (figure I.13); trois mécanismes essentiels sont pris en compte [10][11][12]:

- Le mécanisme de recombinaisons dans les régions quasi-neutres, modélisé par un terme exponentiel  $I_{d1}$  comportant un courant de saturation  $I_{01}$ .
- Le mécanisme de recombinaisons dans la zone de charge d'espace, représenté par un terme exponentiel  $I_{d2}$  comportant un courant de saturation inverse  $I_{02}$ .
- Le troisième mécanisme pris en compte est l'effet Joule qui se traduit par des pertes d'énergie dans les résistances série  $R_s$  et schunt  $R_{sh}$ .

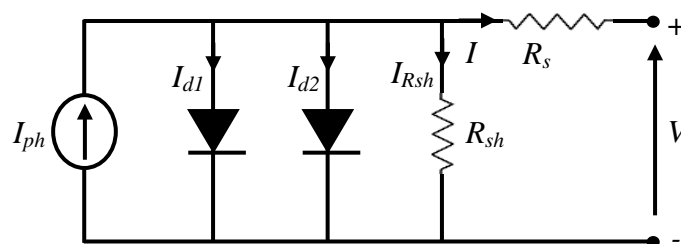


Figure I.13.

Schéma

électrique équivalent du modèle à deux diodes de la cellule solaire

L'expression résultante correspondant à une caractéristique courant-tension pour une température et une irradiance données s'exprime comme suite [10][11][12] :

$$I = I_{ph} - I_{d1} - I_{d2} - I_{Rsh} \quad (\text{I-7})$$

Où encore :

$$I = I_{ph} - I_{01} \left( \exp \left( \frac{q(V + R_s I)}{kT} \right) - 1 \right) - I_{02} \left( \exp \left( \frac{q(V + R_s I)}{2kT} \right) - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (\text{I-8})$$

Avec :

$I$  : Courant délivré par la cellule PV ;

$V$  : Tension délivrée par la cellule PV ;

$I_{01}, I_{02}$  : Courants de saturation des diodes dépendent de la température ;

$R_s$  : Résistance série ;

$R_{sh}$  : Résistance shunt ou parallèle ;

$n_1, n_2$  : Facteurs de pureté de la diode, compris entre 1 et 2 ;

Le courant photogénéré  $I_{ph}$  s'exprime comme suit :

$$I_{ph} = I_{ph}|_{298} \times \frac{E}{E_0} \times \left[ 1 + (T - 298K)(5 \times 10^{-4}) \right] \quad (\text{I-9})$$

Les Courants de saturation des diodes sont donnés par :

$$I_{01} = K_1 T^3 e^{-\frac{qE_g}{kT}} \quad (\text{I-10})$$

$$I_{02} = K_2 T^2 e^{-\frac{qE_g}{kT}} \quad (\text{I-11})$$

En utilisant l'équation (I-8) et en partant du fait qu'un générateur photovoltaïque est constitué de groupements, série-parallèle, de cellules photovoltaïques, la relation qui lie le courant à la tension d'un GPV est donnée par [10][11] [12] [13]:

$$I_G = I_{phG} - I_{01} \left[ \exp \left( \frac{q(V_G + R_{sG} \cdot I_G)}{n_1 n_s kT} \right) - 1 \right] - I_{02} \left[ \exp \left( \frac{q(V_G + R_{sG} \cdot I_G)}{n_2 n_s kT} \right) - 1 \right] - \frac{V_G + R_{sG} \cdot I_G}{R_{shG}} \quad (\text{I-12})$$

La figure I.14 représente les caractéristiques ( $I$ - $V$ ) et ( $P$ - $V$ ), pour les conditions standards ( $T=25^\circ\text{C}$  et  $E=1000\text{W/m}^2$ ).

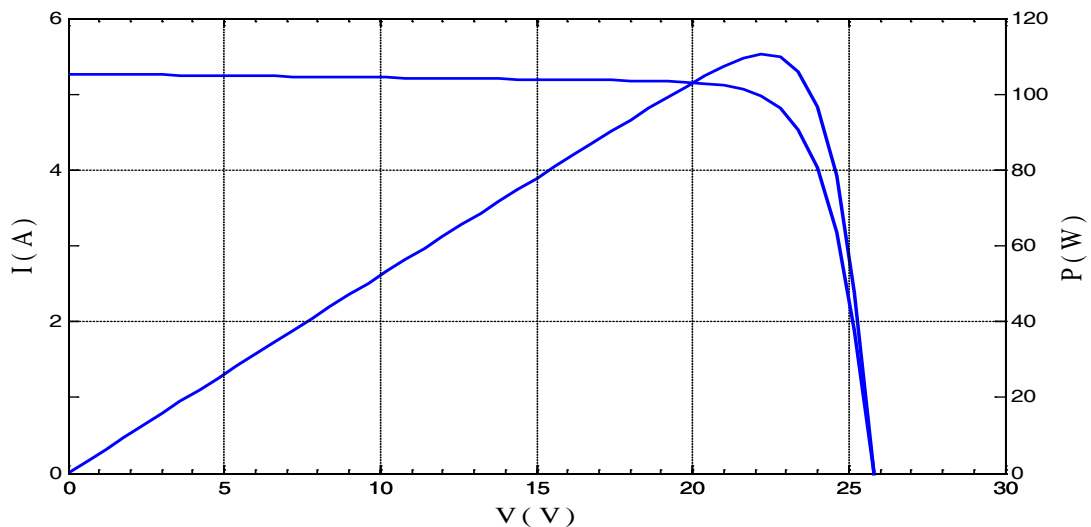


Figure I.14. Caractéristiques ( $I$ - $V$ ) et ( $P$ - $V$ ) d'un générateur photovoltaïque SMX-83

Les caractéristiques ( $I$ - $V$ ) et ( $P$ - $V$ ) d'un générateur photovoltaïque représentent respectivement la variation du courant qu'il produit et la variation de la puissance en fonction de la tension aux bornes du *GPV* depuis le court-circuit jusqu'au circuit ouvert.

### I.4.2.2. Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement du *GPV*

#### I.4.2.2.1. Influence de l'éclairement

Les figures I.15 et I.16 représentent respectivement les caractéristiques ( $I$ - $V$ ) et ( $P$ - $V$ ) du *GPV* en fonction de l'éclairement à une température constante  $T=25^{\circ}\text{C}$ .

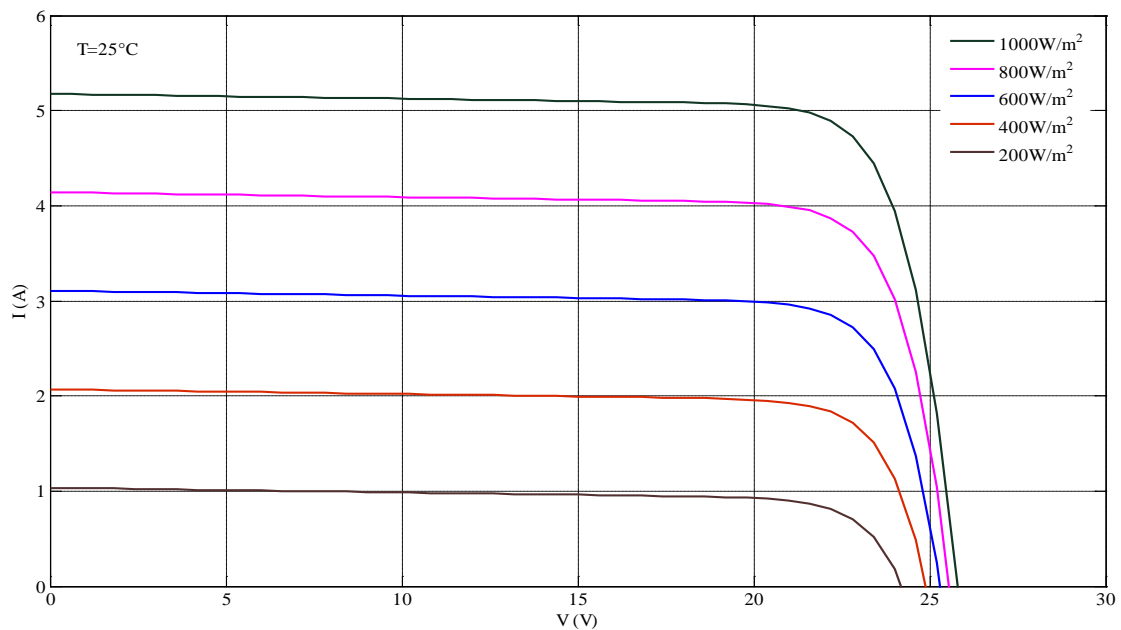


Figure I.15. Caractéristiques ( $I$  - $V$ ) pour différentes valeurs de rayonnement à  $T=25^{\circ}\text{C}$

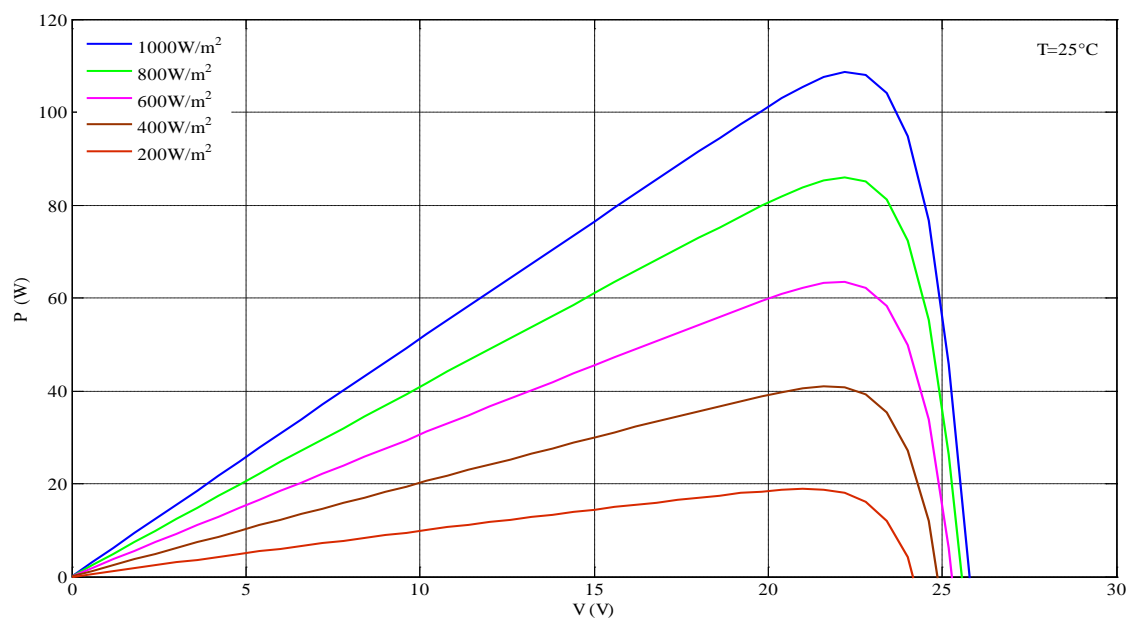


Figure I.16. Caractéristiques ( $P$  - $V$ ) pour différentes valeurs de rayonnement à  $T=25^{\circ}\text{C}$

On constate que l'augmentation d'ensoleillement se traduit par un déplacement de la caractéristique ( $I-V$ ) suivant l'axe des courants. L'accroissement du courant de court-circuit est beaucoup plus important que celui de la tension à circuit ouvert étant donné que le courant de court-circuit est une fonction linéaire de l'éclairement, alors que celle de la tension à circuit ouvert est logarithmique.

#### I.4.2.2. Influence de la température

Les figures I.17 et I.18 montrent respectivement l'influence de la température sur les caractéristiques ( $I-V$ ) et ( $P-V$ ) du *GPV* pour un éclairement donné ( $E=1000\text{W/m}^2$ ).

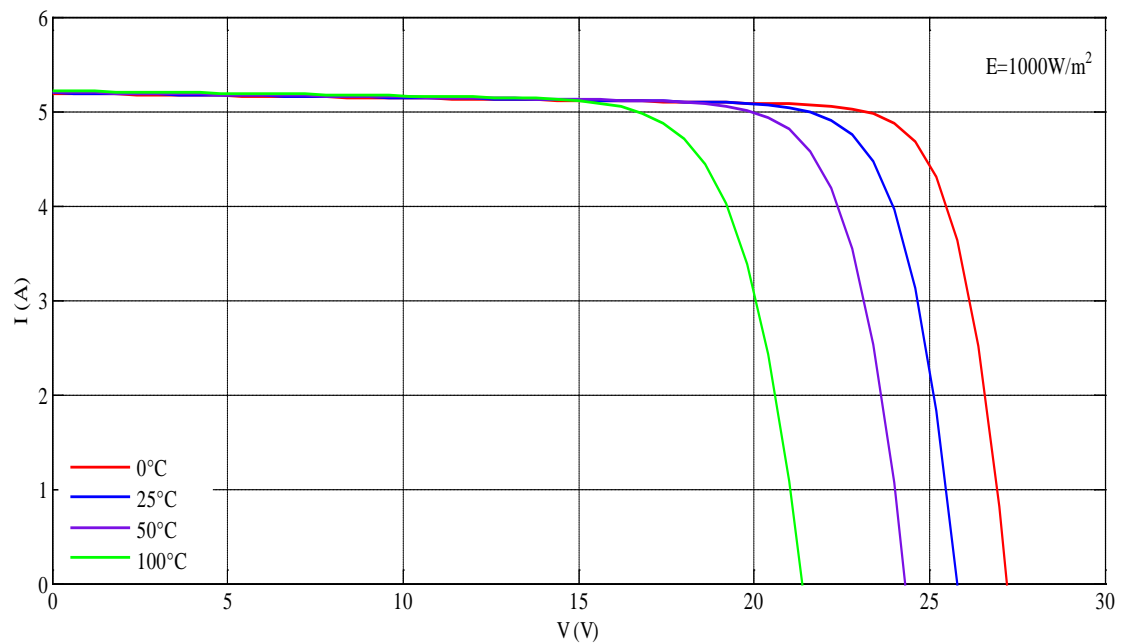


Figure I.17. Influence de la température sur la caractéristique courant-tension d'un *GPV*

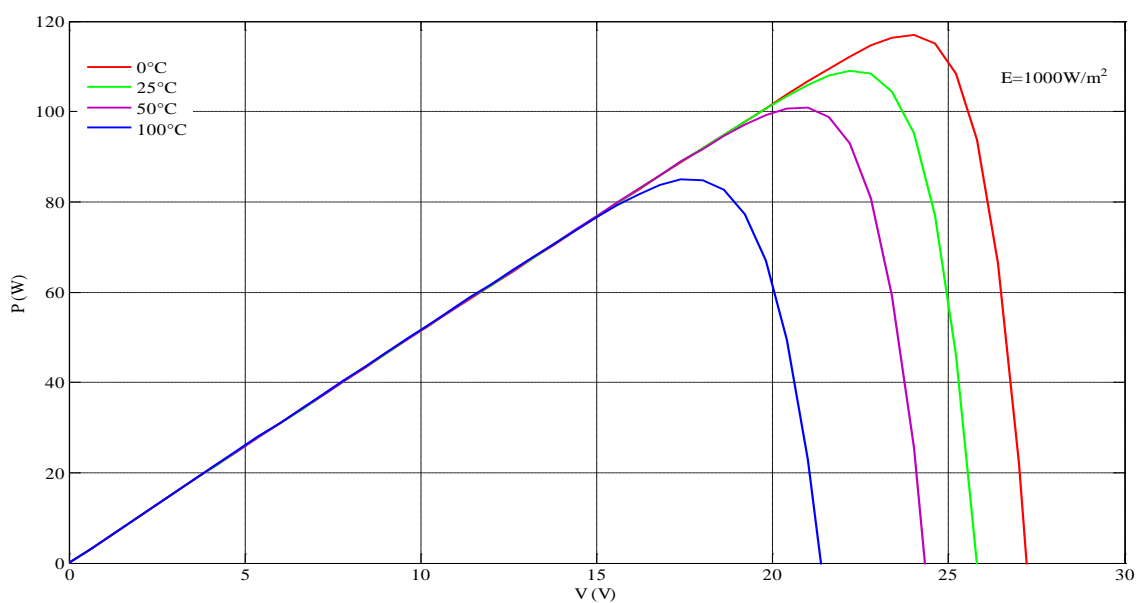


Figure I.18. Influence de la température sur la caractéristique puissance-tension d'un *GPV*

D'après la caractéristique ( $I-V$ ) nous remarquons que la température a une influence négligeable sur la valeur du courant de court-circuit. Par contre, la tension en circuit ouvert baisse assez fortement lorsque la température augmente, par conséquent la puissance diminue (Figure I.18).

### I.4.2.3. Influence des paramètres internes de la cellule PV sur le fonctionnement de GPV

#### I.4.2.3.1. Influence de résistance série $R_s$

L'influence de la résistance série sur les caractéristiques ( $I-V$ ) et ( $P-V$ ) de générateur photovoltaïque est représentée sur la figure I.19 et I.20 dans les conditions standards.

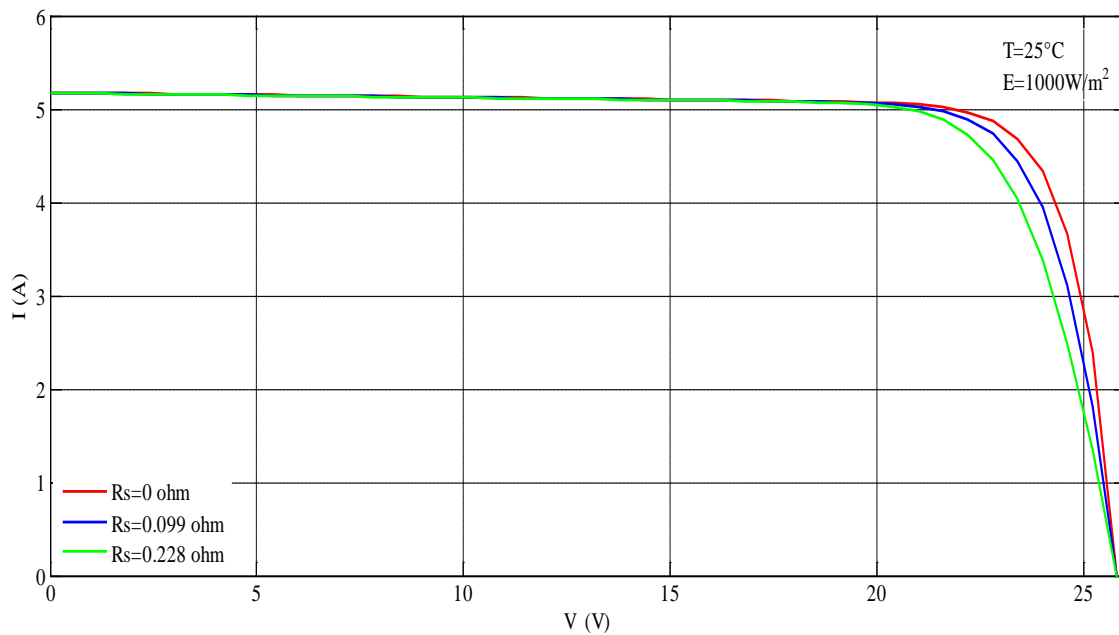


Figure I.19. Caractéristiques ( $I-V$ ) pour différentes valeurs de  $R_s$

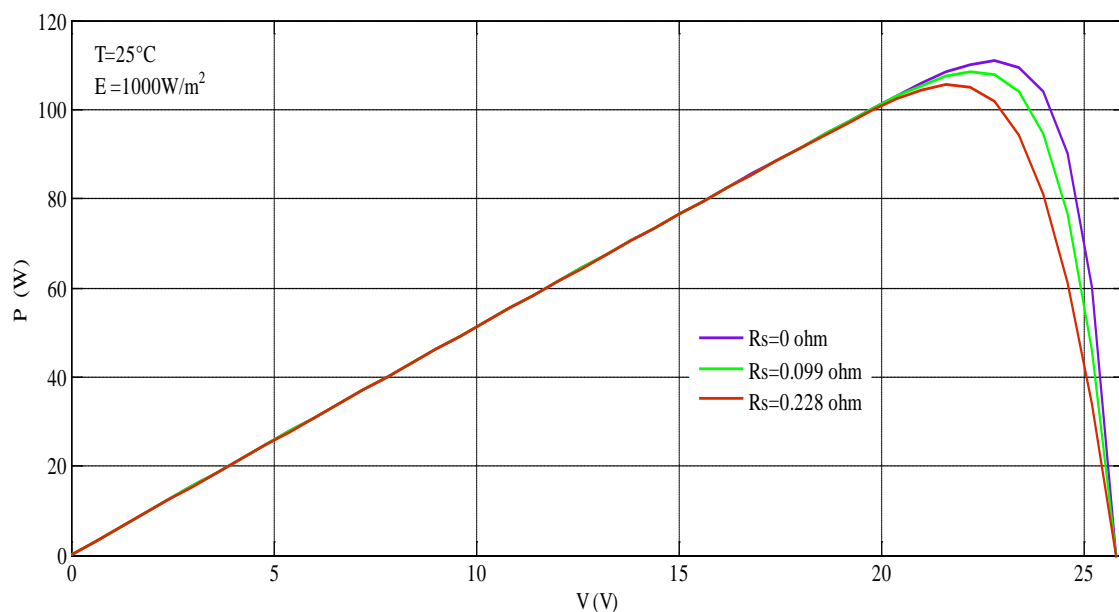


Figure I.20. Caractéristiques ( $P-V$ ) pour différentes valeurs de  $R_s$

La résistance série caractérise les pertes par effets Joule de la résistance propre du semi-conducteur et les pertes à travers les grilles de collectes et les mauvais contacts ohmiques de la cellule. Les contacts semi conducteur-électrodes à résistance élevée abaissent appréciablement la tension et le courant de sortie ce qui va limiter le rendement de conversion

#### I.4.2.3.2. Influence de résistance shunt $R_{sh}$

L'influence de la résistance parallèle sur la caractéristique de générateur photovoltaïque est représentée sur la figure I.21 et I. 22 dans les conditions standards.

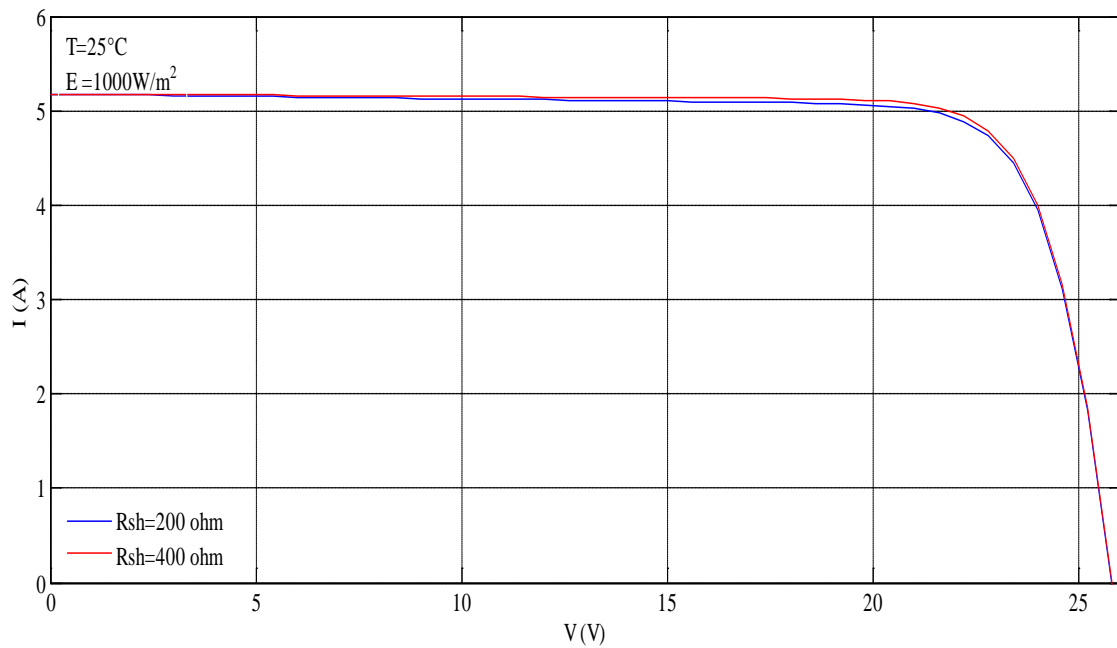


Figure I.21. Caractéristiques (I-V) pour différentes valeurs de  $R_{sh}$

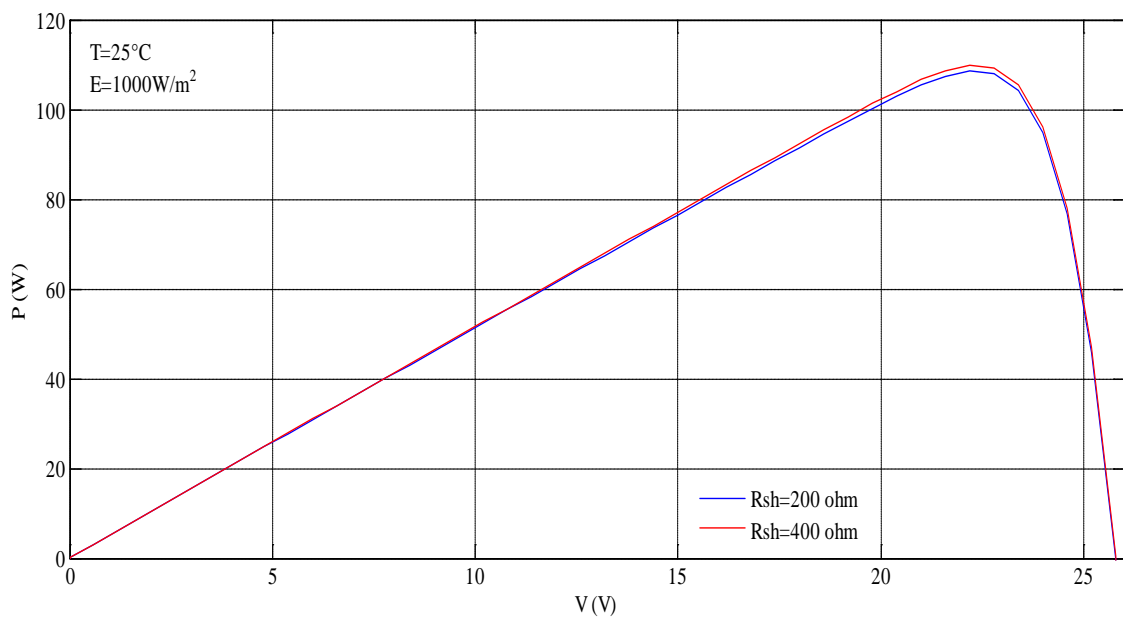


Figure I.22. Caractéristiques (P-V) pour différentes valeurs de  $R_{sh}$

On constate que l'augmentation de  $R_{sh}$  se traduit par une augmentation de la courbe de puissance dans la zone correspondant à un fonctionnement comme source de courant. La dégradation du fonctionnement du *GPV* est donc due à la diminution de la résistance shunt.

### I.5. Comparaison entre les deux modèles

Le tableau I.1 résume les caractéristiques des deux modèles du *GPV*.

Modèle	Tension de circuit ouvert $V_{co}$ [V]	Courant de court circuit $I_{cc}$ [A]	Puissance maximale $P_{max}$ [W]
Une diode	21.2	5.25	90
Deux diodes	25.2	5.25	110

Tableau I.1 Tableau comparatif entre les deux modèles de *GPV*

Ce tableau montre que le modèle à deux diodes est le meilleur, car la puissance maximale délivrée par ce dernier est nettement supérieur à celle du modèle à une diode. Ainsi, pour la suite de notre travail on utilisera le modèle à deux diodes.

### I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales caractéristiques et les technologiques des éléments constitutifs d'un *GPV*. Ainsi les différents modèles électriques d'une cellule *PV*. Deux modèles ont été abordés, le modèle à une diode et le modèle à deux diodes. Ce dernier est le modèle le plus adapté pour une simulation adéquate du fonctionnement du générateur photovoltaïque, car il permet d'obtenir des caractéristiques très proches de cellules du *GPV* réel.

Par ailleurs, l'étude de l'influence des paramètres météorologiques (température et éclairage), et des paramètres internes (résistances série et shunt) sur les caractéristiques de sortie du *GPV* à montré que l'influence des paramètres internes est moins importante que celle des paramètres météorologique. Ainsi ; dans la suite de notre travail ou s'intéressera uniquement à l'étude de l'influence des paramètres météorologique sur les caractéristiques du *GPV*.

## CHAPITRE II

# ETUDE DES DIFFERENTES COMMANDES MPPT DE GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

## CHAPITRE II

## ETUDE DES DIFFERENTES COMMANDES MPPT DE GPV

## II.1. Introduction

Actuellement, le rendement de conversion d'énergie solaire en énergie électrique est encore faible. Ce rendement faible ainsi que le coût élevé de la source photovoltaïque ont incité les utilisateurs à exploiter le maximum de puissance électrique disponible au niveau du GPV. Ce maximum est généralement obtenu en assurant une bonne adaptation entre le GPV et le récepteur associé. Cette adaptation est effectuée à l'aide de convertisseurs statiques DC/DC contrôlés pour différents modes de fonctionnement.

Dans le présent chapitre, trois types de convertisseurs DC/DC seront abordés, le convertisseur abaisseur (*Buck*), élévateur (*Boost*) et abaisseur-élévateur (*Buck-Boost*). Pour chaque convertisseur on détaillera le fonctionnement et le dimensionnement des différents éléments ; le modèle mathématique simplifié correspondant au régime continu sera présenté.

Plusieurs solutions ont été proposées pour l'algorithme de recherche du PPM commandant le convertisseur statique ; dans ce chapitre, nous élaborons deux techniques à savoir :

- Algorithme de contrôle de PPM Perturbation & Observation (*P&O*) ;
- Algorithme des ensembles flous;

## II.2. Principe de fonctionnement d'un étage d'adaptation DC/DC

La figure II.1 présente le schéma de principe d'un GPV doté d'un étage d'adaptation DC/DC entre le GPV et la charge de sortie. Cette structure correspond à un système plus communément appelé système autonome. Il permet le plus souvent d'alimenter une batterie servant de stockage d'énergie ou une charge qui ne supporte pas les fluctuations de tension. Cet étage d'adaptation dispose d'une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) qui lui permet de rechercher le point de puissance maximale (PPM) que peut fournir un panneau solaire photovoltaïque. L'algorithme de recherche MPPT peut être plus ou moins complexe en fonction du type d'implantation choisi et des performances recherchées [14].

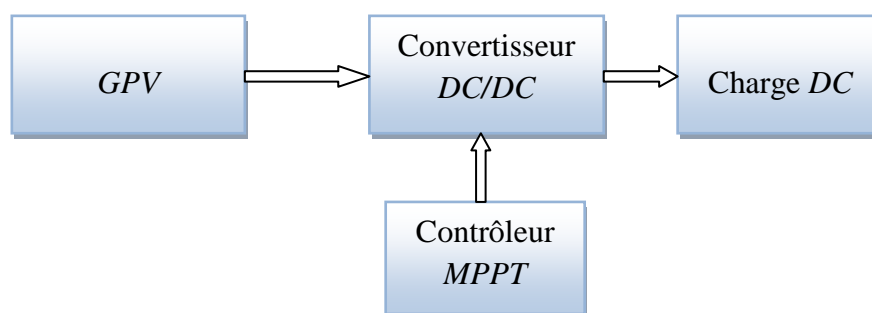


Figure II.1. Schéma fonctionnel général du système photovoltaïque avec MPPT

### II.3. Convertisseur statique Continu-Continu (DC/DC)

Les hacheurs présentent la partie essentielle dans le dispositif de commande d'un GPV, ils sont des convertisseurs statiques *DC/DC* permettant de contrôler la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé. Ils jouent le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau. On peut les considérer comme des transformateurs de grandeurs électriques continues.

Il existe différents types de convertisseurs *DC/DC*. Dans les convertisseurs à stockage d'énergie, si la tension délivrée en sortie est inférieure à la tension appliquée en entrée, le hacheur est dit dévolteur. Dans le cas contraire, il est dit survolteur. Le convertisseur dévolteur survolteur combine les propriétés des configurations de dévolteur et de survolteur.

Dans ce qui suit, nous allons analyser et modéliser le fonctionnement électrique des trois types de hacheur: *Buck*, *Boost* et *Buck-Boost*.

#### II.3.1. Hacheur Buck

L'application typique du convertisseur *Buck* est de convertir sa tension d'entrée ( $V_i$ ) en une tension de sortie ( $V_o$ ) inférieure, où le rapport de conversion  $M=V_o/V_i$  change avec le rapport cyclique du commutateur. La figure II.2 donne le circuit électrique d'un convertisseur *Buck* où l'inductance et les capacités ( $L$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ) permettent essentiellement de filtrer le courant et de minimiser le taux d'ondulation de la tension à l'entrée et à la sortie des convertisseurs, la diode  $D$  est une diode « roue libre ». Elle permet d'évacuer pendant le blocage de l'interrupteur, l'énergie stockée dans la self.

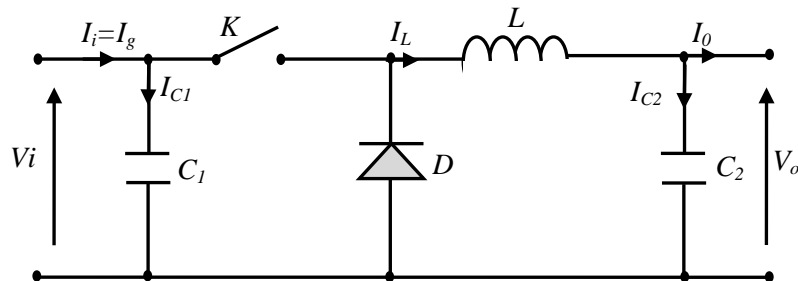


Figure II.2. Circuit électrique d'un convertisseur DC/DC de type Buck

Dans la première fraction de temps  $\delta T_s$  le transistor ( $K$ ) est dans un état de saturation alors l'inductance  $L$  se charge d'énergie avec augmentation du courant  $I_L$ . Dans la deuxième fraction de temps  $(1-\delta) T_s$  l'inductance  $L$  libère cette énergie à la charge avec une diminution de courant  $I_L$ . Aussi le circuit peut être décomposé en deux circuits linéaires qui correspondent chacun à une position de l'interrupteur  $K$ .

- $T_s$  est la période de commutation qui est égale à  $1/f_s$  ;
- $\delta$  est le rapport cyclique du commutateur ( $\delta \in [0,1]$ ).

#### II.3.1.1. Modèle mathématique équivalent

Pour extraire le modèle mathématique du convertisseur, il faut l'étudier dans les deux phases de fonctionnement ( $K$  fermé, et  $K$  ouvert), ensuite donner son modèle approximé, qui englobe les différentes grandeurs moyennes d'entrée et de sortie du convertisseur [12][15][16].

La figure II.3 donne les schémas équivalents d'un hacheur *Buck* dans les deux intervalles de temps.

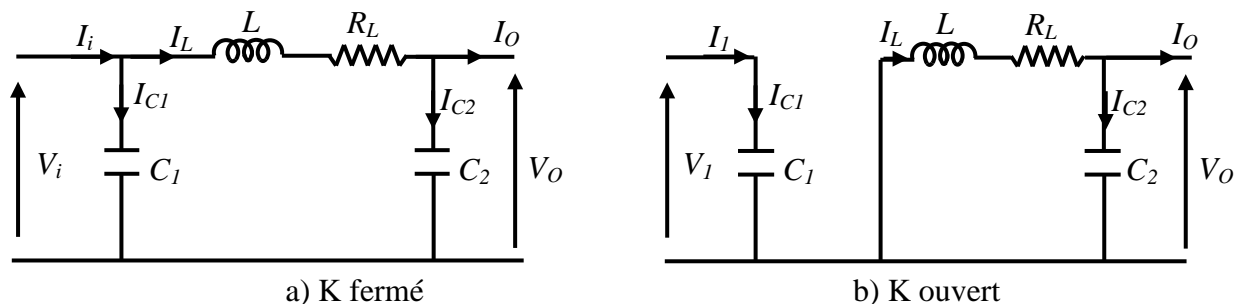


Figure II.3. Circuits équivalents du convertisseur *Buck*

Les grandeurs temporelles sont représentées par des lettres minuscules alors que les grandeurs moyennes sont représentées par des majuscules. En appliquant les lois de Kirchhoff sur les deux circuits, on obtient les systèmes d'équations suivants :

$$0 < t < \delta T_s$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_0}{dt} = i_L - i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = v_i - v_0 \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

$$\delta T_s < t < T_s$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_0}{dt} = i_L - i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = -v_0 \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

### II.3.1.2. Modèle approximé du convertisseur *Buck*

Les systèmes d'équations de base (II-1), (II-2) représentent le hacheur *Buck* pour une période  $\delta T_s$  et  $(1-\delta)T_s$  respectivement. Le convertisseur s'alterne entre ces deux états avec une fréquence élevée nous devons trouver une représentation dynamique approximée valable pour les deux intervalles de temps. Pour cela nous considérons que la variation des variables dynamiques  $I_C$ ,  $V_L$  est de forme linéaire. En d'autres termes nous pouvons faire une approche linéaire pour l'exponentielle ( $e^\varepsilon \approx \varepsilon + 1$ , Si  $\varepsilon \ll 1$ ), ainsi la dérivée de ces grandeurs sera constante.

Cette approche nous permet de décomposer l'expression de la valeur moyenne de la dérivé de la variable dynamique x sur les deux laps de temps  $\delta T_s$  et  $(1-\delta)T_s$ :

$$\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_{T_s} = \frac{dx}{dt_{(\delta T_s)}} \cdot \delta T_s + \frac{dx}{dt_{((\delta+1)T_s)}} \cdot (\delta - 1)T_s \quad (\text{II-3})$$

Où  $\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle$  est la valeur moyenne de la dérivée de x sur une période  $T_s$ . Cette relation est valide si  $\frac{dx}{dt_{(\delta T)}}$  et  $\frac{dx}{dt_{((\delta+1)T)}}$  sont constants sur les périodes  $\delta T_s$  et  $(1-\delta) T_s$  respectivement, en d'autres termes cette approximation est valable si les périodes  $\delta T_s$  et  $(1-\delta) T_s$  sont très faibles devant la constante de temps du circuit.

Dans ce cas, la forme exponentielle du courant qui parcourt la self et la tension aux bornes de la capacité sont de forme linéaire comme le montre la figure II.4.

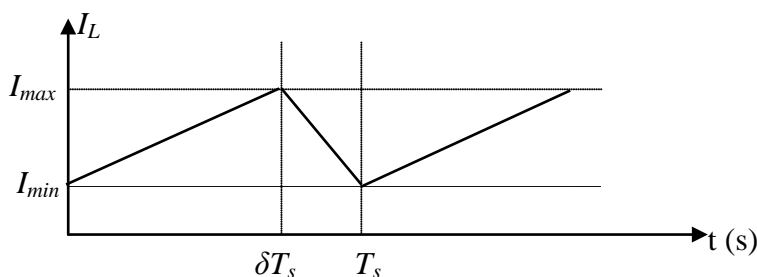


Figure II.4. Courant traversant la self du convertisseur buck

En appliquant la relation (II-3) sur les systèmes d'équations (II-1) et (II-2), on obtient les équations qui régissent le système sur une période entière.

$$\begin{cases} C_1 \frac{dv_i}{dt} T_s = \delta T_s (i_i - i_L) + (1 - \delta) T_s i_i \\ C_2 \frac{dv_0}{dt} T_s = \delta T_s (i_L - i_0) + (1 - \delta) T_s (i_L - i_0) \\ L \frac{di_L}{dt} T_s = \delta T_s (v_L - v_0 - R_L i_L) + (1 - \delta) T_s (-v_0 - R_L i_L) \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

En arrangeant les termes des équations précédentes pour qu'on puisse interconnecter le convertisseur avec les autres blocs de simulation, on obtient la modélisation dynamique du convertisseur Buck.

$$\begin{cases} i_L = \frac{1}{\delta} \left( i_i - C \frac{dv_i}{dt} \right) \\ i_0 = i_L - C_2 \frac{dv_0}{dt} \\ v_i = \frac{1}{\delta} \left( v_0 + R_L i_L + L \frac{di_L}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

### II.3.1.4. Etude en régime continu

Le régime de fonctionnement est appelée continu lorsque le courant dans l'inductance n'a pas le temps de s'annuler. Ce régime est obtenu en éliminant les dérivées des variables dynamiques, et en remplaçant ces signaux par leurs valeurs moyennes.

Le système d'équations II.7 donne:

$$\begin{cases} I_i - \delta I_L = 0 \\ I_0 - I_L = 0 \\ \delta V_i - V_0 - R_L I_L = 0 \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

### II.3.1.5. Rapport de conversion et rendement

Le rapport de conversion  $M$  est défini comme étant le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée comme suit :

$$M(\delta) = \frac{V_0}{V_i} = \eta \delta \quad (\text{II-7})$$

Où  $\eta$  est le rendement du convertisseur défini comme étant le rapport entre la puissance de sortie sur la puissance d'entrée :

$$\eta = \frac{P_0}{P_i} = \frac{V_0 I_0}{V_i I_i} \quad (\text{II-8})$$

La relation (II-7) donne :

$$M(\delta) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 + R_L \frac{I_0}{V_0}} \delta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{Z}} \delta = \eta \delta \quad (\text{II-9})$$

Avec :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{Z}} \quad (\text{II-10})$$

$Z$  : Impédance complexe de la charge.

La variation de  $M$  en fonction de  $\delta$  est donnée par la figure II.5.

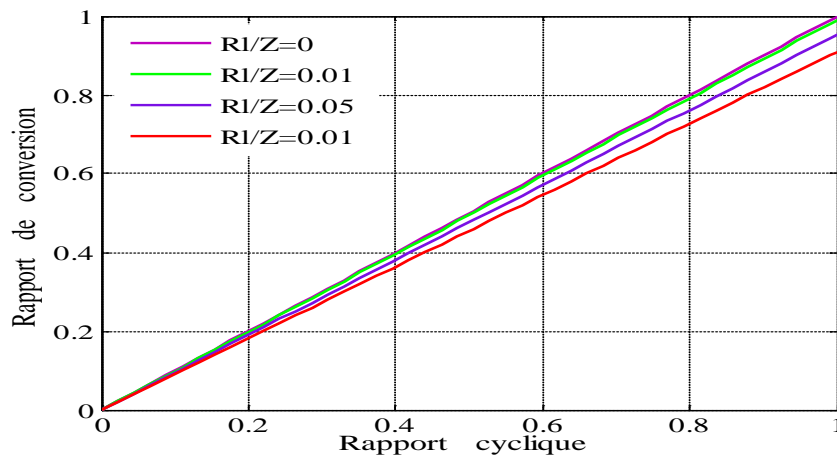


Figure II.5. Rapport de conversion  $M$  en fonction du rapport cyclique  $\delta$

On constate, que le rapport de conversion  $M$  reste linéaire en fonction de  $\delta$  et confiné entre zéro et la valeur du rendement, et que des charges  $Z$  importantes causent une grande perte dans le transfert de puissance à travers le convertisseur.

### II.3.2. Hacheur Boost

La figure II.6 représente le circuit équivalent du convertisseur *Boost*. Durant le temps  $\delta T_s$ , l'interrupteur  $K$  est fermé, le courant dans l'inductance croît progressivement, au fur et à mesure elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin du premier intervalle. L'interrupteur  $K$  s'ouvre et l'inductance  $L$  délivre le courant  $I_L$  et ainsi génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge à travers la diode  $D$  [10].

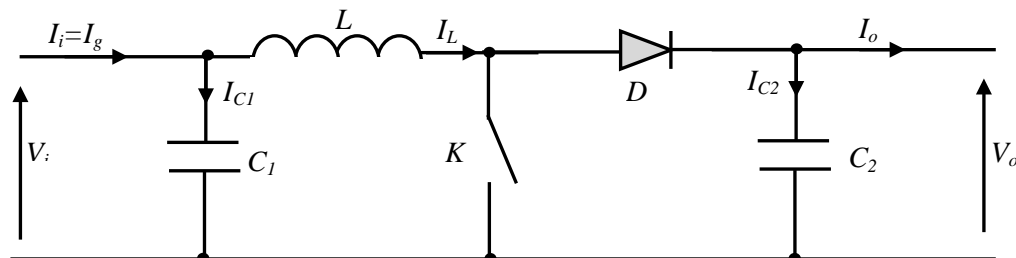


Figure II.6. Circuit électrique d'un convertisseur DC-DC de type *Boost*

#### II.3.2.1. Modèle mathématique équivalent

La figure II.7 représente les schémas équivalents d'un hacheur *Boost* dans les deux intervalles de temps [12][15][18].

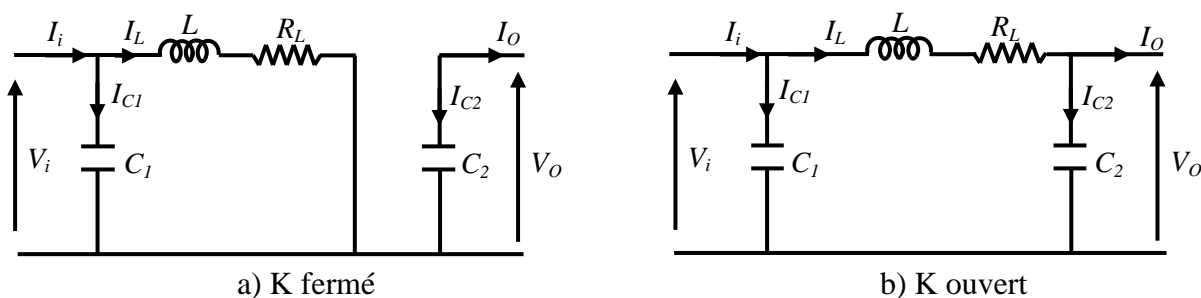


Figure II.7. Circuits équivalents du convertisseur *Boost*

L'application des lois de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents des deux phases de fonctionnement :

$$0 < t < \delta T_s$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_0}{dt} = -i_0 \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \quad (II-11)$$

$$\delta T_s < t < T_s$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_0}{dt} = i_L - i_0 \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - v_0 - R_L i_L \end{cases} \quad (II-12)$$

En considérant que la variation des grandeurs dynamiques  $i_o, V_s, V_o$  est linéaire ; dans ce cas une représentation dynamique sur toute la période de hachage est donnée par :

$$\begin{cases} I_L = I_i - C_1 \frac{dV_i}{dt} \\ I_o = (1-\delta)I_L - C_2 \frac{dV_o}{dt} \\ V_i = L \frac{dI_L}{dt} + (1-\delta)V_o \end{cases} \quad 0 < t < T_s \quad (\text{II-13})$$

Ce mode est obtenu en éliminant les dérivées des variables dynamiques et en remplaçant ces signaux par leurs valeurs moyennes, les systèmes d'équations précédents se simplifient comme suit :

$$\begin{cases} I_i - I_L = 0 \\ I_o - (1-\delta)I_L = 0 \\ V_i - (1-\delta)V_o - R_L I_L = 0 \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

### II.3.2.5. Rapport de conversion et rendement

En utilisant la relation II-14, on peut calculer le rapport de conversion  $M$  tel que:

$$M(\delta) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1-\delta) + \frac{R_L I_L}{V_o}} = \frac{1}{(1-\delta) + \frac{R_L}{Z}} = \frac{1}{(1-\delta)} \eta \quad (\text{II-15})$$

La variation de  $M$  en fonction de  $\delta$  est donnée par la figure II.8.

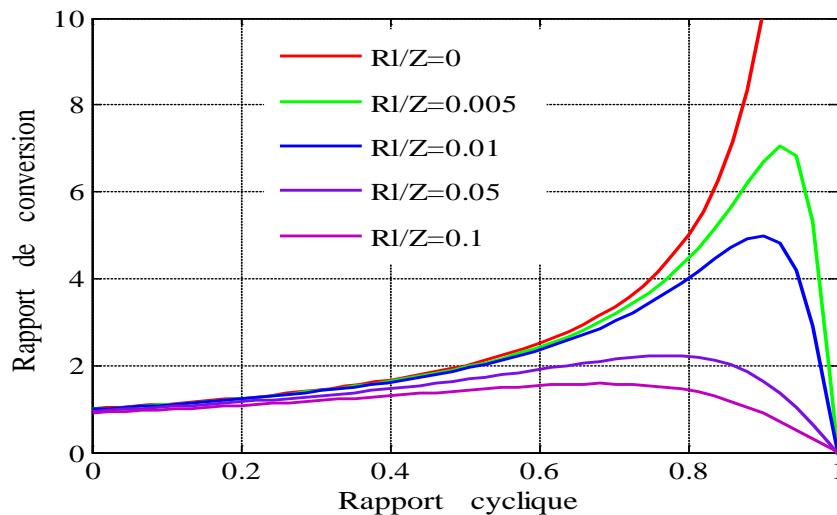


Figure II.8. Rapport de conversion  $M$  en fonction du rapport cyclique

On remarque que le rapport de conversion ne dépend pas seulement de la charge complexe  $Z$  du convertisseur et des résistances parasites des composants, mais elle dépend aussi du rapport cyclique  $\delta$ . Ainsi, il est recommandé, pour que le hacheur Boost fournisse un bon rendement, de ne pas dépasser des rapports cycliques  $\delta$  supérieur à une certaine valeur, fixée par la qualité de l'inductance et la charge utilisée.

### II.3.3. Hacheur Buck-Boost

Le convertisseur Buck-Boost combine les propriétés des deux convertisseurs précédents. Il est utilisé comme un transformateur idéal qui pourrait s'appliquer à n'importe quelle tension d'entrée afin d'obtenir la tension de sortie désirée [19][20].

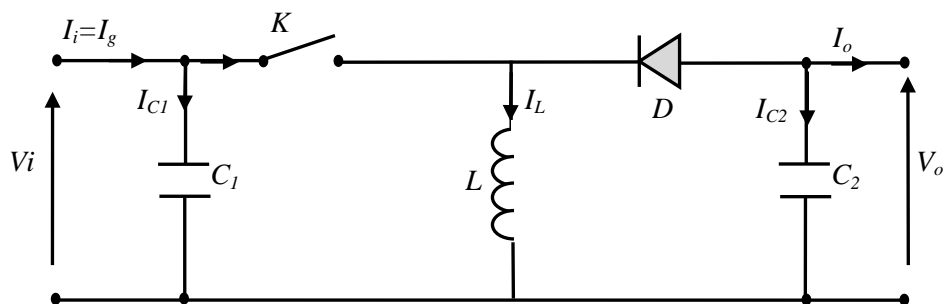


Figure II.9. Circuit électrique d'un convertisseur DC/DC de type Buck-Boost

En premier temps,  $K$  est fermé la tension de la source est appliquée aux bornes de l'inductance  $L$ , où elle se charge d'énergie jusqu'au début de la deuxième phase de fonctionnement, puis  $K$  s'ouvre et la tension de l'inductance se trouve appliquée à la charge, où son courant circule dans le sens inverse d'une aiguilles de montre à travers la diode  $D$  et ainsi la tension de sortie sera négative.

### II.3.3.1. Modèle mathématique équivalent

La figure II.10 montre les deux schémas équivalents du convertisseur Buck-Boost pour les deux périodes de fonctionnement [11][12][17].

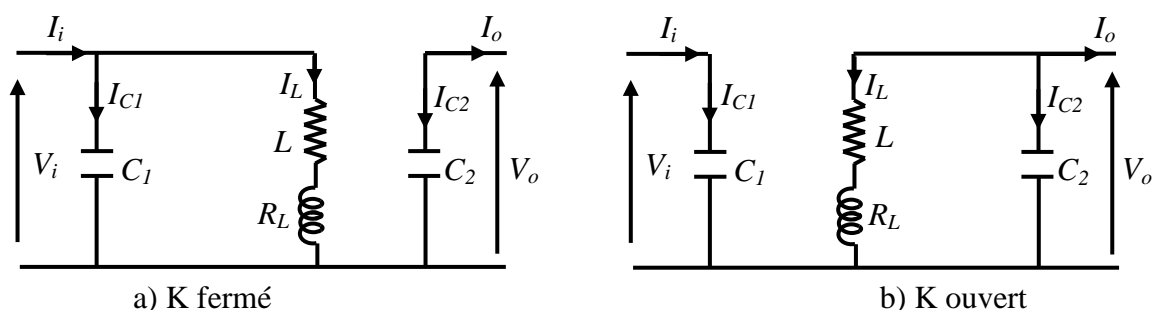


Figure II.10. Circuits équivalents du convertisseur Buck-Boost

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les circuits équivalents précédents, on obtient :

$$0 < t < \delta T_s$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i - i_L \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_o}{dt} = -i_o \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \quad (II-16)$$

$$\delta T_s < t < T_s$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_0}{dt} = -i_0 - i_i \\ v_L = L \frac{di_i}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

### II.3.3.2. Modèle approximé du convertisseur *Buck-Boost*

On considère que la période de hachage est largement inférieure aux différentes constante de temps du système, donc la variation des grandeurs dynamiques  $I_L$ ,  $V_o$  et  $V_i$  est linéaire. Dans ces conditions, une représentation dynamique approximée valable sur toute la période de hachage est donnée par :

$$\begin{cases} I_{C1} = C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i - \delta I_L \\ I_{C2} = C_2 \frac{dV_o}{dt} = -(1-\delta)I_L - I_o \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = \delta V_i + (1-\delta)V_o \end{cases} \quad 0 < t < T_s \quad (\text{II-18})$$

En réarrangeant les termes du système d'équation (II-18) on obtient le modèle mathématique équivalent du hacheur *Buck-Boost* fonctionnant en mode continu :

$$\begin{cases} I_L = \frac{1}{\delta} I_i - \frac{C_1}{\delta} \frac{dV_i}{dt} \\ I_o = -(1-\delta)I_L - C_2 \frac{dV_o}{dt} \\ V_i = \frac{L}{\delta} \frac{dI_L}{dt} - \frac{(1-\delta)}{\delta} V_o \end{cases} \quad 0 < t < T_s \quad (\text{II-19})$$

### II.3.3.3. Rapport de conversion et rendement

En utilisant les relations II-19, on peut calculer le rapport de conversion  $V_o/V_i$  :

$$M(\delta) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{-(1-\delta) + \frac{R_L I_L}{V_o}} \delta = \frac{1}{-1 - \frac{R_L I_o}{(1-\delta)^2 V_o}} \frac{\delta}{(1-\delta)} = \eta \frac{-\delta}{(1-\delta)} \quad (\text{II-20})$$

La variation de  $M$  en fonction de  $\delta$  est donnée par la figure II.11.

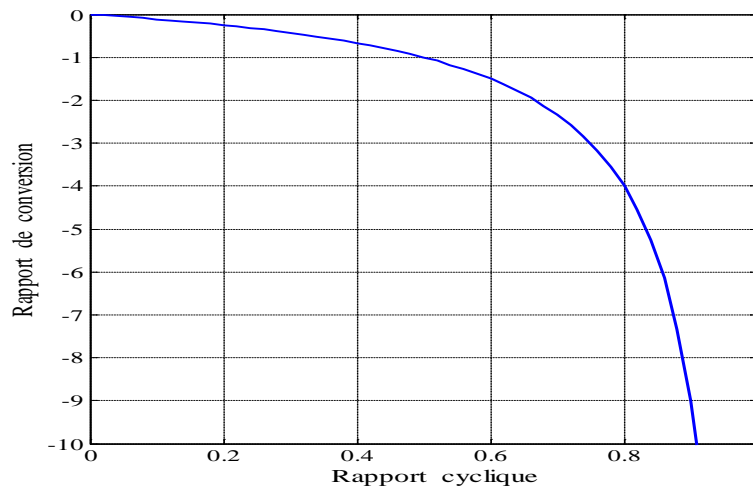


Figure II.11. Rapport de conversion  $M(\delta)$  pour un convertisseur *Buck - Boost*

#### II.4. Techniques de recherche de point de puissance maximale MPPT

En général le point de fonctionnement n'est pas au point de puissance maximale (PPM) du panneau photovoltaïque. Alors dans les couplages directs des charges, les panneaux photovoltaïques sont souvent surdimensionnés pour assurer une puissance suffisante à fournir à la charge ; ceci conduit à un système excessivement cher. Pour surmonter ce problème, un suiveur de la puissance maximale peut être utilisé pour maintenir le fonctionnement du panneau photovoltaïque à sa puissance maximale. Il existe plusieurs méthodes de commandes MPPT. Dans notre travail nous avons développé deux techniques à savoir *P&O* (perturb & observe) et la logique floue.

##### II.4.1. Méthode de perturbation et d'observation (*P&O*)

La méthode de perturbation et d'observation (*P&O*) est une approche largement répandue dans la recherche du MPPT parce qu'elle est simple et exige seulement des mesures de tension ( $V$ ) et du courant ( $I$ ) du *GPV*, elle peut dépister le point maximum de puissance même lors des variations de l'éclairement et la température.

La méthode *P&O* fonctionne avec la perturbation de la tension ( $V$ ) et l'observation de l'impact de ce changement sur la puissance de sortie du *GPV*. La figure (II.12) représente l'algorithme de la méthode *P&O*. À chaque cycle,  $V$  et  $I$  sont mesurés pour calculer  $P(k)$ . Cette valeur de  $P(k)$  est comparée à la valeur  $P(k-1)$  calculée au cycle précédent.

- Si la puissance de sortie a augmenté,  $V_{pv}$  est ajustée dans la même direction que dans le cycle précédent.
- Si la puissance de sortie a diminué,  $V$  est ajusté dans la direction opposée que dans le cycle précédent.  $V$  est ainsi perturbé à chaque cycle de *MPPT*.

Quand le point de puissance maximale est atteint,  $V$  oscille autour de la valeur optimale  $V_{pvMP}$ , Ceci cause une perte de puissance qui augmente avec le pas de l'incrément de la perturbation [3][21][22].

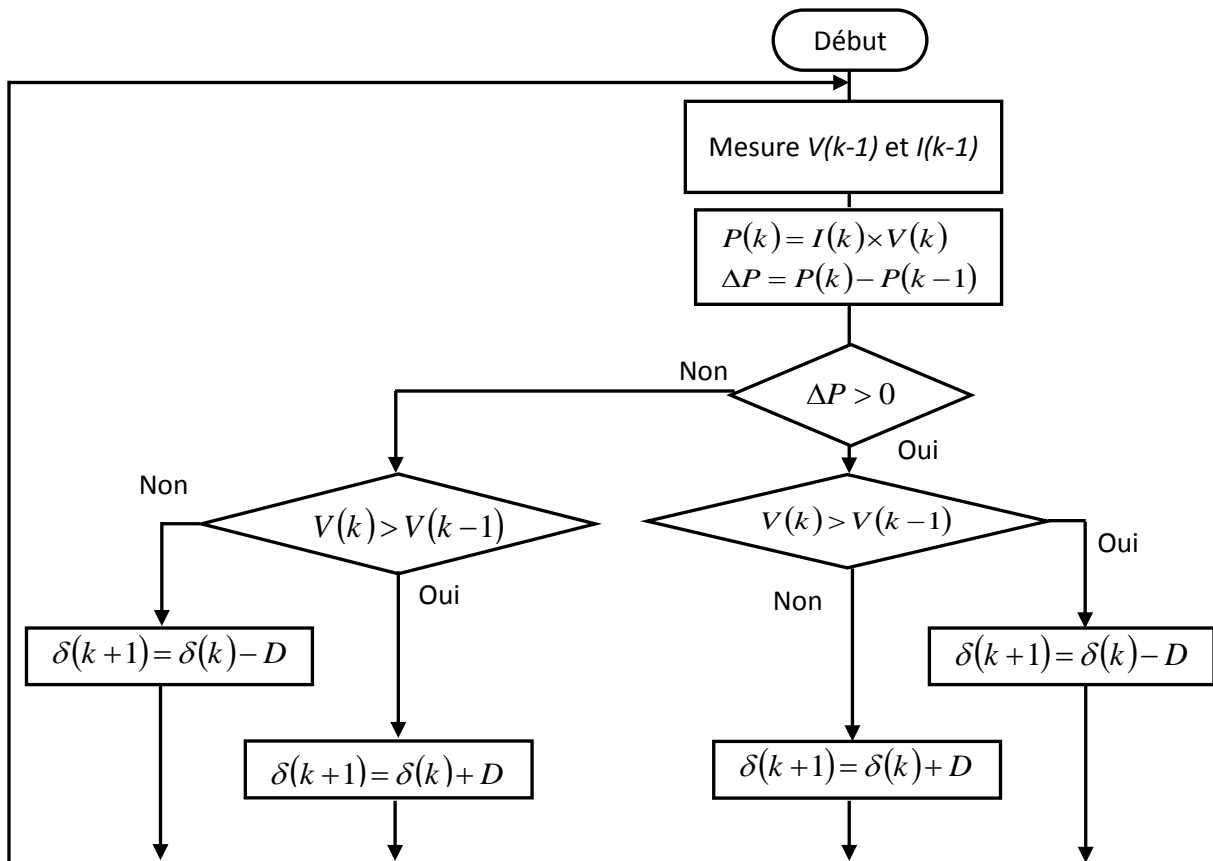


Figure II.12. Algorithme type de la méthode P&O

### II.4.1.1. Schéma bloc

Le schéma bloc synoptique global du système photovoltaïque commandé par le contrôleur P&O simulé sous Matlab/Simulink est donné par la figure II.13.

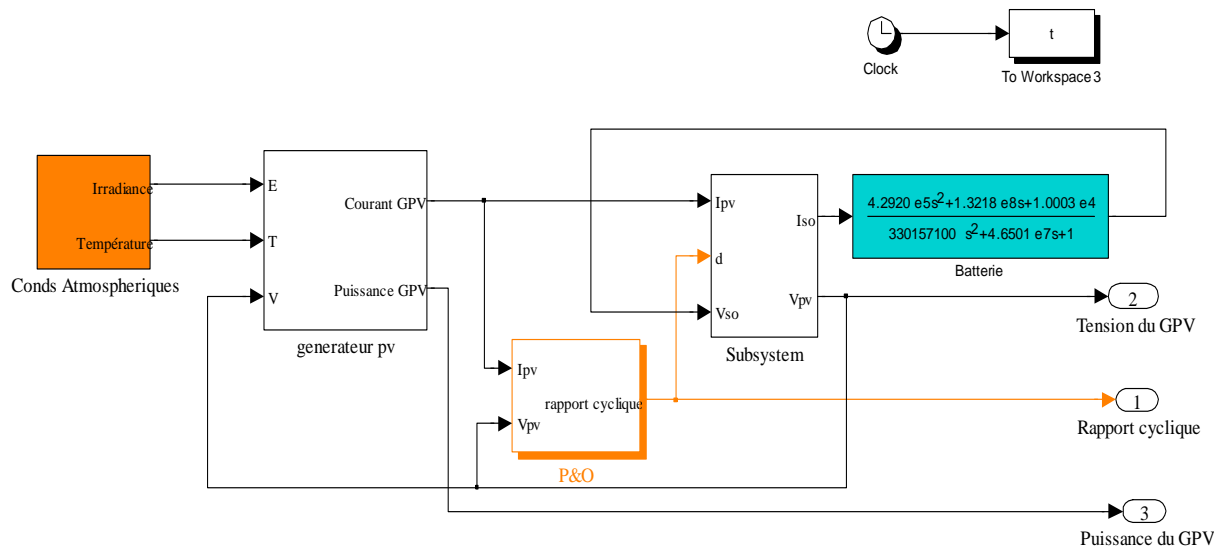


Figure II.13. Bloc de simulation du système PV

### II.4.1. 2. Fonctionnement dans les conditions standards

La figure II.14 représente la réponse de l'algorithme P&O dans le cas d'un fonctionnement GPV sous les conditions atmosphériques standard (E=1000 W/m<sup>2</sup>, T=25°C).

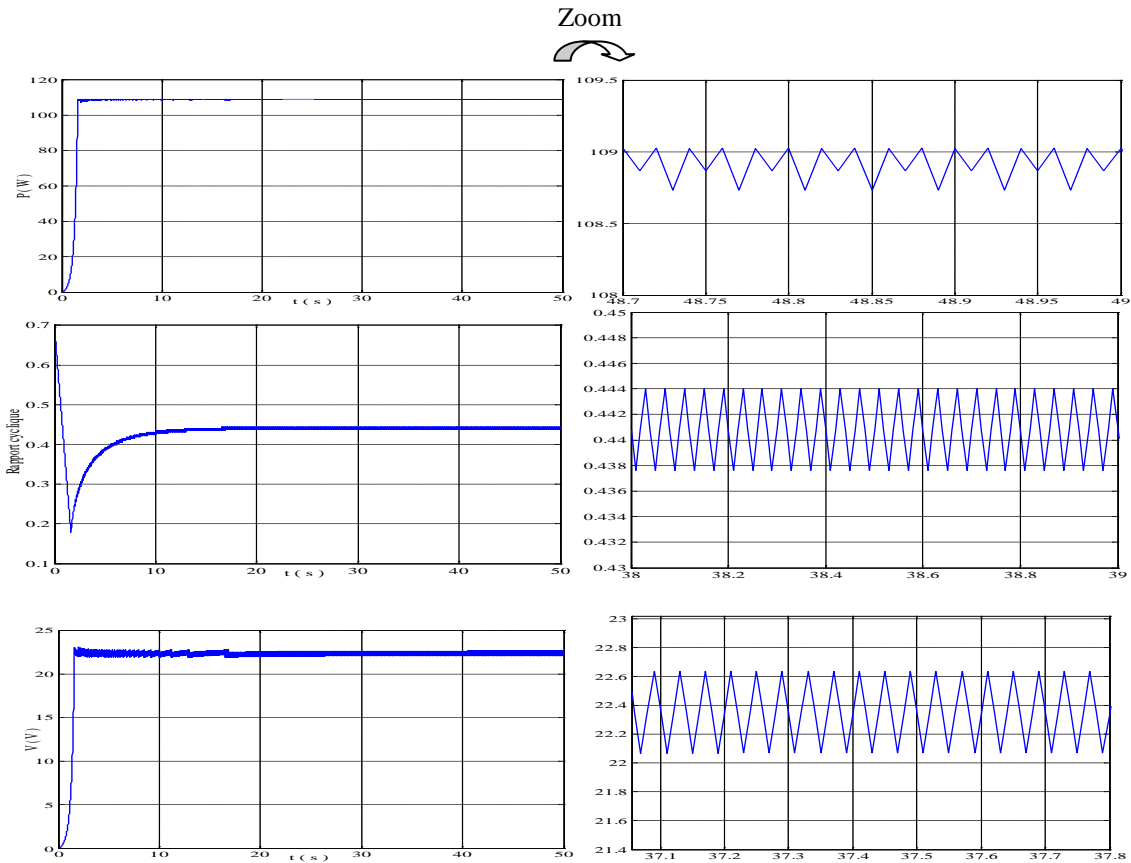


Figure II.14. Réponse de l’algorithme *P&O* dans les conditions atmosphériques standards

D’après la figure II.14, on remarque que :

- Quand le point de puissance maximale est atteint, la commande MPPT maintient le point de fonctionnement à ce dernier ;
- La valeur de la puissance des de contrôleur oscille autour de la valeur de point de puissance maximale (*PPM*), cela veut dire que le mécanisme a vraiment suivi le point de puissance maximale.

### II.4.1. 3. Fonctionnement sous conditions variables

Afin de visualiser le comportement de notre système en condition standards ( $E=1000W/m^2$ ,  $T=25^{\circ}C$ ), on fait varier l’éclairement et la température, ainsi que le pas d’incrément. Ces variations nous permettent d’étudier la robustesse de notre système.

#### II.4.1. 3.1. Augmentation de l’éclairement

Sous une température constante de  $T=25^{\circ}C$  on augmentation l’éclairement de  $600W/m^2$  à  $1000 W/m^2$  dans un laps de temps de 20 secondes (Figure II.15). Les résultats de simulation sont illustrés dans la figure II.16.

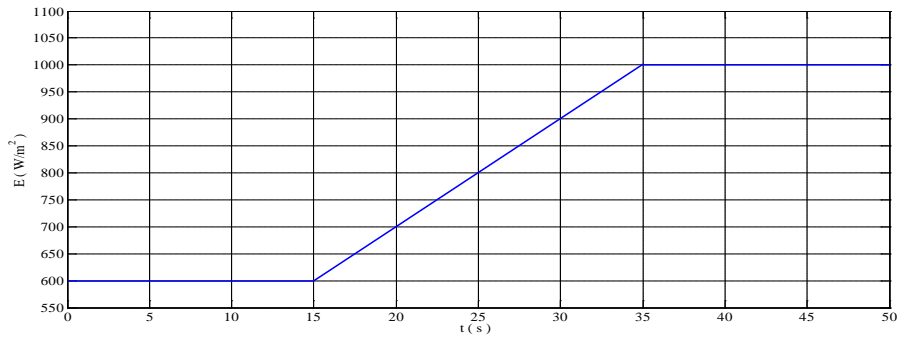


Figure II.15. Variations simulées pour une augmentation de l'ensoleillement

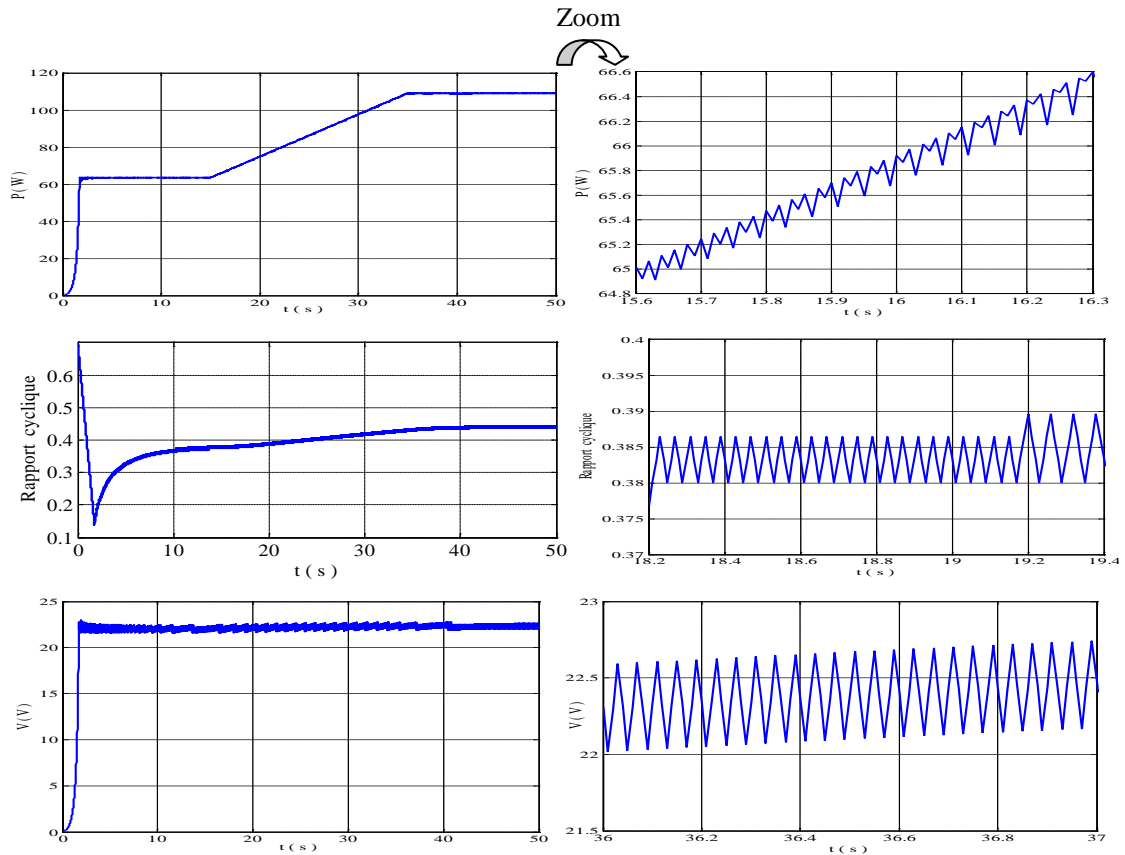


Figure II.16. Réponse de l'algorithme P&O pour une augmentation de l'ensoleillement

### II.4.1. 3.2. Diminution de l'éclairement

On refait le même test dans l'autre sens, en diminuant l'éclairement de  $1000\text{W/m}^2$  à  $600\text{W/m}^2$  (Figure II.17). Les résultats de simulation sont illustrés dans la figure II.18.

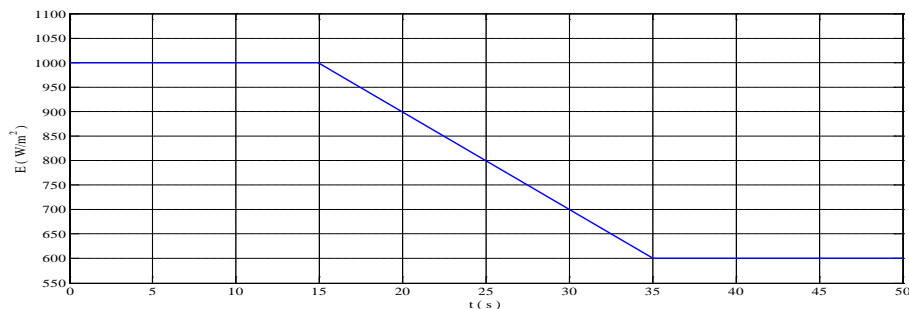


Figure II.17. Variations simulées pour une diminution de l'ensoleillement

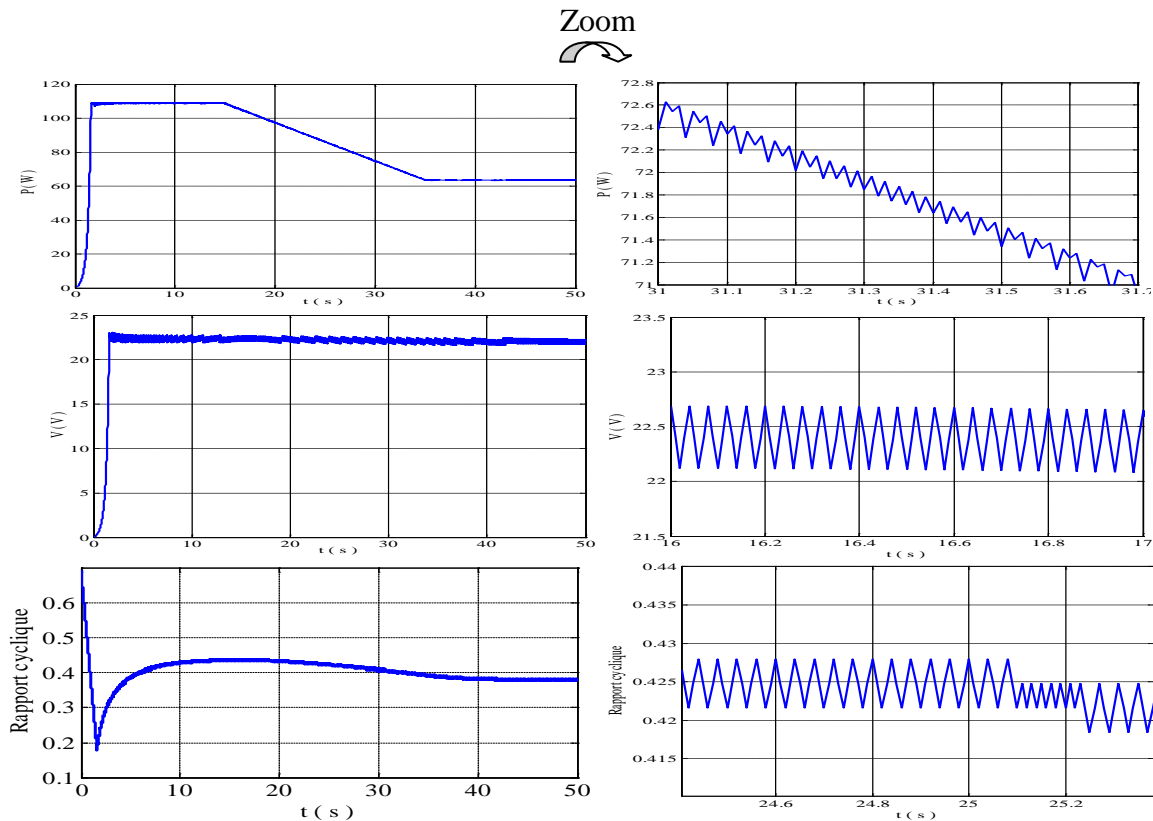


Figure II.18. Réponse de l’algorithme P&O pour une diminution de l’ensoleillement

Pour les deux séries de tests le dispositif converge rapidement vers le point de puissance maximale, autour duquel il va osciller. Ces oscillations sont dues au fait que le point de fonctionnement du GPV est perturbé avec chaque cycle. La puissance est proportionnelle à l’éclairement.

### II.4.1. 3.3. Augmentation de la température

Nous avons fait une augmentation de la température de 25°C à 30°C durant un temps de 20 secondes en préservant l’éclairement égale à  $E=1000W/m^2$  (Figure II.19). Les résultats de simulation sont illustrés dans la figure II.20.

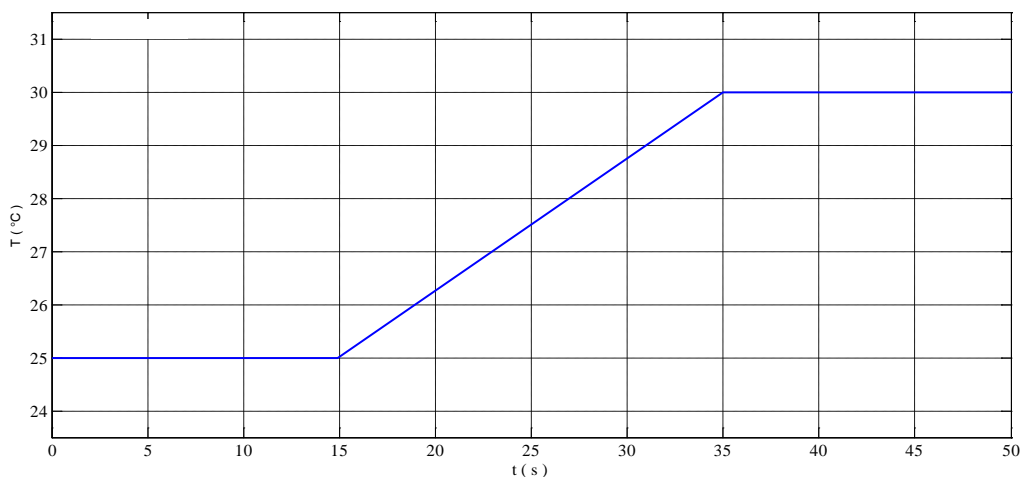


Figure II. 19. Variations simulées pour une diminution de température

Zoom  

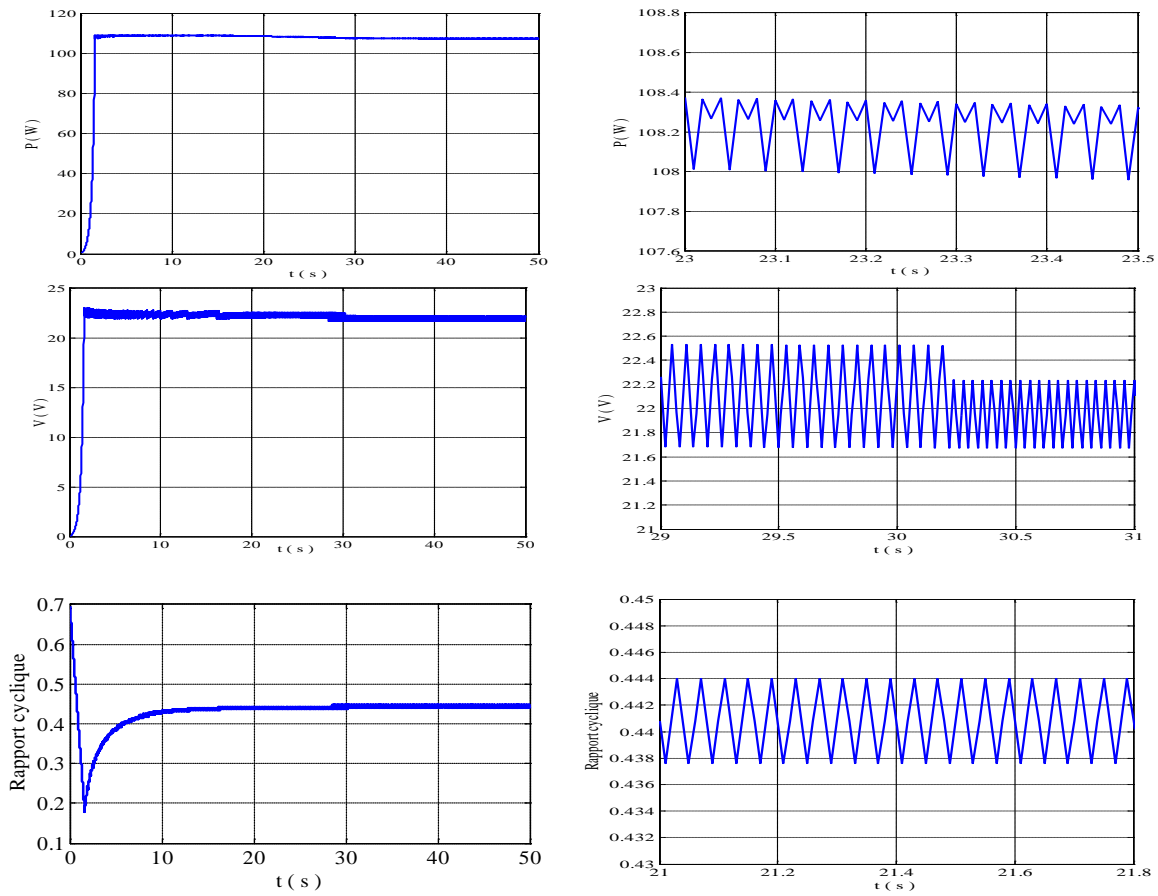



Figure.20. Réponse du contrôleur *P&O* pour une augmentation de la température

**II.4.1. 3.4. Diminution de la température**

On refait le même test dans l’autre sens, en diminuant la température de 30°C à 25°C (Figure II.21). Les résultats de simulation sont illustrés dans la figure II.22.

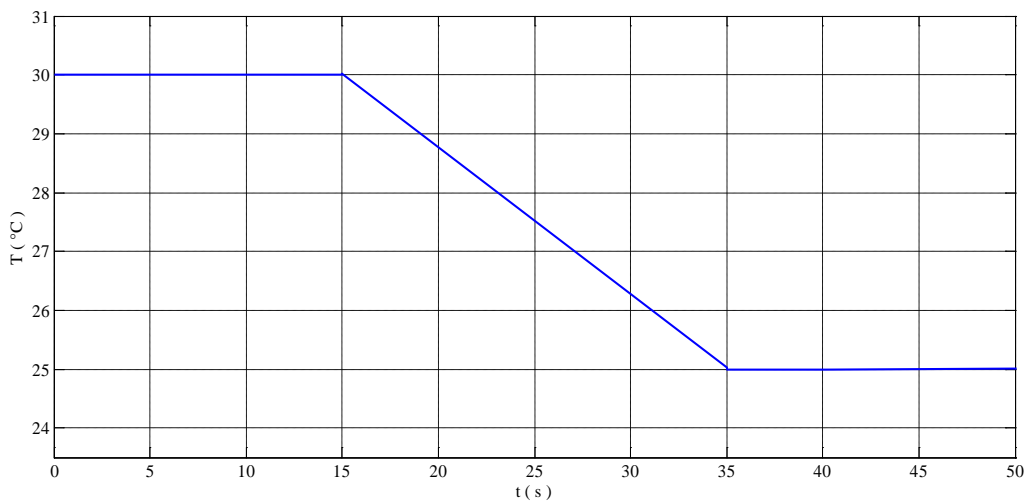


Figure II.21. Variations simulées pour une augmentation de température

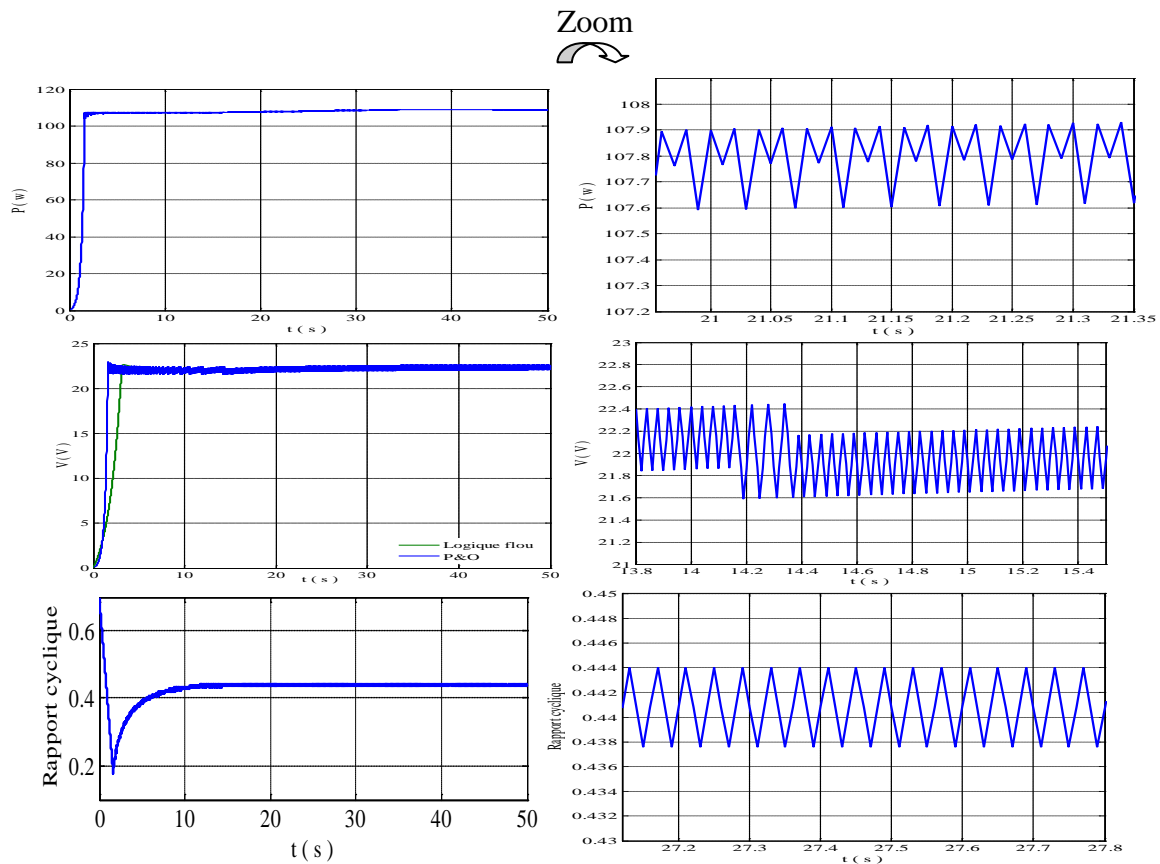


Figure. II.22. Réponse du contrôleur P&O pour une diminution de la température

On constate que l’algorithme P&O suit assez fidèlement le mouvement du point de puissance maximale imposé par le changement de la température. La puissance générée par le générateur photovoltaïque est inversement proportionnelle à la température.

### II.4.1. 3.5. Effet de la valeur du pas d’incrément

Dans cette partie, nous étudions l’effet du changement de pas d’incrément du rapport cyclique du hacheur sur l’évolution du point de fonctionnement du générateur photovoltaïque. Ainsi, on fait varier ce pas du 0.003 à 0.008 (Figure II.23).

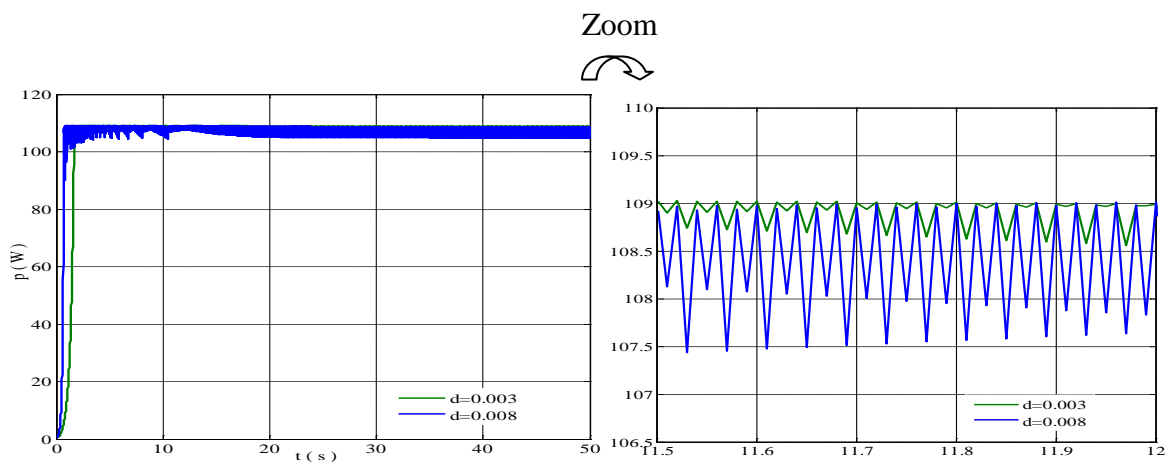


Figure II.23. Variation de poursuite de PPM en fonction des valeurs de pas d’incrément

On constate que, si la largeur du pas est grande, l'algorithme *MPPT* répondra rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement, mais les pertes en puissance seront importantes. En d'autres termes, si la taille du pas est petite, les pertes de puissance sous des conditions de fonctionnement stables ou lentement changeantes seront inférieures mais le système ne pourra pas répondre rapidement aux changements rapides de la température ou de l'ensoleillement.

Pour remédier le problème de la technique de *P&O* est une nouvelle méthode sera utilisée basé sur une des techniques d'intelligence artificielle a savoir : La logique floue

#### II.4.2. Commande par la logique floue

La logique floue fut développée par Lofti A. Zadeh en 1965 à partir de sa théorie des sous-ensembles flous. Les sous-ensembles flous sont une manière mathématique de représenter l'imprécision de la langue naturelle, ils peuvent être considérés comme une généralisation de la théorie des ensembles classiques. La logique floue est aussi appelée "logique linguistique" car ses valeurs de vérité sont des mots du langage courant : "plutôt vrai, presque faux, loin, si loin, près de, grand, petit..." [23][24].

La facilité d'utilisation de la logique floue sur tout type d'application, a permis de l'adapter au domaine des énergies renouvelable dont fait partie le photovoltaïque. Plusieurs chercheurs se sont intéressés à ce type d'algorithme, spécialement pour son application dans la recherche et la poursuite du point de puissance maximale (*MPPT*). Cette méthode emploie un contrôleur basé sur la logique floue appliqué à un convertisseur *DC/DC*. Les différentes étapes de la conception de ce contrôleur sont présentées ci-dessous.

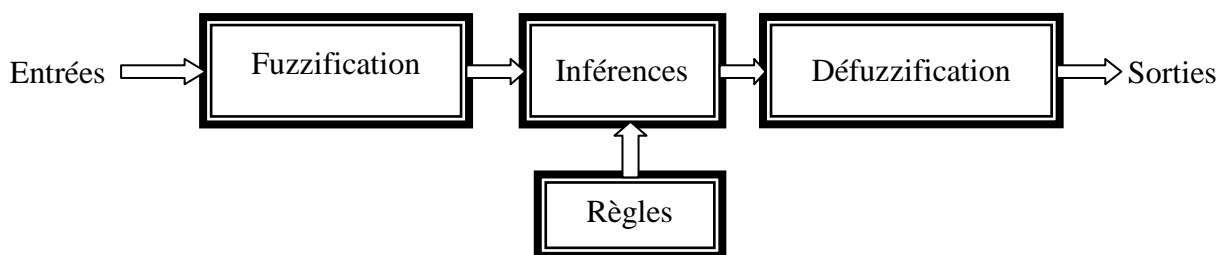


Figure II.24. Structure générale d'un régulateur par logique floue

Le contrôleur floue *MPPT* proposé a deux entrées et une sortie. Les deux variables d'entrée du contrôleur flou sont l'erreur  $E$  et la variation de l'erreur  $\Delta E$  prélevé à chaque pas d'échantillonnage  $k$ . Ces deux variables sont définies par [10][15][25]:

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad (\text{II-22})$$

$$\Delta E(k) = E(k) - E(k-1) \quad (\text{II-23})$$

Avec :

$P(k)$  : Puissance instantanée du *GPV*.

$V(k)$  : Tension instantanée du *GPV*.

La valeur de  $E(k)$  montre le positionnement du point de fonctionnement pour la charge à l'instant  $k$  par rapport au point de puissance maximale. La valeur  $\Delta E(k)$ , elle, exprime le sens de déplacement de ce point.

D'après l'entrée  $E(k)$  on peut savoir si le point de fonctionnement de la charge est situé à gauche ou à droite du point maximal de la caractéristique ( $P-V$ ).

- Si  $E(k)$  est positif, le point de fonctionnement est à gauche du point de puissance maximale.
- Si  $E(k)$  est négatif, le point de fonctionnement est à droite du point de puissance maximale.
- $E(k)$  est zéro au point de puissance maximale.

### II.4.2.1. Construction du régulateur flou

Généralement, une commande par logique floue est constituée de trois blocs : bloc de Fuzzification, bloc d'Interférences et finalement bloc de la Défuzzification (Figure II.24).

#### II.4.2.1.1. Fuzzification

La fuzzification proprement dite consiste à définir des fonctions d'appartenances pour les différentes variables, réalisant le passage d'une grandeur physique à une grandeur linguistique[15].

Le domaine d'existence, ou univers de discours, a été partagé en cinq intervalles pour chacune des trois variables qui sont les deux entrées  $E$  (entre -0.0032 et 0.0032) et  $\Delta E$  (entre -100 et 100) et la sortie  $d\delta$  de (-0.0032 à 0.0032). Ces intervalles sont décrits par les fonctions d'appartenances (Figures II.25 et II.26).

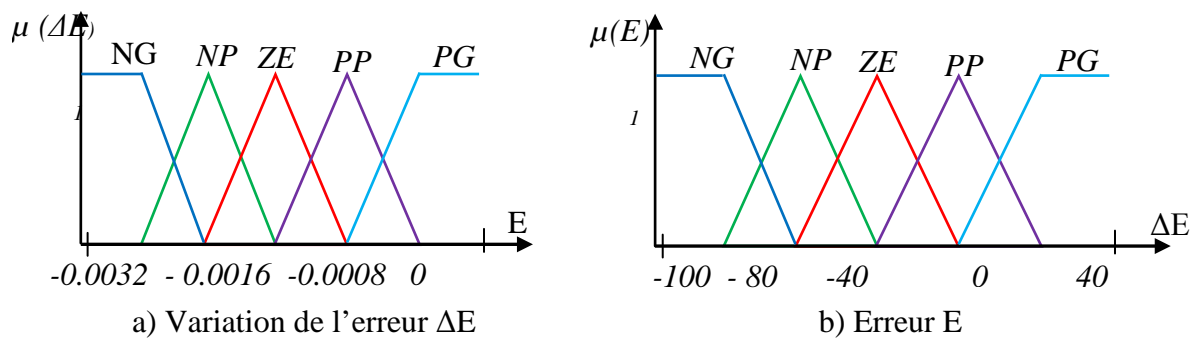


Figure II.25. Fonction d'appartenance des variables d'entrées

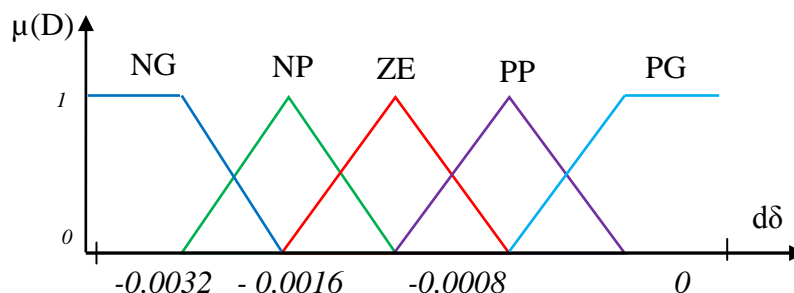


Figure II.26. Fonction d'appartenance des variables de sortie  $d\delta$

En partitionne chaque univers de discours en cinq sous-ensembles flous : NG (Négatif Grand), NP (Négatif Petit), ZE (Zéro Equivalent, ou proche de zéro), PP (Positif Petit) et enfin, PG (Positif Grand).

#### II.4.2.1.2. Inférence et les règles floues

L'inférence est parfois appelée raisonnement flou, elle est utilisée dans la règle floue pour déterminer le résultat de cette dernière pour des valeurs données aux variables d'entrée.

Une règle floue peut être définie comme étant l'ensemble d'implications. Elle exprime le lien entre les variables linguistiques d'entrée et celles de la sortie. Les règles d'inférences choisies ont été obtenues à partir de règles générales appliquées à tout système susceptible d'être commandés. Les règles floues sont généralement du type "SI . . . ALORS" et permettent de représenter les relations entre les variables d'entrée et de sortie. Plus précisément une règle floue R est définie de la forme suivante:

**Si** x est A **Alors** y est C

Où A et B sont des variables linguistiques définies dans un univers du discours X et Y. La première partie de la règle "x est A" est l'antécédent et la deuxième partie de la règle "y est B" est le conséquent.

Les règles floues, peuvent être simples avec antécédent et conséquent simples ou bien composées, avec la combinaison de plusieurs prémisses de la forme conjonctive suivante :

R : **Si** x1 est A1 **et** x2 est A2 **et** . . . et xn est An **Alors** y est C1

Ou bien de la forme :

R : **Si** x1 est A1 **et** x2 est A2 **et** . . . et xn n'est pas An **Alors** y est C2

La méthode choisie pour l'inférence, dans notre travail, est celle de Mamdani. La tableII.1 présente la matrice d'inférence du régulateur [19].

E↓	ΔE→	NG	NP	ZE	PP	PG
NG		ZE	ZE	PG	PG	PG
NP		ZE	ZE	PP	PP	PP
ZE		PP	ZE	ZE	ZE	NP
PP		NP	NP	NP	ZE	ZE
PG		NG	NG	NG	ZE	ZE

Table II.1 Matrice d'inférence

Pour comprendre la table II-1, nous prenons comme exemple la règle suivante  
Si E est PG **et** CE est NP **alors** dD est NG.

Ce qui veut dire que:

" Si le point de fonctionnement est loin du point de puissance maximale (PPM) vers le coté gauche, et le changement de la pente de la caractéristique (P-V) est environ Zéro, Alors diminuer le rapport cyclique (dδ) largement".

### II.4.2.1.3. Défuzzification

La défuzzification permet d'avoir un résultat numérique non flou à partir de la sortie de l'inférence. Les valeurs obtenues lors de la combinaison des règles appliquées aux intervalles flous de la variable de sortie défini une fonction d'appartenance. Il s'agit de convertir cette information en une grandeur physique. La méthode de défuzzification la plus utilisée pour faire cette transformation est celle de la détermination du centre de gravité [15].

### II.4.2.3. Comparaison entre les deux commandes MPPT

Afin d'évaluer les performances d'un système de poursuite du point de puissance maximale, nous compare les résultats de simulation obtenons pour les deux méthodes dans le cas des conditions de test standards. Par la suite, on testera l'effet des variations des paramètres météorologiques. La figure II.28 représente la réponse temporelle du système soumis aux conditions de test standard.

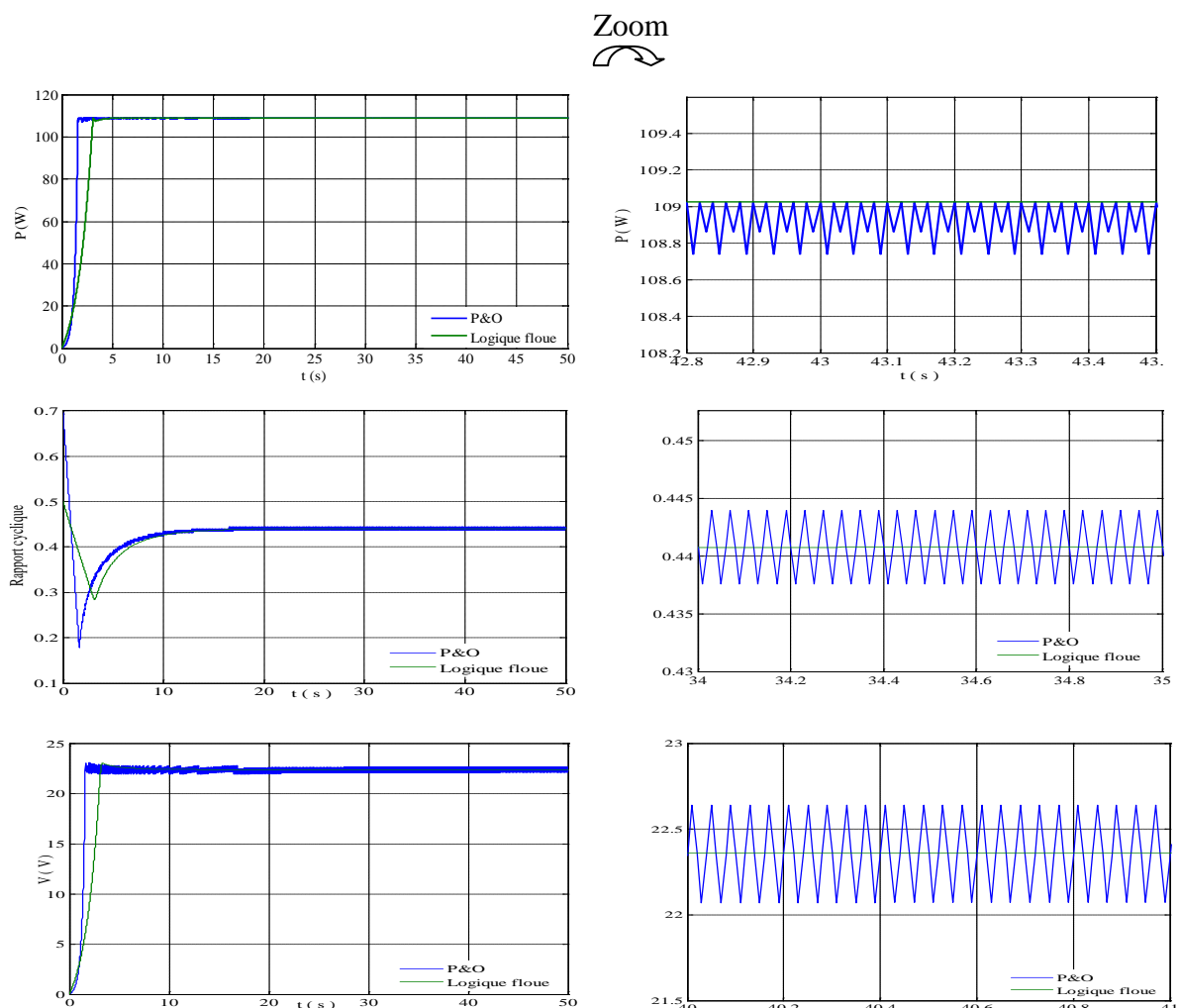


Figure II .28. Réponse des deux algorithmes dans les conditions atmosphériques standards

On remarque que la valeur de la puissance des deux contrôleurs oscille autour de la valeur de PPM pour les conditions standards d'éclairement et de température. Cela veut dire que le mécanisme a vraiment suivi le point de puissance maximale. Le contrôleur p&o

présente des fluctuations et plus rapide que celui de flou. Par contre le régulateur flou est parfaitement calé sur le point de puissance maximale.

#### II.4.2.3.2. Fonctionnement sous conditions variables

Afin de visualiser le comportement de notre système en condition réel, on fait varier l'éclairement et la température. Ces variations nous permettent d'étudier la robustesse de notre système.

#### II.4.2.3.3. Augmentation de l'éclairement

Pour une température fixée à  $T=25^{\circ}\text{C}$ , on simule une augmentation de l'éclairement de  $600\text{W}/\text{m}^2$  à  $1000\text{W}/\text{m}^2$  pendant un laps de temps de 20 secondes.

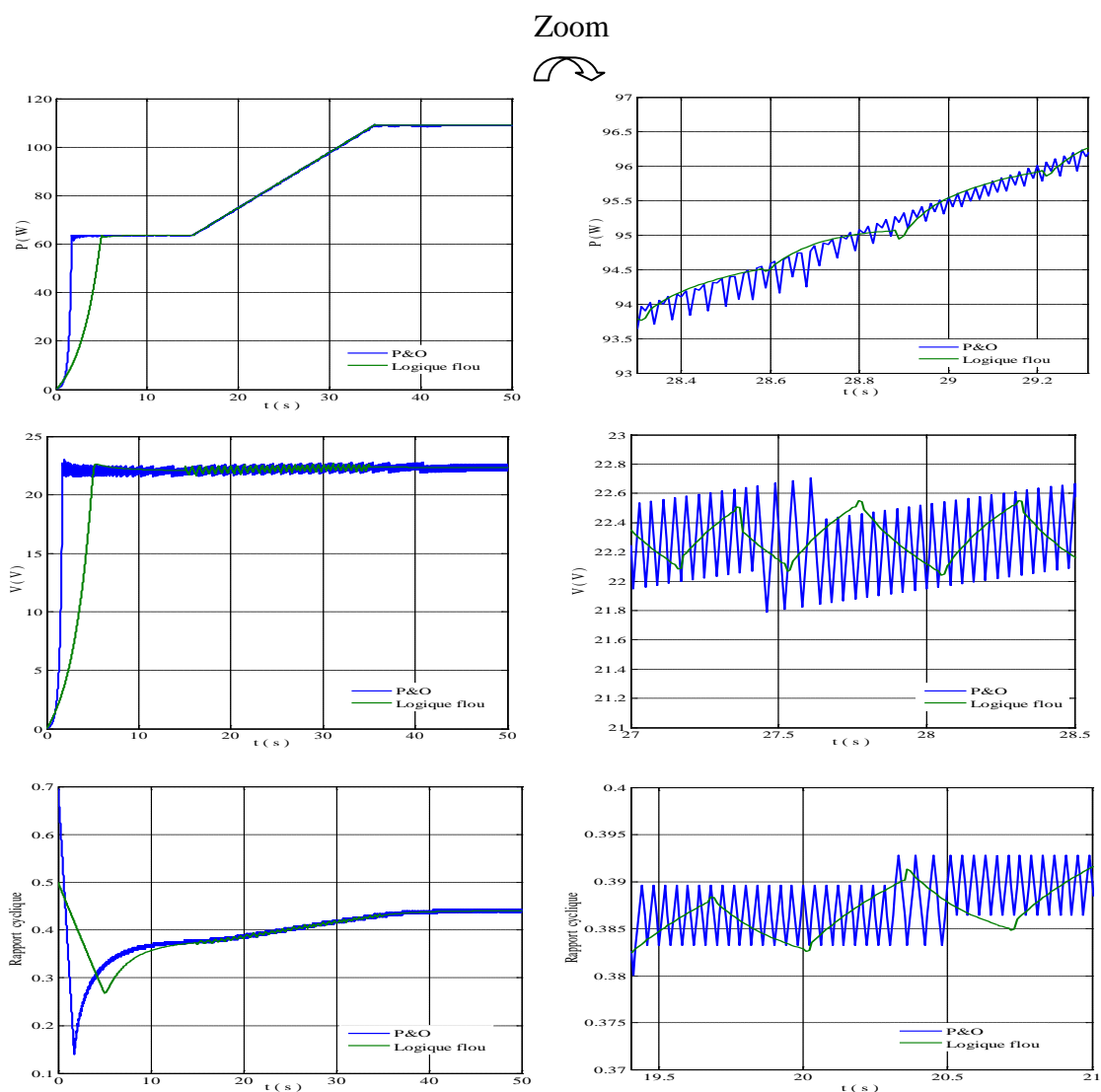


Figure II.29. Réponse des deux algorithmes pour une augmentation de l'ensoleillement

On remarque que les deux méthodes offrent de bonnes performances. Avec un régime transitoire lent pour la méthode *P&O*.

L'algorithme de la logique floue se stabilise en même temps que l'éclairement. Ceci nous permet de dire que la technique de la logique floue présente l'avantage de fonctionner sur deux modes : un mode rude et un mode fin une fois le point de puissance maximale capturé.

#### II.4.2.3.4. Diminution de l'éclairement

On refait le même test dans l'autre sens, en diminuant l'éclairement de  $1000\text{W/m}^2$  à  $600\text{W/m}^2$  durant un laps de temps de 20 secondes.

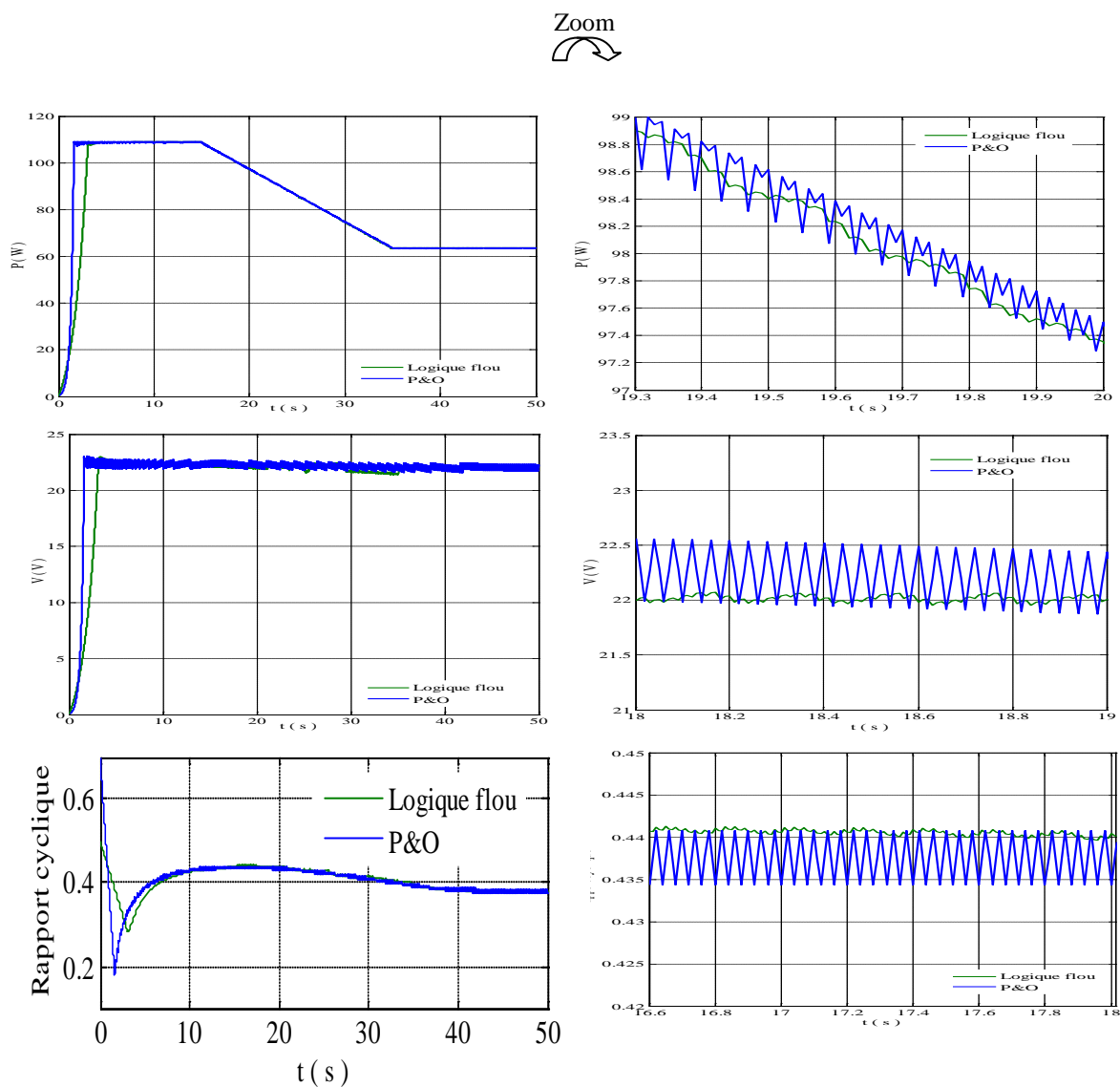


Figure II.30. Réponse des deux algorithmes pour une diminution de l'ensoleillement

On constate que les deux méthodes présentent de bonnes performances, avec un régime transitoire lent pour la méthode *P&O* (Figure II.30).

#### II.4.2.3.5. Augmentation de la température

Pour le test sur la variation de la température, on effectue d'abord une augmentation de  $25^{\circ}\text{C}$  à  $30^{\circ}\text{C}$  et sous un éclairement de  $E=1000\text{W/m}^2$  durant un laps de temps de 20 secondes.

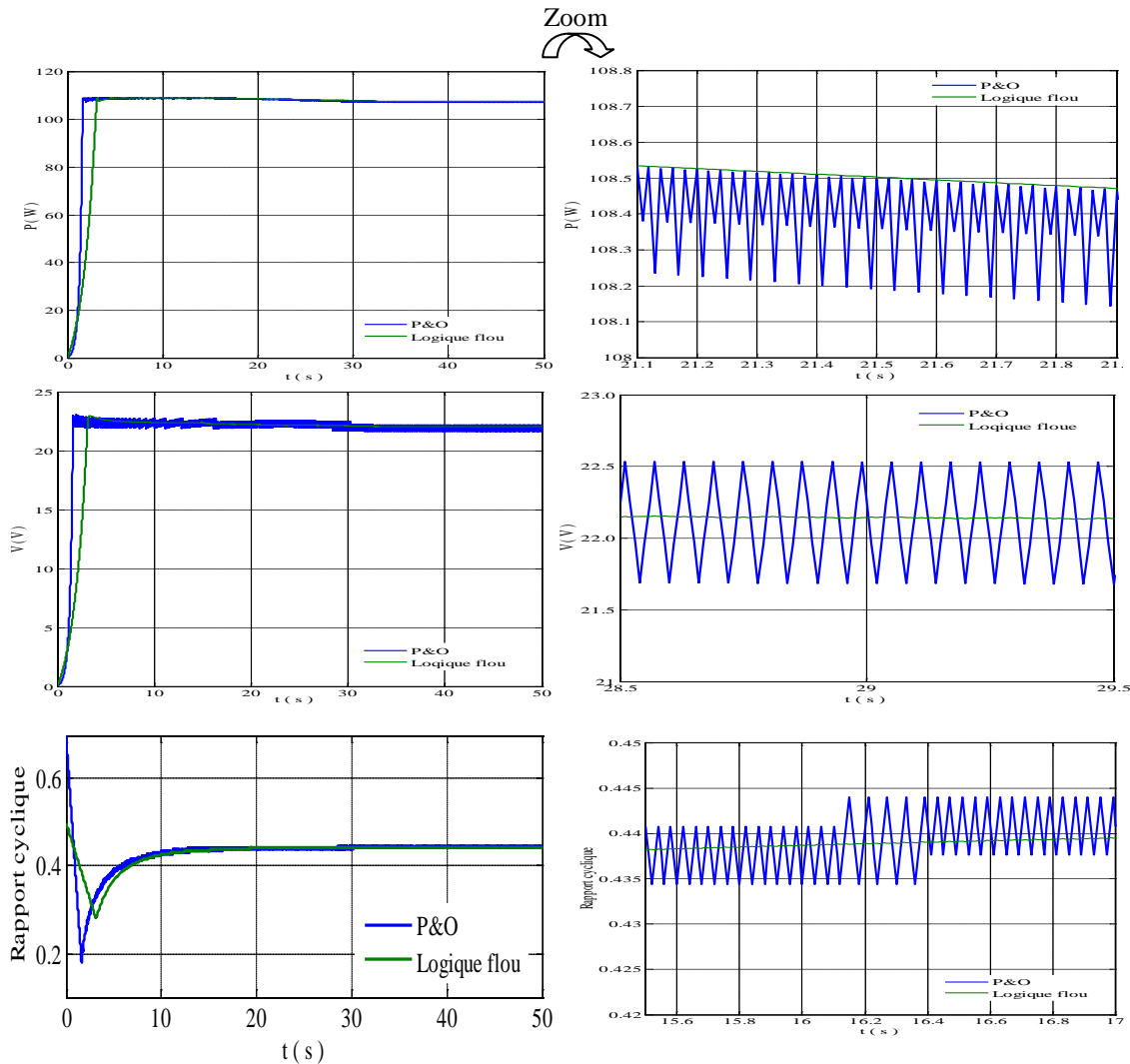


Figure. II.31. Réponse des deux contrôleurs pour une augmentation de la température

L'augmentation de la température implique toujours une diminution de la puissance. Le contrôleur flou présente une réponse en poursuite presque parfaite alors que l'algorithme *P&O* présente des fluctuations (Figure II.31).

#### II.4.2.3.6. Diminution de la température

On refait le même test dans l'autre sens, en diminuant la température de 30°C à 25°C durant un temps de 20 secondes.

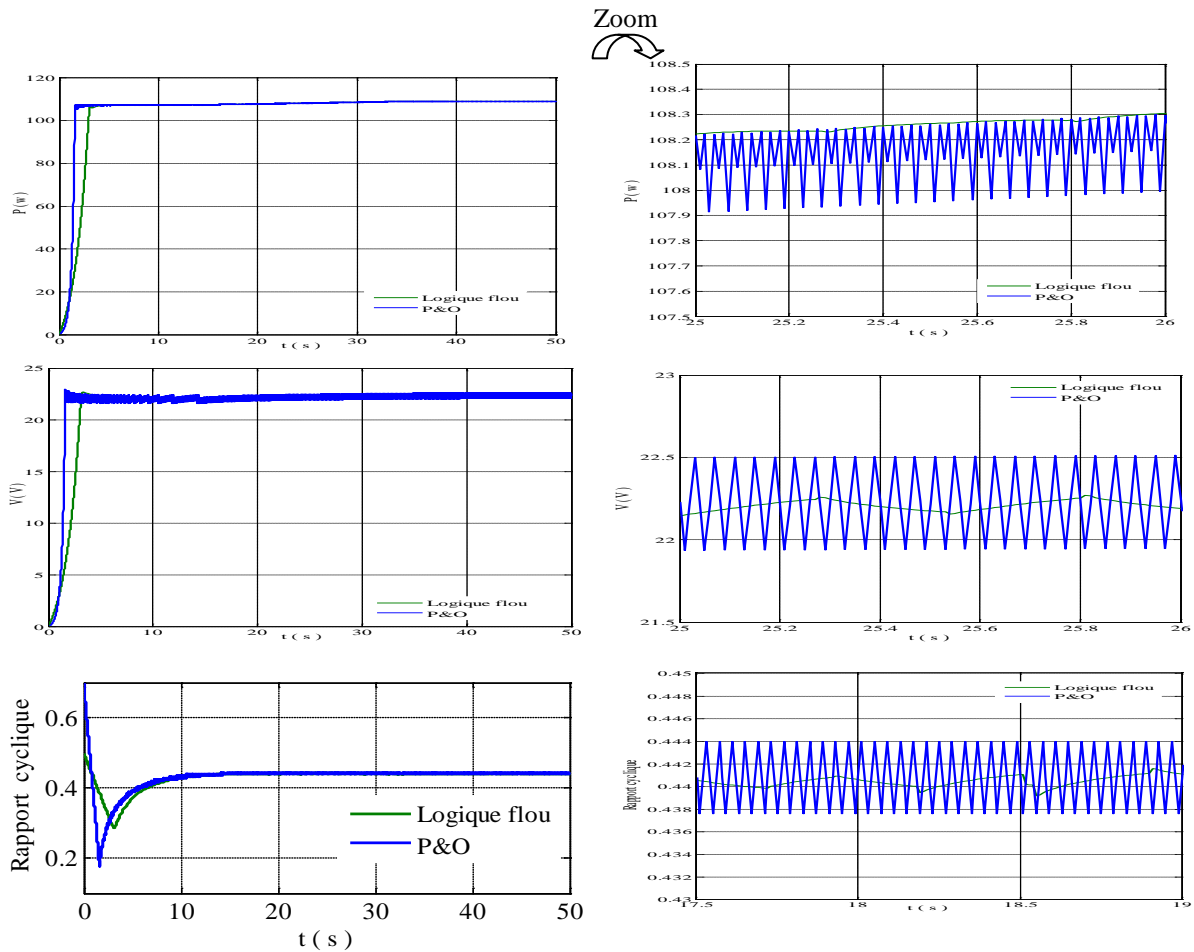


Figure II. 32. Réponse des deux contrôleurs pour une diminution de la température

On constate que les résultats obtenus par le contrôleur flou sont meilleurs, de point de vue de robustesse vis-à-vis aux changements des paramètres météorologiques (Figure II.32).

## II.5. Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre les différents types de convertisseurs DC/DC ainsi que les deux méthodes de la poursuite du PPM à savoir la commande de perturbation et observation et la commande par la logique floue. Nous avons fait des simulations de ces deux algorithmes de commande en utilisant le convertisseur buck/boost sous différents changements de température et d'éclairement.

Les résultats de simulation ont montrés le bon fonctionnement des différentes méthodes de poursuite du point de puissance maximale d'un système photovoltaïque. Bien qu'elle soit efficace en termes de poursuite du PPM, la méthode P&O, présente des pertes de puissance dues à l'oscillation du point de fonctionnement du système autour de sa position optimale.

La logique floue rend le fonctionnement du contrôleur MPPT plus performant et ceci par l'élimination des ondulations au niveau de la puissance, la tension, ainsi que le rapport cyclique du GPV dans le régime permanent. Donc, nous concluons que la logique floue est une commande très efficace pour le contrôleur MPPT.

## CHAPITRE III

# MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

## CHAPITRE III

# MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

### III.1. Introduction

Les convertisseurs statiques actuels utilisent des composants à semi-conducteurs travaillant à des fréquences de commutation élevées avec des pertes par commutation très faibles vis-à-vis des puissances mises en jeu dans les systèmes à commander. Parmi les onduleurs utilisés, celui à trois niveaux joue un rôle de premier plan dans l'alimentation des machines alternatives.

Il existe plusieurs structures d'onduleurs, où chacune d'elles correspond à un type d'application déterminée. Pour de faibles et moyennes puissances, on utilise des onduleurs à deux niveaux. Pour des applications qui nécessitent de fortes puissances et/ou haute tension, on utilise des onduleurs multiniveaux. Ces nouvelles structures permettent d'avoir des tensions de sorties les plus sinusoïdales possibles et avec un meilleur taux d'harmoniques.

### III.2. Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux NPC

#### III.2.1. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped) (Figure III.1), comporte deux sources de tension continue et trois bras symétriques. Chaque bras est constitué de quatre paires (diode - transistor), représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes,  $DD_{k0}$  et  $DD_{k1}$ , permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture.

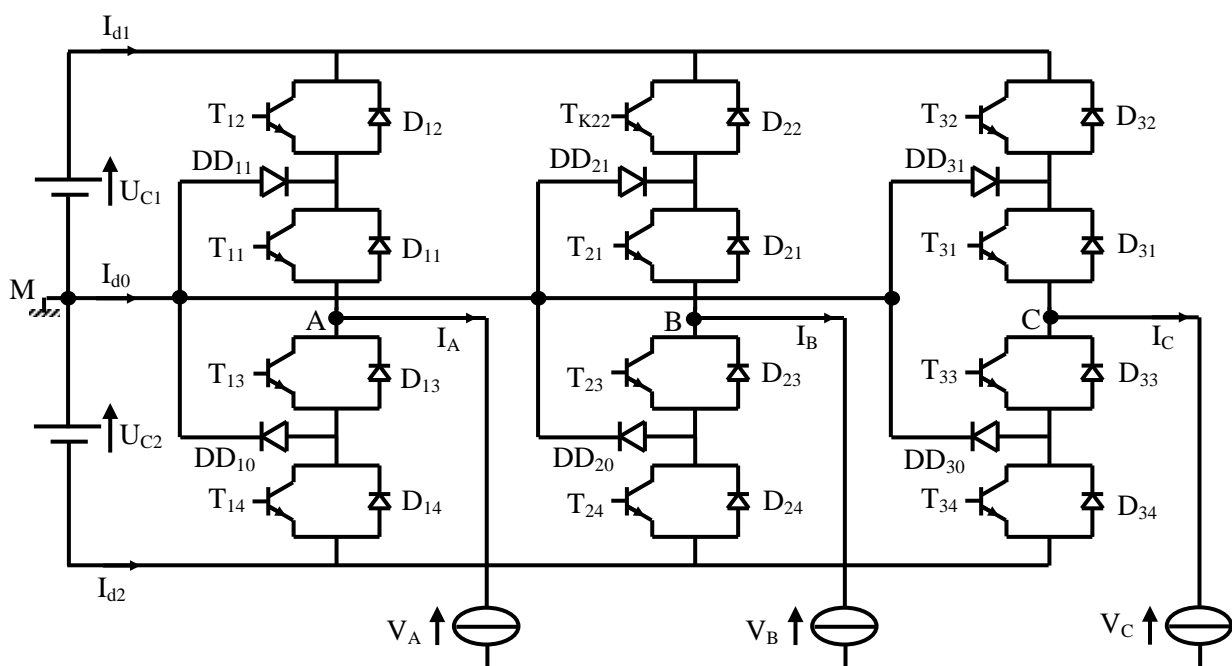


Figure III.1. Structure générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

La structure NPC utilise deux tensions d'entrée  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ . Elle consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue de valeur  $E$  ( $U_{C1}+U_{C2}=U$ ), permettant de générer des créneaux d'amplitude  $-U/2$ ,  $0$ ,  $+U/2$  dont la combinaison permet d'avoir une onde plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique d'onduleur à deux niveaux [26][27].

### III.2.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux autorise sa modélisation par bras. Dans un premier temps, on définit un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande, puis on déduit celui de l'onduleur complet. Lorsque la source de tension est génératrice et la source de courant est réceptrice, la liaison des deux sources s'effectue à travers les transistors; lorsque le transfert d'énergie s'opère de la sortie vers la source d'entrée, ce sont les diodes qui assurent le passage du courant [27].

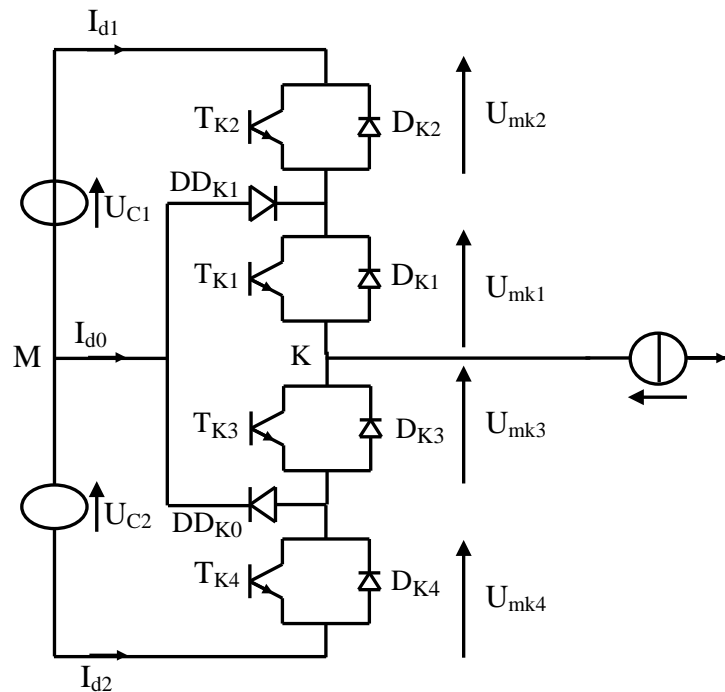


Figure III. 2. Structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

#### III.2.2.1. Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC présente cinq configurations possibles comme indiquées par les figures ci-dessous [27][29] :

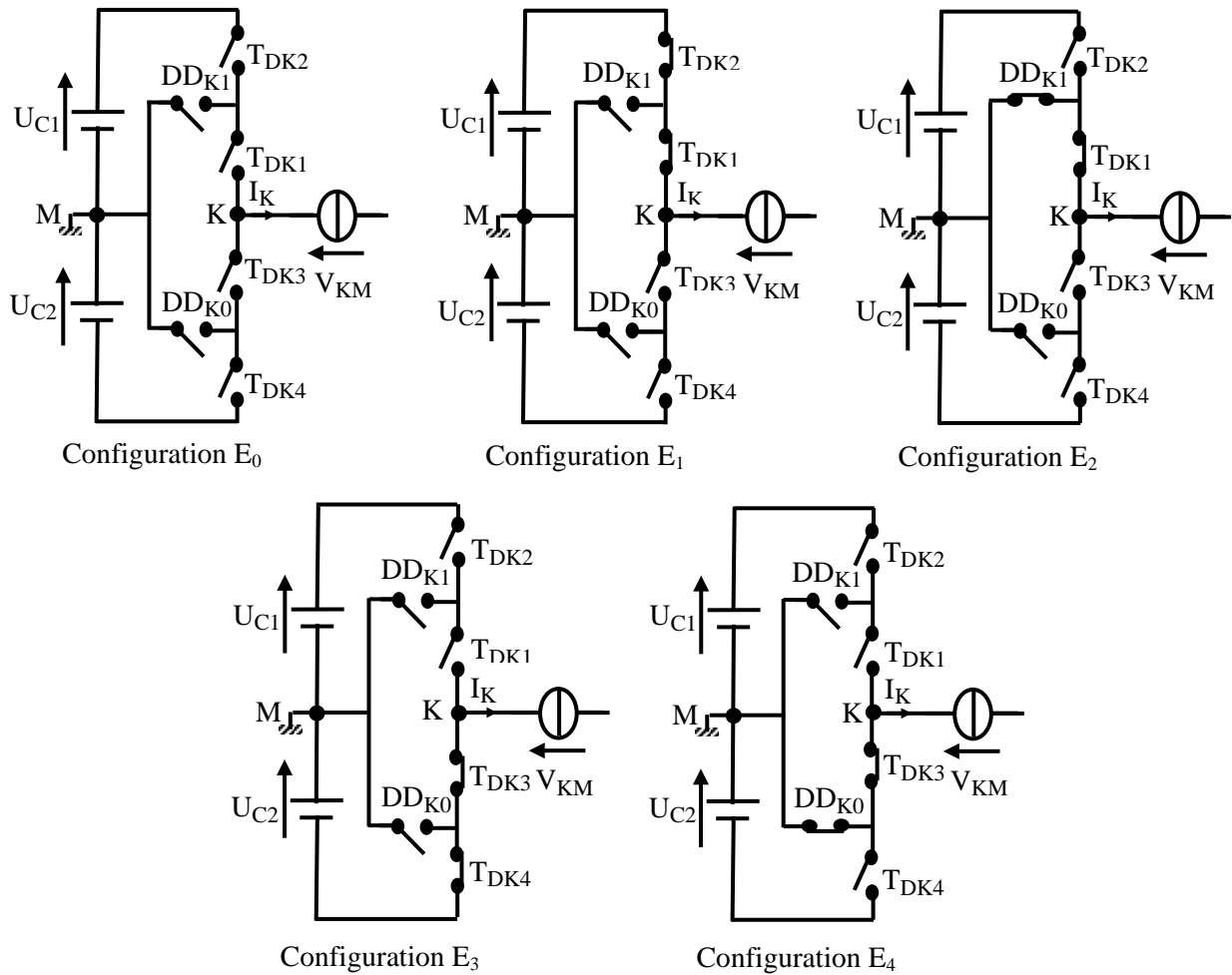


Figure III.3. Différentes configurations possibles d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Chacune de ces configurations représentées ci-dessus est caractérisée par une grandeur électrique comme l'indique le tableau III.1, avec  $M$  origine des potentiels et  $V_k$  le potentiel du bras  $k$ .

Configuration	Grandeurs électriques
$E_0$	$I_K = 0$ , $V_K$ dépend de la charge
$E_1$	$V_K = U_{C1} = U_C$
$E_2$	$V_K = 0$
$E_3$	$V_K = -U_{C2} = -U_C$
$E_4$	$V_K = 0$

Tableau III.1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras  $k$  de l'onduleur

### III.2.2.2. Cellule de commutation multi-tripôle

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux constitue une cellule de commutation multi tripôle, dont les semi-conducteurs se combinent pour constituer trois cellules (a), (b), (c) tripôles comme le montre la figure suivante [28][29] :

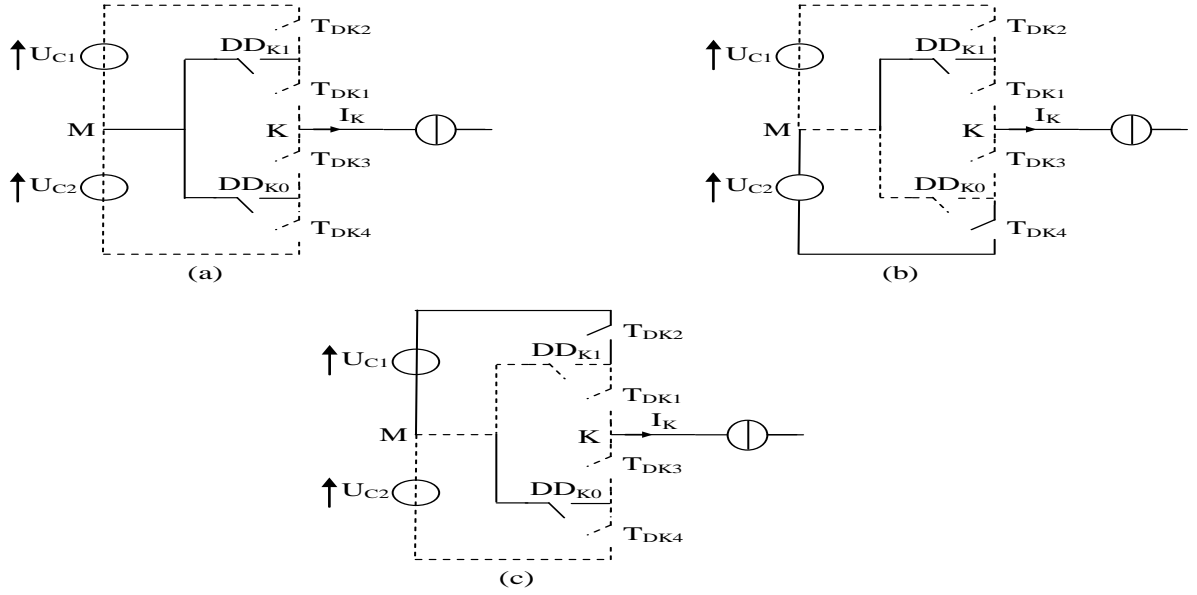


Figure III.4. Différentes cellules tripôles contenues dans la cellule multi-tripôles

### III.2.2.3. Réseaux de pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La figure III.5 montre le réseau de Pétri série d'un bras de l'onduleur, où  $R_{mn}$  représente la réceptivité de transition de la configuration  $E_m$  à la configuration  $E_n$ . Ces différentes réceptivités  $R_{mn}$  sont explicitées ci-dessous [30] [31] [32]:

$$R_{01} = [B_{i1} \wedge (U_{mk1} > 0) \wedge B_{i2} \wedge (U_{mk2} > 0)] + [(U_{mk1} < 0) \wedge (U_{mk2} < 0)]$$

$$R_{02} = [B_{i1} \wedge (U_{mk1} > 0) \wedge \bar{B}_{i2} \wedge (U_{DDK1} > 0)]$$

$$R_{03} = [B_{i3} \wedge (U_{mk3} > 0) \wedge B_{i4} \wedge (U_{mk4} > 0)] + [(U_{mk3} < 0) \wedge (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{04} = [B_{i3} \wedge (U_{mk3} > 0) \wedge \bar{B}_{i4} \wedge (U_{DDK0} > 0)]$$

$$R_{10} = [i_K = 0]$$

$$R_{12} = [B_{i1} \wedge \bar{B}_{i2} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{13} = [\bar{B}_{i1} \wedge (i_K > 0)] + [B_{i3} \wedge B_{i4} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{14} = [B_{i3} \wedge \bar{B}_{i4} \wedge (U_{DDi0} > 0) \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{20} = [i_K = 0]$$

$$R_{21} = [B_{i1} \wedge B_{i2} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{23} = [\bar{B}_{i1} \wedge DD_{i1} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{30} = [i_K = 0]$$

$$R_{31} = [B_{i1} \wedge B_{i2} \wedge (i_K > 0) + \bar{B}_{i3} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{32} = [B_{i1} \wedge B_{i2} \wedge B_{i3} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{34} = [\bar{B}_{i4} \wedge B_{i3} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{40} = [i_K = 0]$$

$$R_{41} = [\bar{B}_{i3} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{43} = [B_{i3} \wedge B_{i4} \wedge (i_K < 0)]$$

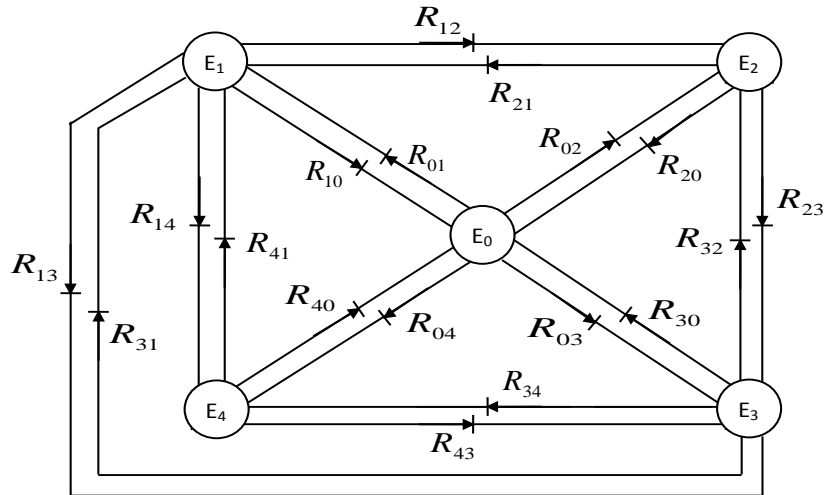


Figure III.5. Réseau de Pétri série de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

### III.2.3. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

#### III.2.3.1. Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et non pas de la commande interne (grandeurs électriques)

#### III.2.3.2. Commandes complémentaires des onduleurs à trois niveaux

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit ou par une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit la commande complémentaire optimale suivante [27][29].

$$\begin{cases} B_{K4} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K2}} \end{cases} \quad \text{(III-1)}$$

Où :  $B_{ks}$  commande de bras du transistor  $T_{ks}$  du bras  $k$ .

Le tableau III.2 défini ci-dessous, montre que cette commande complémentaire rend le système complètement commandable à trois niveaux, en interdisant le cas correspondant à la ligne deux du tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système.

$B_{K1}$	$B_{K2}$	$B_{K3}$	$B_{K4}$	Tension de sortie du bras $K$ par rapport à $M$
0	0	1	1	$-U_{C2}$
0	1	0	1	iconnu
1	0	1	0	$V_{KM}=0$
1	1	0	0	$U_{c1}$

Tableau III.2. Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

### III.2.3.2.1. Fonction de connexion des interrupteurs

La fonction de connexion définit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur  $TD_{ks}$  du bras  $k$ , elle vaut 1 lorsque l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire.

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs, du bras  $k$ , on obtient :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases}; \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases}; \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Avec cette commande complémentaire, tout se passe comme si pour chaque bras de l'onduleur on a seulement deux cellules de commutations à deux interrupteurs chacune.

### III.2.3.2.2. Fonction de connexion des demi-bras

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit en plus la fonction de connexion d'un demi-bras notée  $F_{km}^b$ . Où  $k$  désigne le numéro du bras ( $k=1, 2, 3$ ) et  $m$  indique la position du demi-bras.

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi bras du bas} \\ 1 & \text{pour le demi bras du haut} \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen de fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} F_{k4} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

Le système d'équation (III-5) montre que la fonction de connexion des demi bras  $F_{km}^b$  vaut 1 dans le cas où les deux interrupteurs associés aux demi-bras sont tous fermés et nulle dans tous les autres cas.

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} F_{14} \end{cases}; \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} F_{24} \end{cases}; \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} F_{34} \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

### III.2.3.2.3. Fonctions de conversion

On appelle fonction de conversion, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie. On désigne par :

- $V_A, V_B, V_C$  : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge ;
- $V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}$  : Tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu M de l'alimentation continue de l'onduleur ;
- $V_{NM}$  : La tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur.

Les potentiels des nœuds :  $A, B, C$  par rapport au point  $M$  s'expriment à l'aide des fonctions de connexions comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}U_{C1} - F_{13}F_{14}U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}U_{C1} - F_{23}F_{24}U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}U_{C1} - F_{33}F_{34}U_{C2} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

Dans le cas où  $U_{C1} = U_{C2} = U_C$ , le système (III-7) s'écrit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}U_{C1} - F_{13}F_{14}U_{C2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})U_C \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}U_{C1} - F_{23}F_{24}U_{C2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})U_C \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}U_{C1} - F_{33}F_{34}U_{C2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})U_C \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

En introduisant les expressions de (III-6) dans le système (III-8) on obtient :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b)U_C \\ V_{BM} = F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b)U_C \\ V_{CM} = F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b)U_C \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

On introduisant les fonctions de connexion des demi-bras de (III-6) dans (III-9), ce système d'équations s'écrit sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \quad (\text{III-10})$$

Si on prend en considération l'hypothèse  $U_{C1}=U_{C2}=U_C$ , alors l'équation (III-10) devient comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_C \quad (\text{III-11})$$

Les tensions composées sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

En introduisant les fonctions de connexions des demi-bras, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{III-13})$$

Dans le cas où  $U_{C1}=U_{C2}=U_C$ , cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{III-14})$$

Pour les tensions simples, on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{AM} - V_{NM} \\ V_B = V_{BN} = V_{BM} - V_{NM} \\ V_C = V_{CN} = V_{CM} - V_{NM} \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

Avec  $V_{NM}$  tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{III-16})$$

A partir des relations(III.15) et (III.16), on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

A partir des relations (III-10) et (III-17), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions aux bornes de la charge suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{III-18})$$

Dans le cas où  $U_{c1}=U_{c2}= U_c$ , cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{III-19})$$

Pour les courants, on peut écrire la relation donnant les courants d'entrée  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  en fonction des courants de la charge,  $i_1, i_2, i_3$ , en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}F_{12}i_1 + F_{21}F_{22}i_2 + F_{31}F_{32}i_3 \\ i_{d2} = F_{13}F_{14}i_1 + F_{23}F_{24}i_2 + F_{33}F_{34}i_3 \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras, le système (III-20) s'écrit

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

Le courant  $i_{d0}$ , dans le cas de la commande complémentaire proposée, est lié aux courants de la charge par la relation suivante :

$$i_{d0} = (F_{11} \cdot F_{13})i_1 + (F_{21} \cdot F_{23})i_2 + (F_{31} \cdot F_{33})i_3 \quad (\text{III-22})$$

À partir des relations (III.21) et (III.22), on peut déduire que  $i_{d0}$  s'écrit comme suit :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{III-23})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi- bras, on obtient :

$$i_{d0} = [1 - (F_{11}^b + F_{10}^b)]i_1 + [1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)]i_2 + [1 - (F_{31}^b + F_{30}^b)]i_3 \quad (\text{III-24})$$

C'est-à-dire :

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b)i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b)i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b)i_3 \quad (\text{III-25})$$

On définit les relations de conversion simples et composées comme suit:

On définit la matrice de conversion simple  $[N(t)]$  reliant le vecteur d'entrée interne  $[V_A, V_B, V_C, i_{d1}, i_{d2}, i_{d0}]^t$  au vecteur d'état  $[U_{C1}, U_{C2}, i_1, i_2, i_3]^t$  comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-26})$$

Avec

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}[2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b] & \frac{1}{3}[-2F_{10}^b + F_{20}^b + F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b] & \frac{1}{3}[F_{10}^b - 2F_{20}^b + F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b] & \frac{1}{3}[F_{10}^b + F_{20}^b - 2F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & [1 - (F_{11}^b + F_{10}^b)] & [1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)] & [1 - (F_{31}^b + F_{30}^b)] \end{bmatrix} \quad (\text{III-27})$$

On appelle  $[N(t)]$  la matrice de conversion simple.

De même la matrice notée  $[M(t)]$  qui relie le vecteur des tensions composées  $[V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}, i_{d1}, i_{d2}, i_{d0}]^t$  au vecteur d'état est dite matrice de conversion composée, telle que :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-28})$$

Avec

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & (-F_{10}^b + F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & (-F_{20}^b + F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & (-F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 1 - (F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III-29})$$

On appelle  $[M(t)]$  la matrice de conversion composée.

La figure (III.6) montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée à point milieu et à sa charge triphasée.

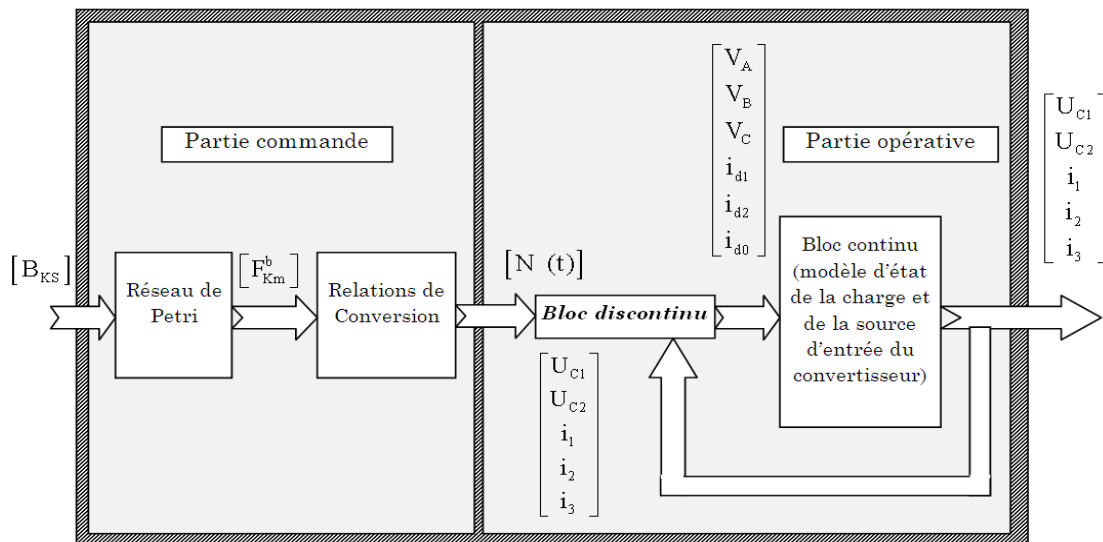


Figure III. 6. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux

On distingue deux parties :

**La partie commande** représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion  $[N(t)]$ .

**La partie opérative** constituée de deux blocs :

- **Un bloc discontinu** délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion  $[N(t)]$ .
- **Un bloc continu** qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

### III.2.3. Modélisation aux valeurs moyennes

Afin d'homogénéiser ce modèle de connaissance en rendant le bloc discontinu continu, on utilisera les fonctions génératrices qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue de connexion sur une période de commutation  $T$ . Cette période  $T$  est supposé infiniment petite [29] [34] [35]. A cause des produits, on utilise les fonctions génératrices des demi-bras au lieu des fonctions génératrices des interrupteurs. La fonction génératrice  $F_{img}$  est donnée par l'expression suivante:

$$\mathbf{F}_{img}^b(t) = \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} \mathbf{F}_{in}^b(\tau) d\tau \quad \text{Avec:} \quad 0 \leq \mathbf{F}_{img}^b \leq 1 \quad (\text{III-30})$$

On définit les matrices génératrices de conversion simple et composée comme suit:

$$\mathbf{N}_g(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_{kT}^{(k+1)T} \mathbf{N}(\tau) d\tau \quad \text{et} \quad \mathbf{M}_g(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_{kT}^{(k+1)T} \mathbf{M}(\tau) d\tau \quad (\text{III-31})$$

Les relations de conversion (III-27) et (III-29) de l'onduleur triphasé à trois niveaux deviennent respectivement (III-33) et (III-34) avec  $[\mathbf{N}_g(t)]$  et  $[\mathbf{M}_g(t)]$  respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [\mathbf{N}_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [\mathbf{M}_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-32})$$

Ainsi les matrices  $[\mathbf{N}_g(t)]$  et  $[\mathbf{M}_g(t)]$  représentent respectivement les matrices génératrices de conversion simple et composée.

Avec:

$$[\mathbf{N}_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b] & \frac{1}{3} [-2F_{10g}^b + F_{20g}^b + F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-F_{11g}^b + 2F_{21g}^b - F_{31g}^b] & \frac{1}{3} [F_{10g}^b - 2F_{20g}^b + F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-F_{11g}^b - F_{21g}^b + 2F_{31g}^b] & \frac{1}{3} [F_{10g}^b + F_{20g}^b - 2F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & [I - (F_{11g}^b + F_{10g}^b)] & [I - (F_{21g}^b + F_{20g}^b)] & [I - (F_{31g}^b + F_{30g}^b)] \end{bmatrix} \quad (\text{III-33})$$

Et

$$\begin{aligned}
 [M_g(t)] = & \begin{bmatrix} \frac{1}{3}[2F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b] & \frac{1}{3}[-2F_{10g}^b + F_{20g}^b + F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-F_{11g}^b + 2F_{21g}^b - F_{31g}^b] & \frac{1}{3}[F_{10g}^b - 2F_{20g}^b + F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-F_{11g}^b - F_{21g}^b + 2F_{31g}^b] & \frac{1}{3}[F_{10g}^b + F_{20g}^b - 2F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & [1 - (F_{11g}^b + F_{10g}^b)] & [1 - (F_{21g}^b + F_{20g}^b)] & [1 - (F_{31g}^b + F_{30g}^b)] \end{bmatrix} \quad (III-34)
 \end{aligned}$$

La figure (III.7) représente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

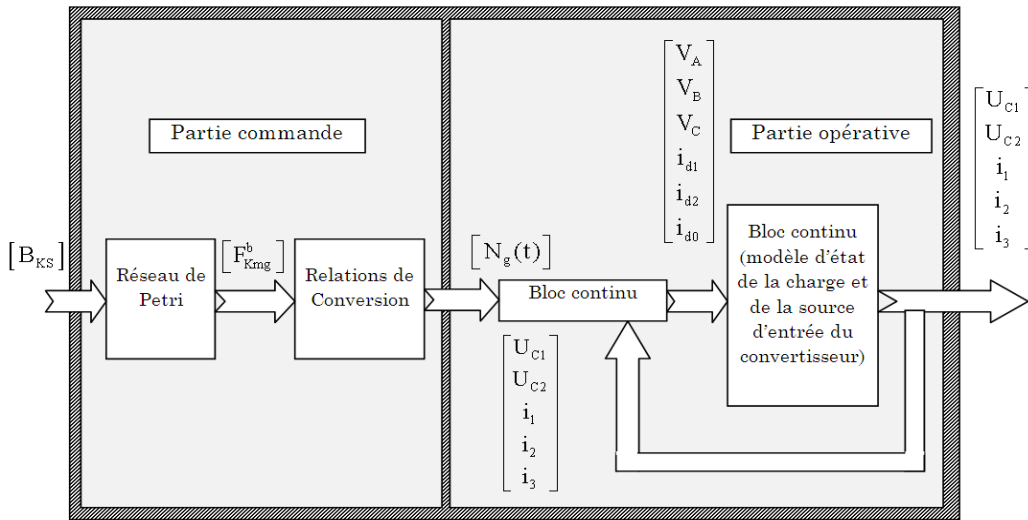


Figure III.7. Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Comme le neutre de la charge de l'onduleur triphasé à trois niveaux est isolé, on a alors:

$$\begin{aligned}
 i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \\
 V_A + V_B + V_C &= 0 \\
 i_{d0} &= -(i_{d1} + i_{d2})
 \end{aligned} \quad (III-35)$$

Dans ce cas et avec l'hypothèse  $U_{c1}=U_{c2}=U_c$ , le système (III-25) peut être réduit en utilisant seulement  $V_A, V_B, i_{d1}, i_{d2}, U_c, i_1$  et  $i_2$ .

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [N_{rg}(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (III-36)$$

Avec

$$[N_{rg}(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2(F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)] & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [(F_{11g}^b - F_{10g}^b) + 2(F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)] & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11g}^b - F_{31g}^b) & (F_{21g}^b - F_{31g}^b) \\ 0 & (F_{10g}^b - F_{30g}^b) & (F_{20g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III-37})$$

De même la relation (III-34) peut être réduite à la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III-38})$$

Avec

$$[M_{rg}(t)] = \begin{bmatrix} [(F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b)] & 0 & 0 \\ [(F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)] & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11g}^b - F_{31g}^b) & (F_{21g}^b - F_{31g}^b) \\ 0 & (F_{10g}^b - F_{30g}^b) & (F_{20g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III-39})$$

On appelle  $[N_{rg(t)}]$  et  $[M_{rg(t)}]$  respectivement la matrice réduite de conversion simple et composée.

### III.3. Différentes stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines.

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions (MLI) ont été développées. Dans cette partie, nous élaborons cinq types de stratégies de commande à deux porteuses bipolaires en dents de scies et triangulaires de l'onduleur à trois niveaux, qui sont:

- Modulation sinusoïdale (deux type) ;
- Modulation vectorielle (deux type) ;
- Modulation calculée.

L'analyse de ces stratégies sera basée sur le spectre de fréquence, la longueur de la bande linéaire de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

### III.3.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsions MLI

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps.

Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse et le signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Selon la stratégie adoptée, chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse [29] [37].

La modulation à largeur d'impulsions est caractérisée par deux paramètres, définis comme suit [10] [29] [35]:

- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension « r » défini comme étant le rapport de l'amplitude  $V_M$  de la tension de référence à l'amplitude  $U_P$  de la porteuse  $\left( r = \frac{V_M}{U_P} \right)$ .
- L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de la fréquence  $f_P$  de la porteuse à la fréquence  $f$  de la tension de référence  $\left( m = \frac{f_P}{f} \right)$ .

La modulation est dite synchrone quand m est entier, et asynchrone dans le cas contraire.

En modulation synchrone, si l'indice de modulation m est impair le développement en série de fourrier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice m est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs. Si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.

Les résultats de la simulation de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC sont obtenus en posons  $U_c=300V$  comme tension aux bornes de chaque condensateur.

### III.3.2. Commande par la modulation sinusoïdale

Le principe de la commande par la modulation sinusoïdale consiste à comparer deux signaux déphasés d'une demi période d'amplitude fixe et de fréquence  $f_p$  nettement supérieure appelées porteuses, au trois signaux sinusoïdaux d'amplitude variable et de fréquence  $f$ , appelées références. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [10][35].

#### III.3.2.1. Algorithme de la commande

Deux signaux triangulaires identiques et bipolaires  $U_{p1}(t)$  et  $U_{p2}(t)$ , décalés l'un de l'autre d'une demi période de hachage ( $T_p = 1/2f_p$ ), sont comparés à chaque instant à trois signaux de commande  $V_{ref1}$ ,  $V_{ref2}$  et  $V_{ref3}$ . Ces signaux  $V_{refk}$  sont les images des tensions que l'on souhaite.

La stratégie sinusoïdale à deux porteuses utilise la propriété qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Son algorithme se résume dans les deux étapes suivantes :

**Etape 1** : détermination des signaux intermédiaires  $V_{ko}$  et  $V_{kl}$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = \frac{E}{2} \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = 0 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{K0} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{K0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{III-40})$$

Avec :  $U_{C1} = U_{C2} = U_c = \frac{E}{2} = 300 \text{ V}$

**Etape 2** : détermination du signal  $V_{k2}$  et des ordres de commande de  $B_{k3}$  des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{K2} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1 ; B_{K2} = 0 \\ V_{K2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{K1} = 1 ; B_{K2} = 1 \\ V_{K2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{K1} = 0 ; B_{K2} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-41})$$

Avec

$$\begin{cases} V_{K2} = V_{K1} + V_{K0} \\ B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (\text{III-42})$$

Différentes porteuses sont possibles : porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire. Dans cette partie, on présente les deux cas de deux porteuses bipolaires : triangulaire et en dents de scie.

### III.3.2.1.1. Cas de deux porteuses bipolaires triangulaires

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux ainsi que les porteuses triangulaires sont données par les équations (III-43) et (III-44) :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin \omega t \\ V_{ref2} = V_m \sin \left( \omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ V_{ref3} = V_m \sin \left( \omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \end{cases} \quad (\text{III-43})$$

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_c \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_c \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1} \left( t + \frac{T_p}{2} \right) \end{cases} \quad (\text{III-44})$$

La figure III.8 montre les différents signaux de cette stratégie.

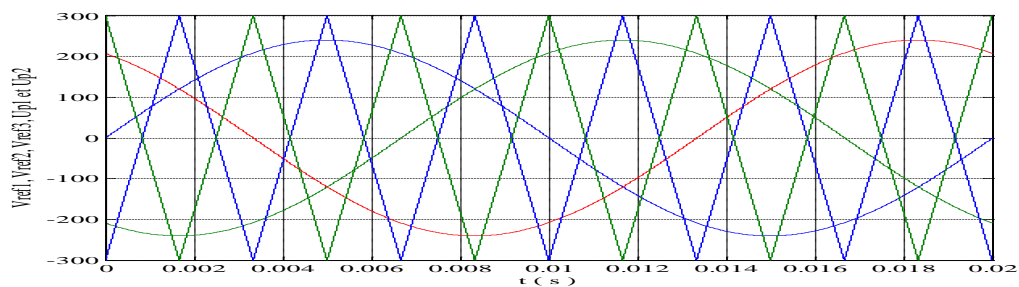


Figure III.8. Différents signaux de modulation sinusoïdale de l'onduleur triphasé à deux porteuses triangulaire bipolaires ( $m=6$  et  $r=0.8$ )

### Résultat de la simulation

La figure III.9 représente la tension de sortie et son spectre d'harmonique de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation sinusoïdale à deux porteuses triangulaires bipolaires pour  $m=6, 9, 12$ , et  $15$  avec  $r=0,8$  et  $f=50$  Hz.

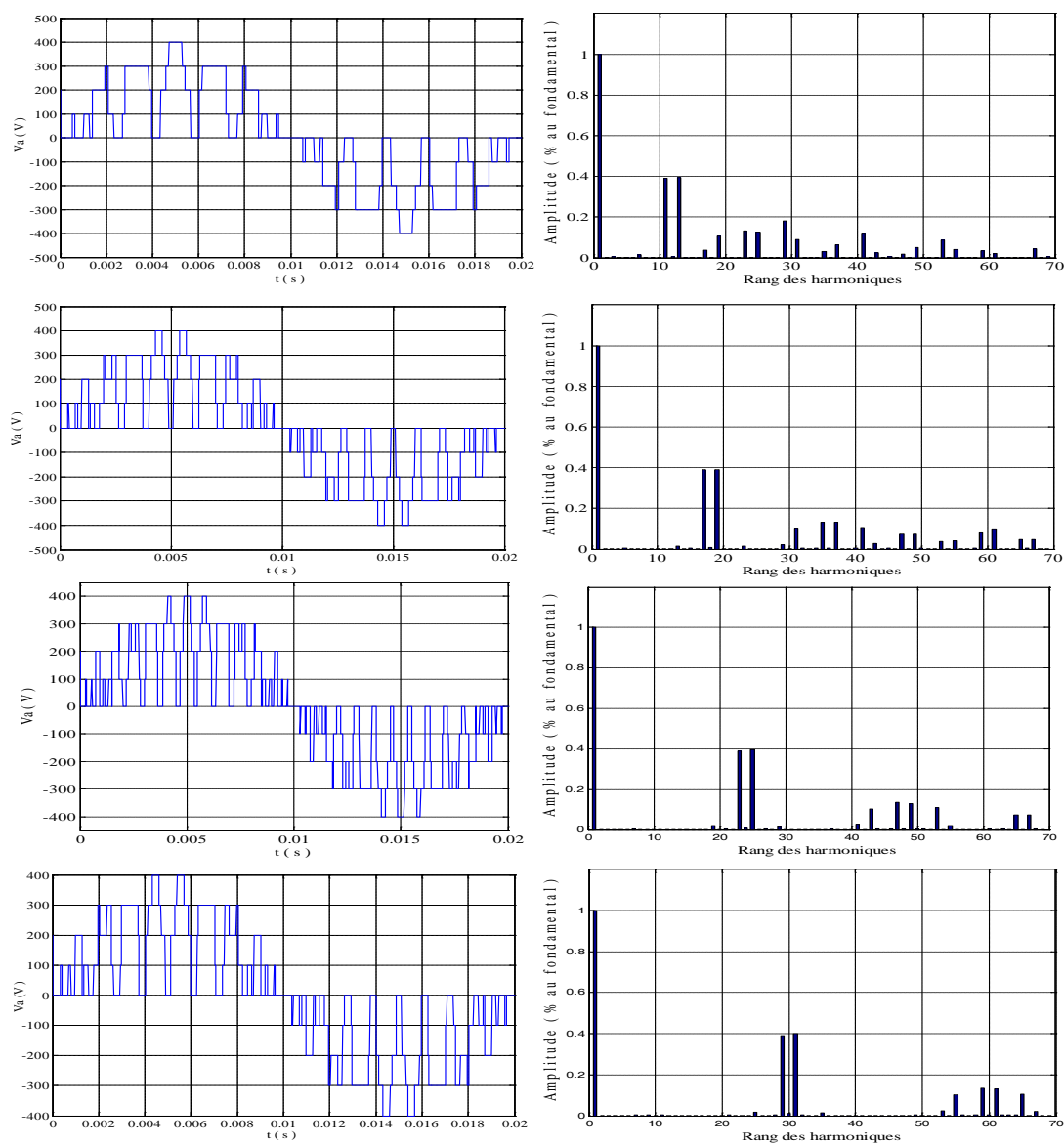


Figure III.9. Tension simple  $V_a$  et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation sinusoïdale à deux porteuses triangulaires bipolaires ( $m=6, 9, 12$  et  $15$ )

On constate que, pour toutes les valeurs de l'indice de modulation  $m$ , il y a une symétrie dans la tension simple  $V_A$  par rapport au quart de sa période, donc seuls les harmoniques impairs existent, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $2mf$ . L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage.

**Distorsion totale des harmoniques de tension (THD) :**

Le facteur important d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie (*THD*) (The Total Harmonic Distortion), défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur du fondamental de la tension [10] [35].

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_{(n)}}}{H_{(1)}} \tag{III-45}$$

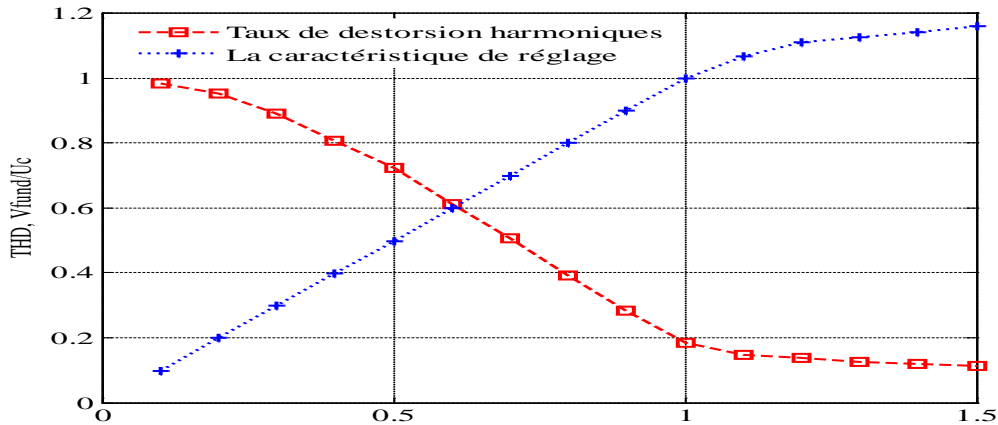


Figure III.10. Caractéristique de réglage de la tension  $V_a$  et le THD de l'onduleur à trois niveaux commandé par modulation sinusoïdale à deux porteuses triangulaires bipolaires

- Le taux de modulation  $r$  permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0 (quand  $r=0$ ) à  $U_C$  (quand  $r=1$ ). L'amplitude de ce fondamental se sature à  $1,16.U_C$  ( $r=1,5$ ).
- Le taux d'harmoniques diminue quand  $r$  augmente.

**III.3.2.1.2. Cas de deux porteuses bipolaires en dents de scie**

L'algorithme de cette stratégie de commande est le même que celui de l'algorithme précédent. L'équation des porteuses utilisées pour ce type de commande s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = U_C \left( -\frac{2t}{T_p} + 1 \right) \\ U_{p2}(t) = U_{p1} \left( t + \frac{T_p}{2} \right) \end{cases} \tag{III-46}$$

La figure III.11 montre les différents signaux de cette stratégie.

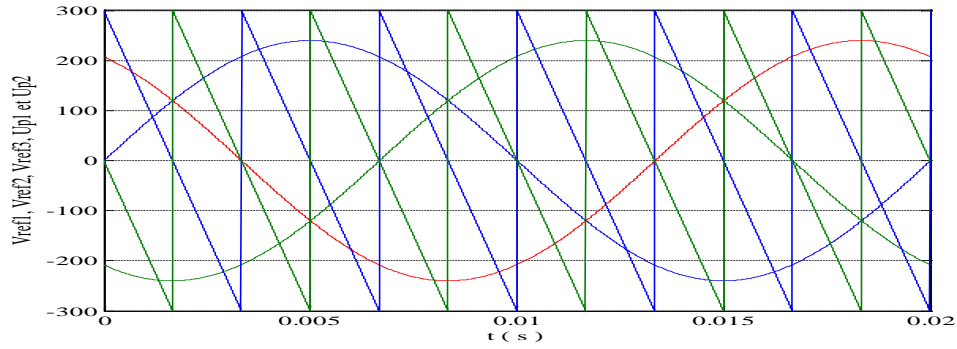


Figure III.11. Différents signaux de modulation sinusoïdale à deux porteuses en dents de scie de l'onduleur triphasé ( $m = 6$  et  $r = 0.8$ )

La figure III.12 représente la tension de sortie et son spectre d'harmonique de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation sinusoïdale à deux porteuses bipolaires en dents de scie pour  $m=6, 9, 15,$  et  $18$  avec  $r=0,8$  et  $f=50$  Hz.

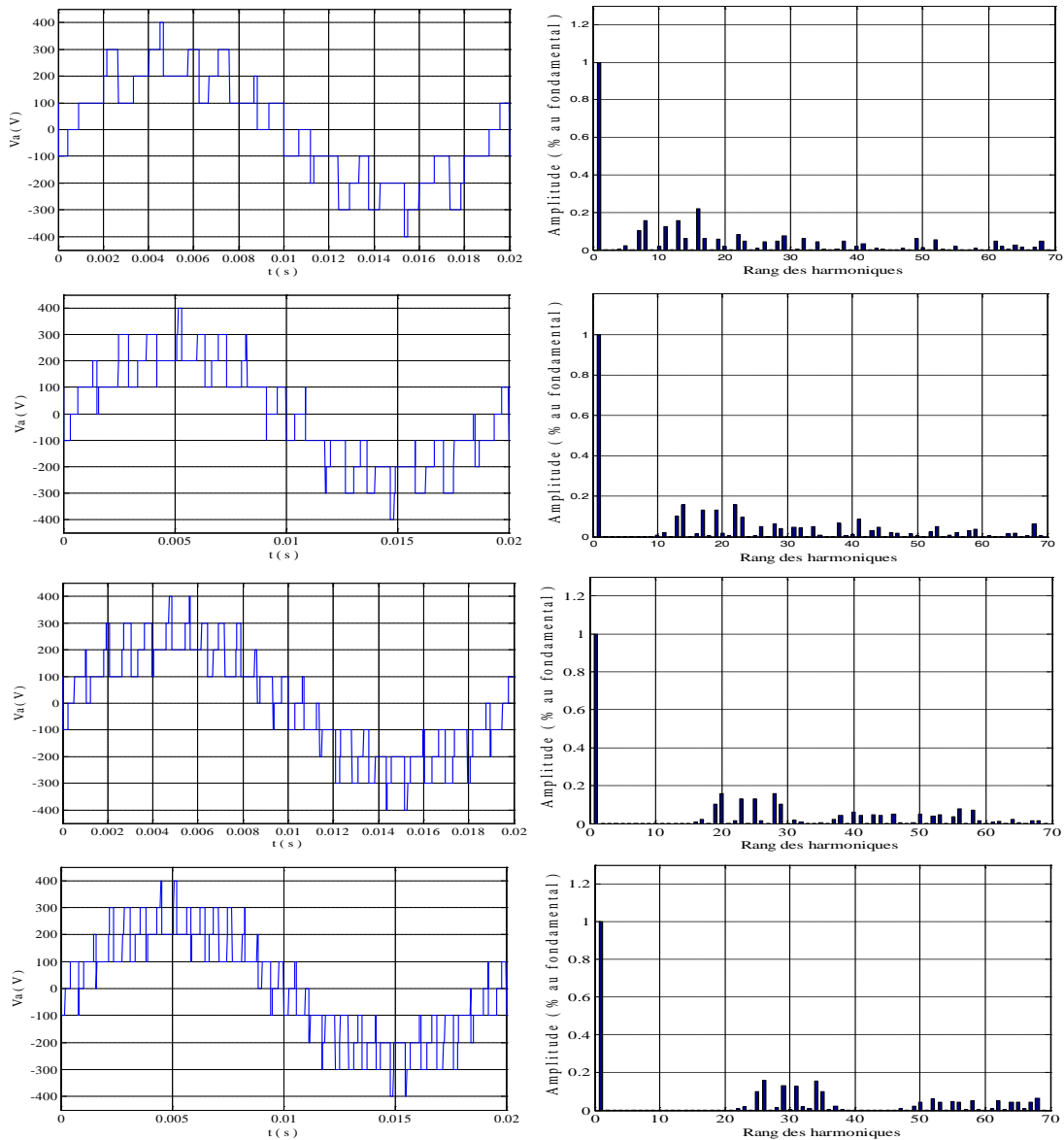


Figure III.12. Tension simple  $V_a$  et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation sinusoïdale à deux porteuses bipolaires en dents de scie ( $m=6, 9, 12$  et  $15$ )

On constate que pour les valeurs impaires de  $m$ , il n'y a pas de symétrie dans la tension simple  $V_a$ , donc en plus des harmoniques impairs existent des harmoniques de rang pairs et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $2f_p$ . La première famille centrée autour de  $2f_p$  est la plus importante du point de vue amplitude. Par contre, cette tension présente une symétrie par rapport au quart de sa période pour les valeurs paires de l'indice de modulation  $m$ , donc seuls les harmoniques impairs existent. L'augmentation de  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage.

La figure III.13 représente la caractéristique de réglage et le taux d'harmoniques en fonction de taux de modulation pour  $m=6$ .

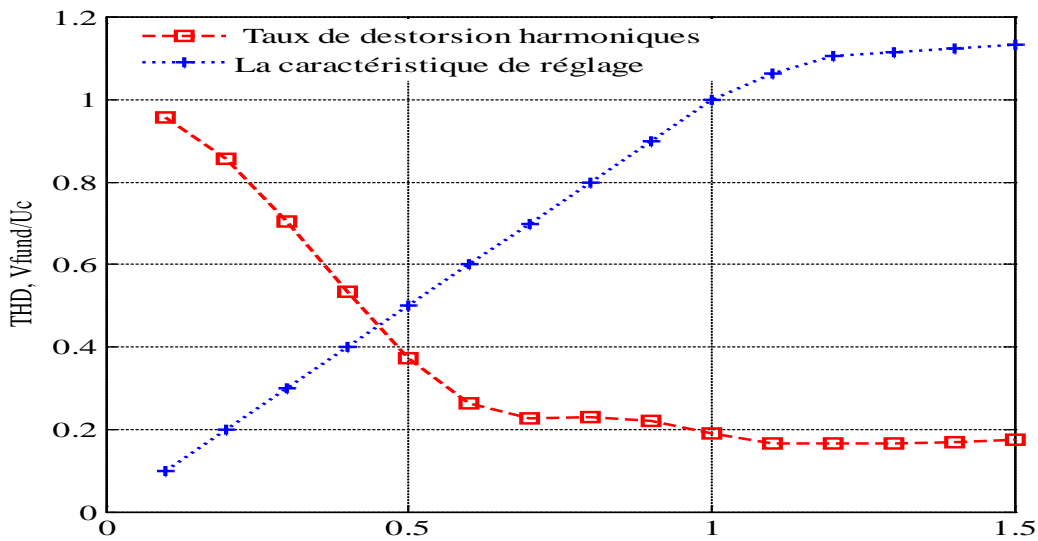


Figure III.13. Caractéristique de réglage de la tension  $V_a$  et le THD de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie sinusoïdale à deux porteuses bipolaires en dents de scie

Le taux de modulation  $r$  permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de  $r=0$  à  $r=0.99$ . L'amplitude de ce fondamental se sature à ( $r=1,5$ ). L'amplitude de ce fondamental se sature à  $1,135.U_c$  ( $r=1,5$ ). Le taux d'harmoniques diminue quand  $r$  augmente.

### III.3.2.2. Modulation vectorielle

La modulation vectorielle comme l'indique son nom permet de suivre le vecteur de tension de référence et non pas chaque tension de référence de phase séparément. Son principe est identique à celui de la stratégie sinusoïdale.

On définit à partir du vecteur de référence  $V_{sref}$ ,  $V_{sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$ . Deux nouveaux vecteurs de référence  $V_{Sref1}$  et  $V_{Sref0}$ . Le vecteur de référence  $V_{Sref1}$  (respectivement.  $V_{Sref0}$ ) est associé à l'onduleur à deux niveaux constitué des demi-bras du haut (respectivement. du bas) de l'onduleur multiniveaux. Les composants du vecteur de référence  $V_{Sref}$  sont définies par les systèmes d'équations [32][39][40][41]:

$$\begin{aligned} V_{Sref1}[i] &= V_{Sref}[i] + V_0 \\ V_{Sref0}[i] &= V_{Sref}[i] - V_0 \end{aligned} \tag{III-47}$$

Avec  $i=1, 2, 3$ .

La tension  $V_0$  de fréquence  $3f$  est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = -\frac{[\max(V_{Sref}) + \min(V_{Sref})]}{2} \quad (\text{III-48})$$

L'algorithme de commande par la modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux est présenté sur la figure ci-dessous:

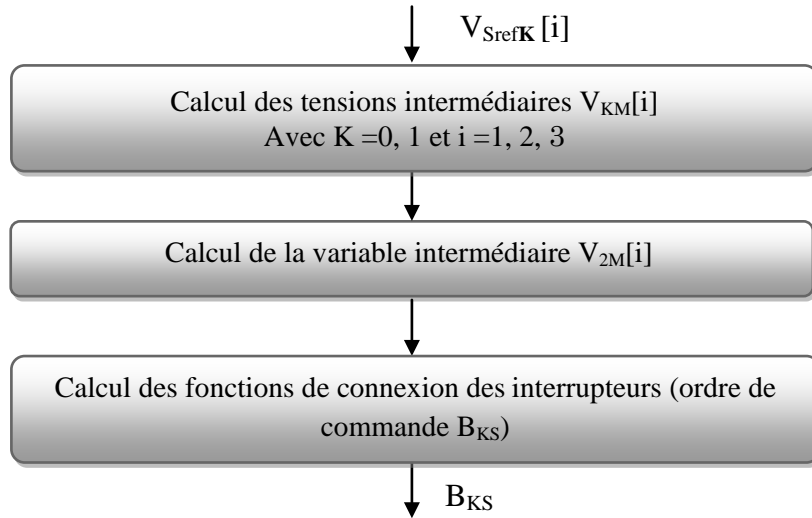


Figure III.14. Organigramme général de la modulation vectorielle

Les différentes étapes de cet algorithme peuvent se résumer comme suit

**Etape 1 :** Détermination des tensions intermédiaires  $V_{KM}[i]$ , images des tensions de sortie des deux onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à trois niveaux :

$$\begin{cases} V_{Sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = \frac{E}{2} \\ V_{Sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = 0 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} V_{Sref0}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{0M}[i] = 0 \\ V_{Sref0}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{0M}[i] = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{III-49})$$

**Etape 2 :** Détermination de la variable intermédiaire  $V_{2M}[i]$ , image de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux :

$$V_{2M}[i] = V_{1M}[i] + V_{0M}[i] \quad (\text{III-50})$$

**Etape 3 :** Détermination des ordres de commande des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{2M}[i] = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 1; B_{i2} = 1 \\ V_{2M}[i] = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1; B_{i2} = 0 \\ V_{2M}[i] = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 0; B_{i2} = 0 \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} B_{K1} = \bar{B}_{K4} \\ B_{K2} = \bar{B}_{K3} \end{cases} \quad (\text{III-51})$$

### III.3.2.2.1. Cas de deux porteuses bipolaires triangulaires

La figure III.15 représente les différents signaux de la modulation vectorielle.

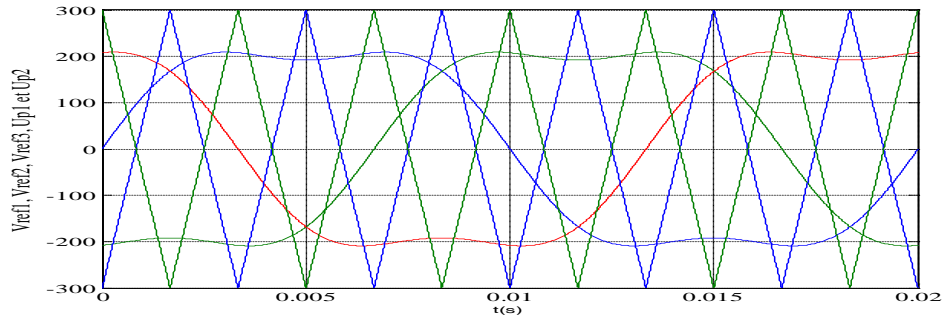


Figure III.15. Différents signaux de modulation vectorielle à deux porteuses triangulaire bipolaires de l'onduleur triphasé à trois niveaux NPC ( $m = 12$  et  $r = 0.8$ )

La figure III.16 représente la tension de sortie et son spectre d'harmonique de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses triangulaires bipolaires pour  $m=6, 9, 12$ , et  $15$  avec  $r=0,8$  et  $f=50$  Hz.

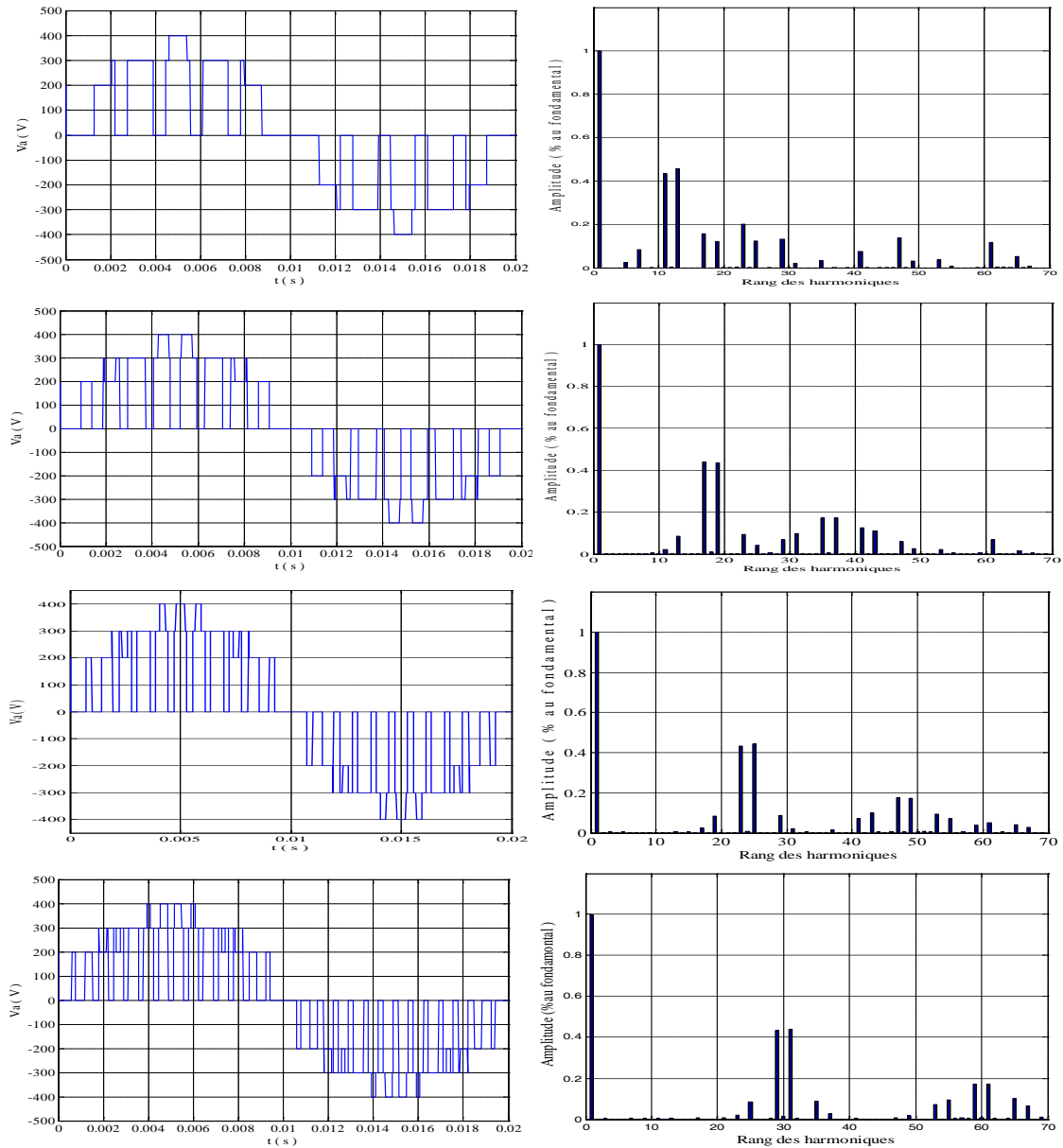


Figure III.16. La tension simple  $V_a$  et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses triangulaires bipolaires ( $m=6, 9, 12$  et  $15$ )

- On constate que la tension simple  $V_a$  ne possède que des harmoniques impairs pour toutes les valeurs de  $m$ , et se regroupent autour des fréquences multiples de  $2mf$  ;
- L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés.
- Les tensions de sortie de l'onduleur triphasé ont le même nombre d'impulsions que dans le cas d'une sinusoïdale à deux porteuses.

La figure III.17 représente la caractéristique de réglage et le taux d'harmoniques en fonction de taux de modulation pour  $m=6$ .

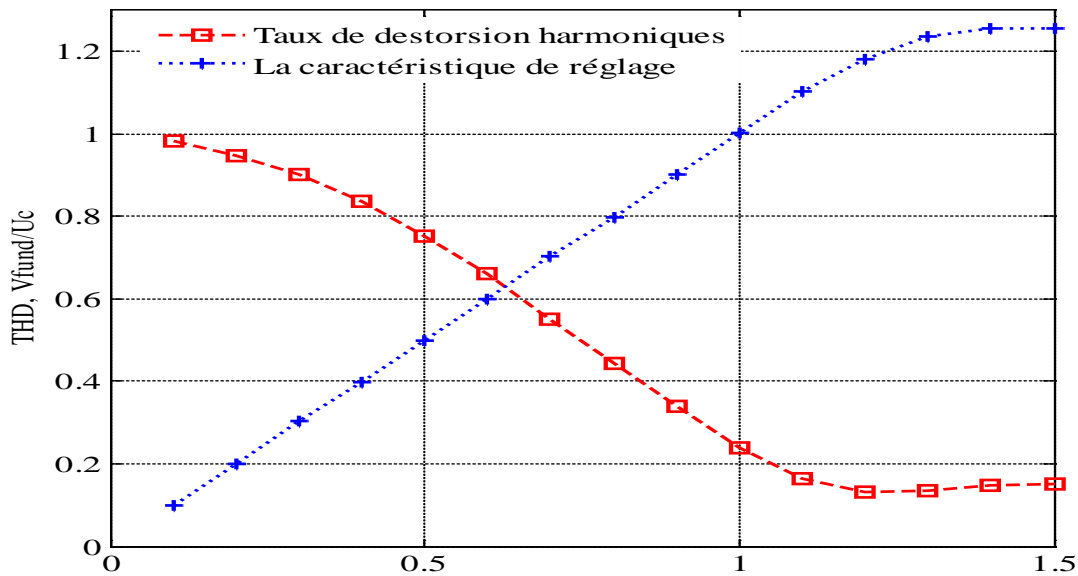


Figure III.17 Caractéristique de réglage de la tension  $V_a$  et le THD de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses triangulaires bipolaires

- Le taux de modulation  $r$  permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0 (quand  $r=0$ ) à  $1,11.U_C$  (quand  $r=1,1$ ). L'amplitude de ce fondamental se sature à  $1,25.U_C$  ( $r=1,4$ ).
- Le taux d'harmoniques diminue quand  $r$  augmente.

### III.3.2.2.2. Cas de deux porteuses bipolaires en dents de scie

La figure III.18 représente la tension de sortie et son spectre d'harmonique de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires en dents de scie pour  $m=6, 9, 15$ , et  $18$  avec  $r=0,8$  et  $f=50$  Hz.

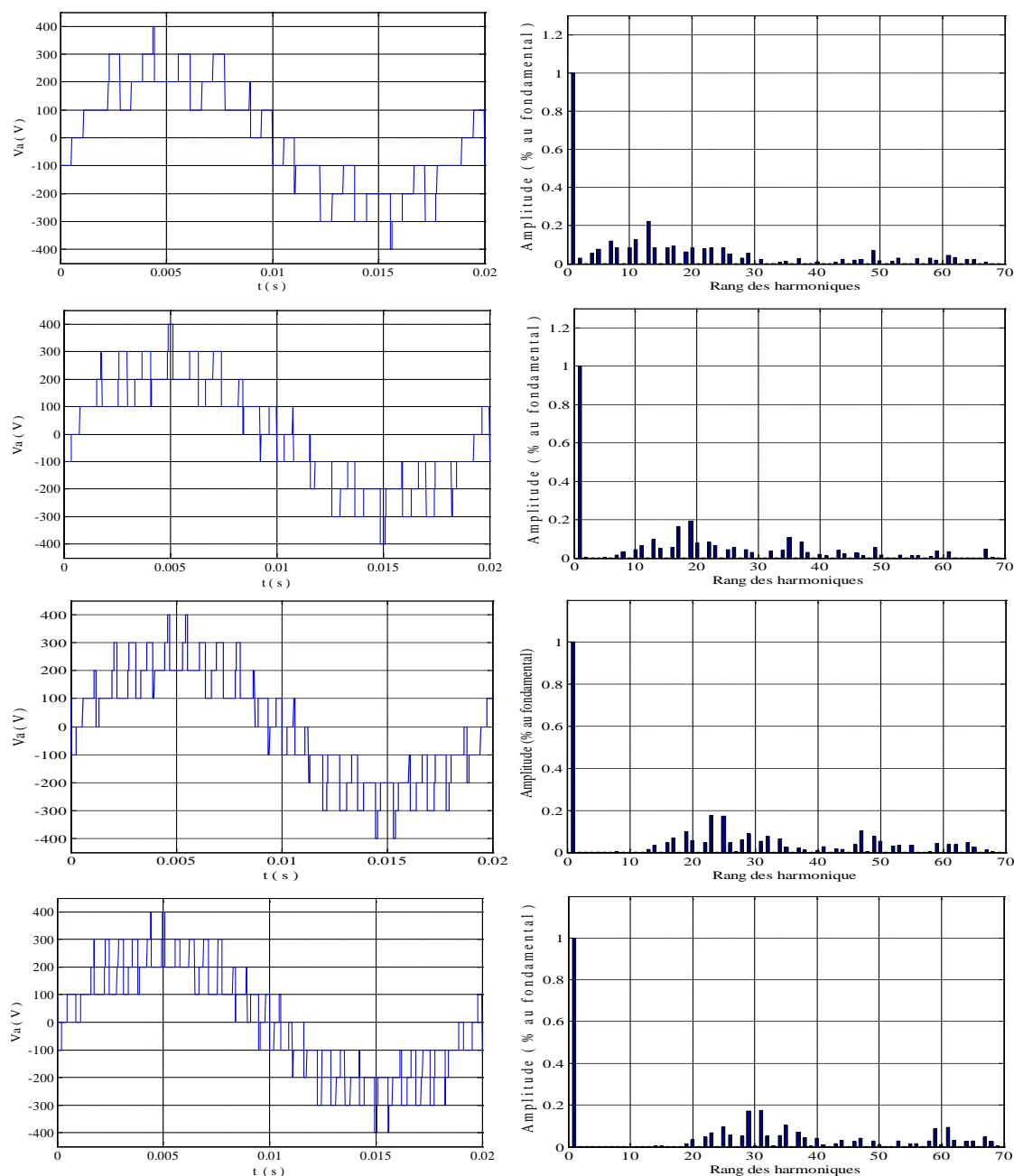


Figure III.18. Tension simple  $V_a$  et son spectre de l'ondeur à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires en dents de scie ( $m=6, 9, 12$  et  $15$ )

On constate que, pour toutes les valeurs de l'indice de modulation  $m$ , il n'y a pas de symétrie dans la tension simple  $V_a$ , donc cette tension possède des harmoniques pairs et impairs, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $2mf_p$ . La première famille centrée autour de  $2mf_p$  est la plus importante du point de vue amplitude.

La figure III.19 représente la caractéristique de réglage et le taux d'harmoniques en fonction de taux de modulation pour  $m=6$ .

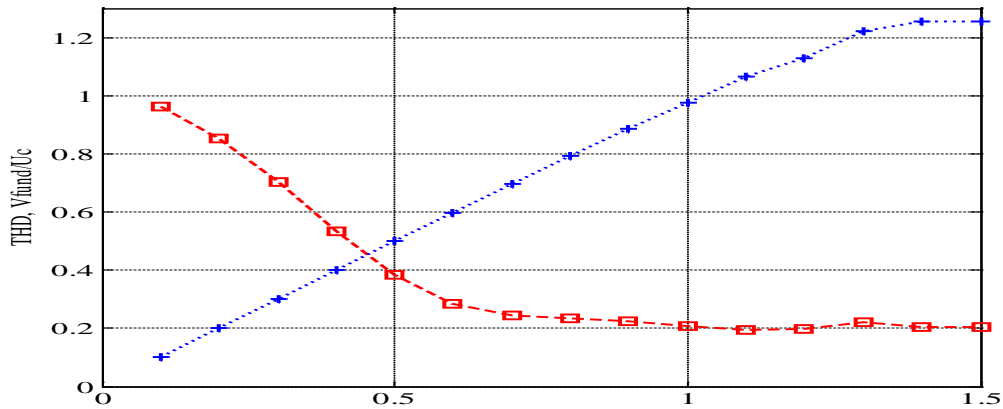


Figure III.19. Caractéristique de réglage de la tension  $V_a$  et le THD de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires en dents de scie

On constate que, le taux de modulation  $r$  permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0 (quand  $r=0$ ) à  $1,08U_C$  (quand  $r=1$ ). L'amplitude de ce fondamental se sature à  $1,22.U_C$  ( $r=1,4$ ). Le taux d'harmoniques est plus faible que dans le cas de deux porteuses triangulaires bipolaires.

### III.3.2.3. Modulation calculée

Dans cette partie, nous présentons un algorithme de commande de l'onduleur à trois niveaux destinés à une réalisation numérique.

L'algorithme de commande par la modulation calculée de l'onduleur à trois niveaux est présenté par la figure III.20:

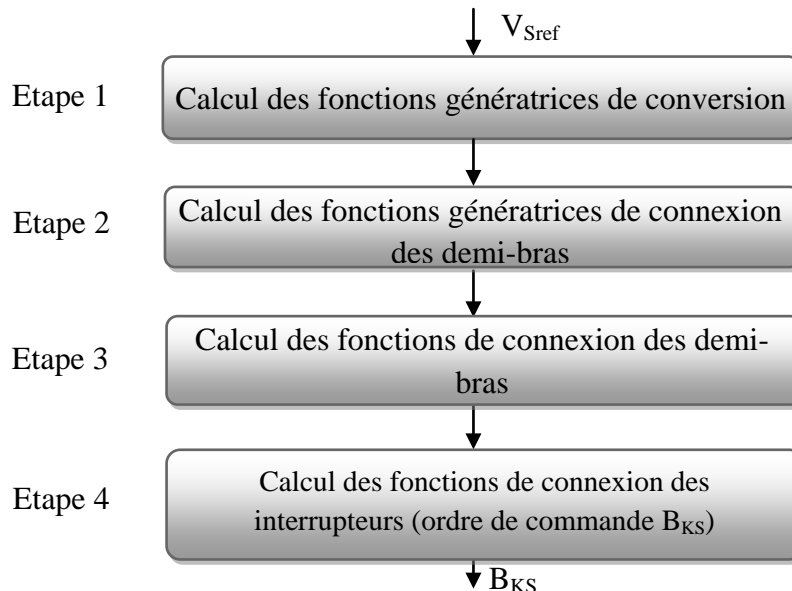


Figure III.20. Organigramme général d'une modulation calculée utilisant les modèles de commandes de l'onduleur à trois niveaux

La figure III.21 représente les différents signaux de la modulation calculée.

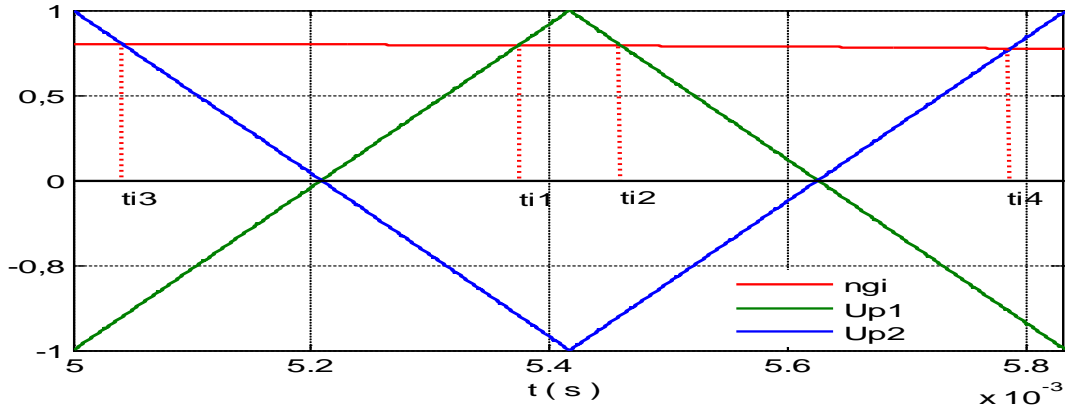


Figure III.21. Différents signaux de l'algorithme de la modulation calculée

Les différentes étapes de cet algorithme peuvent se résumer comme suit:

**Etape1:** Calcul des fonctions génératrices de conversion simples  $n_{gi}$ :

$$n_{gi} = \frac{V_{refi}}{U_c} \text{ Avec: } i \in \{1, 2, 3\} \quad (\text{III-52})$$

**Etape2:** Calcul des instants d'intersection:

$$\begin{cases} t_{i1} = (n_{gi} + 1) \frac{T_P}{4} \\ t_{i2} = (-n_{gi} + 3) \frac{T_P}{4} \\ t_{i3} = (n_{gi} + 3) \frac{T_P}{4} \\ t_{i4} = (-n_{gi} + 5) \frac{T_P}{4} \end{cases} \quad (\text{III-53})$$

**Etape3:** Détermination des tensions intermédiaires ( $V_{i1}$ ,  $V_{i2}$ ):

$$\begin{cases} V_{i1} = U_c \text{ si } t \in [0, t_{i1}] \cup [t_{i2}, T_P] \text{ sinon } V_{i1} = 0 \\ V_{i0} = 0 \text{ si } t \in [t_{i3}, t_{i4}] \text{ sinon } V_{i0} = U_c \end{cases} \quad (\text{III-54})$$

**Etape4:** Détermination du signal  $V_{i2}$  et les ordres de commande  $B_{is}$  des interrupteurs:

$$V_{i2} = V_{i1} + V_{i0} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} V_{i2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 1 ; B_{i2} = 1 \\ V_{i2} = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1 ; B_{i2} = 0 \\ V_{i2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 0 ; B_{i2} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-55})$$

La figure III.22 représente la tension de sortie  $V_A$  et son spectre d'harmonique d'un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation calculée à deux porteuses bipolaires en dents de scie pour  $m=6, 9, 12$ , avec  $r=0,8$  et  $f=50 \text{ Hz}$ .

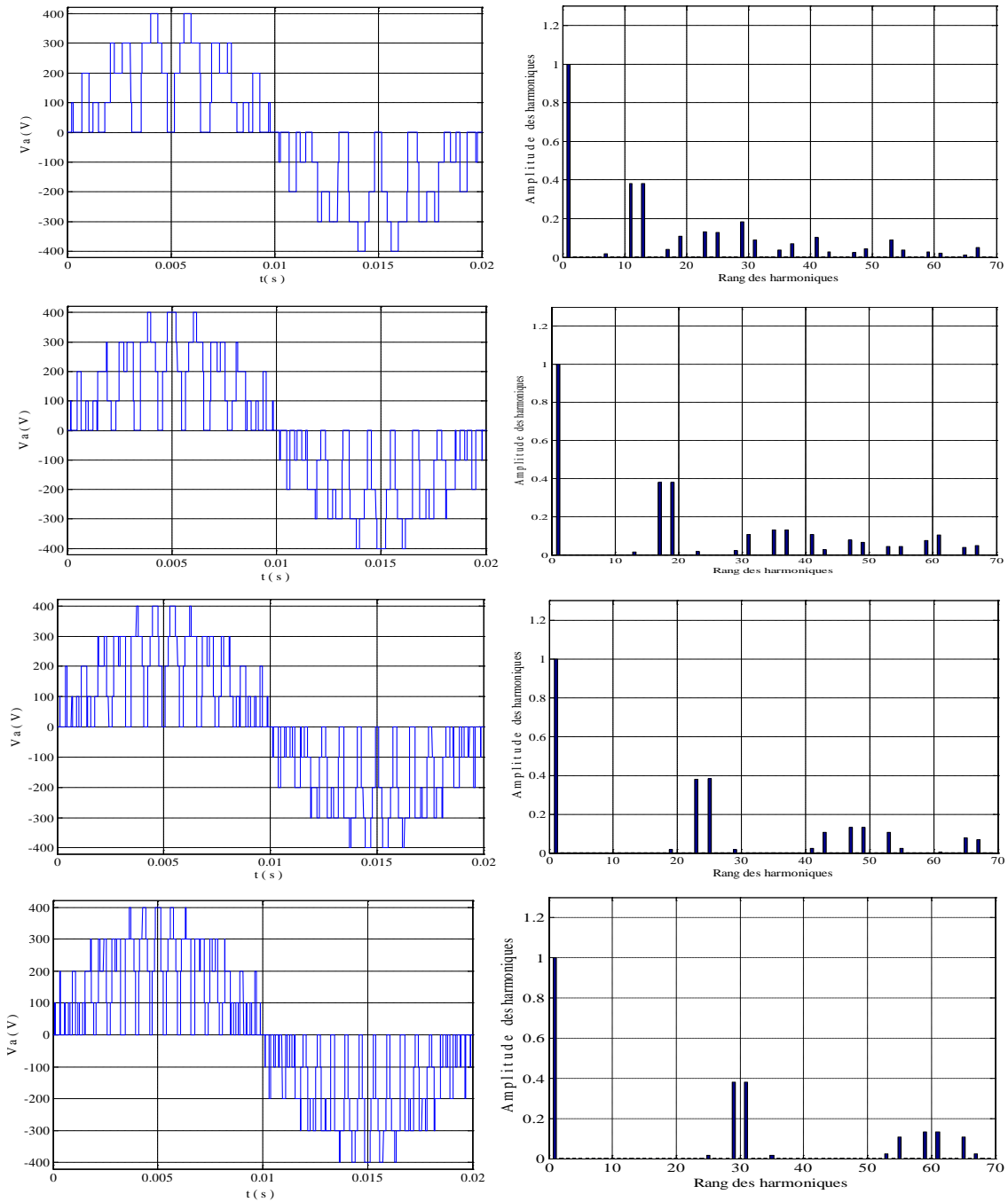


Figure III.22. La tension  $V_a$  et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation calculée à deux porteuses triangulaire bipolaires ( $m=6, 9, 12, 15$ )

On constate que, pour toutes les valeurs de l'indice de modulation  $m$ , la tension simple  $V_a$  présente une symétrie par rapport au quart de sa période, donc seuls les harmoniques impairs existent. Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $2mf$ . La première famille centrée autour de  $2mf$  est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage.

La figure III.23 représente la caractéristique de réglage et le taux d'harmoniques en fonction de taux de modulation pour  $m=6$ .

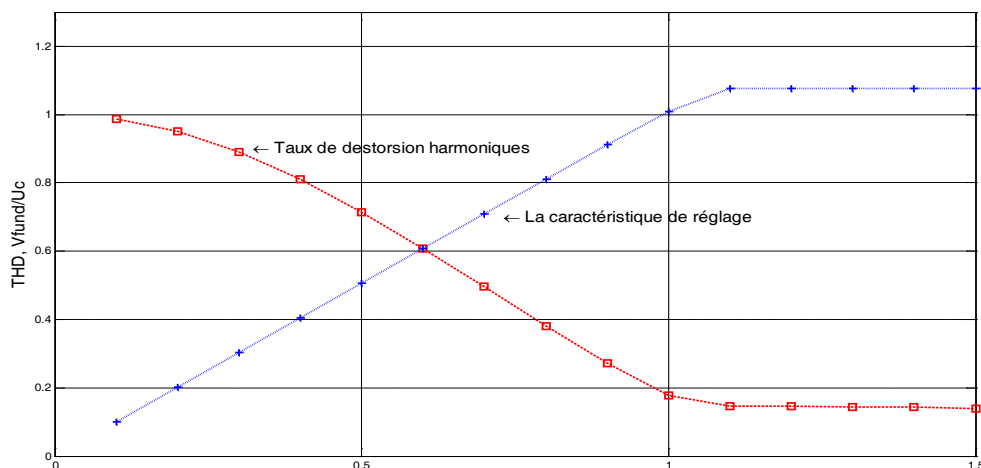


Figure III.23. Caractéristique de réglage de la tension  $V_a$  et le THD de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation calculée pour  $m=6$ .

On constate que, le taux de modulation  $r$  permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0 (quand  $r=0$ ) à  $1,07U_C$  (quand  $r=1.1$ ). Le taux d'harmoniques diminue quand  $r$  augmente jusqu'à  $r=1.1$ .

### III.3.2.4. Comparaison entre les différentes stratégies de commande de l'onduleur

Le tableau suivant résume les caractéristiques des différentes stratégies utilisées :

La stratégie	$r_{\max}$ pour un réglage linéaire	$THD_{\max}$	$THD_{\min}$	La fréquence centrale de la première famille d'harmoniques
MLI Sinusoïdale à deux porteuses bipolaires triangulaires	1	0.751	0.266	2mf
MLI Sinusoïdale à deux porteuses en dents de scie bipolaires	0.99	0.858	0.374	2mf
MLI Vectorielle à deux porteuses bipolaires triangulaires	1.11	0.747	0.23	2mf
MLI Vectorielle à deux porteuses en dents de scie bipolaires	1.0.8	0.87	0.379	2mf
Modulation Calculée utilisant deux porteuses bipolaires triangulaires	1.15	0.8512	0.2193	2mf

Tableau II.1. Tableau comparatif des différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux

On remarque que la modulation calculée à deux porteuses bipolaires triangulaires présente l'avantage d'avoir un fondamental plus linéaire des autres stratégies étudiées et un faible taux d'harmoniques.

#### **III.4. Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure *NPC* sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Pétri. Ainsi on a défini les différentes configurations possibles d'un bras de cet onduleur.

L'utilisation des fonctions de connexion des demi bras de l'onduleur à trois niveaux, nous a permis de montrer que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

Ainsi, nous avons développé différentes stratégies de commande *MLI* de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure *NPC*.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour les différentes stratégies à deux porteuses, a montré qu'elle présente des harmoniques faibles. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $2mf$ .

L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage. Cependant,  $m$  est limité par les temps de commutations des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions. Vu que la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuse est la base de toutes les stratégies de commande *MLI* en temps réel, nous avons opté pour cette stratégie pour la commandé de l'onduleur triphasé à structure *NPC*.

La stratégie de la modulation calculée utilisant deux porteuses bipolaires triangulaires est la plus importante pour la commande de l'onduleur à trois niveaux à structure *NPC* car elle permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 15% avec un faible taux d'harmoniques.

Dans le chapitre suivant, on étudiera les performances de la cascade d'un générateur photovoltaïque – convertisseur DC/DC muni d'un contrôleur MPPT – onduleur à trois niveaux à structure NPC – machine asynchrone.-pompe centrifuge.

## CHAPITRE IV

# PERFORMANCE DU SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAIQUE

## CHAPITRE IV

## PERFORMANCES DU SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE

## IV.1. Introduction

Dans nos jours, la demande d'eau est de plus en plus très importante, en particulier dans les zones rurales et les sites isolés où l'accès à l'énergie classique est difficile voir pratiquement impossible. Ce phénomène a fait qu'un intérêt grandissant est porté sur l'utilisation des générateurs photovoltaïques comme nouvelle source d'énergie. La réalisation d'un système de pompage photovoltaïque autonome, fiable et à bon rendement, constitue une solution pratique et économique au problème du manque d'eau, en particulier, dans les régions désertiques. En effet, un système photovoltaïque devient intéressant lorsqu'il est facile à installer, avec une autonomie acceptable et une excellente fiabilité de service.

## IV.2. Présentation des Systèmes de Pompage Photovoltaïque

Le système de pompage solaire se compose des éléments suivants (Figure IV.1) :

- Un générateur photovoltaïque ;
- Un groupe électropompe;
- D'électronique de commande et de contrôle ;
- Un système de stockage ;

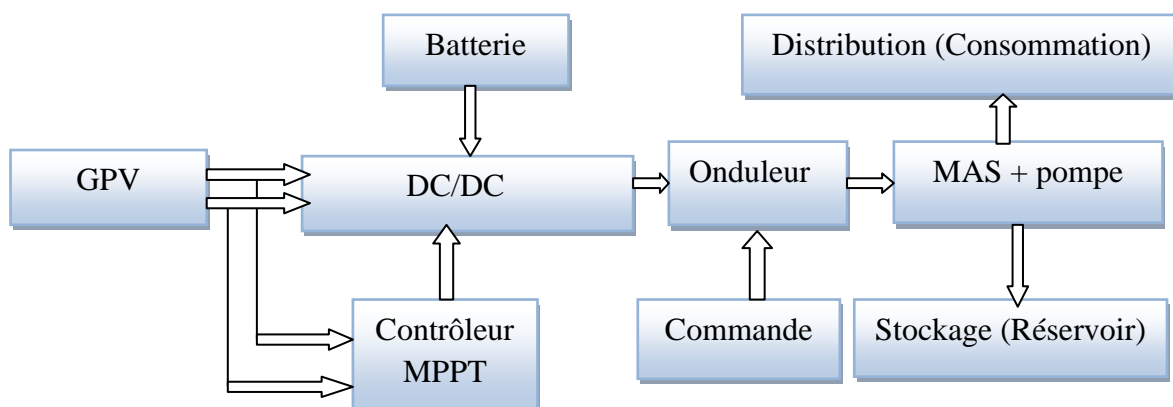


Figure IV.1. Schéma synoptique d'un système de pompage photovoltaïque

## IV.2.1. Générateur photovoltaïque

Le générateur photovoltaïque produit l'énergie électrique sous forme d'un courant continu. Pour obtenir des puissances supérieures, il est nécessaire d'associer en série et en parallèle plusieurs modules.

### IV.2.2. Electronique de commande et de contrôle

Un convertisseur d'énergie est un équipement que l'on dispose généralement soit entre le champ photovoltaïque et la charge continue (sans stockage, il portera le nom de convertisseur continu- continu), soit entre la batterie et la charge (après stockage, il sera appelé onduleur ou convertisseur continu- alternatif).

Le convertisseur remplit les fonctions suivantes :

- Conversion de courant continu en courant alternatif compatible avec la tension du réseau.
- Optimisation de la tension continue de manière à ce que le champ de modules fonctionne dans des conditions de puissance optimales.

#### IV.2.2.1. Convertisseur DC/DC

Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du générateur PV et de la transférer à la charge, la technique utilisée classiquement est d'utiliser un étage d'adaptation entre le *GPV* et la charge. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant à travers une action de contrôle commandé par son rapport cyclique, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur pour qu'elle soit la plus proche possible de la puissance maximale disponible.

#### IV.2.2.2. Convertisseur DC/AC

Dans le système de pompage photovoltaïque, la connexion entre le générateur photovoltaïque et la pompe entraînée par un moteur à courant alternatif est assurée par un onduleur. Le convertisseur *DC/AC* assure le transfert optimal de puissance du générateur solaire vers le groupe moteur pompe.

### IV.2.3. Systèmes de stockage

La caractéristique de l'énergie solaire est continuellement variable en fonction de l'ensoleillement et de la température. Ainsi, il faut un stockage afin de pouvoir utiliser l'énergie délivrée par le *GPV* quelque soit le moment souhaité. Le stockage peut être réalisé de deux façons: stockage d'énergies électrique dans les accumulateurs ou stockage d'eau.

### IV.2.4. Groupe électropompe

Le groupe motopompe est composé d'un moteur à courant alternatif triphasé (moteur asynchrone a cage) qui est couplé à une pompe centrifuge. La pompe centrifuge transmet l'énergie cinétique du moteur au fluide par un mouvement de rotation de roues à aubes.

## IV.3. Moteurs électriques

Un moteur électrique est un dispositif électromécanique permettant la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique. Il existe deux types de moteurs : à courants continu et alternatif.

### IV.3.1. Description de la machine asynchrone MAS

On appelle machine asynchrone (moteur à induction) une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotation du rotor est inférieure à la vitesse de rotation du champ magnétique du stator. Les machines asynchrones peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes [42] [43]:

- Le stator, partie fixe de la machine ou est connectée l'alimentation électrique;
- Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique;
- Les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

#### IV.3.1. 1. Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Pour les petites machines, ces tôles sont découpées en une seule pièce, alors qu'elles sont découpées par sections pour les grandes machines.

#### IV.3.1. 2. Rotor

Le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux types : bobines ou à cage d'écureuil dans lesquelles les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les moteurs de grande puissance ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux de court-circuit de même matériaux.

#### IV.3.1. 3. Paliers

Les paliers sont constitués de roulements à billes et des plaques. Les roulements à billes sont insérés à chaud sur l'arbre, permettant ainsi d'assurer le guidage en rotation de l'arbre. Les plaques, moulés en alliage de fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. Ce qui constitue la machine asynchrone à cage d'écureuil (Figure. IV.2).

Celles-ci à plusieurs avantages : elle est robuste, son coût est faible et a une simplicité mécanique.

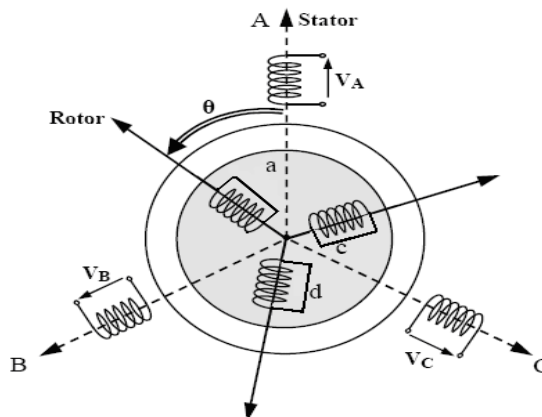


Figure IV.2. Représentation schématique d'une machine asynchrone

### IV.3.2. Modélisation de la machine asynchrone

Les équations électriques des trois phases statoriques et rotoriques servent de point de départ à l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone à cage.

### IV.3.3. Hypothèses simplificatrices

La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses [44][45][46]:

- La machine présente une parfaite symétrie triphasée de construction ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte ;
- On néglige le phénomène d'hystérésis, l'effet des courants de Foucault ;
- L'entrefer est de largeur constante, l'effet des encoches est négligé ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

### IV.3.4. Modèle de la MAS dans le référentiel abc

Le comportement de toute machine électrique est entièrement déterminé par les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement :

#### a. Equations électriques

$$\begin{cases} [V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ 0 = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (IV-1)$$

Où :

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$ : Tensions appliquées aux trois phases du stator ;

$[I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T$  : Courants traversant les enroulements statoriques ;

$[I_r] = [I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^T$  : Courants traversant les enroulements rotoriques ;

$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^T$ : Flux totaux à travers les enroulements statoriques ;

$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{rs} \ \varphi_{cr}]^T$ : Flux totaux à travers les enroulements rotoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \quad (IV-2)$$

Tel que :

$$R_{as} = R_{bs} = R_{cs} = R_s$$

$$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

$R_s$  : Résistance propre d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance propre d'une phase rotorique.

### b. Equations magnétiques

Avec les hypothèses précédentes, la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{IV-3})$$

Ou :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{IV-4})$$

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-5})$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-6})$$

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

Avec :

$\theta_r$ : Écart angulaire entre une phase statorique et la phase rotorique correspondante ;

$l_s$ : Inductance propre d'une phase statorique ;

$l_r$ : Inductance propre d'une phase rotorique ;

$[L_s]$ ,  $[L_r]$ : Matrice inductance statorique (rotorique).

$m_s$ : Inductance mutuelle entre deux phases de stator ;

$m_r$ : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor ;

$M_{sr}$ : Maximum de l'induction mutuelle entre une phase statorique et la phase rotorique ;

En combinant entre les systèmes d'équation (IV-1) et (IV-2), nous obtenons les équations de fonctionnement de la machine suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \} \\ 0 = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] [I_r] + [M_{sr}] [I_s] \} \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

### c. Equation mécanique de la machine

L'équation mécanique est régie par l'équation suivante :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega_r}{dt} + C_r + f\Omega_r \quad (IV-9)$$

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = (C_e - C_r - f\Omega_r) / J \quad (IV-10)$$

Avec

$J$ : moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine ;

$f$  : coefficient du frottement visqueux ;

$C_{em}$  : couple électromagnétique ;

$C_r$  : couple de charge ;

$\Omega_r$ : vitesse rotorique de moteur.

Nous aboutissons ainsi à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales. Ces dernières sont dues au mouvement de rotation du rotor. D'où, la complexité de la résolution analytique.

Afin de surmonter cette difficulté, nous considérons les enroulements biphasés équivalents aux enroulements statoriques et rotoriques.

#### IV.3.5. Transformation de park

La transformation de Park correspond tout simplement à un changement de base de différents vecteurs, en utilisant une matrice spéciale dite de passage de Park. Un passage qui permet de simplifier les équations d'un système à vecteurs de dimension trois, en les remplaçant par un système équivalent à vecteurs de dimension deux. La transformation de Park permet donc, de remplacer le moteur triphasé par un moteur biphasé équivalent (Figure IV.3).

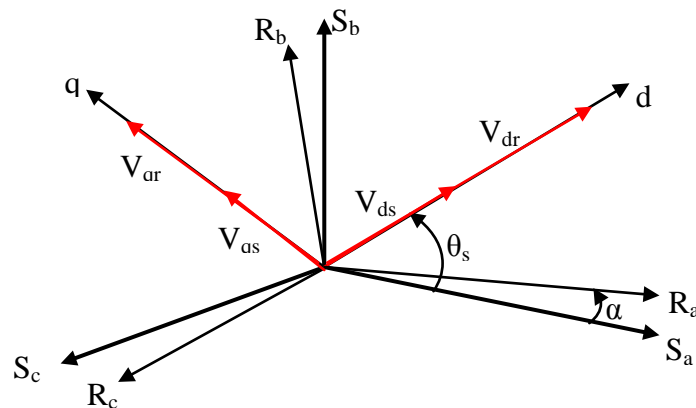


Figure IV.3. Repère initial et repère  $(d, q)$  de Park.

Le passage des composantes triphasées aux composantes de Park se fait comme suit :

$$\begin{cases} [X_{sdq0}] = [P(\theta_s)] [X_{abc}] \\ [X_{rdq0}] = [P(\theta_r)]^{-1} [X_{abc}] \end{cases} \quad (\text{IV-11})$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-12})$$

Le passage du système biphasé au système triphasé est défini par le produit matriciel suivant :

$$\begin{cases} [X_{abc}] = [P(\theta_s)]^{-1} [X_{sdq0}] \\ [X_{abc}] = [P(\theta_r)]^{-1} [X_{rdq0}] \end{cases} \quad (\text{IV-13})$$

$X$  : représente un courant, une tension ou un flux.

Avec :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-14})$$

### IV.3.6. Equation de la machine biphasée équivalente

Pour simplifier la représentation des équations électriques de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park, dont le but est d'arriver à rendre la matrice indépendante de la variation de  $\theta$ .

Pour des raisons de simplification et d'unification de références, nous posons la relation de coïncidence suivante :

$$\theta_s - \theta_r = \theta \quad (\text{IV-15})$$

On désigne :

- Par  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  la vitesse angulaire des axes  $d-q$  dans le repère statorique ;
- Par  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  la vitesse angulaire des axes  $d-q$  dans le repère rotorique ;

De sorte qu'à partir de l'expression  $(\theta_s - \theta_r = \theta)$  ; il se déduit par dérivation :

$$\omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt} = \omega = P\Omega \quad (\text{IV-16})$$

Les équations électriques et mécaniques sont données par [45][46]:

**a. Equations des tensions**

Appliquons la transformation de Park (IV-13) à l'expression (IV-1).

$$[P(\theta_s)]^{-1} [V_{sdq}] = [R_s] [P(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{sdq}] \} \quad (IV-17)$$

Utilisant la formule de la dérivée d'un produit :

$$[P(\theta_s)]^{-1} [V_{sdq}] = [R_s] [P(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}] + [\varphi_{sdq}] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} + [P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] \quad (IV-18)$$

Multiplions les deux membres de l'égalité par  $[P(\theta_s)]$ , nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] [I_{sdq}] + [\varphi_{sdq}] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] \quad (IV-19)$$

Dérivons  $[P(\theta_s)]^{-1}$  par rapport au temps :

$$\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_s}{dt} \quad (IV-20)$$

Effectuent le produit matriciel:

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_s}{dt} \quad (IV-21)$$

L'expression (IV-19) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & \frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{sdq}] \quad (IV-22)$$

La même démarche appliquée au rotor conduit à :

$$0 = [R_r] [I_{rdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{rdq}] \quad (IV-23)$$

Nous pouvons en déduire les relations entre les composantes de Park :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \theta_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \theta_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \theta_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \theta_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (IV-24)$$

### b. Equation des flux

Appliquons la transformation de Park (IV-13) à l'expression (IV-3).

$$[P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{sdq}] = [L_s] [P(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}] + [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} [I_{rdq}] \quad (IV-25)$$

Multiplions les deux membres de l'égalité par  $[P(\theta_s)]$ , nous trouvons :

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)] [L_s] [P(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} [I_{rdq}] \quad (IV-26)$$

On a :

$$[P(\theta_s)] [L_s] [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (IV-27)$$

Et :

$$[P(\theta_s)] [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos((\theta_s) - \theta_r - \theta) & \sin((\theta_s) - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin((\theta_s) - \theta_r - \theta) & -\cos((\theta_s) - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-28)$$

D'après l'égalité (IV.7), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)] [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-29)$$

Les expressions des composantes de park des flux sont définies comme suite :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qs} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (IV-30)$$

On pose :

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

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

$L_{os} = l_s + 2M_s$  : Inductance homopolaire statorique.

$L_{or} = l_r + 2M_r$  : Inductance homopolaire rotorique.

### c. Equations mécaniques

L'expression du couple pour une machine à p pair de pôles est donnée par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{pL_M}{L_r} [\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}] \quad (IV-31)$$

### IV.3.7. Equations dans différents référentiels

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composants de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

Trois types de référentiels (stator, rotor et champ tournant) sont intéressants en pratique, le choix se faisant en fonction du problème étudié.

#### IV.3.7.1. Référentiel lié au stator

Dans un référentiel lié au stator, la vitesse  $\theta_s$  est nulle ( $\theta_s=0$ ), ce qui conduit à :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \theta_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \theta_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (IV-32)$$

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation avec une fréquence d'alimentation constante.

#### IV.3.7.2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un repère lié au rotor, la vitesse  $\omega_a$  est égale à la vitesse  $\omega_r$  du rotor ( $\omega=\omega_s$ ,  $\omega_r=0$ ), ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{dr} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (IV-33)$$

#### IV.3.7.3. Référentiel lié au champ tournant

Le référentiel lié par rapport au champ tournant ( $\theta=\theta_s$ ) correspond à la transformation des variables par rapport aux axes ( $d-q$ ) tournant à la vitesse synchrone du champ de la machine.

Les équations des tensions de la MAS, écrites dans le plan ( $d-q$ ), sont les suivantes [47] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{dr} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (IV-34)$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. Ce référentiel est la seule référentielle qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine.

### IV.3.8. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

En boucle ouverte nous considérons d'une part les tensions statoriques ( $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ ), et la pulsation  $\omega_s$  comme variable de commande et d'autre part, les courant statoriques ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ), les flux rotoriques ( $\varphi_{dr}$ ,  $\varphi_{qr}$ ) et la vitesse mécanique ( $\Omega_r$ ), comme variable d'état, la représentation d'état du modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère lié au champ tournant se résume à la forme matricielle suivante :

$$[x]=[A][X]+[B][U] \quad (IV-35)$$

$[X]$  : vecteur d'état,  $X=[I_{ds} \ I_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr} \ \Omega_r]^t$

$[U]$  : vecteur de commande,  $U=[V_{ds} \ V_{qs} \ \omega_s]^t$

Le schéma descriptif qui en résulte est donné à la figure IV.4.

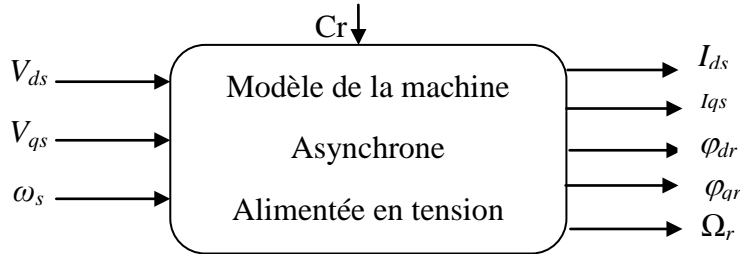


Figure IV.4. Schéma bloc de la machine asynchrone alimenté en tension

Une autre écriture de l'équation (IV-8) plus explicite est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r} \varphi_{dr} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \varphi_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) I_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \varphi_{dr} \omega + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + \omega_g \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{qs} - \omega_g \varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \varphi_{dr} I_{qs} - \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \varphi_{qr} I_{ds} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \end{cases} \quad (IV-36)$$

Ou :

$$\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s L_r} : \text{Facteur de dispersion.}$$

### IV.3.9. Résultat de simulation

La simulation a été effectuée pour les essais suivants :

- Démarrage à vide du moteur
- Suivi d'une application d'un couple de charge résistant positive  $C_r = 5N.m$  entre deux instants 2s et 4s.

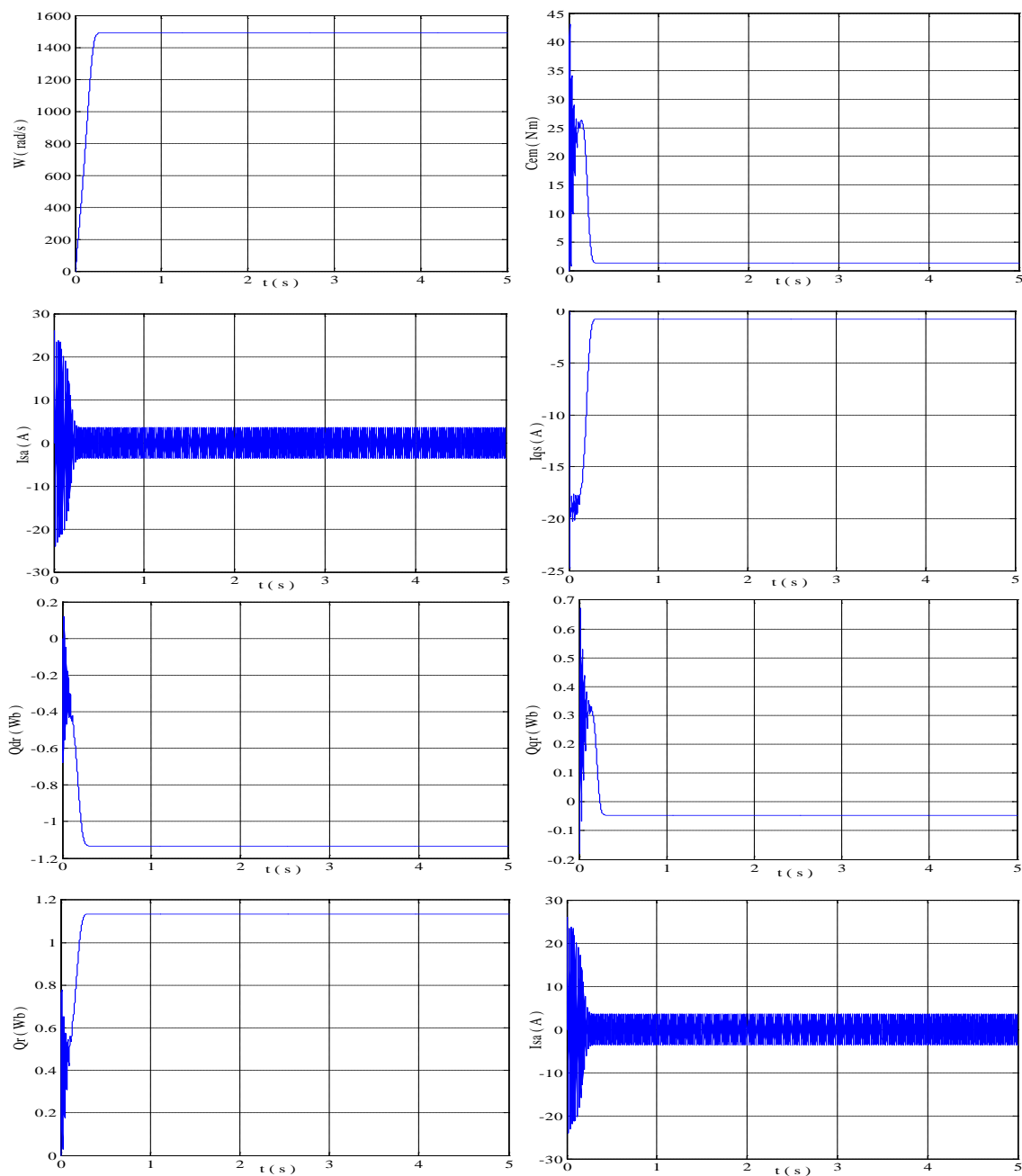


Figure IV.5. Performance de la machine asynchrone à vide

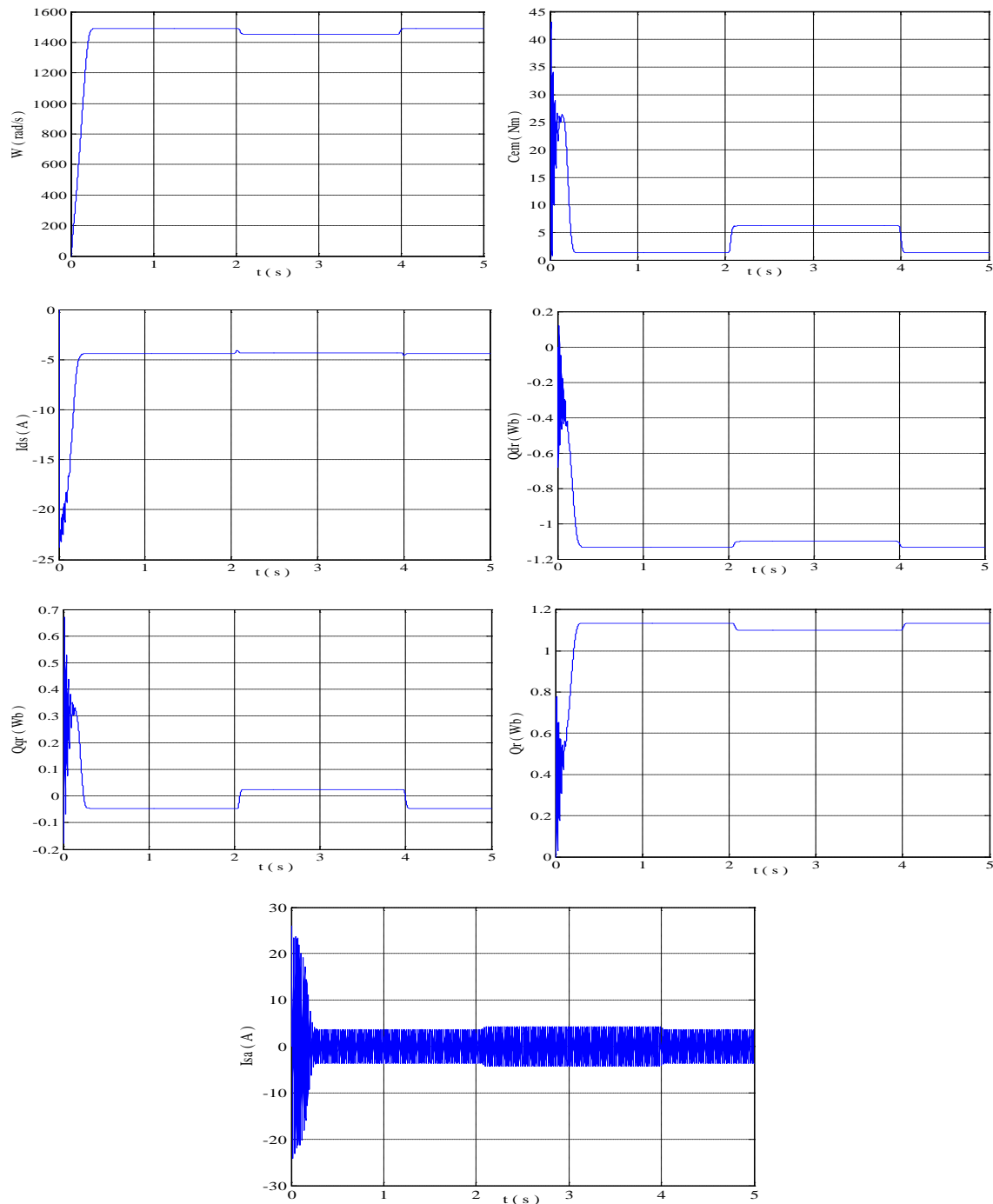


Figure IV.6. Performance de la machine asynchrone lors d'application d'un couple résistant  $C_r$  entre deux instants  $t=2s$  et  $t=4s$

Nous constatons que :

- Le couple électromagnétique présente de fortes oscillations au démarrage (régime transitoire) qui devient moins importantes dues à la modulation autour d'une valeur moyenne qui correspond aux pertes par frottements et ventilation.
- L'application d'un couple résistant  $C_r=5N$  entre deux instants  $t=2s$  et  $t=4s$  engendre une diminution de la vitesse de rotation de la MAS.
- De la même façon, les flux rotoriques ( $\varphi_{dr}$ ,  $\varphi_{qr}$ ) subissent eux aussi une diminution lors de l'application du couple résistant.

### IV.3.10. Principe de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur, en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadratures dans un repère de référence lié au flux (rotorique, statorique ou d'entrefer) de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre le couple [48][49]. Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée, ou le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit le couple.

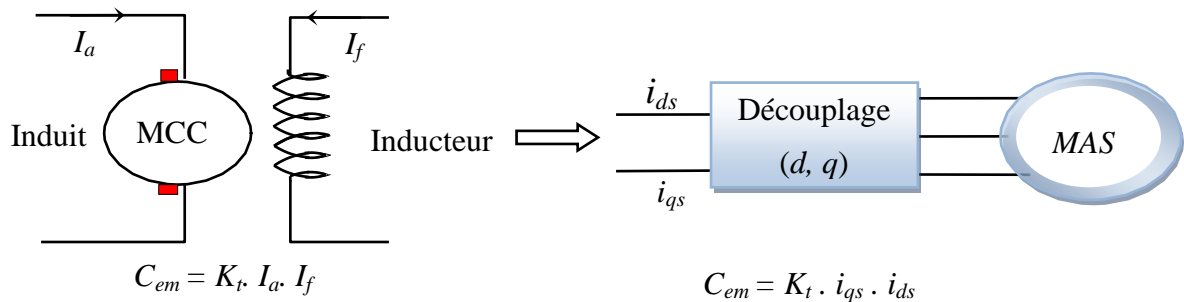


Figure IV.7. Principe de commande découplée

### IV.3.11. Théorie du flux orienté

Dans le modèle de la machine asynchrone représenté par les équations biphasées, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désiré du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer) à orienter (Figure IV.8).

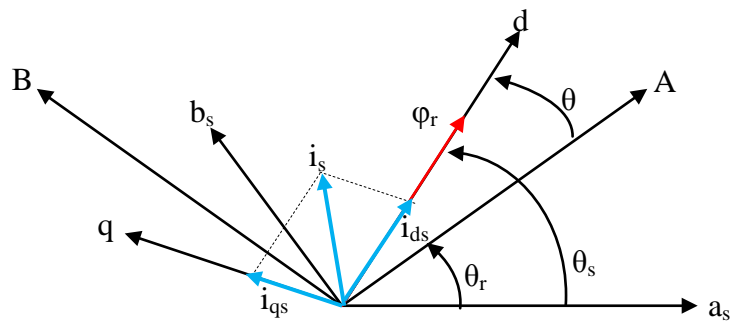


Figure IV.8. Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

Le flux  $\varphi$  représenté à la figure IV.8, peut être considéré suivant le type d'orientation comme étant, le flux rotorique  $\varphi_r$ , le flux statorique  $\varphi_s$ , ou le flux d'entrefer  $\varphi_m$ , en appliquant les conditions suivantes :

- Pour l'orientation du flux rotorique : (IV-37)  

$$\varphi_{dr} = \varphi_r; \varphi_{qr} = 0$$
- Celle du flux statorique : (IV-38)  

$$\varphi_{ds} = \varphi_s; \varphi_{qs} = 0$$
- Dans le cas de l'orientation du flux d'entrefer : (IV-39)  

$$\varphi_{dm} = \varphi_m; \varphi_{qm} = 0$$

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entrefer n'assure pas un découplage total entre le couple et celui du flux. Nous nous limitons à étudier le principe de la commande vectorielle avec orientation de l'axe « d » suivant l'axe du flux rotorique (figure IV.8.). Elle présente de meilleures performances par rapport aux autres techniques d'orientation.

**IV.3.12. Orientation du flux rotorique**

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d, q) tel que l'axe d soit confondu avec la direction de  $\varphi_r$ .

En appliquant sur le modèle de la machine asynchrone (IV-36) les conditions d'orientation du flux rotorique, nous obtenons le système d'équation suivant :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \varphi_r + V_{qs} \right] \\ \frac{d}{dt} I_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \varphi_r + V_{qs} \right] \\ \frac{d}{dt} \varphi_r &= \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\ \omega_s &= \omega_r + \frac{L_m}{T_r} I_{qs} \\ C_{em} &= \frac{p L_m}{L_r} \varphi_r I_{qs} \\ \frac{d}{dt} \Omega_r &= \frac{1}{J} C_{em} - \frac{1}{J} C_r - f \frac{f}{J} \Omega_r \end{aligned} \right. \quad (IV-40)$$

Ces équations peuvent être représentées par le schéma bloc suivant :

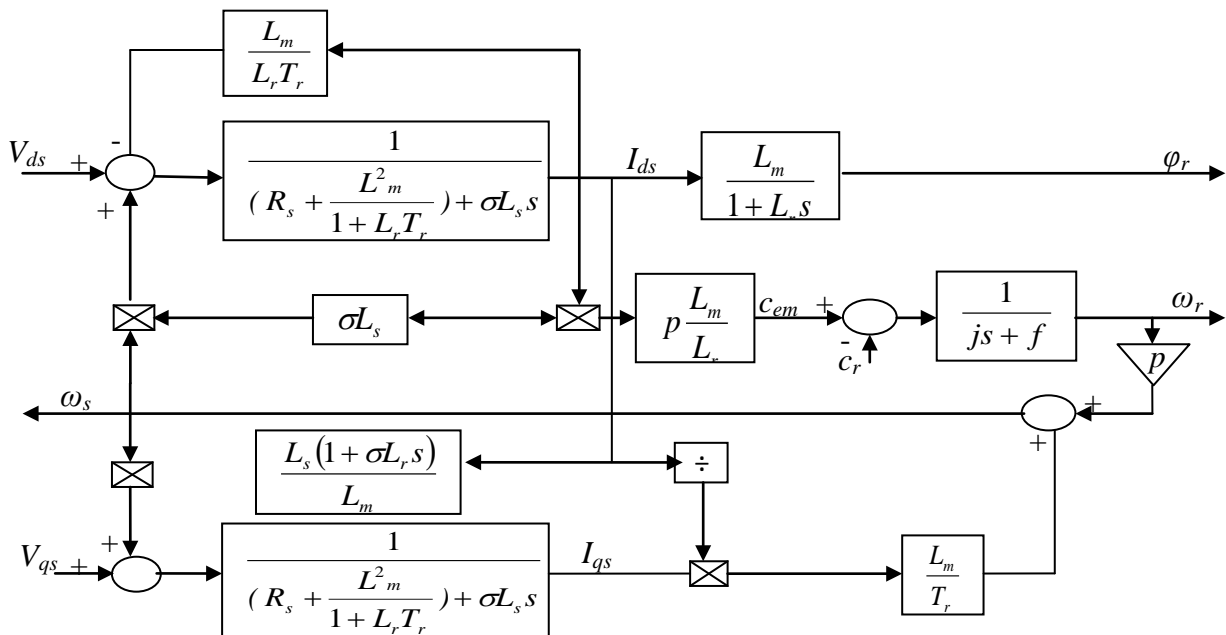


Figure IV.9. Schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique

On peut donc commander le flux rotorique à l'aide de la composante  $I_{ds}$  de même on peut commander le couple avec la composante  $I_{qs}$ , si le flux rotorique est constant. C'est pourquoi on parle de découplage dans la commande vectorielle. Ainsi, la machine asynchrone est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Pour assurer à tout instant un couple maximal, le flux doit être maintenu à sa valeur nominale [45].

La régulation de flux peut être faite soit par la méthode directe ou la méthode indirecte:

#### a. Méthode directe

La première consiste à déterminer la position et le module du flux. Pour cela deux procédés sont utilisés à savoir la mesure du flux dans l'entrefer à l'aide de capteur et l'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques [49][45].

#### b. Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à déterminer uniquement la position du flux à orienter et cela en calculant la vitesse de glissement  $\omega_a$  et en captant la position du rotor  $\theta_r$ . Les équations utilisées sont alors [49][50]:

$$\begin{cases} T_r \frac{d}{dt} \varphi_{rref} + \varphi_{rref} = L_m I_{ds} \\ C_{emref} = \frac{PL_m}{L_r} \varphi_{rref} I_{qs} \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r \varphi_{rref}} I_{qs} \end{cases} \quad (IV-41)$$

Le flux  $\varphi_{rref}$  et le couple  $C_{emref}$  permettent de calculer  $I_{dsref}$  et  $I_{qsref}$  à partir des équations précédentes.

Le glissement de la machine est calculé par :

$$\omega_a = \omega_s - \omega_r + \frac{L_M}{T_r \varphi_{rref}} I_{qs} \quad (IV-42)$$

La position du flux rotorique est déterminée par la formule suivante :

$$\theta_s = \int \omega_a dt + \theta_r \quad (IV-43)$$

On s'intéresse dans notre étude à la méthode indirecte.

#### IV.3.13. Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse

La consigne du flux est générée par un bloc de défluxage dans lequel elle peut être absolue, ou liée à la vitesse mécanique ( $\Omega_r$ ) pour pouvoir obtenir un fonctionnement en régime défluxé, régit par la non linéarité suivante [50] :

$$\varphi_{rref} = \begin{cases} \varphi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \frac{\varphi_n \Omega_r}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (IV-44)$$

Avec :

$\varphi_n$  : Valeur nominale du flux ;

$\Omega_n$  : Valeur nominale de la vitesse mécanique.

Le schéma bloc correspondant à la commande indirecte avec réglage de vitesse est donné par la Figure IV.10 :

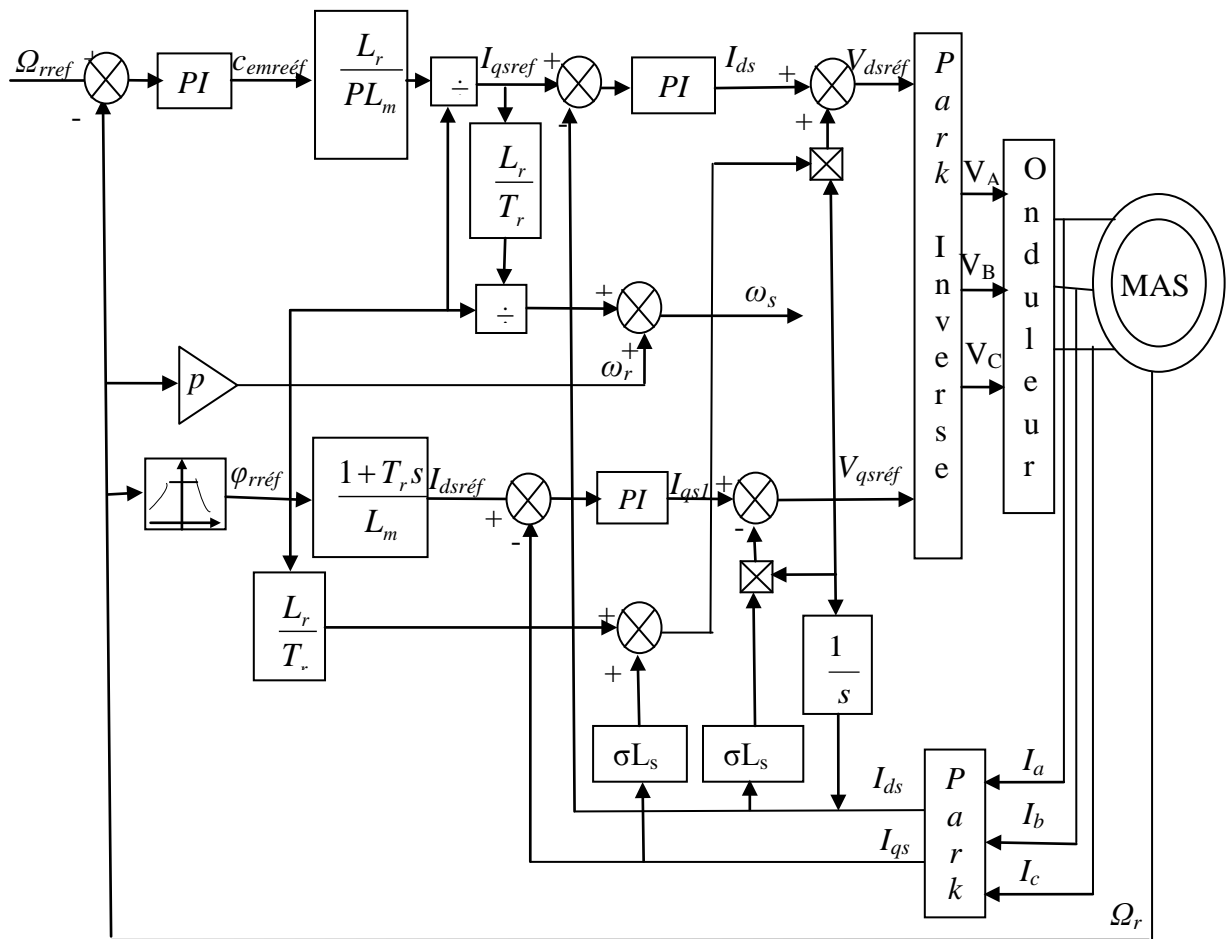


Figure IV.10. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

#### IV.4. Association de la MAS à onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

La MAS est alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC commandé par la stratégie de modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires où la fréquence des porteuses est fixée à 50kHz ( $m=12$ ). La structure de cette cascade est représentée par la figure ci-dessous:

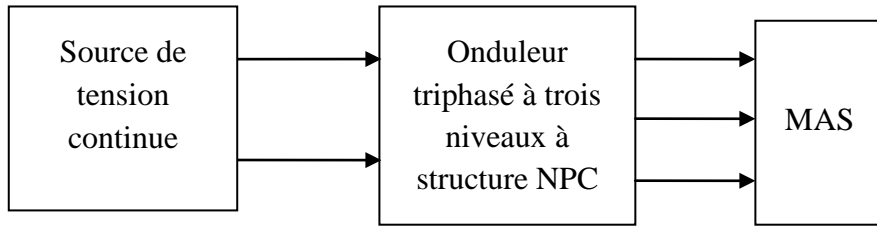


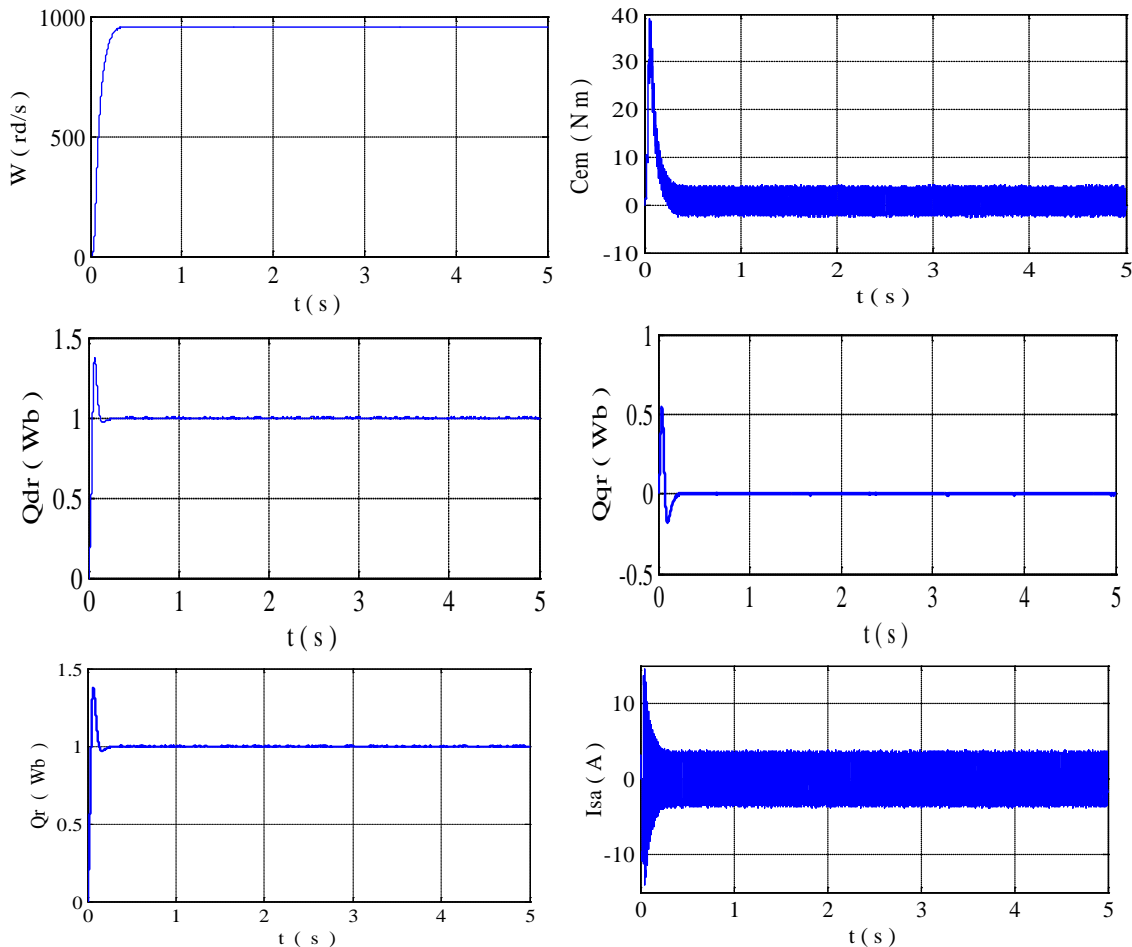
Figure IV.11. Structure de la cascade de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC-MAS

**IV.4.1. Résultat de Simulation**

La dynamique de la commande vectorielle indirecte de la MAS avec orientation de flux rototique est observée avec une vitesse de référence  $\Omega_{ref}=100rad/s$  et un flux rotorique  $\phi_{rréf}=1Wb$ . Cet essai est effectué pour les deux types de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide du moteur;
- Réponse à un échelon de couple (démarrage puis application d'une perturbation de charge  $C_r=5N$  entre deux instants).

Les figures IV.12 et IV.13 représentent les performances de la conduite de la MAS commandée en vitesse et alimentée par un onduleur à trois niveaux à structure NPC commandé par la modulation vectorielle, dans le cas où ce dernier est alimenté par une source de tension constante.



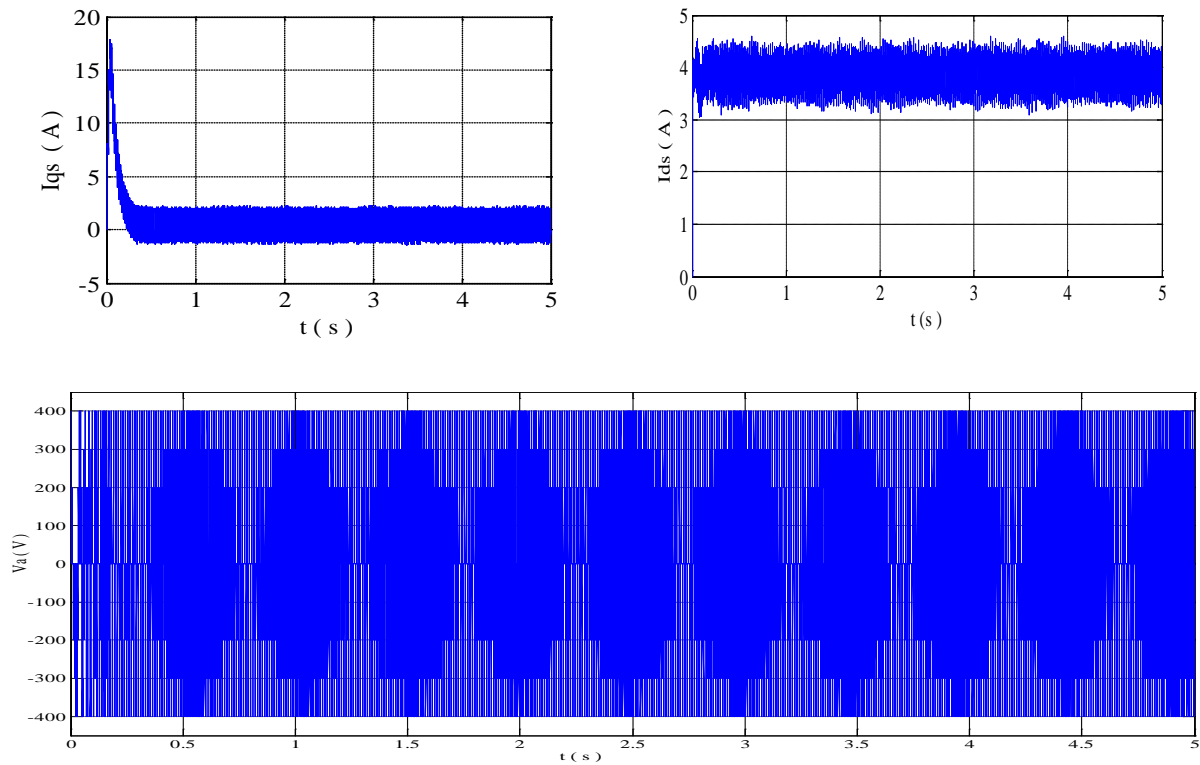
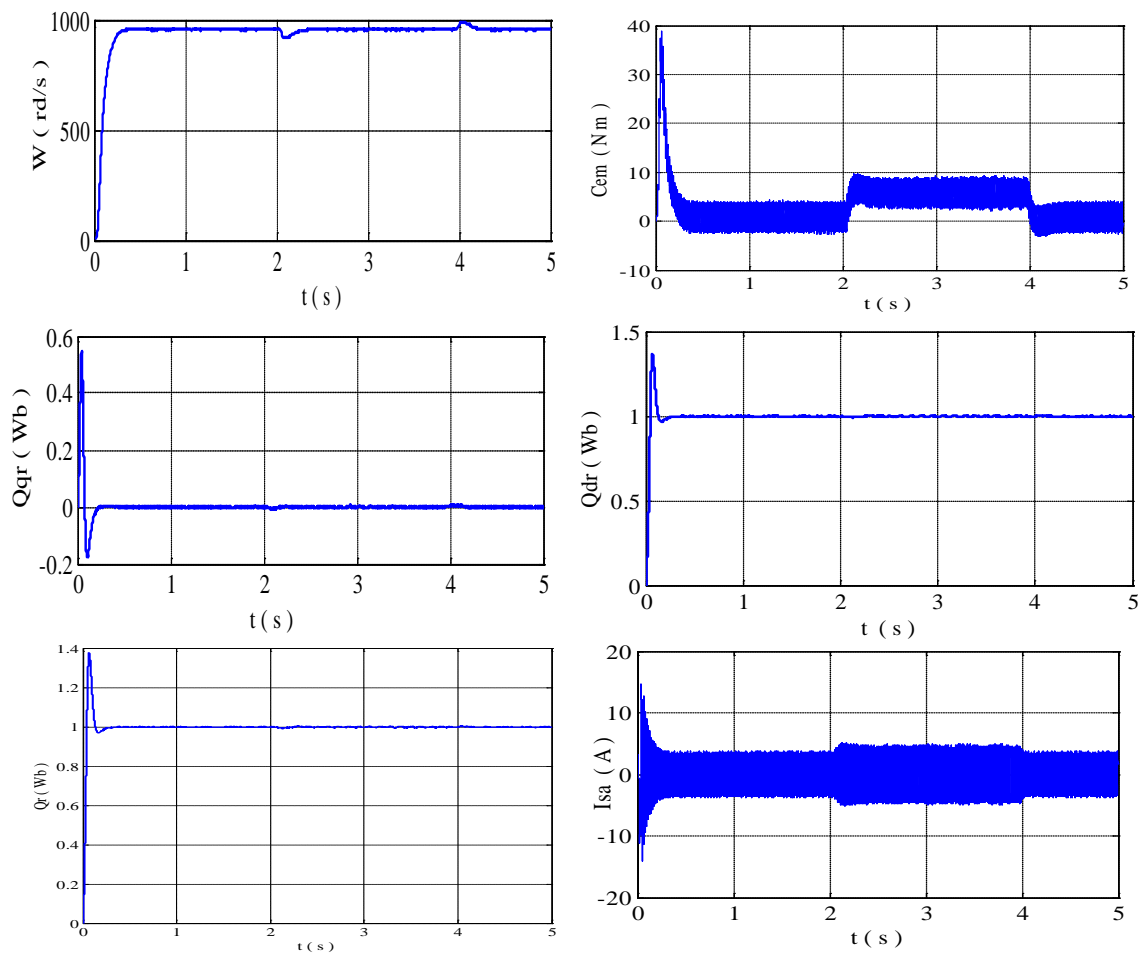


Figure IV.12. Performances de la conduite de la MAS alimenté par un onduleur de tension avec une source de tension constante lors d'un fonctionnement à vide



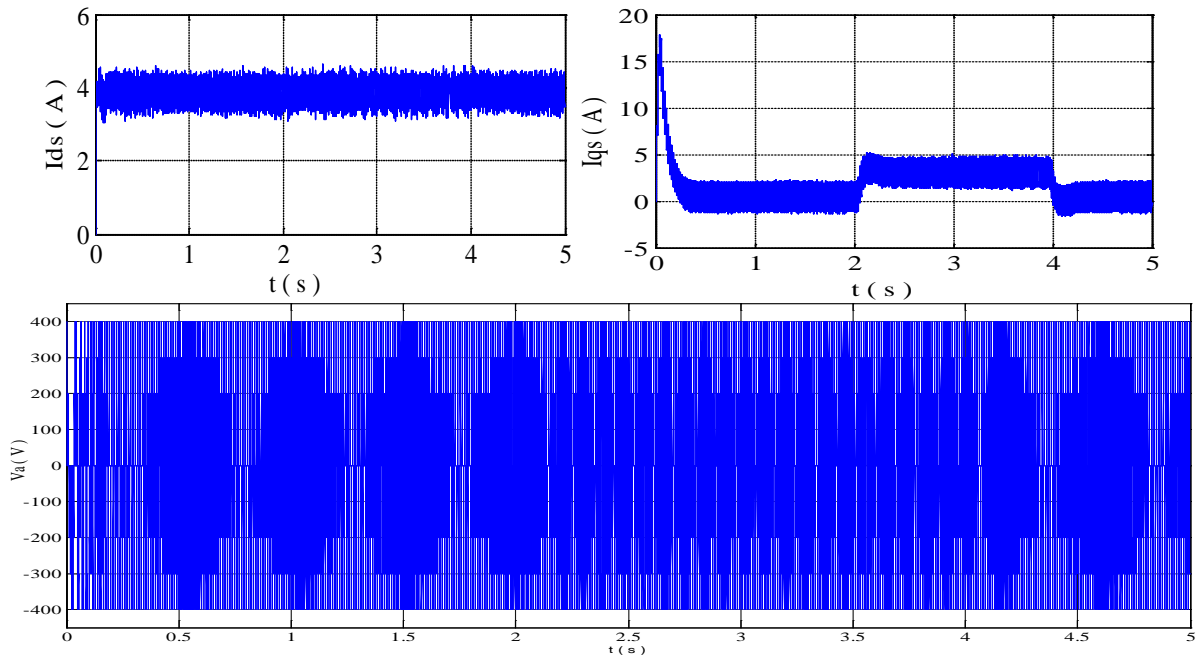


Figure IV.13. Performances de la conduite de la MAS alimenté par un onduleur de tension avec une source de tension constante lors d'un fonctionnement avec application d'un couple résistant entre deux instants

On constate que,

- Le flux  $\varphi_{dr}$  est maintenu constant à partir de l'instant initial, le vecteur flux est orienté selon l'axe  $d$  puisque leur composante sur l'axe  $q$  est nulle ;
- Le découplage est parfait parce que la composante  $\varphi_{qr}$  de flux rotorique est exactement à la valeur zéro ;
- Le temps de réponse est rapide.

#### IV.5. Cascade GPV - filtre capacitif - onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

La structure de cette cascade est représentée sur la figure ci-dessous :

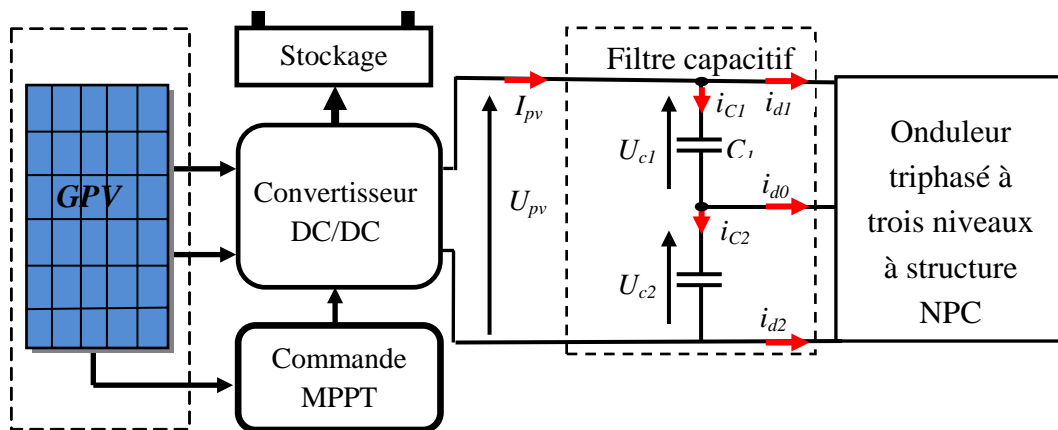


Figure IV.14. Structure de la cascade d'un GPV- filtre capacitif - onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

**IV.5.1. Modélisation du filtre intermédiaire**

La figure IV.15 représente le filtre capacitif intermédiaire à pont de milieu, ou le GPV est équivalent à une source de courant continu.

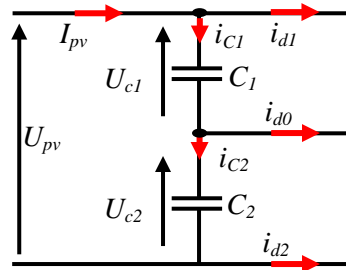


Figure IV.15. Structure du filtre capacitif intermédiaire

Le modèle de ce filtre est défini par le système d'équation suivant [27]:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{pv} - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{pv} - i_{d2} \end{cases} \tag{IV-49}$$

$$i_{d0} = C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} - C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} \tag{IV-50}$$

**IV.5.2. Résultat de simulation**

L'onduleur de tension à trois niveaux est commandé par la stratégie de modulation vectorielle avec  $m=12$ . Le GPV délivre une tension de 300V. Les paramètres de filtre intermédiaire sont:  $C_1=C_2=20mF$ .

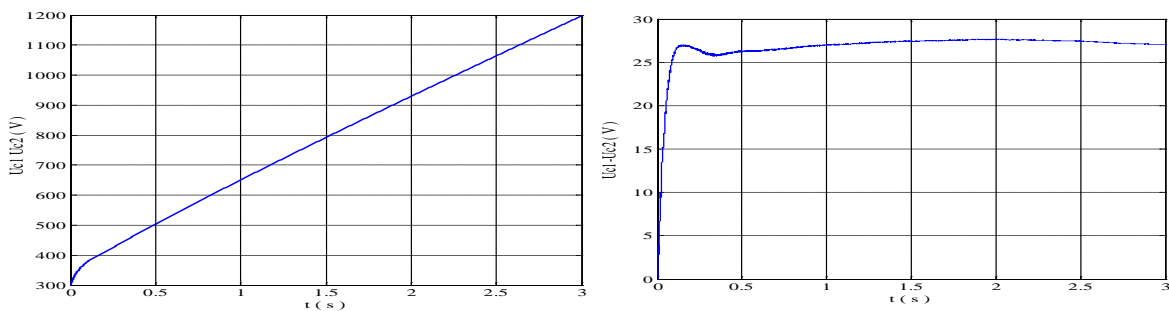


Figure IV.16. Tensions de d'entrée du l'onduleur sans pont de clamping

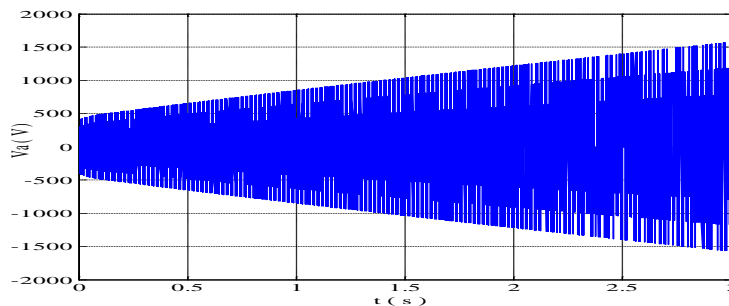


Figure IV.17. Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux

On constate que les deux tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux sont décroissantes et leur différence  $U_{c1}-U_{c2}$  est importante. La tension de sortie de l'onduleur est instable.

**IV.6. Stabilisation des tensions du bus continu**

Pour remédier au problème d'instabilité des tensions d'entrée du convertisseur à trois niveaux à structure NPC par rapport au sont point de milieu, on introduit un pont d'équilibrage dit pont de Clamping aux bornes de chaque capacité du filtre intermédiaire. Il est constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de chaque capacité (Les transistors sont commandés de telle façon à conserver l'égalité des différentes tensions) [51][52].

**IV.7. Etude de la cascade avec le pont de clamping**

La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant :

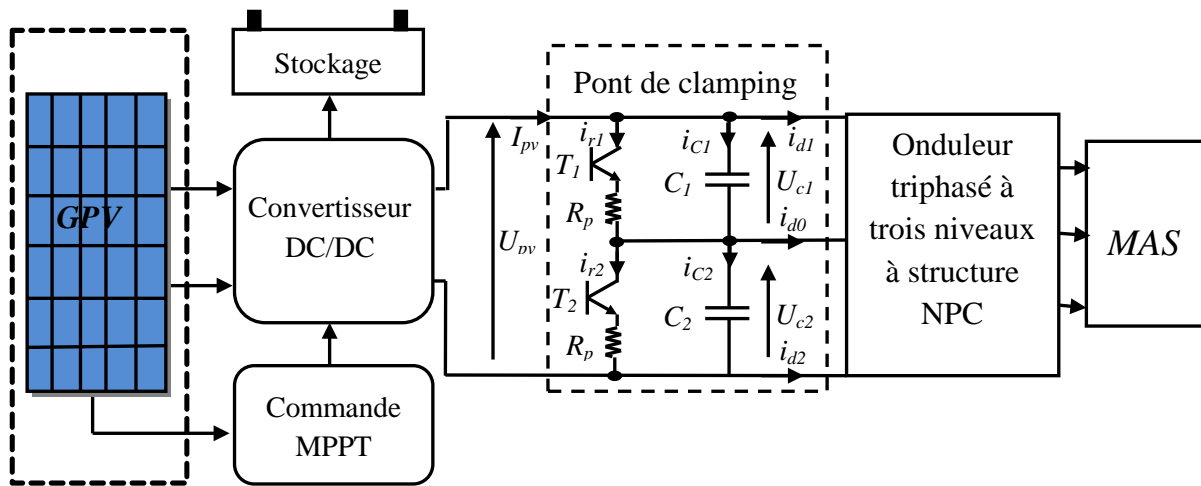


Figure IV.18. Structure de la cascade d'un GPV- pont de clamping - onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC- MAS

**IV.7.1. Modélisation du pont de Clamping**

La structure du pont de clamping est donnée par la figure IV.16.

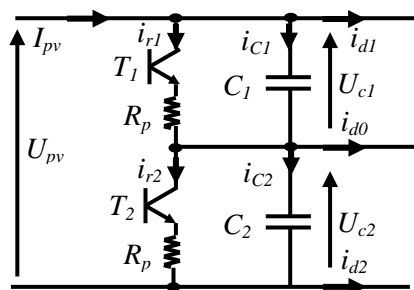


Figure IV.19. Structure du pont de Clamping

Le modèle mathématique du filtre intermédiaire avec le pont de clamping est donné comme suit :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{pv} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{pv} - i_{d2} - i_{r2} \end{cases} \quad (IV-45)$$

Avec :  $i_{ri} = T_i \frac{U_{ci}}{R_p}$  (IV-46)

L'algorithme de commande du pont de clamping est le suivant [54]:

Si  $U_{c1} > U_{pv}/2 \Rightarrow (T_1=1) \ \& \ (T_2=0)$

Si  $U_{c2} > U_{pv}/2 \Rightarrow (T_2=1) \ \& \ (T_1=0)$  (IV-47)

### IV.7. 2. Résultat de simulation

L'onduleur de tension à trois niveaux est commandé par la stratégie de modulation vectorielle avec  $m=12$ . Le *GPV* délivre une tension de 300V. Les paramètres de pont de clamping et de filtre intermédiaire sont:  $C_1=C_2=20mF$  et  $R_p=25\Omega$ .

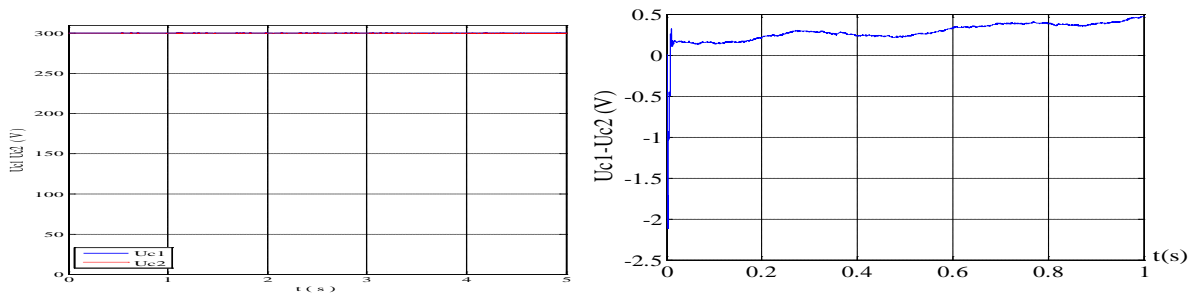


Figure IV.20. Tensions du pont de clamping et leurs différences

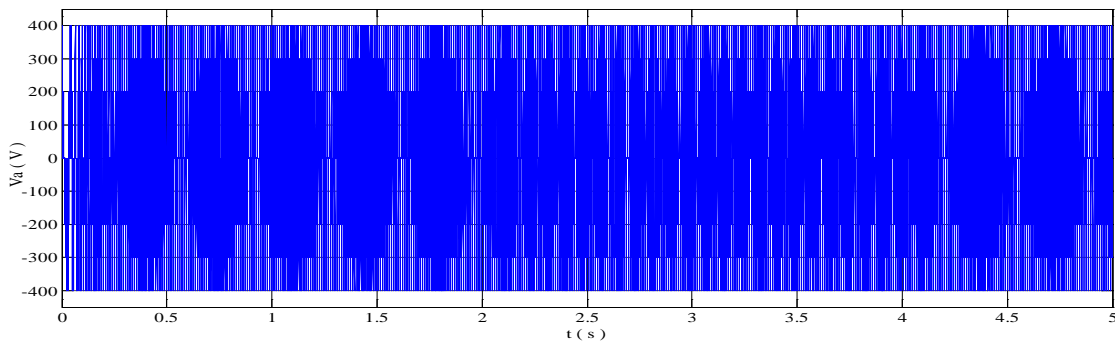


Figure IV.121. Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux après l'introduction de pont de clamping

L'introduction de pont de clamping améliore les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux. Ainsi, la différence de ces tensions d'entrée diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent. La tension de sortie de l'onduleur est pratiquement stable.

Les figures (IV.22, IV.23) représentent les performances de la conduite de la *MAS* commandée en vitesse et alimentée par l'onduleur à trois niveaux *NPC* commandé par la modulation vectorielle, dans le cas où ce dernier est alimenté par une source photovoltaïque.

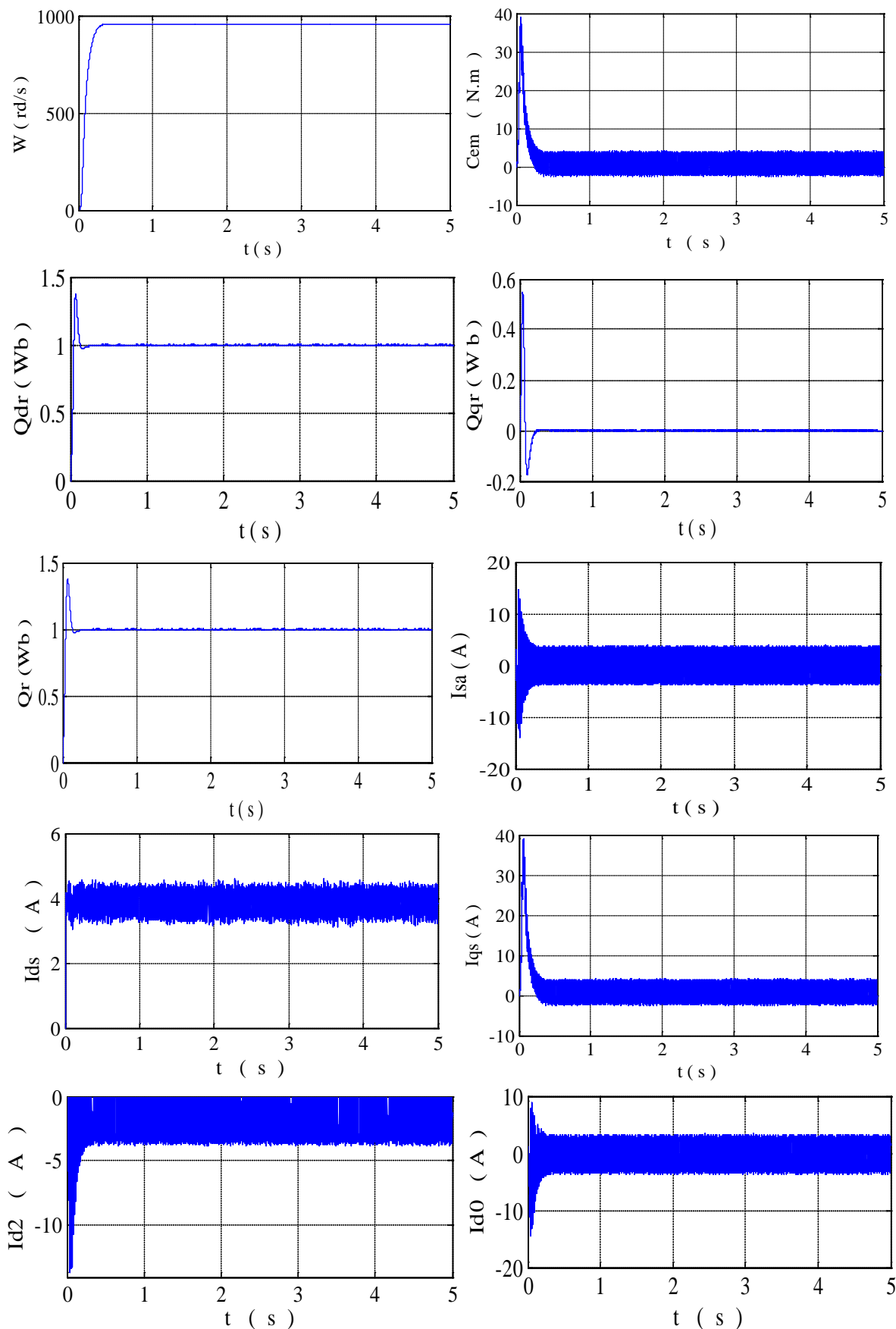


Figure IV.22. Performances de la MAS alimenté par un onduleur de tension avec source photovoltaïque lors d'un fonctionnement à vide

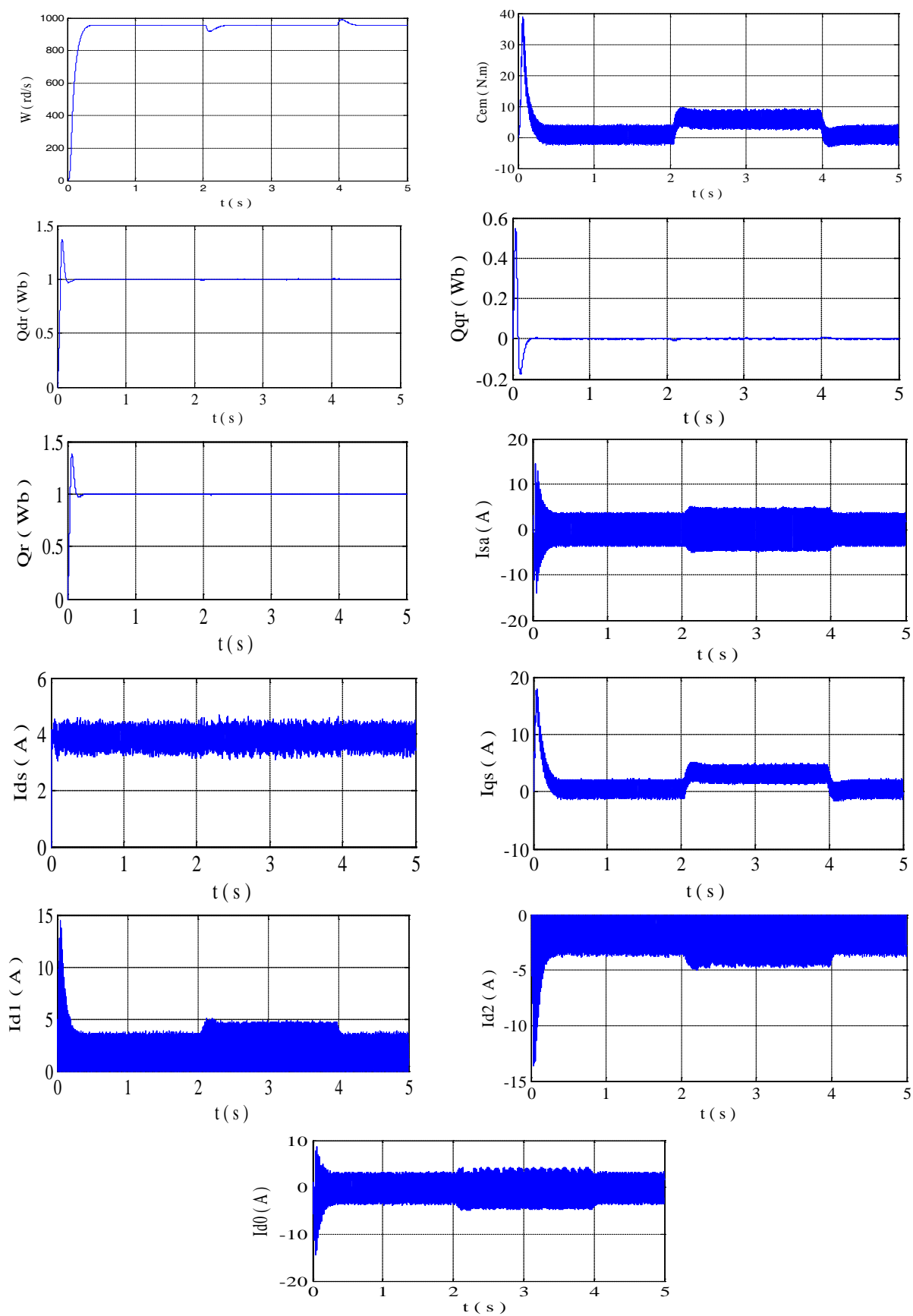


Figure IV.23. Performances de la MAS alimenté par un onduleur de tension avec une source photovoltaïque lors d'un fonctionnement avec application d'un couple résistant entre deux instants

On constate que :

- Les différentes tensions d'entrée de l'onduleur sont stables et constantes, et leurs différences sont pratiquement nulles ;
- Les courants  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  ont les mêmes allures mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant  $i_{d0}$  à une valeur moyenne nulle ;
- Le découplage suivant les axes  $d$  et  $q$  est toujours maintenu ;
- L'introduction du pont de clamping permet de stabiliser les différentes tensions d'entrée de l'onduleur, donc d'améliorer les performances de la MAS.

## IV.8. Différentes Pompes

Une pompe est une machine qui réalise l'écoulement d'un liquide en utilisant une quantité d'énergie mécanique fournie par un moteur. Cette dépense d'énergie est nécessaire parce que l'écoulement a lieu dans le sens des pressions croissantes, la pompe doit par conséquent vaincre une certaine résistance dont la nature varie suivant l'utilisation de l'appareil. Les critères qui guident le choix d'une pompe sont les suivants:

- La nature du liquide pompé, viscosité, température, présence de corps solides ;
- Le débit et la pression souhaitée ;
- L'énergie consommée ;

Il existe deux grands types de pompes : les pompes centrifuges et les pompes volumétriques. Ces dernières conviennent pour élever des faibles débits d'eau à des pressions élevées.

### IV.8. 1. Pompes volumétriques

Les pompes volumétriques utilisent les variations de volume du fluide pompé pour obtenir un accroissement de pression. Le fluide est d'abord aspiré par l'accroissement d'un volume puis refoulé par diminution de ce même volume.

Elles transmettent l'énergie cinétique du moteur en mouvement de va-et-vient permettant au fluide de vaincre la gravité par variations successives d'un volume raccordé alternativement à l'orifice d'aspiration et à l'orifice de refoulement. Les pompes volumétriques incluent les pompes à vis, les pompes à palettes, les pompes à piston et les pompes à diaphragme. Les deux derniers types sont utilisés dans les puits ou les forages profonds (plus de 100 mètres). L'entraînement est habituellement assuré par un arbre de transmission très long, à partir d'un moteur électrique monté en surface [53][54].

### IV.8. 2. Pompes centrifuges

Elles sont en générale multicellulaires. Elles utilisent les variations de vitesse du fluide pompé combinées avec l'effet de la force centrifuge pour obtenir un accroissement de pression. L'énergie cinétique transmise au fluide est fournie par la rotation d'une roue munie d'aubes ou d'ailettes, une partie de cette énergie qui est transformée en pression par réduction de vitesse.

La pompe centrifuge (Figure IV.21) transmet l'énergie cinétique du moteur au fluide par un mouvement de rotation de roues à aubes ou d'ailettes. L'eau entre au centre de la pompe est poussée vers l'extérieur et vers le haut grâce à la force centrifuge des aubages. Ces pompes incluent les pompes submersibles avec moteur de surface ou submergé, les pompes flottantes et les pompes rotatives à aspiration [4] [53].

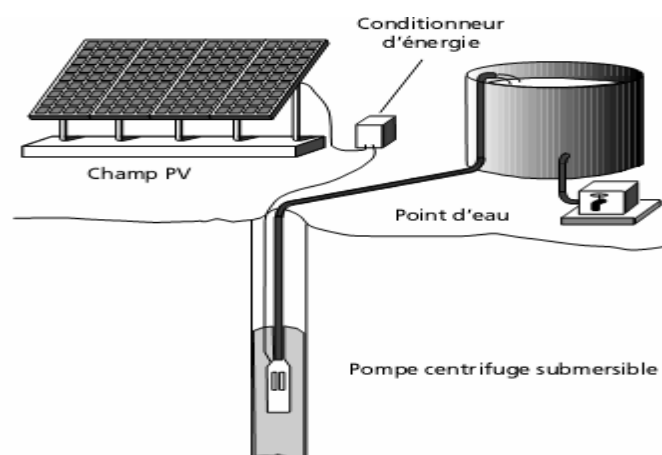


Figure IV.24. Pompage photovoltaïque avec pompe centrifuge

Les caractéristiques des pompes centrifuges sont:

- Les pompes centrifuges sont très utilisées pour les applications avec énergie photovoltaïque parce que le couple d'entraînement de la pompe est pratiquement nul au démarrage ;
- La pompe tourne par très faibles ensoleillement, le moteur peut fournir une vitesse de rotation rapide à peu près constante - Utiliser pour des débits importants ;
- Il n'y a pas ou presque pas d'aspiration. Elles doivent être amorcées pour fonctionner de manière à éviter tout risque de destruction dans le cas d'un fonctionnement à sec. Certaines sont auto amorçantes ;
- Peuvent être immergées ou de surface ;
- Plusieurs étages (cage + roue à ailettes) peuvent être superposés pour obtenir de grandes pressions.

#### IV.8. 2.1. Constitution d'une Pompe Centrifuge

Une pompe centrifuge est construite pour répondre à des conditions précises de fonctionnement (débit à élever à une hauteur H). D'une façon générale une pompe comporte (figures IV.25, IV.26) [2][3]:

- Un distributeur fixe, le plus souvent réduit à une simple tubulaire profilée, qui donne au fluide une vitesse et une direction convenables, et conduisant ce dernier depuis la section d'entrée de la machine jusqu'à l'entrée de la roue . Le distributeur est généralement constitué par un cône convergent qui permet de réaliser une meilleure disposition des filets liquides en améliorant le parallélisme et l'égalité des vitesses. Il est précédé, à l'amont par la canalisation d'aspiration ;

- Une roue ou impulseur, placée sur l'arbre de la pompe appelée aussi rotor (mobile) qui est l'élément actif de la pompe, son rôle est de transformer l'énergie mécanique appliquée à l'arbre en énergie hydrodynamique (énergie de pression et énergie cinétique) ;
- Un diffuseur fixe qui transforme l'énergie cinétique du fluide à la sortie de la roue en énergie de pression (énergie potentielle). Pour pomper l'eau dans un forage ou alimenter un système d'irrigation, il faut disposer d'une forte pression de refoulement qui pourrait être provoquée par une pompe monocellulaire équipée d'une roue à grand diamètre ;

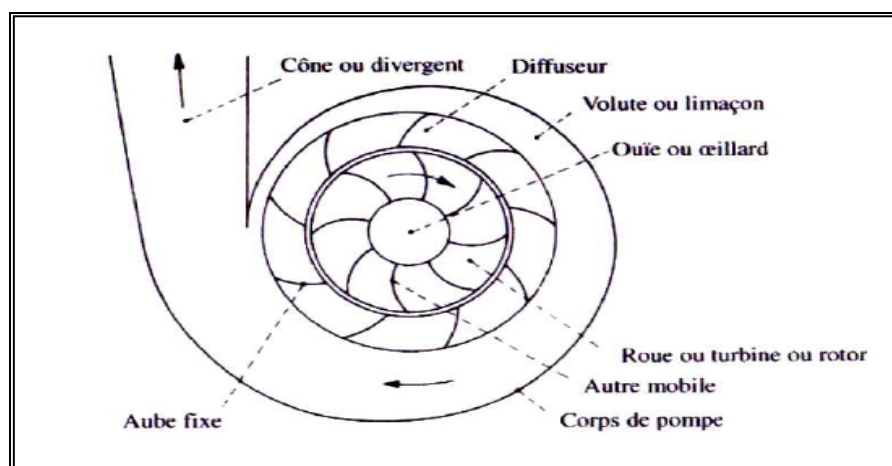


Figure IV.25.Schéma de principe d'une pompe centrifuge

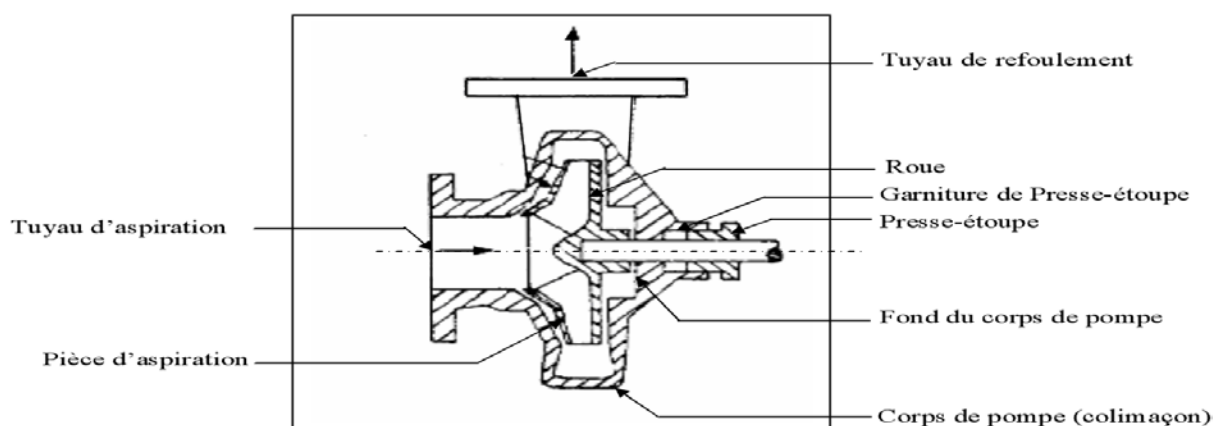


Figure IV.26.couple d'une turbo- pompe

#### IV.8. 2.2. Principe de fonctionnement d'une Pompe centrifuge

Sous l'effet de la rotation de la roue, le liquide emmagasiné entre les aubes de la roue est projeté de la région axiale vers le diffuseur à cause de la force centrifuge ; de ce fait une dépression est créée à l'entrée de la pompe d'où l'effet d'aspiration du liquide et en même temps une compression à la sortie de la roue, cela suffit pour établir le mouvement continu de l'écoulement. A la sortie de la roue, le liquide est récupéré dans une volute reliée à l'orifice de refoulement où l'énergie cinétique est transformée en énergie potentielle, on dispose ainsi à l'orifice de refoulement un débit sous une pression qui se traduit par une hauteur manométrique de refoulement [2].

### IV.8. 2.3. Caractéristiques de la pompe centrifuge

#### a. Caractéristique Hauteur-Débit $H(Q)$

La courbe hauteur débit, exprime les variations des différentes hauteurs de relèvement en fonction du débit. Dans cette application, elle est caractérisée par un modèle qui sert à déterminer la dépendance de la hauteur manométrique totale en fonction du débit  $Q$ . En prenant comme paramètre la vitesse de rotation de moteur, le modèle utilisé est identifié par l'expression de « Peleider-Peterman ».

La caractéristique Hauteur-Débit d'une pompe centrifuge est obtenue faisant appel aux lois de similitude. L'expression analytique peut être approximativement décrite par la forme quadratique [3][21][53]:

$$h = a_0\omega^2 - a_1\omega Q - a_2Q^2 \quad (\text{IV-48})$$

Avec:

$\omega$  : Vitesse de rotation (rad/sec) ;

$h$  : Hauteur (m) ;

$Q$  : Débit ( $\text{m}^3/\text{s}$ ).

Un cas particulier de cette équation se présente lorsque la quantité d'eau est nulle, cela se manifeste par le phénomène de « barbotage » qui se traduit par la hauteur de barbotage  $H_1$ . L'équation précédente devient comme suit:

$$H_1 = a_0\omega^2 \quad (\text{IV-49})$$

La hauteur manométrique totale ( $H_{MT}$ ) d'une pompe est la différence de pression en mètres de colonne d'eau entre les orifices d'aspiration et de refoulement. Cette hauteur peut être calculée comme suit [53] [55][57]:

$$H_{MT} = H_g + \Delta H \quad (\text{IV-50})$$

$H_g$  : Hauteur géométrique entre la nappe d'eau pompée (niveau dynamique) et le plan d'utilisation ( $H_r + N_d$ ).

Pour une pompe de surface sur un plan d'eau,  $H_g$  sera choisi en fonction de la hauteur de la pompe à son niveau le plus bas.

#### Niveau statique

Le niveau statique ( $N_s$ ) d'un puits ou d'un forage est la distance du sol à la surface de l'eau avant pompage.

#### Niveau dynamique

Le niveau dynamique ( $N_d$ ) d'un puits ou d'un forage est la distance du sol à la surface de l'eau pour un pompage à un débit donné.

Pour le calcul de la hauteur manométrique totale  $H_{MT}$ , le niveau dynamique est calculé pour un débit moyen. La différence entre le niveau dynamique et le niveau statique est appelée rabattement.

$\Delta H$  : Pertes de charge produites par le frottement de l'eau sur les parois des conduites. Ces pertes sont fonction de la distance des conduites ( $d$ ), de leur diamètre et du débit de la pompe ( $Q$ ) et s'expriment en mètres d'eau [2][58].

$$\Delta H = \left( \frac{\lambda}{d} + \xi \right) \frac{8\Phi^2}{\Pi^2 d^4 g} \quad (\text{IV-51})$$

Avec :

$\lambda$ : Coefficient de pertes de charges linéaires ;

$d$ : Diamètre de la tuyauterie (m);

$L$  : Longueur de la tuyauterie (m) ;

$g$  : Accélération de la pesanteur ( $\text{m/s}^2$ ) ;

$\xi$ : Coefficient des pertes de charges locales.

### b. Caractéristique du couple

Le couple du moteur augmente très rapidement en fonction de cette vitesse et la hauteur de refoulement est fonction du carré de la vitesse du moteur. La vitesse de rotation du moteur devra donc être très rapide pour assurer un bon débit. Parce que le couple de démarrage est limité au couple de frottement de la pompe à vitesse nulle (qui est plus important qu'en rotation), la pompe requiert une vitesse minimale à une  $H_{MT}$  donnée pour obtenir un débit de départ non nul. Donc la pompe centrifuge oppose un couple résistant  $C_r$  [21][53][57][59][60] :

$$C_r = k_r \omega_r^2 + C_s \quad (\text{IV-52})$$

Avec :

- $k_r$  : coefficients de proportionnalité [Nm/rads] ;
- $C_s$  : le couple statique ;
- $\omega_r$  : La vitesse de rotation de la MAS ;

### c. Caractéristique de la puissance

Une pompe est une machine qui fournit de l'énergie à un fluide en vue de son déplacement d'un point à un autre. L'expression générale de la puissance hydraulique est donnée comme suit [57][59] :

$$P_h = \rho g Q H_{MT} \quad (\text{IV-53})$$

Où :

- $\rho$  : La masse volumique de l'eau étant de  $1000\text{kg/m}^3$
- $g$  : Accélération de la pesanteur ( $9,81\text{m/s}$ ).
- $Q$  : Débit d'eau.
- $H_{MT}$  : Hauteur manométrique totale

**IV.9. Cascade GPV - pont de clamping - onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC- motopompe**

La structure de cette cascade est donnée par la figure suivante:

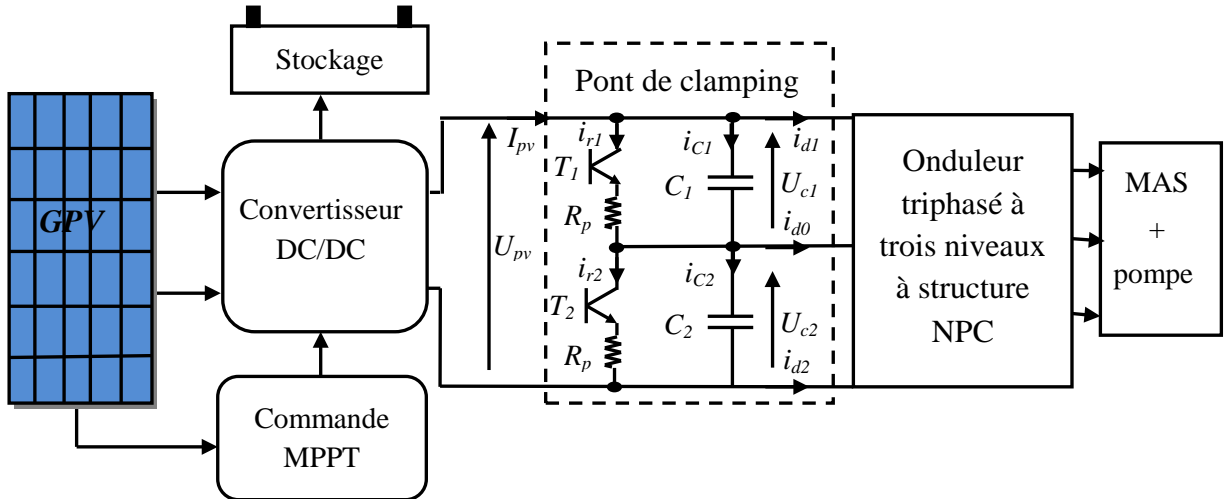


Figure IV.27. Structure de la cascade d'un GPV- pont de clamping - onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC- motopompe

**IV.9.1. Résultat de simulation**

Les résultats de simulation du système de pompage photovoltaïque utilisant MAS, représentent respectivement la variation de la hauteur en fonction du débit de la pompe (IV.28) et de la variation couple de la pompe centrifuge en fonction de la vitesse du moteur (IV.29), le Puissance hydraulique de la pompe en fonction de débit (figure IV.30).

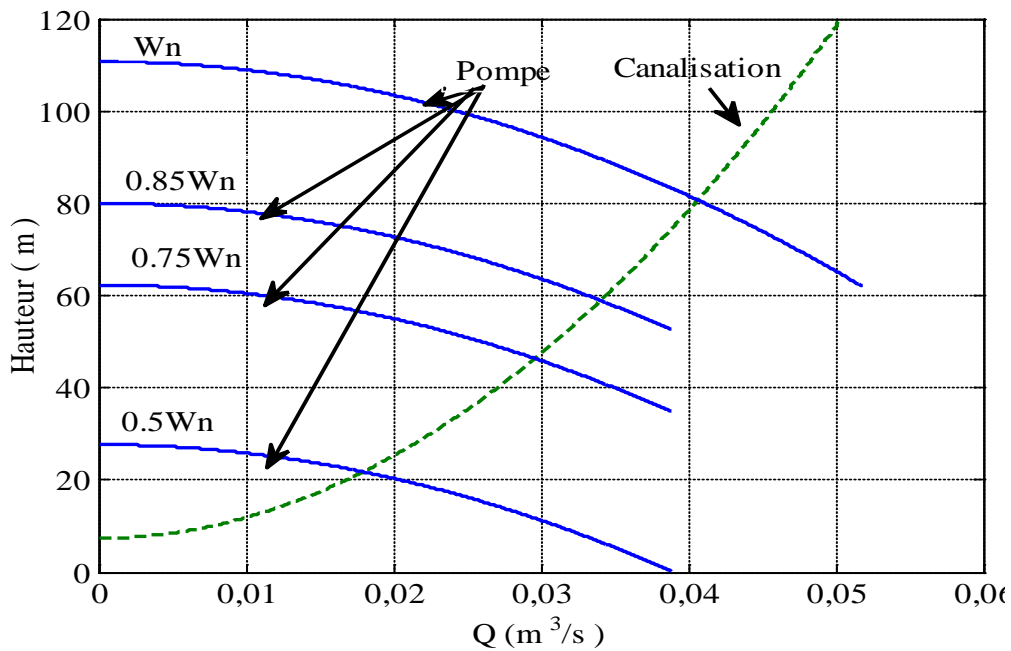


Figure IV.28. Caractéristique ( $h-Q$ ) pour différentes vitesses

La courbe ( $h-Q$ ) est une parabole. Le point de rencontre de la courbe  $H-Q$  avec l'axe des ordonnées est le point à débit nul (point à vanne fermée). Le point de fonctionnement de la pompe est le point d'intersection des deux courbes de la pompe et celle de la canalisation.

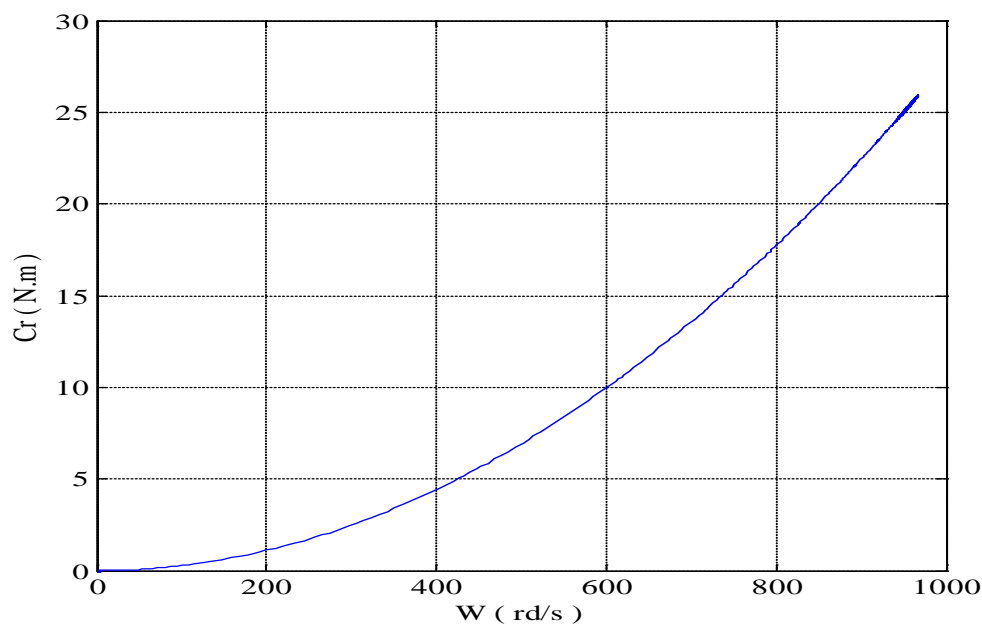


Figure IV.29. Caractéristique du couple de la pompe centrifuge

On remarque que le couple de la pompe centrifuge augmente très rapidement en fonction de la vitesse de rotation.

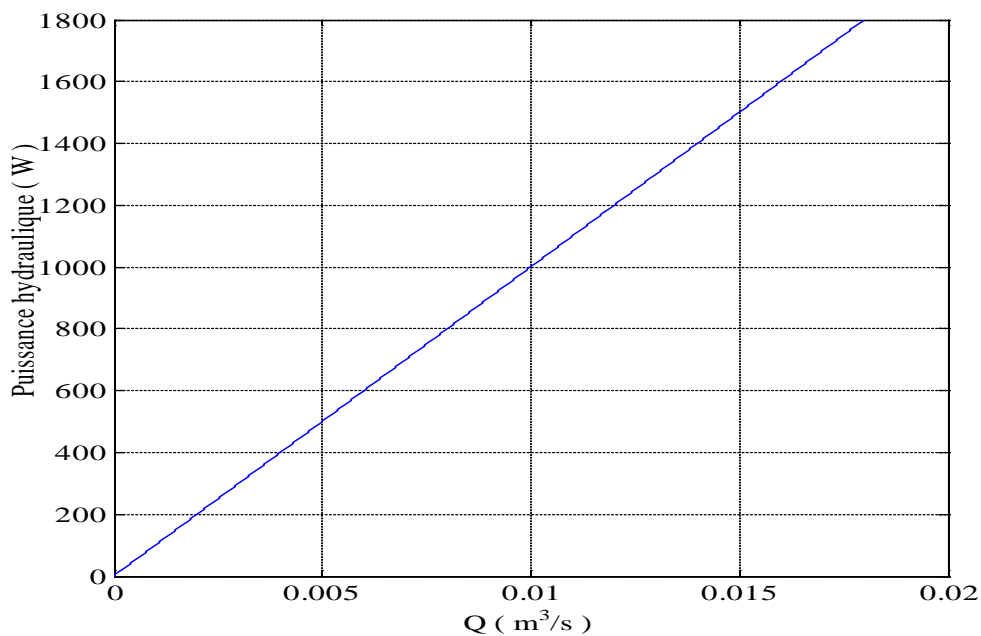


Figure IV.30. Puissance hydraulique de la pompe centrifuge

La courbe de Puissance hydraulique de la pompe en fonction de débit permet d'éviter une surcharge du moteur si les conditions d'utilisation de la pompe sont appelées à varier.

#### IV.10. Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons présenté les principales caractéristiques d'un système photovoltaïque permettant le pompage de l'eau avec de l'énergie solaire.

La première partie de ce chapitre a été consacrée à la modélisation de la MAS, avec certaines hypothèses simplificatrices. A l'aide de la transformation de Park, nous avons obtenu un modèle dans un repère biphasé lié au champ tournant. Les résultats obtenus par simulation ont permis de mettre en évidence le fort couplage entre les variables internes de la machine (flux, couple).

Par la suite, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle indirecte (dite à flux orienté) de la machine asynchrone. Une simulation du modèle de la commande est effectuée avec régulation de vitesse. A l'issue de cette simulation, nous avons constaté qu'effectivement cette technique permet de découpler le flux et le couple de sorte que la composante directe du courant statorique commande le flux et la composante en quadrature contrôle le couple. Ceci permet d'obtenir des performances élevées similaires à celles de la machine à courant continu.

L'utilisation du pont de clamping proposé, nous a permis d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux en minimisant le déséquilibre entre ces tensions.

La dernière partie est consacrée à la pompe (principe de fonctionnement, les différents types de pompe et la caractéristique de chaque type).

Les performances obtenues par la chaîne proposée sont très prometteuses quand à l'utilisation de ce type de chaîne pour le pompage photovoltaïque dans les régions isolés.

**CONCLUSION  
GENERALE ET  
PERSPECTIVES**

## CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude des performances d'une structure de pompage constituée par un moteur asynchrone accouplé à une pompe centrifuge. L'ensemble est alimenté par un générateur photovoltaïque (GPV) à travers deux convertisseurs statiques pilotés de manière indépendante.

Dans le premier chapitre, nous avons procédé à la modélisation d'un générateur photovoltaïque en utilisant le modèle à une et à deux exponentielles. Ce dernier est le modèle le plus adapté pour une simulation adéquate du fonctionnement des cellules solaires, car il nous a permis d'obtenir des caractéristiques très proches de celles du générateur photovoltaïque réel, ce qui nous a permis de valider notre modélisation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation et le dimensionnement de trois topologies de base de convertisseurs statiques *DC/DC*, ainsi que le développement des différentes techniques de poursuite du point de puissance maximale (MPPT).

La modélisation des trois topologies de hacheurs, abaisseur (*Buck*), élévateur (*Boost*) et abaisseur-élévateur (*Buck-Boost*), montra que le hacheur *Buck-Boost* est le seul à permettre un suivi efficace du point de puissance maximale et ce quel que soit la valeur de la charge et les variations météorologiques.

La poursuite du point de puissance maximale par la méthode *P&O* présente de bonnes performances et s'adapte assez bien au changement des conditions météorologiques et à ceux de la charge, mais présente des pertes de puissance engendrées par l'oscillation du point de fonctionnement du système photovoltaïque autour de sa position optimale. Ces pertes augmentent avec le pas d'incrément du rapport cyclique du hacheur. Par ailleurs, un pas très faible augmentera le temps de réponse du système.

L'utilisation de la théorie de la logique floue permet de diminuer les fluctuations autour du point de puissance maximale en régime établi lors des variations des paramètres météorologiques. Ce qui montre l'efficacité du contrôleur flou pour les systèmes complexes et non linéaires comme le système photovoltaïque.

L'onduleur triphasé représente un sous-ensemble important pour entraîner le moteur asynchrone alimenté par un générateur photovoltaïque. Plusieurs techniques de commandes de l'onduleur existent dans la littérature pour la commande d'onduleur.

La modélisation de l'onduleur a permis de montrer que ce dernier est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux. Cette caractéristique nous a permis d'extrapoler les modèles déjà élaborés pour ces derniers à ceux de l'onduleur à trois niveaux.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour les différentes stratégies, a montré qu'elle présente des harmoniques faibles. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $2mf$ .

Dans le dernier chapitre, nous avons étudié les performances du système de pompage photovoltaïque. Par ailleurs, La modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone dans les repères  $abc$  et  $dq$  utilisant un régulateur  $PI$  ont été étudiées.

Les performances obtenues par le système de pompage photovoltaïque étudié sont très prometteuses quand à l'utilisation de ce type de chaîne pour le pompage d'eau dans les sites isolés.

Comme perspective directe de ce travail :

- Etude d'un système photovoltaïque réel ;
- Optimisation de système de pompage photovoltaïque par d'autres techniques d'intelligence artificielle comme les réseaux de neurones artificiels et les réseaux neuro-flous ;
- Etude d'autres types des sources énergétiques (Eolienne, hybride, .....etc) ;
- Etude et gestion d'une chaîne de production hybride.

# **BIBLIOGRAPHIE**

- [1]. M. Angel Cid Pastor, " Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques ", Thèse de Doctorat – École doctorale Geet 2006.
- [2]. R. Maouedj, " Application de l'énergie photovoltaïque au pompage hydraulique sur les sites de Tlemcen et de Bouzereah ", Mémoire de Magister, Université Abou Bekr Belkaid, Décembre 2005.
- [3]. A. Bouden, « Analyse optimisée de système de pompage photovoltaïque», Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [4]. M. L. Luzienne, "Etude technico-économique d'un système de pompage photovoltaïque sur le site de Ouargla ", Mémoire de Magister – Université El Hadj Lakhdar; Batna 2008.
- [5]. M. Belhaj, "Modélisation d'un système de captage photovoltaïque autonome", Mémoire de Magister, Université de Bechar, 2007.
- [6]. M. Hussein, "Mise en œuvre d'une méthodologie pour l'étude de rayonnement parasite basse fréquence de panneaux solaires sur des capteurs situés en zone proche", Thèse de doctorat, université de limoges, 2007.
- [7]. Z. Bendjellouli, "contribution à la modélisation d'une cellule solaire ", Mémoire de Magistère, Université de Bechar, 2009.
- [8]. N. Souleymane, L. Ibrahima, B. Fabé Idrissa, L. Ould Habiboulahi, S. Grégoire "Modelisation et simulation sous matlab/simulink de la chaine d'alimentation d'une station relais de télécommunications en énergie solaire photovoltaïque dans une zone isolée du réseau électrique ", J. Sci.Vol. 9, N° 2 (2009) pp 45 – 55.
- [9]. K. Zaouache, "Etude et développement de différentes méthodes MPPT pour un système photovoltaïque", Mémoire de Magistère, USTHB, 2009.
- [10]. K. Ameer, "Etude d'un système photovoltaïque muni d'un régulateur MPPT. Application a la conduite d'une MSAP", Mémoire de Magister, USTHB, 2009.
- [11]. A. Talha, **S. Boukhalfa**, "Contrôleur P&O pour MPPT d'un système photovoltaïque", Premier Séminaire International sur les Energies Nouvelles et Renouvelables, SIENR'2001, 11-12 Octobre 2010, Ghardaïa, Algeria.
- [12]. F. Chekired, "Etude et implémentation d'une commande MPPT neuro-floue sur FPGA», Mémoire de Magister, Université de Jijel, 2008.
- [13]. O.Amrani, D. Rekioua, "Etude et identification des différents modèles Electriques photovoltaïques", International conference ICEA'06 (2006).
- [14]. S. Petibon, " Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques", Thèse de doctorat, Université de toulouse, Janvier 2009.
- [15]. T. Obeidi, "Application des algorithmes génétiques dans la commande des hacheurs MPPT", Mémoire de Magister - ENP 2006.

- 
- [16]. O.T.K. Gul Filiz, "Commande des hacheurs MPPT par logique floue", Mémoire de Magistère, ENP Alger, 2006.
- [17]. S. Issaadi "Commande d'une poursuite du point de puissance maximum (MPPT) par les Réseaux de Neurones" Mémoire de Magister – ENP 2006.
- [18]. A. Chouder, F. Guijoan, S. Silvestre, "Simulation of fuzzy-based MPP tracker and performance comparison with perturb & observe method", *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 11 N°4 (2008) pp 577 – 586.
- [19]. M. Hatti, "Contrôleur Flou pour la Poursuite du Point de Puissance Maximum d'un système Photovoltaïque", JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.
- [20]. F. Belhachat, C. Larbes, L. Barazane, S. Kharzi, "Commande neuro-floue d'un hacheur MPPT", 4<sup>th</sup> international conference on computer integrated manufacturing CIP'2007.
- [21]. M. Makhlof, " Etude et optimisation d'un modèle de conversion d'énergie photovoltaïque application au pompage", Mémoire de Magistère, Université Mentouri Constantine, 2006.
- [22]. A. Brahmi, A. Abounada et M. Ramzi, "Application de la commande 'Perturb and Observe' pour L'extraction de la puissance maximale des cellules photovoltaïques", *Revue des Energies Renouvelables CER'07 Oujda* (2007) pp 121 – 124.
- [23]. Edmundo Bonilla Huerta, "Logique floue et algorithmes génétiques pour le pré-traitement de données de biopuces et la sélection de gènes", Thèse de doctorat, Université d'Angers, novembre 2008.
- [24]. G.Huguenin, " Logique floue et processeur « flou » "EIAJ / GHU, mars 2004.
- [25]. M.S. Aït Cheikh, C. Larbes, G.F. Tchoketch Kebir, A. Zerguerras, "Maximum power point tracking using a fuzzy logic control scheme", *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 10 N°3 (2007) pp 387 – 395.
- [26]. A.M. Lienhardt, "Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé) ", Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de toulouse, 2006.
- [27]. R. Azaizia, "Etude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation alimentée par un convertisseur multiniveaux", Mémoire de Magistère, Boumerdes, 2008.
- [28]. M. Gaad, " Modélisation et réalisation d'un onduleur triphasé a trois niveaux a structure NPC. Application à la conduite de la MAS", Mémoire de Magister, EMP 2000.
- [29]. E.M. Berkouk, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux", Thèse de Doctorat, CNAM, Paris, France 1995.
- [30]. Y. H.Lee, B. S. Suh, and D. S. Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors", *IEEE Transaction on Industrial Application.*, Vol.32, N°2, pp. 260–268, March/April 1996.

- 
- [31]. J.P. Hautier, G. Manesse, "Utilisation des réseaux de Pétri pour l'analyse des systèmes électrotechniques", Technique de l'Ingénieur, D3740, 1996.
- [32]. A. Talha, "Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, USTHB1999.
- [33]. J.K. Steinke, "Control strategy for a three phase AC traction drive with three-level GTO PWM inverter", PESC'88, Kyoto, 1988.
- [34]. Y. Benromdhane, E.M. Berkouk, G. Manesse, "Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée", EPE'94, Lausanne, Suisse, Octobre 1997, pp. 167-172.
- [35]. S. Hadjammar, "Intégration des panneaux photovoltaïques dans un réseau local en utilisant un modèle intelligent", Mémoire de Magistère, USTHB, 2010.
- [36]. G. Segulier, F. Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance",
- [37]. O. Bouakaz, " Contribution à l'analyse des onduleurs multi-niveaux ", Mémoire de Magister – Université de Batna 2005.
- [38]. A. Talha, F. Bouchafaa, E. M. Berkouk, M.S. Boucherit, C. Kouroughli, "Nouvelle Stratégie de la modulation calculée pour l'onduleur à sept niveaux à structure NPC ", 3<sup>rd</sup> International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Télécommunications March 27-31, Tunisia, 2005.
- [39]. L.M. Tolbert, F. Z. Peng, T.G. Habetler, «Multilevel converters for large electrical drives», IEEE. Trans. on Ind. App, Vol. 35, no. 1, 1999, pp. 36-44.
- [40]. O. Fadli, "Modélisation et commande non linéaire de l'association machine synchrone à aimants permanents – onduleur de tension à trois niveaux", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.
- [41]. F. Bouchafaa, "Etude et commande de différentes cascades de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de Doctorat, ENP Alger 2006.
- [42]. F. Morand, "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones", Thèse de Doctorat, INSA de Lyon, 2005.
- [43]. D. Daétan, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse de Doctorat, Nancy 2004.
- [44]. M .Ould Sass, "Commande synergétique d'un moteur asynchrone", Mémoire de Magister, ENP 2008.
- [45]. A. Larabi, " Contribution à l'étude de la commande vectorielle discrète de la machine asynchrone ", Thèse de Doctorat, ENP 2005.
- [46]. P. Maye « Moteurs Electriques Industriels » édition DUNOD 2005.
- [47]. 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 de L'université Honrie Poincaré NANCY-I 1999.

- 
- [48]. N. Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune, "Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", *Courrier du Savoir – N°06*, Juin 2005, pp.147-150.
- [49]. K. Yazid, « Commande vectorielle avec prise en compte des variations de la constante de temps rotorique ». Mémoire de Magistère, USTHB 1996.
- [50]. M. Kherbouche, "Minimisation du courant statorique par l'optimisation du niveau de flux dans une machine à induction commandée par la méthode de flux oriente", Mémoire de Magister, ENP 2005.
- [51]. F. Bouchafaa, A. Talha, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Stabilization of DC Link Voltage Using A Clamping Bridge In Multilevel Cascade", 3<sup>rd</sup> International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications March pp 27-31, 2005 – Tunisia.
- [52]. A. Talha, "Etude de différentes cascades de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine à aimants permanents", Thèse de Doctorat, ENP. Alger, 2004.
- [53]. R. Chenni, " Etude Technico-économique d'un système de pompage Photovoltaïque dans un Village solaire", Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, février 2007.
- [54]. J. Royer, T. Djiako, E. Schiller et B. Sada Sy, "Le Pompage Photovoltaïque", Manuel de cours à l'intention des ingénieurs et des techniciens, Université d'Ottawa.
- [55]. L.Zarour , R. Chenni ,A. Borni , A. Bouzid "Improvement of synchronous and asynchronous motor drive systems supplied by photovoltaic arrays with frequency control " *Journal of electrical engineering*, vol. 59, no. 4, 2008, pp 169-177.
- [56]. N. Hamrouni, M. Jraïdi, A. Chérif, "Solar radiation and ambient temperature effects on the performances of a PV pumping system" *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 11 N°1 (2008) pp 95 – 106.
- [57]. M. Arrouf, " Optimisation de L'ensemble onduleur, moteur et pompe Branche sur un Générateur Photovoltaïque", Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, Décembre 2007.
- [58]. K. Benlarbi a, L. Mokrani b, M.S. Nait-Said "A fuzzy global efficiency optimization of a photovoltaic water pumping system", *Solar Energy* 77 (2004) pp 203–216.
- [59]. M. Arrouf, " Optimisation de L'ensemble onduleur, moteur et pompe Branche sur un Générateur Photovoltaïque", Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, Décembre 2007
- [60]. R. Chenni, L. Zarour, E. matagne, T. kerbach "optimisation d'un système de pompage photovoltaïque", *Sciences & Technologie B – N°26*, décembre (2007), pp 49-54.
- [61]. L. Barazane, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en courant", Mémoire de Magistère, ENP, 1993.
- [62]. S. Moulahoum, " Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer", Mémoire de Magistère, USTHB, 1998.

# ANNEXES

## ANNEXE C

## Calcul des paramètres des régulateurs de courant

Nous proposons une méthode analytique de calcul des paramètres des différents régulateurs de type (*PI*) qui permettent d'avoir une précision, une rapidité et une stabilité du système. La fonction de transfert des régulateurs est donnée par [61]:

$$R(s) = \frac{K_x(1+T_x \cdot s)}{T_x \cdot s} \quad (\text{C-1})$$

Ou :

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{C-2})$$

$$\text{Avec :} \quad \begin{cases} K_p = K_x \\ K_i = \frac{K_x}{T_x} \end{cases} \quad (\text{C-3})$$

La détermination des paramètres ( $K, T$ ) du régulateur fait intervenir des méthodes classiques de calcul des régulateurs continus. Cette stratégie permet l'application de l'ensemble des outils de l'automatique linéaire au problème de régulation [61][62].

Le découplage effectué au deuxième chapitre nous permet de procéder à la régulation des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  de même fonction de transfert.

$$R_c(s) = \frac{I_{ds}(s)}{V_{ds1}(s)} = \frac{I_{qs}(s)}{V_{qs1}(s)} = \frac{1}{R_s(1+\sigma T_s \cdot s)} \quad (\text{C-4})$$

Le schéma global de la régulation des courants ( $I_{ds}, I_{qs}$ ) est représenté sur la figure C.1.

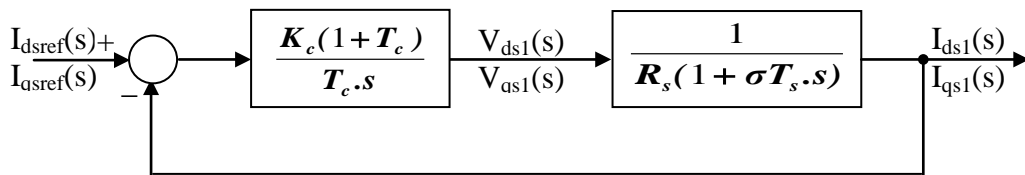


Figure.C.1. Schéma bloc de la régulation des courants statoriques

Pour ramener le système en boucle fermé à un système du premier ordre, nous choisissons l'action intégrale égale à la constante de temps du système en boucle ouverte ( $T = \sigma T_s$ ). Le gain sera calculé de façon à avoir une meilleure dynamique du système caractérisé par le temps de réponse qui l'on choisit de trois plus petit que celui du système non corrigé, nous obtenons :

$$\begin{cases} K_c = 3R_s \\ T_c = \sigma T_s \end{cases} \quad (\text{C-5})$$

D'où :

$$\begin{cases} K_p = 3R_s \\ T_i = \frac{3R_s}{\sigma T_s} \end{cases} \quad (\text{C-6})$$

### Calcul des paramètres des régulateurs de vitesse

La boucle de régulation de vitesse nous permet de déterminer le couple de référence ( $C_{emref}$ ). Pour le réglage de la vitesse de rotation nous admettons les hypothèses suivantes :

- La machine fonctionne à flux rotorique parfaitement réglé sur toute la plage de régulation.
- Nous ne considérons pas la régulation de la partie électrique du stator, car sa constante de temps apparente est beaucoup plus réduite que la constante de temps mécanique. La réponse des courants ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ) à leurs valeurs de référence apparaît comme quasi-instantanée vis-à-vis de la partie mécanique du système.

L'expression du couple est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_{drref} I_{qs} = k_e I_{qs}$$

Avec

$$k_e = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_{drref}$$

Le schéma bloc de la vitesse en boucle ouverte est représenté sur la figure C.2.

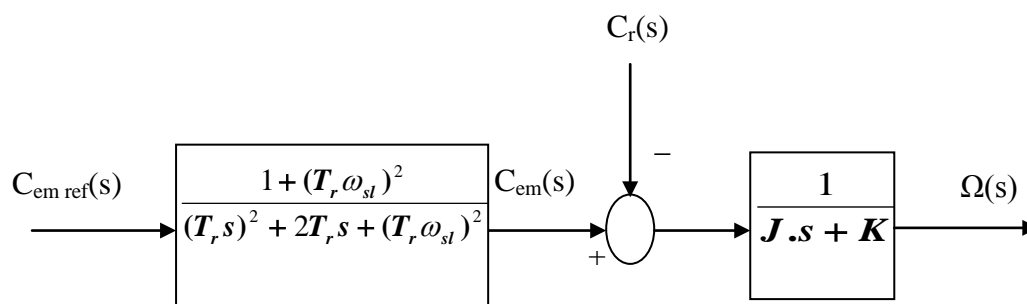


Figure C.2. Schéma bloc de la vitesse en boucle ouverte

Le schéma bloc de la régulation de vitesse à l'aide d'un régulateur ( $PI$ ) est représenté par figure C.3:

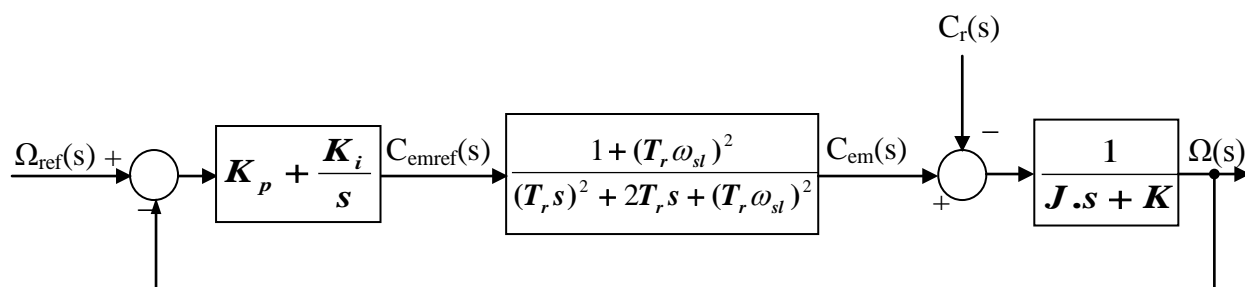


Figure C.3. Schéma bloc de la régulation de vitesse

L'équation caractéristique de ce système est la suivante [61] :

$$P(s) = JT_r \left[ s^4 + \left( \frac{K}{J} + \frac{2}{T_r} \right) s^3 + \left( \frac{2K}{JT_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{sl} \right) s^2 + \frac{K + K_p [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} s + \frac{K_i [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} \right] \quad (\text{C-7})$$

Pour que ce système ait une réponse optimale il faut que :

$$\begin{cases} \frac{K + K_p [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} = \left( \frac{K}{J} + \frac{2}{T_r} \right) \omega_0^2 \\ \frac{K_i [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} = \omega_0^4 \end{cases} \quad (\text{C-8})$$

Nous posons :

$$\omega_0 = \sqrt{\left( \omega_{sl}^2 + \frac{1}{T_r^2} \right)} = \sqrt{\left( \frac{L_m I_{qsref}}{T_r \varphi_{ref}} \right)^2 + \frac{1}{T_r^2}} \quad (\text{C-9})$$

Nous avons donc :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2J}{T_r} \\ K_i = \frac{J}{T_r^2} \end{cases} \quad (\text{C-10})$$

### Modèle mathématique de batteries au plomb

Dans la littérature de Lu, de Liu et de Wu, ils ont utilisé un modèle qui est représenté sur la figure B.1. Le modèle décrit le comportement primaire d'une batterie correctement, mais n'explique pas les propriétés lentement changeantes d'une batterie telles que l'augmentation et la diminution de la tension de fonctionnement provoquée par le processus de la charge et de la décharge [12][17].

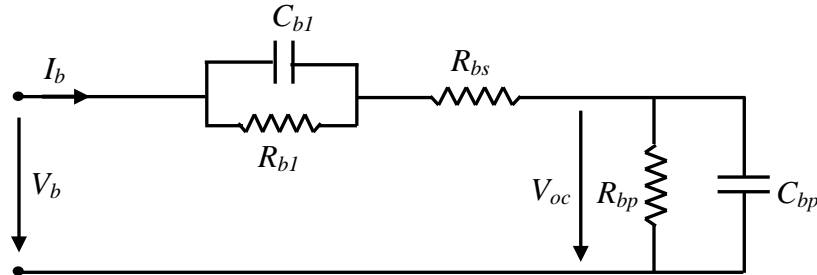


Figure B.1. Modèle équivalent de batterie au plomb-acide.

Ce modèle inclut les composants équivalents pour toutes les caractéristiques de fonctionnement principales d'une batterie plomb-acide:

La capacité électrochimique  $C$  de la batterie est représentée par le condensateur  $C_{bp}$  et sa valeur de donnés par l'expression générale de l'énergie :

$$E_c = \frac{1}{2} C V_c^2 \quad (\text{B.1})$$

Avec :

$C$  : La capacité,

$V_c$  : La tension du condensateur.

A la différence d'un condensateur, la tension d'une batterie ne sera pas égale à zéro à son plus bas état de charge. C'est équivalent à un condensateur ayant un niveau minimum de charge égal à l'énergie  $E_{c_{\min}}$ . La capacité entièrement chargée de la batterie est représentée par un niveau maximum de charge  $E_{c_{\max}}$ . Ceci est indiqué par l'équation suivante [17]:

$$E_b = E_{c_{\max}} - E_{c_{\min}} = \frac{1}{2} C V_{\max}^2 - \frac{1}{2} C V_{\min}^2 = \frac{1}{2} C_{bp} (V_{\max}^2 - V_{\min}^2) \quad (\text{B.2})$$

L'énergie  $E_b$  est donnée par le constructeur de la batterie directement en kilowatt par heure (kWh). Les tensions  $V_{\max}$  et  $V_{\min}$  sont la tension maximale et la tension minimale de la batterie en circuit ouvert respectivement. D'après l'équation (B.2) on a :

$$C_{bp} = \frac{2E_b}{V_{\max}^2 - V_{\min}^2} \quad (\text{B.3})$$

Tel que :  $C_{bp}$  est la capacité de charge de la batterie

La résistance interne de la batterie est représentée par les deux résistances  $R_{bs}$  et  $R_{b1}$  en série. La résistance en bloc d'électrolyte et de plaque est représentée par la résistance  $R_{bs}$  tandis que la résistance  $R_{b1}$  représente la diffusion d'électrolyte. Ceci représente la tension du circuit ouvert de la batterie dès qu'une charge sera reliée. De même on peut observer un saut soudain de tension avec l'application d'un courant de remplissage. En utilisant la notation indiquée sur la figure 1, on peut

exprimer la tension de batterie  $V_b$  en fonction de la tension de batterie en circuit ouvert et les autres composants  $R_{b1}$ ,  $R_{bs}$  et  $C_{b1}$  avec le constante de temps  $\tau = R_{b1} C_{b1}$

$$V_b = V_{oc} + R_{b1} \left(1 - e^{-t/\tau}\right) i_b + R_{bs} i_b \quad (\text{B.4})$$

Une autre caractéristique très importante d'une batterie est la décharge spontanée, représentée par la résistance  $R_{bp}$  parallèle avec condensateur principal  $C_{bp}$ . Elle est provoquée par électrolyse de l'eau aux tensions élevées et par la fuite lente à travers les bornes de batterie aux basses tensions.

Le circuit sur la figure1 décrit les caractéristiques d'une batterie plomb-acide d'une manière complète mais pourtant très simplifiée:

Ce circuit exprime l'impédance équivalente d'entrée d'une batterie plomb-acide par :

$$Z(s) = R_{bs} + R_{b1} \parallel C_{b1} + R_{bp} \parallel C_{bp} = R_{bs} + \frac{R_{b1}}{R_{b1} \cdot C_{b1} s + 1} + \frac{R_{bp}}{R_{bp} \cdot C_{bp} \cdot s + 1} \quad (\text{B.5})$$

$$Z(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{B.6})$$

Les coefficients  $a_i$  et  $b_j$  sont employés pour représenter les différents composants:

$$\begin{aligned} a_2 &= R_{bs} R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\ a_1 &= R_{bs} R_{b1} C_{b1} + R_{bs} R_{bp} C_{bp} + R_{b1} R_{bp} C_{bp} + R_{bp} R_{b1} C_{b1}, \\ a_0 &= R_{bs} + R_{b1} + R_{bp}, \\ b_2 &= R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\ b_1 &= R_{b1} C_{b1} + R_{bp} C_{bp}, \\ b_0 &= 1. \end{aligned}$$

Et c'est le fabriquant qui spécifie les valeurs de  $R_{bs}, R_{b1}, R_{bp}, C_{b1}, C_{bp}$ , dans notre cas on prend [8]:

$$R_{bs} = 0.0013$$

$$R_{b1} = 2.84$$

$$R_{bp} = 10e3$$

$$C_{b1} = 2.5$$

$$C_{bp} = 2/(125^2 - 90^2) * 45 * 9 * 12 * 3600 = 4.6501kF.$$

Ces équations peuvent être implantées directement dans un bloc Simulink de fonction de transfert présenté par la figure B.2.

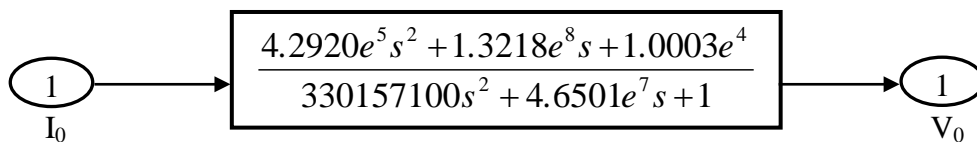


Figure B.2. Représentation de la batterie plomb-acide sous MATLAB/SIMULINK

## ANNEXE A

### CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU GPV SMX-83

Nombre de cellules en séries  $n_s=36$

Puissance maximale  $P_{max}=83W$

Courant de court circuit  $I_{sc}=5.27A$

Tension de circuit ouvert  $V_{oc}=21.2V$

Résistance série de la cellule photovoltaïque  $R_s=0.099\Omega$

Résistance shunt de la cellule photovoltaïque  $R_{sh}=200\Omega$

Coefficient de température associé à  $I_{sc}=0.065 \pm 0.015 \% / ^\circ C$

Coefficient de température associé à  $V_{oc}=- (80 \pm 10) mV/^\circ C$

### PARAMETRES DU HACHEUR

$C_1=C_2=5.6mF$

$L=3.5mH$

### PARAMETRES DE LA MAS

Puissance nominale :	<i>1.5 kW</i>
Tension nominale	<i>220 /230 V</i>
Vitesse nominale :	<i>1420 tr/mn</i>
Fréquence :	<i>50 Hz</i>
Résistance statorique :	<i>4.85 <math>\Omega</math></i>
Résistance rotorique :	<i>3.805 <math>\Omega</math></i>
Inductance cyclique statorique :	<i>0.274 H</i>
Inductance cyclique rotorique :	<i>0.274 H</i>
Inductance mutuelle cyclique:	<i>0.258 H</i>
Nombres de paires de pôles :	<i>2</i>
Moment d'inertie :	<i>0.031 kg.m<sup>2</sup></i>
Coefficient de frottement :	<i>0.001136 kg.m<sup>2</sup>/S</i>
Rendement nominale :	<i>0.78</i>
Facteur de puissance nominale :	<i>0.8</i>

## PARAMETRES DE LA POMPE CENTRIFUGE

$$w_n = 150 \text{ rad/sec}$$

$$a_1 = 4.923410^{-3} \text{ m/ (rad/sec) }^2$$

$$a_2 = 1.5826.10^{-5} \text{ m/ (rad/sec) (m}^2\text{/sec)}$$

$$a_3 = -18144\text{m/ (m}^3\text{/sec) }^2$$

## PARAMETERS DE CANALISATION

$$H_g = 7.4\text{m}$$

$$\lambda = 0.0396\text{m}$$

$$d = 0.06\text{m;}$$

$$\xi = 6.3\text{m}$$

$$\rho = 1000 \text{ kg/m}^3$$