

N° d'ordre : 03/2008_M/EL

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



MEMOIRE
Présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER

EN : ELECTRONIQUE

Spécialité : Rayonnement Atmosphérique

Par :DRIR Nadia

Thème :

***Modélisation et optimisation d'un système
photovoltaïque alimentant un moteur
asynchrone en utilisant un modèle intelligent***

Soutenue le 19/11/2008, devant le jury composé de :

M. A. LARABI
M. L. BARAZANE
M. M.S.BOUCHERIT
M.F. BOUCHAFA

Maitre de conférence
Maitre de conférence
Professeur
Maitre de conférence

Président
Dteur de Thèse
Examineur
Examineur

Dédicaces

À mes très chers parents.

À mes très chères sœurs Samia et Sarah.

À mes très chères frères Sofiane, Othmane et Malek.

À mon très cher fiancé Abid et sa famille

J'espère toujours être à la hauteur de vos espérances.

À tous les membres de la famille sans exception.

À tous les amis et collègues de travail.

À toute personne ayant contribué à ce travail de près ou de loin.

Je vous dédie ce travail.



Remerciements

*Je souhaite remercier en premier lieu mon directeur de mémoire, Melle **BARAZANE Linda**, Maitre de conférence à l'USTHB, pour la qualité de son encadrement, ces conseils, son enthousiasme, sa disponibilité, ces encouragements, son attention, du début à la fin de ce mémoire ont été pour moi une aide précieuse et une source d'équilibre pour la réalisation de ce travail.*

*Je remercie également Madame **KHARZI Souhila** qui a dirigé de façon continue et efficace notre travail.*

*J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur **LARABI Abdelkader** Maitre de conférence à l'USTHB pour avoir accepté de présider le jury de ce mémoire.*

*Toute ma gratitude va à Monsieur **BOUCHERIT Mohamed Said** Professeur à ENP qui m'a fait l'honneur de faire partie de jury de ce mémoire.*

*Mes sincères remerciements à Monsieur **BOUCHAFA Farid** Maitre de conférences à l'USTHB pour avoir accepté de faire partie de ce jury.*

A tous mes enseignants qui m'ont permis d'arriver au terme de ma formation, j'exprime ma profonde gratitude pour leurs sérieux et leurs abnégations indéfectibles.

Introduction général	1
----------------------------	---

Chapitre I : Généralité sur les cellules photovoltaïques

I-1 Introduction	3
I-2 Les ressources solaires	3
I-3 Structure générale d'un système photovoltaïque	5
I-3-1 Cellule photovoltaïque	5
I-3-2 L'effet photovoltaïque	6
I-3-3 Circuits équivalents et modèles mathématiques	7
I-3-3-1 Circuit équivalent et modèle mathématique d'une cellule photovoltaïque	7
I-3-3-2 Circuit équivalent et modèle mathématique d'un module solaire	9
I-4 Module et générateur photovoltaïque.....	9
I-5 Caractéristiques d'un module	11
I-6 Types de systèmes PV	11
I-6-1 Systèmes PV autonomes	11
I-6-2 Systèmes PV hybrides	12
I-6-3 Systèmes PV connectés au réseau.....	12
I-7 Caractéristiques électriques d'une photopile	12
I-7-1 Caractéristique courant tension (I.V) d'une photopile.....	12
I-7-2 L'influence de l'éclairement et de la température sur le fonctionnement d'une cellule PV	13
I-7-3 L'influence de l'éclairement solaire sur le fonctionnement d'une cellule PV	13
I-7-4 L'influence de la température sur le fonctionnement d'une cellule PV	14
I-8 Batteries	15
I-8-1 Modèle mathématique des batteries au plomb.....	15
I-9 Convertisseur continu, continu (Hacheur).....	16
I-9-1 Hacheur survolteur (Boost converter)	17
I-9-2 Modèle mathématique du hacheur boost	18
I-10 Fonctionnement optimal d'un générateur photovoltaïque	18
Algorithme "perturbation et observation" simple (P&O simple).....	19
I-11 Simulation de la chaîne photovoltaïque	21
I-11-1 Interprétation des courbes	22
I-12 Conclusion	23

Chapitre II : Réseaux de neurones

II -1Introduction	24
II-2 Le neurone biologique et le neurone artificiel.....	24
II-3 réseau de neurone artificiel.....	25
II-3-1 L'élément de traitement	25
II-3-2 L'architecture d'un réseau.....	25
II-3-2-1 Réseaux statiques ou multicouches	25
II-3-2-2 Réseaux dynamiques ou récurrents	26
II-3-2-3 Réseaux topologiques.....	26
II-3-3 Apprentissage et adaptation	27

II-3-3-1 Apprentissage supervisé.....	27
II-3-3-2 Apprentissage non supervisé.....	27
II-3-3-3 différent algorithme d'apprentissage.....	28
II-4 Certaines considérations pratiques pour le choix du réseau de neurone adéquat.....	32
II-5 Architecture des réseaux de neurones artificiels adoptée.....	34
II-6 Simulation et interprétation.....	35
II-6-1 Test de robustesse.....	36
II-7 Conclusion.....	38

Chapitre III : Modélisation de la machine asynchrone

III-1 Introduction.....	39
III-2 Modélisation de la machine asynchrone.....	40
III-2-1 Hypothèses simplificatrices.....	40
III-2-2 Equations électriques et magnétique de la machine	41
III-2-3 Equation mécanique de la machine.....	42
III-3 Transformation de PARK.....	42
III-3-1 Equations de la machine biphasée équivalent	43
III-3-2 Choix du référentiel.....	44
III-4 Alimentation de la machine asynchrone.....	45
III-4-1 Alimentation directe par le réseau.....	45
III-4-2 Simulation et interprétation de la machine en boucle ouvert alimentée par des tensions sinusoïdales.....	46
III-5 Association de l'ensemble Onduleur de tension "MLI" –MAS	48
III-5-1 Modélisation de l'onduleur MLI –stratégie hystérésis.....	49
III-5-2 Simulation et interprétation de l'ensemble Onduleur 'MLI'-MAS.....	51
III-6 Association photovoltaïque-onduleur-machine asynchrone à cage.....	53
III-6-1 Simulation et interprétation de l'ensemble générateur PV-Onduleur'MLI'-MAS...53	
III-7 Conclusion.....	55

Chapitre IV : Commande vectoriel du moteur asynchrone

IV-1 Introduction.....	56
IV-2 Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension.....	57
IV-3 Théorie du flux orienté.....	58
IV-3-1 Différentes méthodes de commande par orientation du flux rotorique.....	58
a) Méthode directe.....	58
b) Méthode indirect.....	60
IV-4 Bloc de commande du flux orienté (F.O.C).....	61
IV-5 Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse.....	63
IV-6 Simulation et interprétation.....	64
IV-7 Test de robustes.....	69
IV-7 Conclusion	71

Annexes.....	74
Bibliographie.....	80

Introduction Générale

L'énergie est le pilier de l'économie moderne et de toute société. Elle est l'étincelle qui permet l'accomplissement de toute activité humaine. Ses sources se sont diversifiées au cours du temps afin de satisfaire les besoins toujours plus sophistiqués de l'industrie et des consommateurs. Les pays développés sont ainsi passés du bois au charbon, aux hydrocarbures, à l'hydro-électricité puis, enfin, au nucléaire. Cependant, les réserves de combustibles fossiles et nucléaires sont limitées. En plus, l'utilisation des combustibles fossiles est responsable des pluies acides et du réchauffement de la planète, alors que d'un autre côté, l'exploitation de l'énergie nucléaire présente des risques d'accidents graves.

L'énergie solaire est disponible partout sur la planète en des degrés divers et elle est entièrement renouvelable. Son apport est variable, au gré des jours et des saisons, mais elle est relativement prévisible. Sa puissance maximale est de 1kW/m^2 et, même si elle est relativement diluée, son apport énergétique annuel pourrait répondre des milliers de fois à la consommation énergétique de la plupart des pays. [1]

L'énergie solaire photovoltaïque (PV) est de plus en plus utilisée pour opérer diverses applications terrestres comme l'éclairage, les télécommunications et le pompage.

L'absence de pièces mécaniques mouvantes réduit l'entretien de ces systèmes à un minimum et leur fiabilité (durée de vie d'environ 25 ans) a rapidement favorisé leur utilisation dans le domaine des applications spatiales et en sites isolés (station de télécommunication, systèmes de navigation en mer). [1]

D'autre part, pour une gestion optimale de l'énergie disponible à la sortie du générateur PV, les techniques d'optimisation, de régulation et de contrôle permettent d'augmenter le rendement énergétique de l'ensemble de l'installation PV et cela en transférant à la charge la puissance électrique maximale issue du générateur PV, quelles que soient les variations de l'éclairement et de la température. Le générateur photovoltaïque (GPV) ne fournit sa puissance électrique maximale qu'en un seul point de fonctionnement bien déterminé sur la caractéristique courant-tension. Ce point est appelé le Point de Puissance Maximale (MPP). [1]

De plus, afin d'exploiter le maximum de l'énergie solaire, la puissance de sortie d'un système photovoltaïque doit être maximisée soit par l'amélioration des performances des équipements de conditionnement de puissance utilisés ou bien par l'implémentation d'un contrôleur qui adapte la puissance et qui fait poursuivre automatiquement le système au point de puissance maximale délivrée par le panneau solaire sous toutes les conditions météorologiques.

Il existe plusieurs méthodes de recherche de point de puissance maximale, dans ce contexte, nous nous intéressons à l'alimentation du moteur asynchrone à cage à partir d'une installation photovoltaïque doté d'un contrôleur MPPT en utilisant l'approche neuronale.

Le présent mémoire est subdivisé en quatre chapitres à savoir :

Dans le premier chapitre, nous présentons les principales caractéristiques d'un générateur photovoltaïque, ainsi que la problématique de l'énergie solaire photovoltaïque. En suite, nous nous intéresseront de près à la méthode de perturbation et observation (P&O) de recherche du point de puissance maximale d'un générateur photovoltaïque.

Dans le deuxième chapitre nous présenterons une étude théorique sur les notions des réseaux de neurones artificiels et leur application sur le générateur photovoltaïque dans le but d'optimiser les performances énergétiques de notre générateur photovoltaïque.

Dans le troisième chapitre, nous présentons une modélisation de la machine asynchrone à cage en utilisant la transformation de Park, ensuite nous présenterons les résultats de simulation du démarrage à vide et en charge de la machine alimentée par le système photovoltaïque contrôlé par le contrôleur neuronal.

Le dernier chapitre quant à lui, il fera l'objet de la commande vectorielle indirecte du système représenté par l'association Convertisseur – Machine. Mais avant de présenter notre processus de commande, nous présenterons brièvement dans un premier temps le principe du contrôle vectoriel, ainsi que les deux principales techniques: directe et indirecte qui caractérisent ce type de commande.

Enfin, une conclusion générale donnera une synthèse du travail effectué et résumera les principaux résultats obtenus.

Chapitre I

Généralité sur les Systèmes Photovoltaïque

I-1 Introduction

L'énergie solaire est à l'origine du cycle de l'eau et du cycle des saisons. Elle est donc à l'origine des richesses énergétiques telles que le charbon, le pétrole et le gaz. L'énergie solaire est utilisée depuis de nombreux siècles, de façon plus ou moins indirecte et cela dans diverses applications citons à titre d'exemple: le chauffage des maisons et autres.

L'effet photovoltaïque a été découvert en 1839 par Alexandre Edmond Becquerel, qui a démontré qu'il s'agissait d'une conversion directe de la lumière en énergie électrique.

Lors de la course vers l'espace, les photopiles ont fait des progrès intéressants. En effet, elles sont considérées comme étant une solution idéale pour combler les besoins en électricité des satellites. En 1973, suite au choc pétrolier, l'énergie solaire subit un essor considérable.

Au début des années 90, la prise de conscience des limites de l'électrification rurale conventionnelle (le réseau câblé), oblige les marchés du photovoltaïque à s'ouvrir afin d'atteindre les campagnes de façon plus rentable.

Dans ce chapitre, nous présentons les principales caractéristiques d'un générateur photovoltaïque, ainsi que la problématique de l'énergie solaire photovoltaïque. En suite, nous nous intéresseront de près à la méthode perturbation et observation (P&O) de recherche du point de puissance maximale d'un générateur photovoltaïque.

I-2 Les ressources solaires

Le Soleil émet un rayonnement électromagnétique compris dans une bande de longueur d'onde variant de 0,22 à 10 microns (μm). L'énergie associée à ce rayonnement solaire se décompose approximativement de la manière suivante (fig I.1) [2]:

- 9% dans la bande des ultraviolets ($<0,4 \mu\text{m}$),
- 47% dans la bande visible ($0,4 \text{ à } 0,8 \mu\text{m}$),
- 44% dans la bande des infrarouges ($>0,8 \mu\text{m}$).

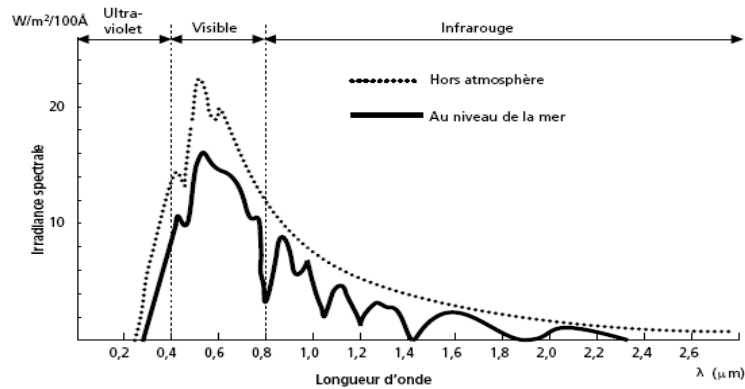


Figure I.1 : Analyse spectrale du rayonnement solaire

L'atmosphère terrestre reçoit ce rayonnement électromagnétique à une puissance moyenne de 1,37 kilowatt au mètre carré (kW/m²), à plus ou moins 3 %, selon que la Terre s'éloigne ou se rapproche du Soleil dans sa rotation autour de celui-ci [2].

L'atmosphère en absorbe toutefois une partie, de sorte que la quantité d'énergie atteignant la surface terrestre dépasse rarement 1,2kW/m² (1200W/m²).

La rotation et l'inclinaison de la Terre font également que l'énergie disponible en un point donné varie selon la latitude, l'heure et la saison. Enfin, les nuages, le brouillard, les particules atmosphériques et divers autres phénomènes météorologiques causent des variations horaires et quotidiennes qui tantôt augmentent, tantôt diminuent le rayonnement solaire et le rendent diffus [2].

On peut dire que, outre l'influence de l'atmosphère, le flux solaire reçu sur une surface dépend respectivement de :

- L'orientation et de l'inclinaison de la surface,
- La latitude du lieu et de son degré de pollution,
- La période de l'année,
- L'instant considéré dans la journée,
- et de la nature des couches nuageuses.

I-3 Structure générale d'un système photovoltaïque

La figure (I.2) montre l'ensemble des blocs constituant un système photovoltaïque :

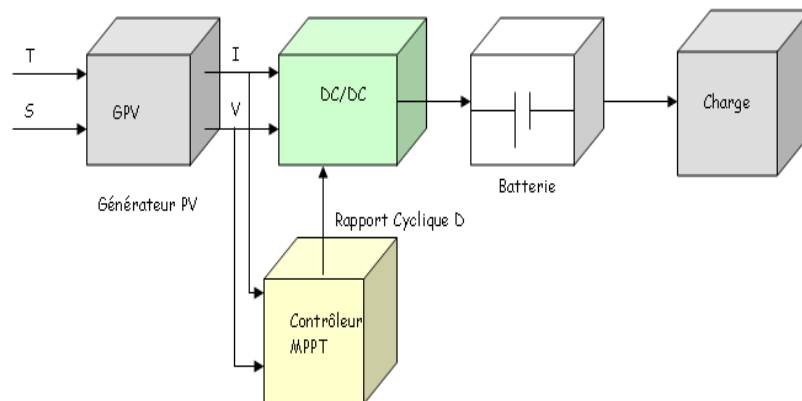


Figure I.2 Schéma bloc d'un système PV autonome.

Tout système photovoltaïque peut se décomposer en deux parties. La première comporte le générateur photovoltaïque et la deuxième l'utilisation de l'énergie produite.

La première partie qui nous intéresse en premier lieu est la partie du générateur photovoltaïque qui se décompose comme suit :

- ✓ Un générateur photovoltaïque lequel est l'élément principal de la chaîne du système photovoltaïque. Il est composé de modules photovoltaïques assemblés en série/parallèle lesquels à leurs tours sont formés d'un assemblage série/parallèles de cellules photovoltaïques,
- ✓ Système de conditionnement de puissance (régulateurs, onduleurs, etc.),
- ✓ Un parc de batteries de stockage d'énergie électrique,

La deuxième partie est la partie « utilisation de l'énergie », qui se compose essentiellement d'un ou de plusieurs récepteurs appelés aussi charges qui caractérisent l'application des systèmes photovoltaïques (éclairage, pompage,) [3].

I-3-1 Cellule photovoltaïque

Les cellules photovoltaïques (PV) sont des dispositifs semi-conducteurs dont la grande majorité existant sur le marché sont fabriquées au silicium. Une cellule PV peut être formée soit d'un simple cristal (cellule au silicium mono cristallin), d'un certain nombre de cristaux plus petits (poly cristallin), ou peut être à base de silicium amorphe. D'autres matériaux semi-

conducteurs comme l'arséniure de gallium sont utilisés dans la fabrication de cellules PV pour les applications spatiales ou dans les concentrateurs du rayonnement solaire [3].

I-3-2 L'effet photovoltaïque

L'effet photovoltaïque est la transformation directe de la lumière en électricité (courant continu CC). Son principe réside en une collision des photons incidents (flux lumineux) avec les électrons libres et les électrons de valence et cela en leur communiquant une énergie (h). Si cette énergie est supérieure ou égale à l'énergie de gap de ce semi-conducteur ($E_g = E_C - E_V$), l'électron passe de la bande de valence à la bande de conduction en laissant un trou derrière lui, ce qui conduit à l'apparition des paires électron-trou dans différents points de la jonction.

D'un autre côté, si les photons ont une énergie très supérieure à E_g , ils passent de la bande de valence à un niveau instable de la bande de conduction. Dans ce cas l'excès d'énergie sera transmis sous forme de photons au réseau cristallin, puis perdu en chaleur. Par conséquent, l'électron prendra un niveau stable dans la bande de conduction (Fig I.3).

Par contre, si les photons ont une énergie inférieure E_g ils ne seront pas absorbés et leurs énergies ne contribuent pas à la conversion photovoltaïque (Fig I.3) [3].

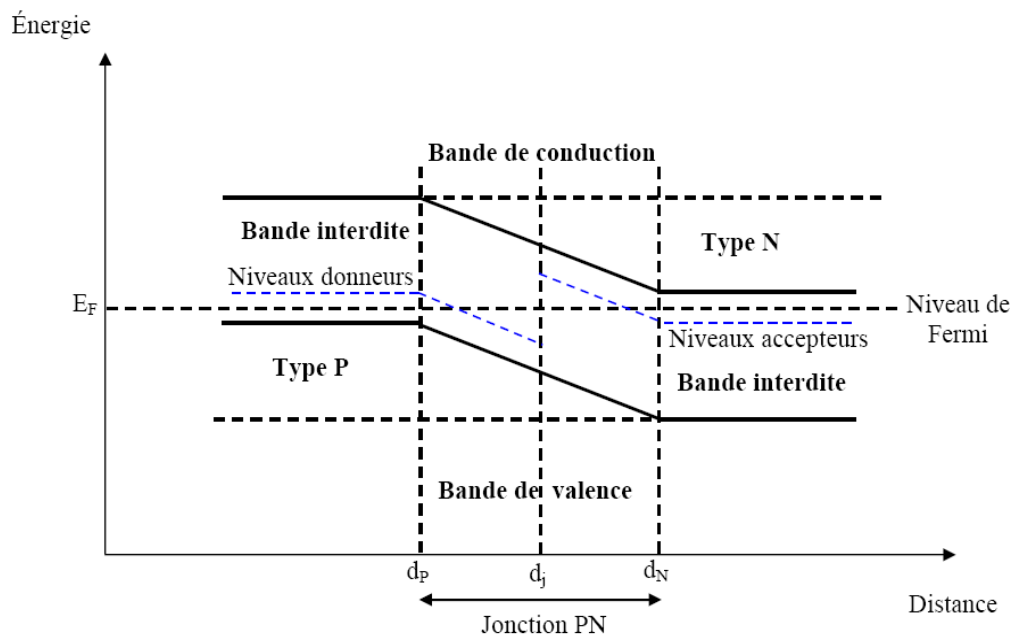


Figure (I-3) : Diagramme de bandes d'énergie au voisinage de la jonction

I-3-3 Circuits équivalents et modèles mathématiques

I-3-3-1 Circuit équivalent et modèle mathématique d'une cellule photovoltaïque

Le schéma du circuit équivalent idéal simplifié d'une cellule photovoltaïque est illustré à la figure (I.4) [4].

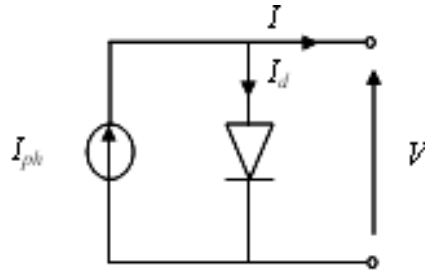


Figure 1.4 : Schéma du circuit équivalent idéal simple d'une cellule photovoltaïque.

L'application de la loi de Kirchhoff et de l'équation de diode exponentielle (I.1) mène au modèle mathématique simple pour une cellule photovoltaïque (I.2).

$$I_d = I_s \left[e^{\frac{qV}{2kT}} - 1 \right], \quad (\text{I.1})$$

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{qV}{2kT}} - 1 \right]. \quad (\text{I.2})$$

Où :

I et V : sont respectivement le courant et la tension de sortie de la cellule,

I_{ph} : est le photo courant produit,

I_s : est le courant de saturation inverse de la diode,

En plus, le modèle dépend de la température T , de la constante de charge élémentaire q ($1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$) et de la constante de Boltzmann k ($1,380 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$).

Néanmoins, les recherches actuelles ont prouvées à travers les mesures réelles effectuées sur de vraies cellules dans des conditions de fonctionnement diverses, le besoin au recours à des modèles plus sophistiqués. En effet, il a été démontré que la prise en compte de la résistance interne du dispositif est primordiale pour une meilleure approche de système photovoltaïque réel. Ceci a conduit au "modèle de deux diode", largement répandu, représenté sur la figure (I.5).

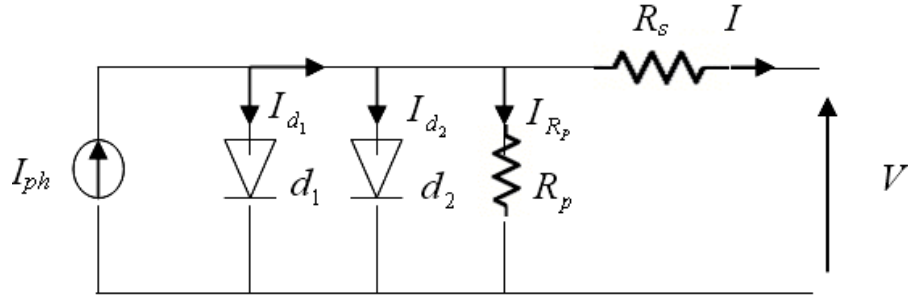


Figure I.5 : Modèle équivalent à deux diodes d'une cellule photovoltaïque.

La figure (I.5) est une représentation du modèle mathématique pour la caractéristique courante tension qui est donnée par l'expression suivante:

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[e^{\frac{q(V+I.R_s)}{n_1 k T}} - 1 \right] - I_{s2} \left[e^{\frac{q(V+I.R_s)}{n_2 k T}} - 1 \right] - \frac{V + I R_s}{R_p}. \quad (I.3)$$

I_{s1} et I_{s2} sont les courants de saturation des diodes, n_1 et n_2 les facteurs de pureté de la diode, R_s et R_p sont respectivement la résistance série, la résistance parallèle et T est la température absolue en Kelvin. L'équation contient également la charge élémentaire constante q ($1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$) et la constante de Boltzmann k ($1,380 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$). Le photo courant $I_{ph.\max}$ est atteint à une insolation maximum, souvent on a ($I_{ph} = S \cdot I_{ph.\max}$) avec S : pourcentage d'insolation.

Il est clair à partir de l'équation (I.3), que la caractéristique courant-tension dépend fortement de l'insolation et de la température. La dépendance de la température est encore amplifiée par les propriétés du photo courant I_{ph} et les courants de saturation inverse des diodes qui sont donnés par [4]:

$$I_{ph}(T) = I_{ph}|_{(T=298 \cdot K)} \left[1 + (T - 298 \cdot K) \cdot (5 \cdot 10^{-4}) \right] \quad (I.4)$$

$$I_{s1} = K_1 T^3 e^{-\frac{E_g}{kT}}, \quad (I.5)$$

$$I_{s2} = K_2 T^{\frac{5}{2}} e^{-\frac{E_g}{kT}}, \quad (I.6)$$

Où E_g est la bande d'énergie du semi-conducteur et

$$K_1 = 1,2 \text{ A/cm}^2 \cdot K^3 \quad (I.7)$$

$$K_2 = 2,9 \cdot 10^5 \text{ A/cm}^2 \cdot K^{5/2}. \quad (I.8)$$

I-3-2-2 Circuit équivalent et modèle mathématique d'un module solaire

Dans les systèmes d'énergie photovoltaïque, des cellules sont combinées dans des rangées de pile solaire reliant un certain nombre de cellules en série. La considération du modèle de circuit équivalent de la figure (I.5) conduit à l'équation (I.8) définie pour une rangée photovoltaïque de cellules, avec z cellules photovoltaïques raccordées en série [4].

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[e^{\frac{q(V + IzR_s)}{zn_1kT}} - 1 \right] - I_{s2} \left[e^{\frac{q(V + IzR_s)}{zn_2kT}} - 1 \right] - \frac{V + IzR_s}{zR_p}. \quad (I.8)$$

Ces modules peuvent alors être arrangés en série ou en parallèle dans le but de réaliser la tension et les valeurs de courant désirés pour le système considéré.

I-4 Module et générateur photovoltaïque

Comme la tension et le courant générés par une cellule photovoltaïque étant très faible, il faudra donc associer en série et/ou en parallèle plusieurs de ces cellules. Celles-ci sont encapsulées dans une même structure pour former ce qu'on appelle : un module [5], [6].

Ainsi, la puissance d'un module peut atteindre des centaines de Watts. Pour obtenir des puissances supérieures, il est nécessaire d'associer en série ou en parallèle plusieurs modules qui forment le générateur PV [5], [6].

La détermination de la caractéristique courant-tension (I-V) de l'ensemble, est faite en considérant que toutes les cellules d'un même générateur sont identiques et travaillent dans les mêmes conditions de température et d'éclairement. La caractéristique (I-V) d'un module est obtenue en considérant les expressions suivantes :

$$I_{md} = I \cdot N_p \quad (I.9)$$

$$V_{md} = V \cdot N_s \quad (I.10)$$

Où : I_{md} et V_{md} sont le courant et la tension du module, N_p et N_s sont le nombre de cellules associées en parallèle et en série respectivement.

D'après la figure (I-6), correspondant à la mise en série de N_s cellules, il est clair que le courant généré par les cellules est le même dans toute la branche ainsi que dans la charge. De plus Une connexion en série de N_s cellules identiques comme il a été déjà cité plus haut, donne une augmentation en tension [6].

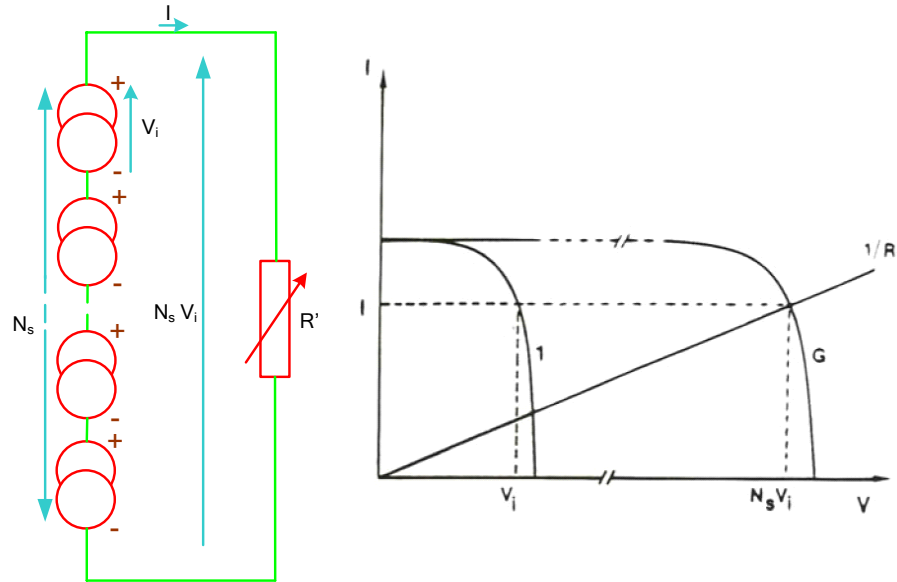


Figure (I-6) : Groupement en série

Sur la figure (I-6), les générateurs de courant représentent soit des cellules individuelles, soit des cellules en série (modules), ou alors des modules en série (branches). On constate dans ce cas que c'est la tension générée qui est la même pour toutes les cellules.

La figure (I-7) présente la courbe courant-tension résultante pour le groupement parallèle considéré. Dans ce cas, nous aurons une augmentation en courant [6].

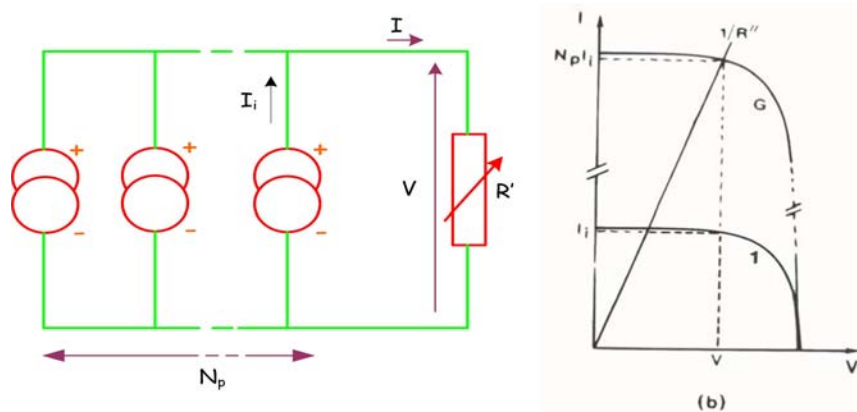


Figure (I-7) : Groupement en parallèle

I-5 Caractéristiques d'un module

Les différents paramètres d'un module sont :

- ✓ **La puissance crête P_c** : Puissance électrique maximum que peut fournir le module dans les conditions standard (une température de 25°C et un éclairement de 1000 W/m²),
- ✓ **La caractéristique $I(V)$** : Courbe représentant le courant I débité par le module en fonction de la tension aux bornes de celui-ci,
- ✓ **Tension à vide V_{oc}** : Tension aux bornes du module en l'absence de tout courant, pour un éclairement « plein soleil », appelé aussi tension de circuit ouvert,
- ✓ **Courant de court-circuit I_{sc}** : Courant débité par un module en court-circuit pour un éclairement " plein soleil ",
- ✓ **Point de fonctionnement optimum (V_m, I_m)** : Lorsque la puissance de crête est maximum en plein soleil, $P_m = V_m \cdot I_m$,
- ✓ **Rendement maximal** : Rapport de la puissance électrique optimale à la puissance de radiation incidente,
- ✓ **Facteur de forme** : Rapport entre la puissance optimale et la puissance maximale que peut avoir la cellule.

I-6 Types de systèmes PV

Les systèmes PV sont de trois types : autonomes, hybrides et ceux reliés au réseau.

I-6-1 Systèmes PV autonomes

C'est un système photovoltaïque complètement indépendant de n'importe quelles autres sources d'énergie et qui alimente l'utilisateur en électricité sans être connecté au réseau électrique. Dans la majorité des cas, un système autonome exigera l'utilisation de batteries pour stocker l'énergie [18].

Ils servent habituellement à alimenter les maisons en sites isolés, sur des îles, en montagne ainsi qu'à des applications comme la surveillance à distance et le pompage de l'eau.

En règle générale, les systèmes PV autonomes sont installés là où ils constituent la source d'énergie électrique la plus économique [18].

I-6-2 Systèmes PV hybrides

Les systèmes hybrides reçoivent une partie de leur énergie d'une ou de plusieurs sources supplémentaires et sont également indépendants des réseaux de distribution d'électricité. En pratique, le générateur photovoltaïque est généralement associé à une éolienne ou à un groupe électrogène à combustible, ou aux deux à la fois avec des accumulateurs de stockage de l'énergie. Un tel système s'avère un bon choix pour les applications qui nécessitent une alimentation continue d'une puissance assez élevée [18].

Un système hybride photovoltaïque permet l'optimisation de l'utilisation combinée de plusieurs sources d'énergies renouvelables et/ou fossiles et des moyens de stockage associés.

I-6-3 Systèmes PV connectés au réseau

Le champ photovoltaïque est couplé directement au réseau électrique à l'aide d'un convertisseur courant continu- courant alternatif (CC-CA).

Etant donné que l'énergie est normalement emmagasinée dans le réseau même, les accumulateurs ne sont pas nécessaires, à moins qu'une forme autonome d'énergie pendant les pannes d'électricité soit recherchée [18].

L'énergie produite est consommée sur place et le surplus se trouve être injecté dans le réseau qui alimente les maisons durant la nuit ou pendant les jours sans soleil.

I-7 Caractéristiques électriques d'une photopile

I-7-1 Caractéristique courant-tension (I-V) d'une photopile

La courbe caractéristique d'une cellule PV représente la variation du courant qu'elle produit en fonction de la tension aux bornes de la cellule PV, depuis le court-circuit (tension nulle correspondant au courant maximum produit) jusqu'au circuit ouvert (courant nul pour une tension maximale aux bornes de la cellule).

Cette courbe est établie dans des conditions ambiantes de fonctionnement données (c'est-à-dire, répartition du rayonnement donnée de la cellule PV à une température donnée, air ambiant circulant à une vitesse donnée). En effet, le fonctionnement des cellules photovoltaïques dépend des conditions d'ensoleillement et de température à la surface de la cellule (Fig I.7). Ainsi, chaque courbe courant-tension correspond à des conditions

spécifiques de fonctionnement. Il est clair si par exemple la température de la surface évolue, la courbe n'est plus la même. [7]

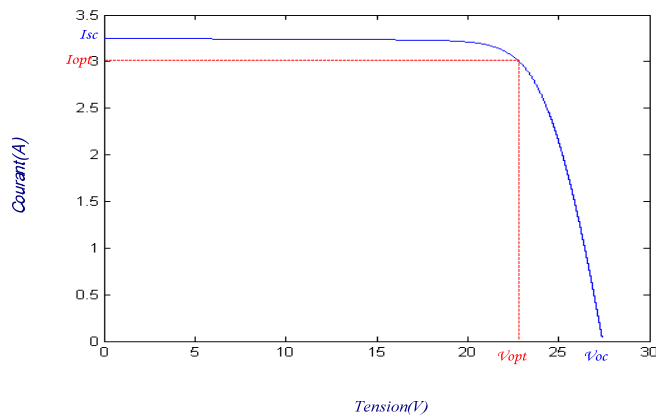


Figure 1.7 : Caractéristiques $I = f(V)$ d'une cellule PV au silicium

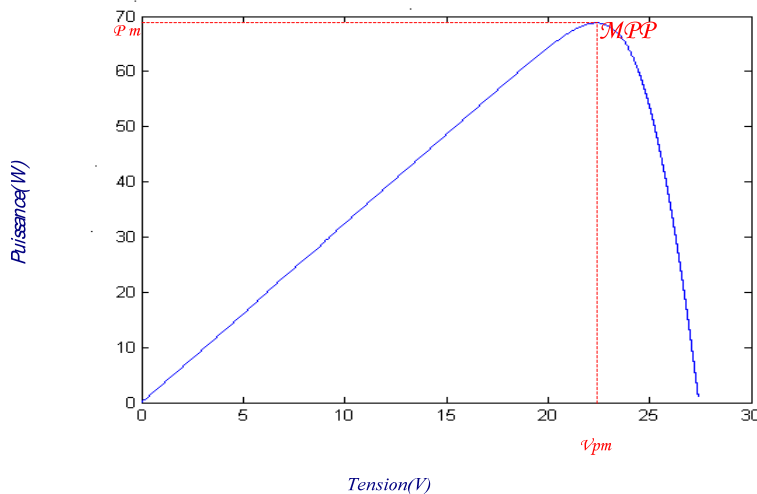


Figure 1.8 : Caractéristiques $P = f(V)$ d'une cellule PV au silicium

I-7-2 L'influence de l'éclairement et de la température sur le fonctionnement d'une cellule PV

Dans le cas d'application solaire de cellules PV, les caractéristiques standard des cellules PV (puissance crête, I_{cc} , V_{co}) sont indiquées dans le cas de tests de fonctionnement standard en laboratoire (STC), c'est-à-dire, pour une répartition du rayonnement de type solaire AM = 1,5, un rayonnement incident normal sur la cellule PV de 1000W/m^2 et une température de cellule à $+25^\circ\text{C}$ plus ou moins 2°C . La vitesse de l'air circulant autour de la cellule, environ à 2m/s , n'est pas précisée car elle est prise en compte dans la température de la cellule [7].

I-7-3-1 L'influence de l'éclairement solaire sur le fonctionnement d'une cellule PV

L'énergie électrique produite par une cellule photovoltaïque dépend de l'éclairement qu'elle reçoit sur sa surface. La figure (I.9) représente la caractéristique courant-tension d'une cellule PV solaire en fonction de l'éclairement, établit pour une température et une vitesse de circulation de l'air ambiant constantes. On remarque d'après les différentes caractéristiques que la tension $V_{\max}$ correspondant à la puissance maximale ne varie que très peu en fonction de l'éclairement, contrairement au courant $I_{\max}$ qui augmente fortement avec l'éclairement [7].

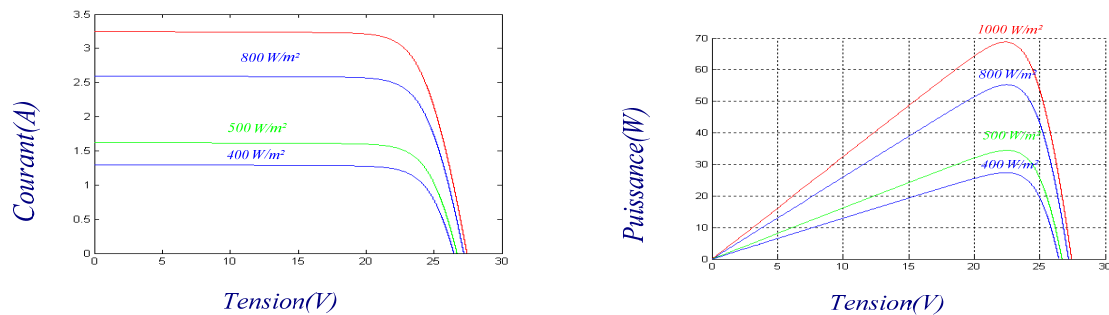


Figure 1.9 : Caractéristique d'une cellule PV

- (a) : caractéristique courants-tension à température constant en fonction de l'éclairement
- (b) : caractéristique puissance tension à température constant en fonction de l'éclairement

I-7-3-2 L'influence de la température sur le fonctionnement d'une cellule PV

Les caractéristiques électriques d'une cellule PV dépendent de la température de jonction au niveau de la surface exposée. Les courbes suivantes représentent l'évolution du courant et de la tension en fonction de la température de jonction de la cellule [7].

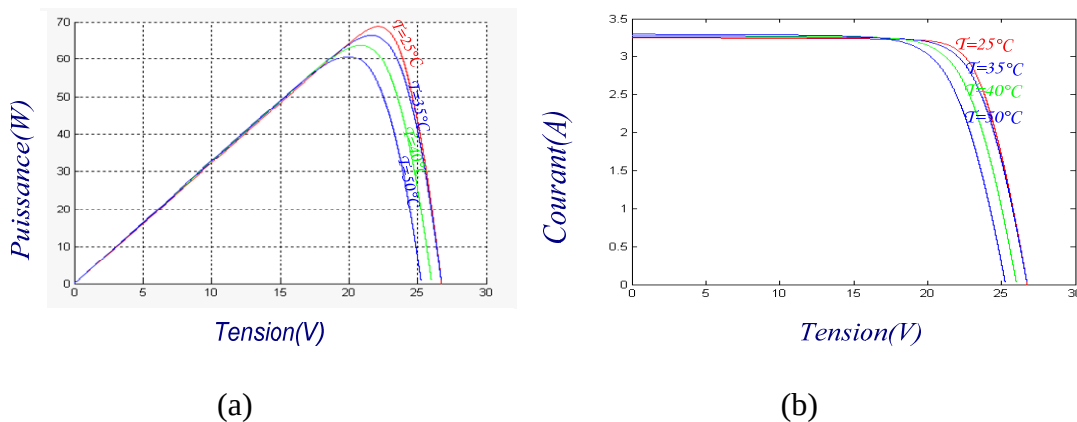


Figure I.10 : Caractéristique d'une cellule PV

- (a) : caractéristique courants-tension à éclairement constant en fonction de la température.
- (b) : caractéristique puissance tension à éclairement constant en fonction de température.

I-8 Batteries

Le stockage de l'énergie produite se fait dans des batteries. Il existe de nombreux types de batteries dont chacune d'entre elles est conçue pour un usage particulier. Elles sont définies par un ensemble de caractéristiques : tension nominale, capacité de stockage, tenue en décharge profonde, taux d'autodécharge, variation avec la température, maintenance, prixetc. Ces caractéristiques sont fournies par le fabricant.

Pour l'usage spécifique « photovoltaïque », une batterie doit remplir les conditions suivantes [8]:

- ✓ Un nombre de cycles de charge et de décharge élevé sans altération,
- ✓ Une faible autodécharge,
- ✓ Un rendement électrique élevé et une maintenance légère.

I-8-1 Modèle mathématique des batteries au plomb

Dans la littérature [5], le modèle illustré à la figure (I-11) a été utilisé pour représenter la batterie au plomb, (Annexe D).

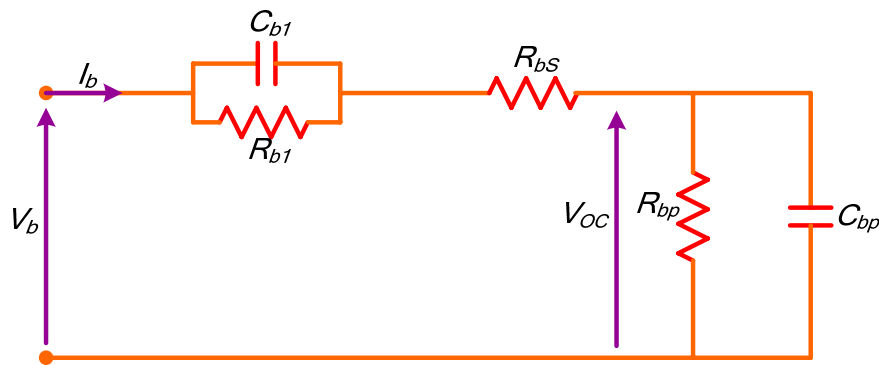


Figure (I-11) : Modèle équivalent de la batterie

Le circuit sur la figure (I-11) 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 :

$$Z(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{I-11})$$

Les coefficients a_i et b_j sont employés pour représenter les différents composants qui suivent :

$$\begin{aligned}
 a_2 &= R_{bs} R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp} = 4,290.10^5 \\
 a_1 &= R_{bs} R_{b1} C_{b1} + R_{bs} R_{bp} C_{bp} + R_{b1} R_{bp} C_{bp} + R_{bp} R_{b1} C_{b1} = 1,318.10^8 \\
 a_0 &= R_{bs} + R_{b1} + R_{bp} = 1,0003.10^4 \\
 b_2 &= R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp} = 330157100 \\
 b_1 &= R_{b1} C_{b1} + R_{bp} C_{bp} = 4,6501.10^7 \\
 b_0 &= 1
 \end{aligned} \tag{I-12}$$

C'est la représentation schématique forme finale du modèle mathématique de la batterie plomb-acide.

I-9 Convertisseur continu- continu (Hacheur)

L'utilisation des convertisseurs DC-DC permet le contrôle de la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé qui dans notre cas va nous permettre de poursuivre le point de fonctionnement optimum.

Les hacheurs sont les convertisseurs statiques continu-continu permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe. Ce convertisseur se compose de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Tous ces dispositifs dans le cas idéal ne consomment pas de puissance, ce qui constitue la raison pour laquelle les hacheurs ont de bons rendements. Généralement, le commutateur est un transistor MOSFET qui est un dispositif semi-conducteur en mode (bloqué- saturé) [8].

Si le dispositif semi-conducteur est bloqué, son courant est nul conduisant à une dissipation de puissance nulle. Si le dispositif est dans l'état saturé, la chute de tension à ses bornes sera presque nulle et par conséquent, la puissance perdue sera très petite (Annexe A).

Comme le montre la figure (I.17), pendant le fonctionnement du hacheur, on ferme le commutateur avec un temps de fermeture égale à $d.T_s$ et on l'ouvre dans un temps d'ouverture égal à $(1-d)T_s$, où:

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

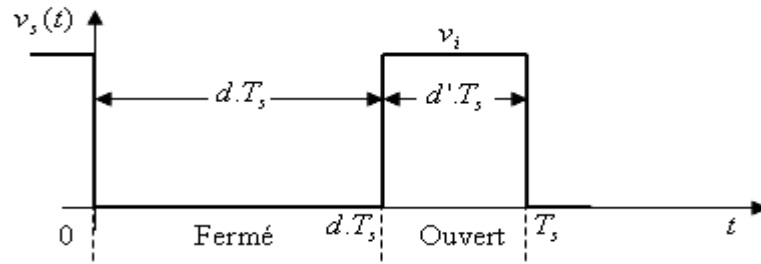


Figure I.12 : Tension $v_s(t)$ idéale du commutateur, rapport cyclique d et période de commutation T_s .

I-9-1 Hacheur survolteur (Boost converter)

Le circuit représentatif du convertisseur boost ou hacheur parallèle connu par le nom d'élévateur de tension, est donné par la figure (I.13). Son mode de fonctionnement est le suivant :

Dans un premier temps dT_s le transistor est fermé, le courant dans l'inductance croît progressivement et au fur et à mesure de l'énergie est emmagasinée par l'inductance L (Fig I.13.a) et cela jusqu'à la fin de la première période. Par la suite, le transistor s'ouvre et l'inductance L s'oppose à la diminution du courant I_L , ainsi elle génère une tension qui s'ajoute à la tension de source et s'applique sur la charge à travers la diode [8] (fig I.13.b).

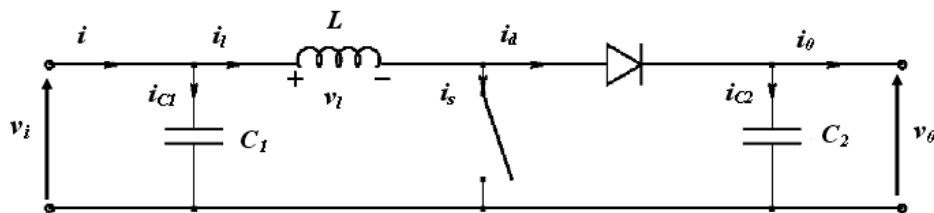


Figure I.13 : Circuit idéal du hacheur survolteur.

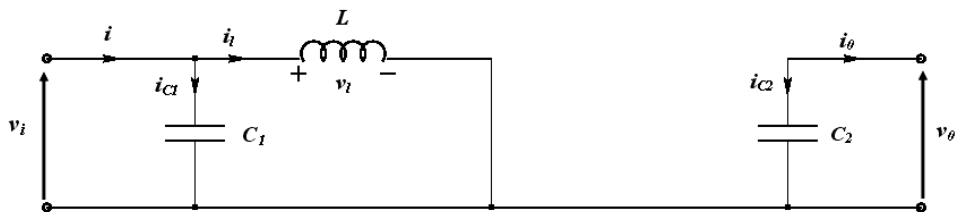


Figure I.13.a : Circuit équivalent d'un hacheur survolteur au temps de fermeture dT_s de commutateur.

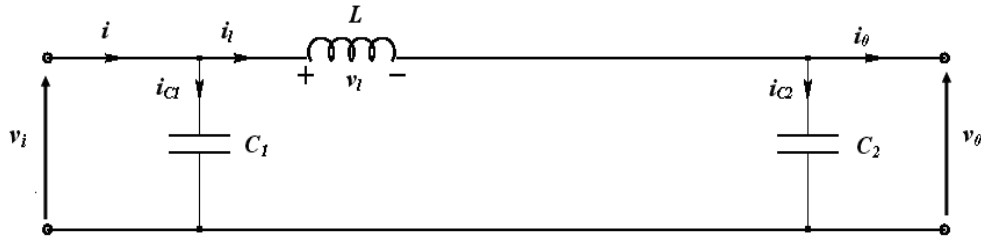


Figure I.13.b: Circuit équivalent d'un hacheur survolteur au temps d'ouverture de commutateur $d'T_s$.

I-9-1 Modèle mathématique du hacheur boost

Le modèle mathématiques de Hacheur Boost est réagit par les équations suivantes [5].

$$i_l = i - C_1 \frac{dv}{dt}, \quad (\text{I.13})$$

$$i_b = (1-d)i - C_2 \frac{dv_b}{dt}, \quad (\text{I.14})$$

$$v = (1-d)v_b + L \frac{di_l}{dt}. \quad (\text{I.15})$$

I-10 Fonctionnement optimal d'un générateur photovoltaïque

Depuis toujours la conception globale des systèmes photovoltaïques est une tâche plutôt difficile. En effet, côté source, pour un générateur photovoltaïque (PV), la production de puissance varie fortement non seulement en fonction de l'éclairement et de la température, mais aussi du vieillissement global du système.

De plus, côté charge, que ce soit en continu (DC) ou bien en alternatif (AC) le comportement du système dans ce cas est aléatoire. De ce fait, pour que le générateur fonctionne le plus souvent possible dans son régime optimal, la solution communément adoptée consiste alors à introduire un convertisseur statique qui jouera le rôle d'adaptateur source-charge. Par ailleurs et pour des conditions météorologiques données, c'est au niveau du point de puissance maximale de la caractéristique puissance en fonction de la tension que l'on exploite au mieux la puissance crête installée (Fig I.8). Nous pouvons voir sur cette figure, l'évolution de la puissance pour différents éclairagements [9].

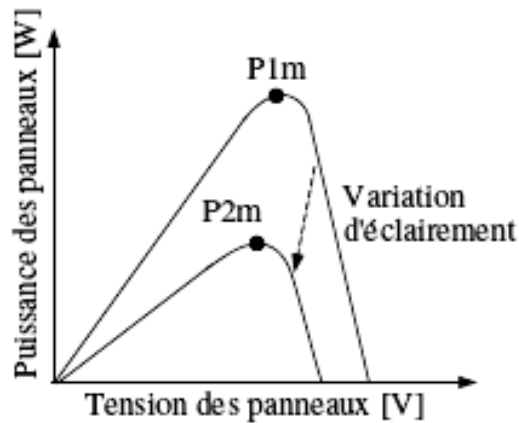


Figure I.14 : Point de puissance maximale

Il existe plusieurs méthodes de poursuite du point de puissance maximale souvent adoptées à savoir :

- Méthode avec contre réaction de tension
- Méthode MPPT avec mesure de V_{oc} du panneau
- Méthode perturbation et observation

Dans notre travail nous nous intéressons à la méthode P&O (Perturbation et Observation)

- **Algorithme « Perturbation et Observation » simple (P&O simple)**

C'est l'algorithme de poursuite du PPM le plus utilisé lequel comme son nom l'indique est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de V_{ref} et cela en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC. Suivi de l'observation de l'effet engendré sur la puissance de sortie du panneau. Si la valeur de la puissance actuelle $P(k)$ du panneau est supérieure à la valeur précédente $P(k-1)$, alors on garde la même direction de perturbation précédente, sinon on inverse la perturbation du cycle précédent. La figure (I.15) représente l'organigramme de l'algorithme de ce type de méthode.

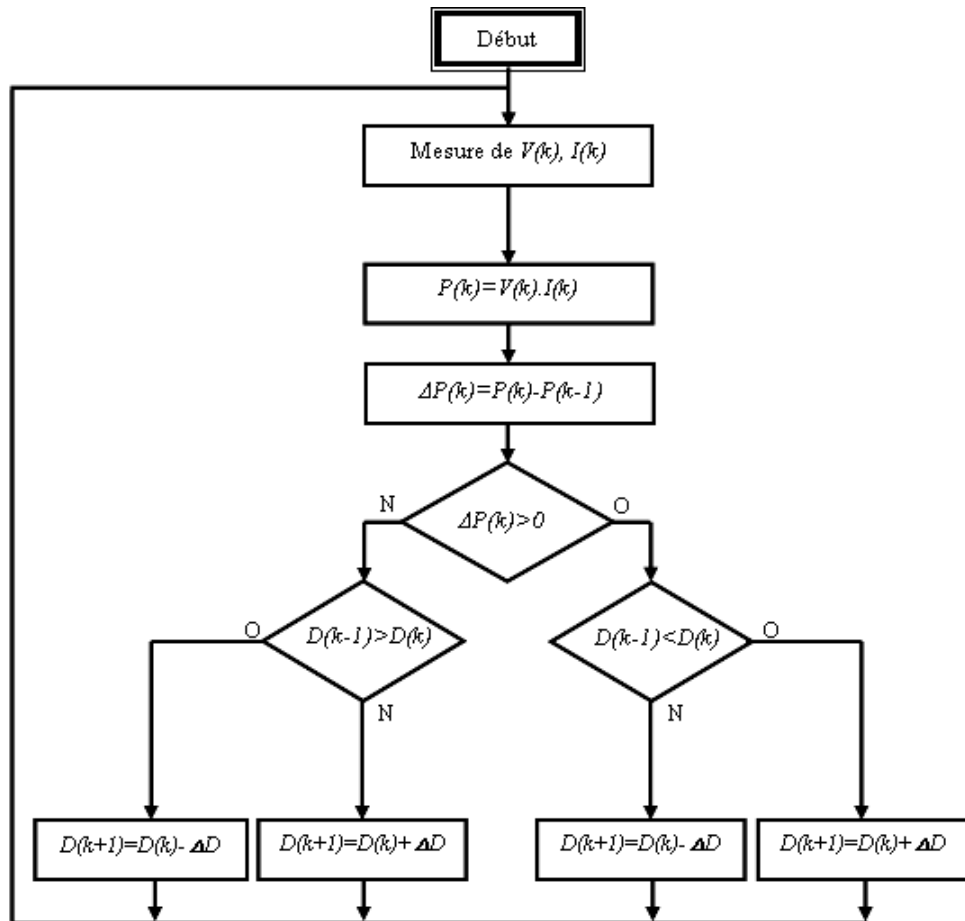


Figure I.15 : Organigramme de l'algorithme Perturbation et Observation (P&O).

Les étapes décrites par un tel algorithme sont les suivantes :

Dans une première phase la tension V et le courant I dans le générateur photovoltaïque sont mesurés pour calculer la puissance $P(k)$. Cette valeur $P(k)$ est comparée à la valeur de la puissance obtenue durant la dernière mesure $P(k-1)$.

Par la suite un test est effectué et se résume à :

Si la puissance fournie par le panneau se trouve être augmentée l'incrément du rapport cyclique d continuera dans le même sens que lors du dernier cycle et ceci est fait par les tests sur dV suivantes:

- Si $dV > 0$ cela veut dire qu'on a incrémenté V durant le dernier cycle et donc $D(k+1) = D(k) + \Delta D$
- Si $dV < 0$ qui signifie décrementé V durant le dernier cycle, nous ramène à : $D(k+1) = D(k) - \Delta D$ donc on termine dans le chemin où la puissance P continue à augmenter.

D'autre part si la puissance fournie par le panneau a diminué depuis la dernière mesure, l'incrémentation ou la décrémentation du rapport cyclique d se fera en sens inverse par rapport au dernier cycle et ceci est également réalisé par le test sur dV .

Ainsi, avec cet algorithme la tension de fonctionnement V est perturbée avec chaque cycle. Dès que le MPP sera atteint, V oscillera autour du point de fonctionnement idéal (V_{mp}), ce qui cause des pertes de puissances qui dépendent de la largeur du pas d'une simple perturbation Δd .

Il est à noter que :

Si la largeur du pas est grande, l'algorithme de MPPT répondra rapidement aux changements soudains et rapides des conditions de fonctionnement, mais occasionnera cependant des pertes dans des conditions qui changent lentement et dans les états stables.

Par contre, si la largeur du pas est très petite, les pertes dans les états stables ou les conditions qui varient lentement seront réduites. Dans ce cas le système aura une réponse lente aux changements rapides de la température ou d'insolation [8].

I-11 Simulation de la chaîne photovoltaïque

Une fois notre chaîne photovoltaïque conçue, une simulation est faite en premier lieu pour un seul module photovoltaïque et cela dans les conditions météorologiques standards, c'est-à-dire, un ensoleillement de 1000 W/m^2 et une température de 25°C .

Les résultats de simulation obtenue sont représentés à la figure I.16 suivante:

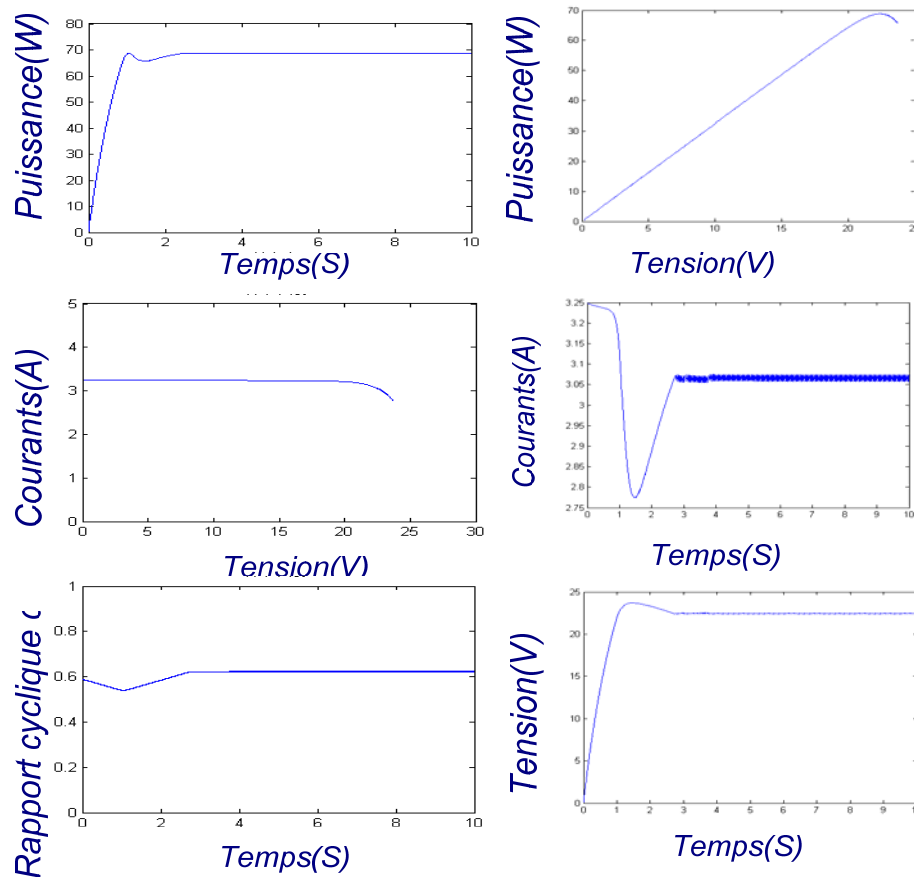


Figure I.16 : Les différentes caractéristiques du module photovoltaïque

I-11-1 Interprétation des courbes

Les résultats typiques de simulation des caractéristiques électriques à la sortie du panneau et à la sortie du hacheur contrôlé par la commande MPPT de P&O a montré que:

Après un régime transitoire, la commande MPPT fait osciller le point de fonctionnement autour du point de puissance maximale. En effet, on remarque que ce point de puissance maximale est d'abord atteint, suivi d'une chute légère de puissance, puis le point de fonctionnement optimal est regagné à nouveau. Cette puissance se stabilise autour de 70 W pour une tension et un courant respectivement de 23V et 3A correspondant à un rapport cyclique ϵ égale à 0.62.

Cependant, il est important de noter que toutes ces différentes grandeurs électriques (puissances, tensions et courants) oscillent autour du point de fonctionnement optimal.

I-12 Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons présenté les principes généraux sur les cellules solaires, la conversion photovoltaïque et les différents organes constituant un système photovoltaïque. De plus, l'influence du rayonnement, de la température sur les performances des générateurs photovoltaïques, afin de permettre une bonne compréhension du fonctionnement des systèmes PV.

Par ailleurs, vu l'importance du système de stockage dans les installations photovoltaïques, le système de batterie a été aussi décrit, ainsi que leur principe de fonctionnement. Par la suite, on a présenté différents types et les principales caractéristiques du convertisseur DC-DC et cela pour pouvoir établir les conditions de fonctionnement adéquates nécessaires à son couplage avec le générateur photovoltaïque.

Enfin, d'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure qu'effectivement les systèmes photovoltaïques donnent les mêmes performances que ceux avec les réseaux électriques ou presque. Ils peuvent donc les remplacer dans les zones isolées et cela vu les avantages qu'ils apportent à condition cependant que leur fonctionnement soit continu et optimisé. Pour ce faire, le recours ces dernières années à l'intégration des systèmes intelligents entre autres les réseaux de neurones artificiels se trouve être une solution adéquate. Ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II

Réseaux de Neurones

II-1 Introduction

Depuis longtemps, la nature a toujours été une source d'inspiration pour l'homme qui a toujours essayé de tirer profit de ce qui l'entourait. Sans doute, sa plus grande entreprise était de recopier le cerveau humain afin de créer une intelligence artificielle à l'image de celle rencontrée dans la nature.

De ce fait et suite aux développements récents de la biologie moderne et des neurosciences, plusieurs domaines ont connu l'éclosion de nouveaux concepts dont l'une des évolutions les plus marquées a conduit à l'introduction des réseaux de neurones dans les différents domaines et applications [10].

Dans ce chapitre et dans un premier temps, une description générale des réseaux de neurones ainsi que leur caractéristique seront présentés. Suivi par la proposition d'un réseau de neurones multicouche susceptible d'approximer et d'optimiser le comportement dynamique de contrôleur MPPT de la chaîne photovoltaïque du chapitre précédent.

II-2 Le neurone biologique et le neurone artificiel

Un réseau de neurones artificiels est un processeur parallèle de traitement d'informations distribuées, qui présente une propension naturelle à la mémorisation et à l'exploitation de connaissances relatives à l'environnement dans lequel il est immergé, connaissances acquises à partir de l'expérience [11].

Sa structure repose sur une interconnexion massive de cellules élémentaires de traitement d'information, dont le rôle est de copier le fonctionnement et comportement du cerveau humain [11].

L'analogie entre un réseau de neurones formels et le cerveau humain se résume par les trois caractéristiques suivantes [11]:

1. L'acquisition des connaissances d'un réseau de neurone artificiel se fait par apprentissage, au cours duquel le réseau peut être amené à modifier sa structure en créant ou supprimant des neurones ou des liaisons entre neurones.
2. La connaissance acquise par un réseau de neurones est encodée par les forces ou intensités évolutives des connexions établies entre neurones formels. Les forces de ces connexions reliant les neurones se réfèrent aux valeurs des poids ou coefficients synaptiques qui définissent les paramètres du modèle interne du réseau.

3. Etant donné que le modèle du problème considéré est inconnu ou difficile à formaliser. Un ensemble d'exemples, constitue l'entrée du problème auxquelles sont associées des solutions fournies par un expert, est néanmoins accessible.

II-3 Réseaux de neurones artificiels

Une manière simple de définir un réseau de neurones consiste à considérer qu'il s'agit d'un système de traitement de l'information composé d'un grand nombre de processeurs interconnectés appelés cellules. Chacune de ces cellules calcule sa sortie sur la base d'informations qui lui sont transmises à partir des autres cellules qui sont connectées à elle et des poids de ces connexions. Un réseau de neurones peut-être complètement décrit par la spécification des trois éléments suivants [11]:

1. l'élément de traitement,
2. l'architecture ou topologie du réseau qui correspond au schéma d'interconnexions,
3. le type d'apprentissage.

II-3-1 L'élément de traitement

Il est décrit par une fonction de transfert, appelée également fonction d'activation, qui établie une correspondance entre les valeurs présentées à l'entrée de la cellule et la valeur de sortie [11].

II-3-2 L'architecture d'un réseau

Elle est déterminée par la topologie de connexions des neurones. Dans ce cas trois classes d'architectures de réseaux peuvent être considérées à savoir : les réseaux multicouches, les réseaux récurrents et les réseaux topologiques [11].

II-3-2-1 Réseaux statiques ou multicouches

Dans ce type de réseau, les neurones sont arrangés par couches. De plus aucune connexion entre neurones d'une même couche n'est admise. Les connexions ne se font qu'avec les neurones des couches avales. Habituellement, chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante de manière exclusive [8].

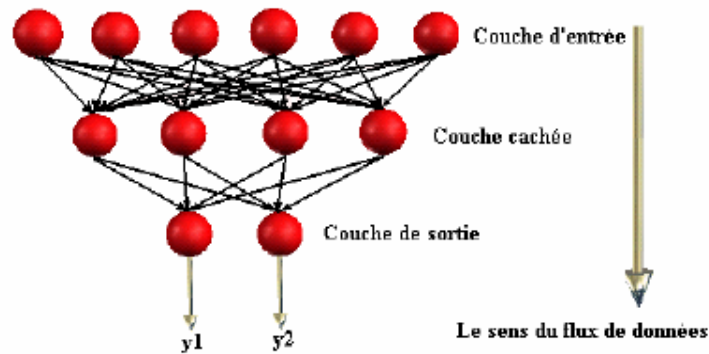


Figure II-1 : Architecture d'un réseau multicouche à interconnexion totale

II-3-2-2 Réseaux dynamiques ou récurrents

Les connexions récurrentes imposent la transmission de l'information dans le réseau considéré en arrière par rapport au sens de propagation défini dans un réseau multicouche.

Les réseaux récurrents sont appelés aussi réseaux dynamiques. En raison de leur caractéristique dynamique. En effet ces réseaux évoluent dans le temps étant donné que la sortie actuel $y(t)$ de ces réseaux dépend aussi des valeurs de sorties précédente $y(t-1)$. Par conséquent la notion du temps dans ces réseaux est importante [8].

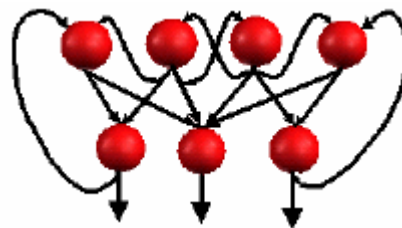


Figure II.2: Architecture d'un réseau récurrent mono-couche à interconnexion totale.

II-3-2-3 Réseaux topologiques

C'est la structure d'interconnexion la plus générale. En effet, dans ce cas, chaque neurone est connecté à tous les neurones du réseau ainsi qu'à lui-même (fig I.3).

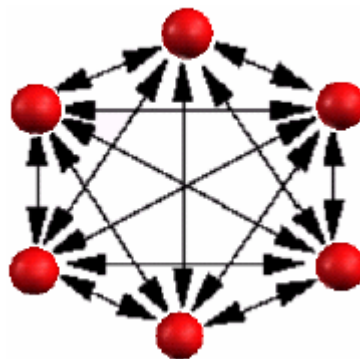


Figure II.3: Architecture d'un réseau topologique.

II-3-3 Apprentissage et adaptation

L'apprentissage est le processus par lequel le réseau de neurones acquiert la capacité d'effectuer certaines tâches et ce, en ajustant ses paramètres internes (poids synaptiques) selon un schéma d'apprentissage spécifique. En fin de ce processus d'apprentissage, le réseau est susceptible de nous fournir des sorties aussi proches que possible des sorties désirées. Il permet également au réseau de modifier dynamiquement son comportement afin de répondre à de nouvelles attentes ou de nouvelles situations [11].

La nuance de sens accordée au terme d'adaptation dans le domaine des réseaux de neurones est liée à la prise en considération ou non du facteur temps dans le processus d'apprentissage. Cet apprentissage, qu'il soit supervisé ou non supervisé, est en effet conventionnellement réalisé soit en ligne (temps réel), soit hors ligne (temps différé) [11].

II-3-3-1 Apprentissage supervisé

Un apprentissage supervisé est lié à la disponibilité d'exemples, ou de modèles de réponses qui seront présentés au réseau à adapter lors d'un tel processus afin de lui permettre d'acquérir les aptitudes attendus par le superviseur. L'ensemble des exemples utilisés pour l'apprentissage se présente sous forme de couples $(\mathbf{x}, \mathbf{y}^*)$ ou $\mathbf{y}^*$ est la réponse désirée du réseau à l'entrée $\mathbf{x}$ [8].

Les poids du réseau sont ajustés en fur et à mesure, suite à un signal d'erreur qui représente la différence entre la sortie estimée par le réseau et la sortie désirée par le modèle fournit par un algorithme approprié dit algorithme d'apprentissage.

Ainsi le réseau réalise une approximation de la fonction qui lui a servi de professeur. De plus les caractéristiques de l'algorithme neuronal lui permettent de généraliser et de répondre à une entrée quelconque, même si elle n'appartient pas au jeu d'apprentissage [8].

II-3-3-2 Apprentissage non supervisé

La détermination des poids, dans ce cas, n'est pas en fonction des erreurs, mais en présentant au réseau une quantité suffisante d'exemples contenant des corrélations de telle sorte que celui-ci en dégage les régularités automatiquement. Ces réseaux sont souvent appelés "auto-organiseurs" (self-organizing neural networks) ou encore à apprentissage compétitif [8].

II-3-3-3 Différents algorithmes d'apprentissage des Réseaux de Neurones Artificiels

La phase d'apprentissage est une étape déterminante dans la conception du réseau de neurones. Pour cela, des algorithmes appropriés ont été élaborés et développés et dont chacun se trouve être spécifique à un type de réseau déterminé [8].

Il existe plusieurs types d'algorithmes dont les plus fréquemment utilisés sont :

- L'algorithme de rétro propagation.
- Les algorithmes du gradient conjugué.
- L'algorithme de Levenberg-Marquardt

a) Algorithme de rétro propagation (backpropagation)

L'algorithme de rétro propagation de l'erreur est le plus utilisé dans le cas d'apprentissage supervisé des réseaux de neurones multicouches. Il a été proposé en 1980 par Rumelhart, Binton et Williams et est également appelé la méthode rétro propagation, cela en référence à l'erreur qui se "rétro propage" à travers les couches du réseau comme le montre la figure (II.4) [12].

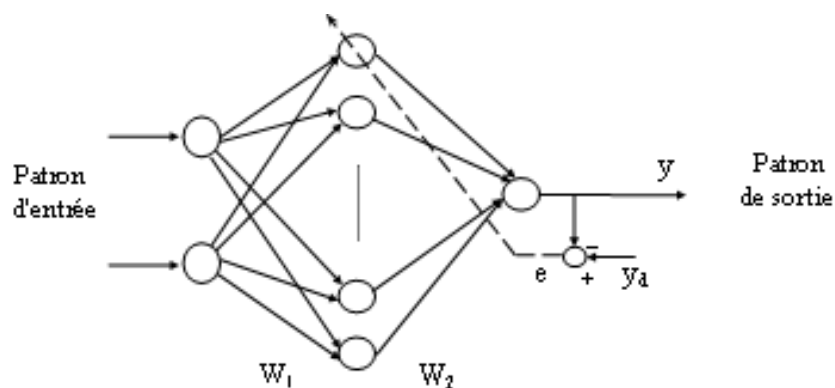


Figure II.4 : Principe de l'entraînement du réseau de neurone par rétro-propagation de l'erreur.

Malheureusement il est important de noter que toute la difficulté pour effectuer une descente du gradient dans un réseau multicouche consiste à pouvoir calculer la dérivée de l'erreur quadratique par rapport à un poids donné. Les recherches ont prouvés que l'utilisation de neurone à fonction d'activation dérivable permettait de régler ce problème [12].

b) Backpropagation avec momentum

Dans ce type d'algorithme de rétro propagation, l'idée consiste à rajouter une fraction du changement précédent $\Delta W_{ij}(t-1)$ lors du calcul du changement $\Delta W_{ij}(t)$ des poids. Ce terme additionnel a pour effet de maintenir une évolution des poids dans la même direction (cela évite de tomber dans des minimums locaux) comme le montre la figure (II.5).

L'équation d'adaptation est donnée par :

$$W_{ij}(t+1) = W_{ij}(t) + \eta \Delta W_{ij}(t) + \alpha \Delta W_{ij}(t-1) \quad (\text{II.1})$$

Le terme ajouté est appelé momentum, le terme α est utilisé pour pondérer l'effet de ce terme.

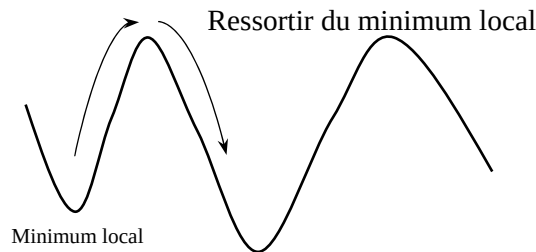


Figure II.5: Effet du momentum pour échapper d'un minimum local

L'utilisation de cette méthode permet de faire sortir les poids, des minimums locaux, afin de chercher d'autres optimums comme le montre la figure (II.5). Ce qui donne beaucoup de chances d'aboutir à un minimum global [12].

c) Méthode d'optimisation du second ordre

Les méthodes d'optimisation du second ordre sont utilisées pour améliorer le choix de la direction à entreprendre dans l'espace des poids à la recherche du minimum local. Ces méthodes sont basées sur l'utilisation de la dérivée seconde de la fonction objective par rapport aux poids. Ainsi, une matrice appelée " matrice Hessien H " nous informe sur la forme de la surface d'erreur dans l'espace des poids qui doit être utilisée.

Les algorithmes développés sont basés sur la méthode du gradient du second ordre qui est une extension de la technique de la recherche du minimum de Newton-Raphson dont la stratégie repose sur la progression pas à pas vers le minimum de la fonction. Par

conséquent, cette technique consiste à minimiser la fonction d'énergie qui s'exprime de la manière suivante :

$$E(k+1) = E(k) + E(k)\Delta W(k) + \frac{1}{2}\Delta W(k)^t E(k)\Delta W(k) \quad (\text{II-2})$$

Ainsi, si la surface d'erreur est considérée comme quadratique, la recherche du minimum impose de choisir on doit choisir ΔW tel que :

$$\frac{\partial E(k+1)}{\partial \Delta W} = 0 \quad (\text{II-3})$$

D'où l'on obtient :

$$\Delta W(k) = \eta_k [E(k)]^{-1} E(k) \quad (\text{II-4})$$

Avec : η_k : le taux d'apprentissage (positif et de valeur petit)

d) Méthode du gradient conjugué

Afin de minimiser l'équation (II.2), on se donne une direction d vers laquelle la recherche des réadaptations des poids est orientée pour atteindre le minimum en utilisant la relation suivante :

$$\Delta W(k) = \eta_k d_k \quad (\text{II-5})$$

Chaque direction représente une combinaison linéaire du gradient actuel et de la direction précédente régie par:

$$d_k = \frac{\partial E(k)}{\partial W(k)} + \beta_{k-1} d_{k-1} \quad (\text{II-6})$$

Dans le cas où au bout de plusieurs itérations, le minimum voulu n'est pas atteint, cette méthode permet de redémarrer à partir de ce dernier point et cela en réinitialisons les paramètres β_{k-1} à zéro et reprendre de nouvelles recherches.

Cette méthode permet de changer rapidement la direction de recherches pour obtenir l'optimum désiré. En effet, elle a une convergence plus rapide par rapport à la backpropagation et cela après un même nombre d'itérations. Néanmoins, elle nécessite plus de calcul et complique l'implémentation.

e) Méthode de Levenberg-Marquardt

Afin de bénéficier des avantages de chacune des méthodes présentées précédemment, le chercheur Marquardt proposa une stratégie qui bénéficie à la fois d'une convergence rapide et d'une indépendance des résultats vis-à-vis du vecteur initial [12].

La méthode de Levenberg-Marquardt est l'une des méthodes les plus utilisées, qui consiste à considérer la surface d'erreur quadratique en se basant sur la fonction d'énergie. Elle se présente comme suit

Soit F_i^l les vecteurs des dérivées de l'erreur à la sortie du réseau par rapport à ces vecteurs poids w_i^l pour $l = 1, \dots, L$ et $i = 1, \dots, n_i$.

Tel que i représente le $i^{\text{ème}}$ neurone.

L = représente la $l^{\text{ème}}$ couche.

A la présentation de la $p^{\text{ème}}$ entrée, on a :

$$F_i^l = \sum_{p=1}^M \sum_{i=1}^{n_i} (d_i^p - y_i^L) \left(- \frac{\partial y_i^L}{\partial w_i^L} \right) \quad (\text{II-7})$$

Avec :

M : Le nombre d'exemple d'entraînement.

n_i : Le nombre de neurones dans la couche l .

y_i^L : La $i^{\text{ème}}$ sortie du réseau.

d_i^p : La sortie désirée pour la $p^{\text{ème}}$ entrée.

w_i^L : Le vecteur de poids lui parvenant des neurones qui le précède et qui inclus en plus le biais.

$$w_i^L = [w_{i1}^L, w_{i2}^L, \dots, w_{in_{i-1}}^L, \theta_i^L] \quad (\text{II-8})$$

Afin de trouver l'optimum à partir de (II.2) et (II.3), on définit un vecteur F rassemblant tous les vecteurs F_i^L définis par l'équation (II.7), on obtient :

$$H\Delta W = -F \quad (\text{II-9})$$

La méthode Levenberg-Marquardt remplace le calcul du Hessien par une approximation numérique donnée par la relation suivante [9] :

$$H = FF^t + \lambda\Omega \quad (\text{II-10})$$

Avec :

λ : Coefficient positif (il est utilisé pour mieux conditionner la matrice H)

FF^t : La matrice définie semi-positive.

Ω : La matrice d'un choix approprié à λ .

II-4 Certaines considérations pratiques pour le choix du réseau de neurones adéquat

Avant de procéder à l'apprentissage d'un réseau de neurones artificiels, un certain nombre de paramètres doivent être fixés entre autres : dimensionnement du réseau, pas d'apprentissage..., etc, cela au risque d'engendrer et/ou de compromettre le processus d'entraînement dans le cas d'un mauvais choix. Ces considérations se résument en :

a. Choix et dimensionnement d'un réseau

D'une manière générale, il n'existe pas de méthode systématique pour la détermination du nombre de couches dans le réseau ou le nombre de neurones par couche. Néanmoins, il existe dans ce sens des règles pratiques tirées à partir de l'expérience, parmi lesquelles nous pouvons citer:

Règle 1 : le nombre de neurones par couche doit être d'autant plus élevé que la relation entre ces entrées et sortie est complexes [11].

Règle 2 : le nombre de couches cachées doit être égal au nombre de relations qui existent entre les neurones de la couche d'entrée et ceux de la couche de sortie [11].

b. Paramètre d'apprentissage ou pas de correction η

Le choix du paramètre d'apprentissage η a un effet important sur les performances du réseau. Généralement, il prend des valeurs petites de l'ordre de 0.05 à 0.25, afin d'assurer une

certaine convergence. Ce paramètre présente en réalité un dilemme : s'il est trop grand, il peut entraîner des oscillations, s'il est trop petit, le temps d'apprentissage devient infini. Par conséquent, le paramètre η est choisi variable à partir d'une valeur grande que l'on diminue progressivement [11].

c. Poids initiaux

Les poids initiaux sont choisis aléatoirement entre -0.5 et 0.5. Par ailleurs, il est recommandé de ne pas initialiser les poids synaptiques à une même valeur.

d. Minimums locaux

L'algorithme d'apprentissage peut éventuellement, converger vers un minimum local du critère d'erreur. Dans ce cas, l'erreur stagnera autour d'une valeur relativement grande et les performances requises ne seront jamais atteintes. Pour remédier à ce problème, il existe plusieurs alternatives à savoir : changer le pas de correction, changer les poids initiaux, utiliser la rétro-propagation avec momentum, changer la fonction d'activation, augmenter le nombre de couches cachées ou bien augmenter le nombre de neurones par couche.

e. Saturation du réseau

Etant donné que, les fonctions d'activation dans un réseau de neurones sont généralement bornées et fournissent des sorties comprise entre 0 et 1 ou entre -1 et 1, il est de ce fait nécessaire de mettre à l'échelle les données présentées en entrée

II-5 Les réseaux de neurones et la commande MPPT

Comme il a été mentionné plus haut les réseaux de neurones artificiels sont des modèles électroniques basés sur la structure neuronale du cerveau humain lesquels sont utilisés dans notre travail par la chaine photovoltaïque conçue, afin de trouver la position du point maximum de puissance en un nombre réduit d'itérations et une réduction significative des oscillations autour de ce dernier.

Ce type de commande s'effectue en deux phases: une phase d'apprentissage et une autre de commande

- Phase d'apprentissage: lors de cette phase, le réseau de neurones apprend la fonction entrées/sorties du contrôleur déjà existant. En effet, un fichier d'exemples est généré par

contrôleur MPPT existant et présenté au réseau de neurones en laissant ce dernier commander le système en utilisant un algorithme d'apprentissage supervisé.

- Phase de commande: une fois l'apprentissage effectué, le contrôleur est remplacé par le réseau de neurones entraîné afin de commander le système.

II-5-1 Architecture du réseau de neurones artificiels adopté

Le réseau de neurones destiné à remplacer le contrôleur MPPT est choisi comme étant un réseau statique, multicouche, constitué de trois couches respectives comme illustré à la figure(II.6)

- une couche d'entrée avec deux neurones,
- deux couches cachées
 - La première avec 8 neurones,
 - La deuxième de 5 neurones.
- Et un seul neurone dans la couche de sortie.

Les entrées du réseau de neurones du contrôleur MPPT sont considérées comme la température T et l'ensoleillement S , alors que la sortie du réseau de neurones correspond au rapport cyclique d .

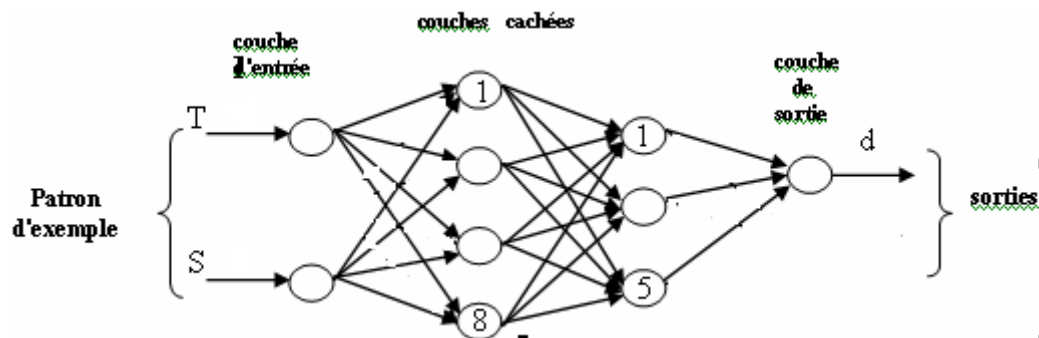


Figure II.6: Architecture du réseau de neurones adopté

L'apprentissage du réseau de neurone est effectué avec l'algorithme Levenberg-Marquardt. La durée de cette phase d'apprentissage est de 100000 de périodes (epoch) pour atteindre une erreur imposée de $1e^{-5}$, avec un nombre d'échec de 5 fois et une performance de gradient minimale de $1e^{-10}$.

II-6 Simulation et interprétation

Afin de vérifier les aptitudes de notre réseaux de neurones à approximer et à optimiser les performances assurées par le contrôleur classique MPPT, nous avons effectué le même essai que celui du chapitre I de la section (I.8).

Les résultats de la simulation sont représentés à la figure (II.7).

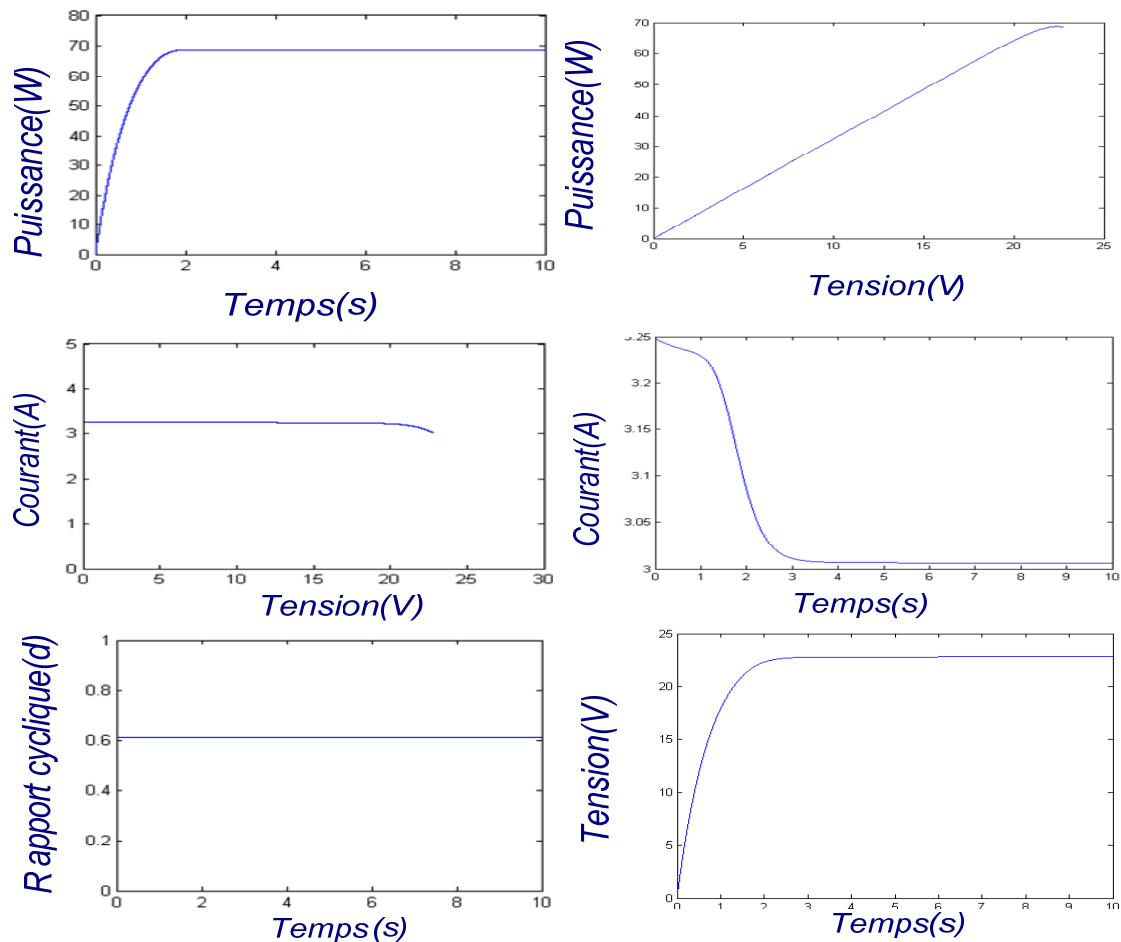


Figure II.7: Résultats de Simulation de la chaîne photovoltaïque avec réseau de neurones

Il est clair d'après les résultats obtenus que les performances obtenues à base de réseaux de neurone sont de loin meilleurs que ceux avec le contrôleur MPPT classique. En effet ceci est mis en évidence par la courbe de puissance en fonction du temps qui ne présente aucune chute, aussi dans ce cas toute l'énergie générée par le générateur photovoltaïque est transmise à la charge.

II-7 Test de robustesse:

Afin d'évaluer les capacités d'adaptation aux perturbations du RNA adopté et tester sa robustesse, nous avons effectué un changement de Température de 25°C à 40°C entre T1=4s et T2=6s.

II-7-1 Simulation P&O pour (T variable 25°C-T=40°C S= (1000 w/m²)

Dans ce cas et afin de voir l'impact de cette perturbation, une de notre chaine avec et sans réseau de neurone est effectuée pour les tests suivants:

- Simulation P&O pour T variable 25°C- T=40°C avec S= 1000 w/m² (Fig II.8)
- Simulation avec réseau de neurone pour T variable 25°C- T=40°C avec S= 1000w/m² (Fig II.9)
- Simulation P&O pour S variable 1000 w/m²- 900 w/m² avec T =25°C° (Fig II.10)
- Simulation avec réseau de neurone pour S variable 1000 w/m²- 900 w/m² avec T= 25°C° (Fig II.11)
- Simulation P&O pour Nombre de cellule qui varie de 45 cellules a 43 cellules (Fig II.12)

Simulation avec réseau de neurone pour pour Nombre de cellule qui varie de 45 cellules a 43 cellules (Fig II.13)

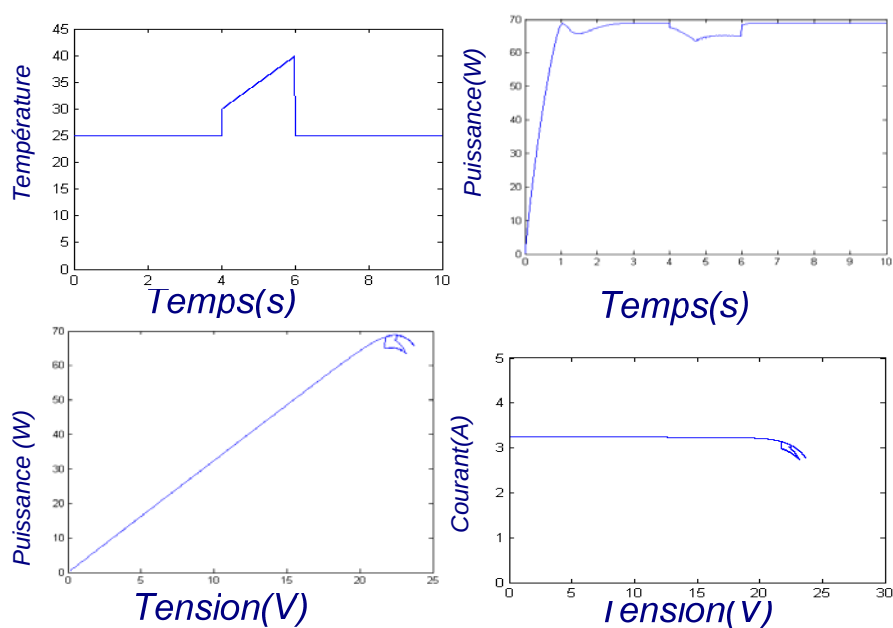


Figure II-8 : Simulation P&O pour (T variable (25°C- 40°C))

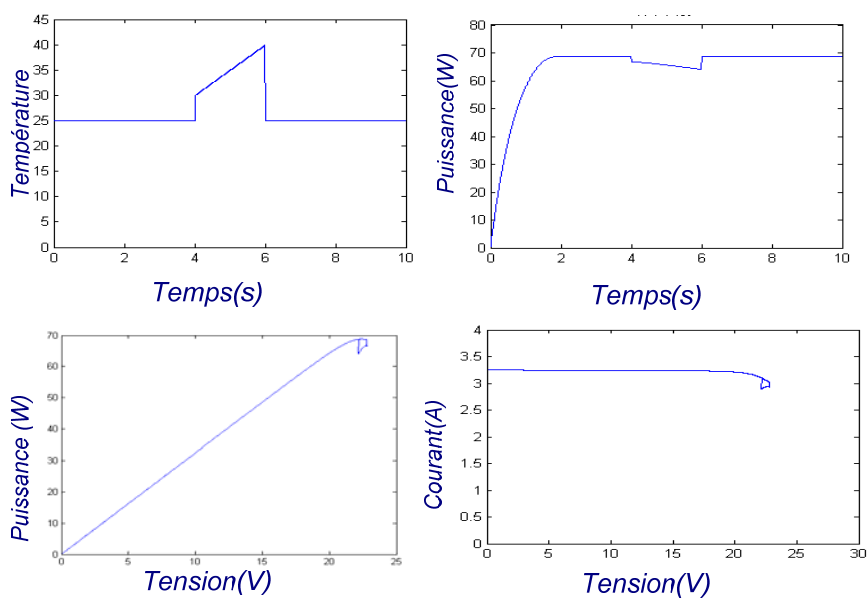


Figure II-9: Simulation avec réseau de neurone pour (T variable (25°C- 35°C))

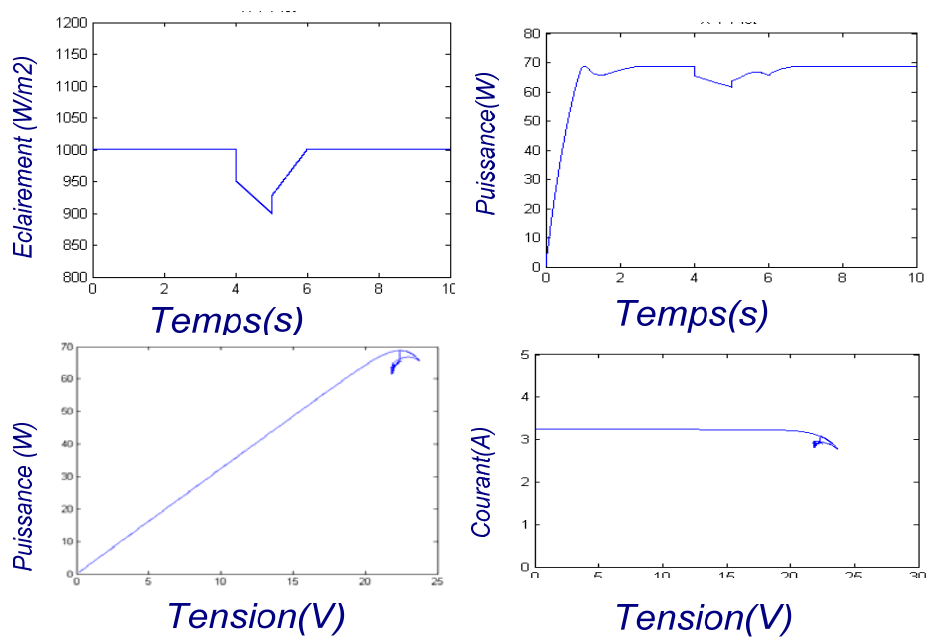


Figure II-10: Simulation avec P&O pour (S variable 1000 w/m²- 900 w/m²)

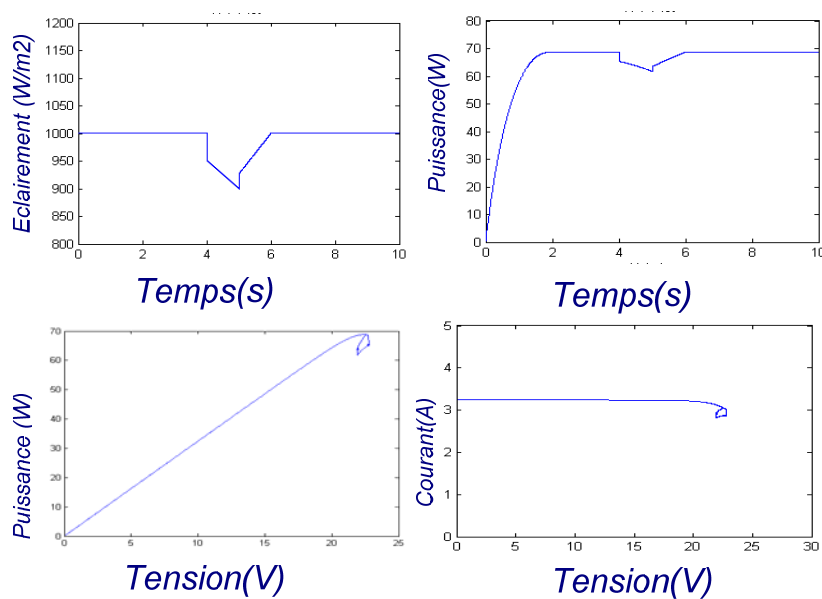


Figure II-11 : Simulation avec réseau de neurone pour (S variable 1000 w/m²- 900 w/m²)

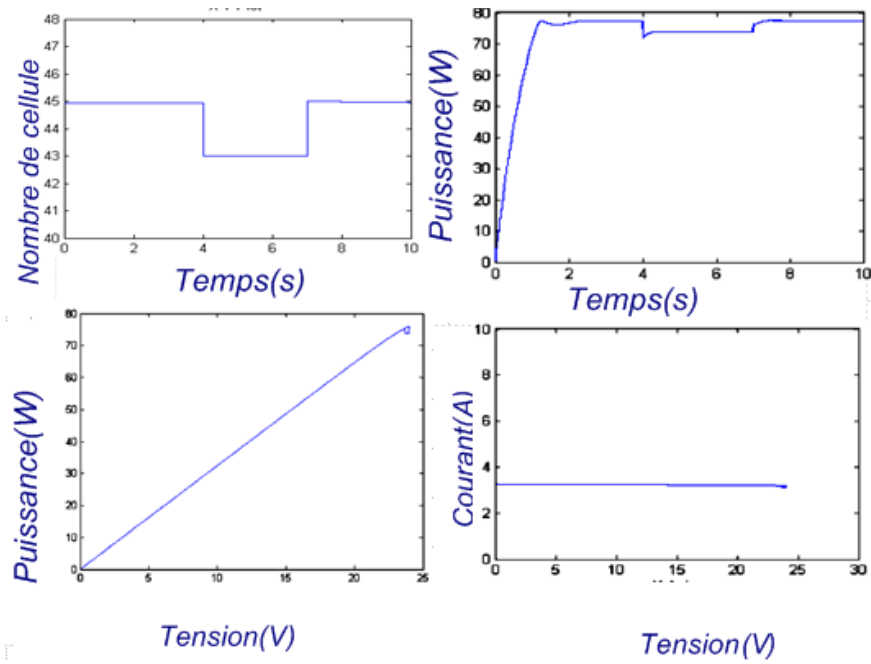


Figure II-12 : Simulation P&O pour Nombre de cellule qui varie de 45 cellules a 43 cellules

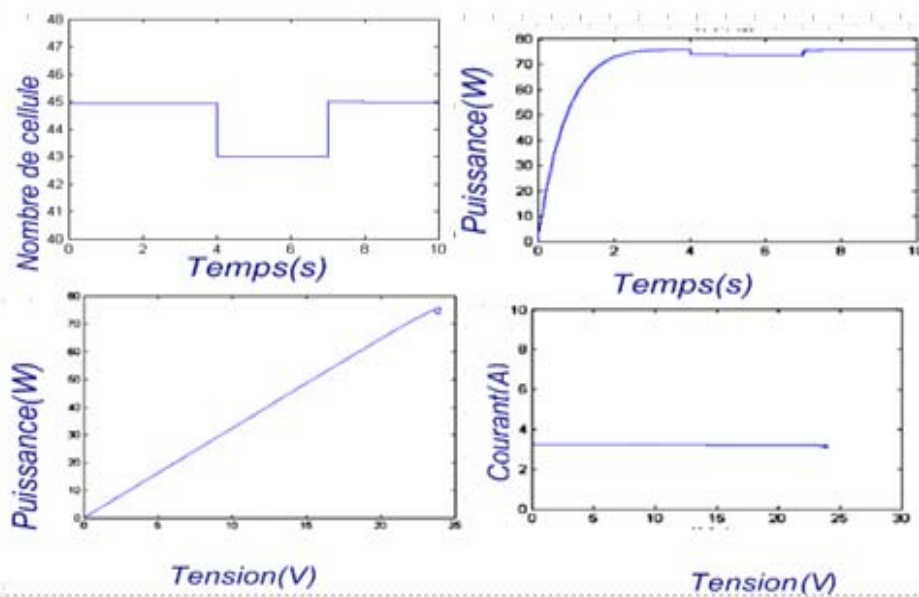


Figure II-13 : Simulation avec réseau de neurone pour Nombre de cellule qui varie de 45 cellules a 43 cellules

D'après les résultats obtenue, il est claire que notre contrôleur à base de réseau de neurone est plus robuste au changement climatique que le contrôleur classique, en effet dans toutes les conditions notre contrôleur neuronal suit parfaitement le point de puissance maximale.

II-10 Conclusion

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. Cependant il existe plusieurs algorithmes qui sont utilisés, pour l'apprentissage des réseaux multicouches. Les méthodes qui assurent une convergence rapide sont celle du second ordre dans le cas d'apprentissage par paquet et celle de du premier pour ceux dont l'apprentissage est incrémental.

Dans notre cas, et comme il a été largement décrit dans ce chapitre, l'objectif visé est de remplacer le contrôleur MPPT par un RNA afin d'améliorer les performances du système PV conçu et assurer une poursuite continu du PPM même en cas de défaillance de notre système. C'est ce qui a été démontré dans cette partie du travail.

A la fin, le système photovoltaïque concerné sera utilisé pour l'alimentation d'un moteur asynchrone à cage que fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

Modélisation de la Machine Asynchrone

III-1 Introduction

Comme il a été mentionné au chapitre II, les réseaux de neurones artificiels (ANN) sont des systèmes intelligents lesquels sont souvent utilisés pour l'optimisation des algorithmes de MPPT. Ils sont utilisés afin de trouver la position du point maximum de puissance en un nombre réduit d'itérations. L'une des applications des systèmes photovoltaïque avec et sans réseaux de neurones est l'alimentation de la machine asynchrone à cage qui fera l'objet de ce chapitre

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor de cette machine [13].

Dans ce chapitre, nous présenterons dans un premier temps le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension.

L'objectif de ce chapitre est la modélisation de l'ensemble machine - convertisseur statique (onduleur) afin de pouvoir simuler la machine et les différentes commandes associées.

En adoptant certaines hypothèses simplificatrices, nous établirons un modèle mathématique de la machine dont la complexité a été réduite en lui appliquant une transformation dite de PARK. En plus, en faisant un choix convenable du référentiel, nous aboutirons au modèle de la machine alimentée en tension [14].

Nous présenterons les résultats de simulation de la machine pour deux types d'alimentations :

- Alimentation en tension à travers un onduleur MLI,
- Et l'alimentation de notre machine par la chaîne PV à base de réseaux de neurone adapté au chapitre III et cela afin de comparer les performances des deux systèmes

III-2 Modélisation de la machine asynchrone

Soit une machine asynchrone triphasée représentée schématiquement par la figure (III-1) [14], [15].

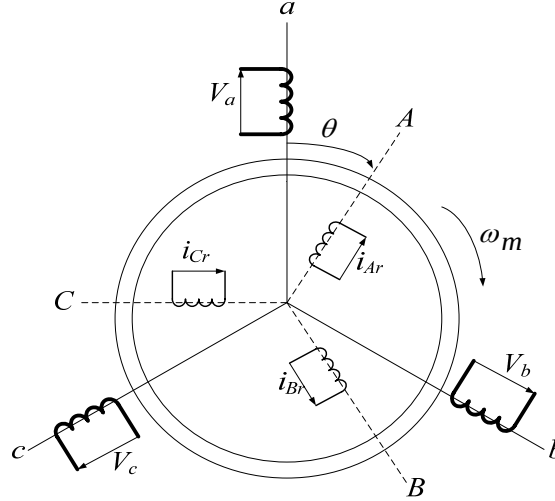


Figure (III.1): Représentation schématique d'une machine asynchrone.

Où

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$: Sont les tensions appliquées aux trois phases du stator.

$[V_r] = [V_{Ar} \ V_{Br} \ V_{Cr}]^T$: Sont les tensions appliquées aux trois phases du rotor.

$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$: Sont les courants traversant les enroulements statoriques.

$[i_r] = [i_{Ar} \ i_{Br} \ i_{Cr}]^T$: Sont les courants traversant les enroulements rotoriques.

$[\phi_s] = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T$: Sont les flux totaux à travers les enroulements statoriques.

$[\phi_r] = [\phi_{Ar} \ \phi_{Br} \ \phi_{Cr}]^T$: Sont les flux totaux à travers les enroulements rotoriques.

III-2-1 Hypothèses simplificatrices

Nous désignons par (a, b, c) les phases statoriques et par (A, B, C) les phases rotoriques. Dans le but de modéliser la machine asynchrone, il est nécessaire de considérer les hypothèses simplificatrices suivantes [16]:

- ✓ La machine est considérée comme étant non saturée,
- ✓ Son matériau magnétique est censé être parfaitement feuilleté pour éliminer l'effet de courant de Foucault,
- ✓ Seul le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice tournante est pris en compte. Il s'en suit que l'inductance propre d'un enroulement est constante et que l'inductance mutuelle entre deux enroulements ne dépend que de l'angle entre ces enroulements,
- ✓ Les effets d'encoches sont négligés et l'entrefer est supposé être constant,
- ✓ On néglige l'effet pelliculaire.

III-2-2 Equations électriques et magnétique de la machine

Les équations électriques et magnétiques des trois phases statoriques et rotoriques de la figure (III-1), écrites sous forme matricielles, sont définies comme suit :

1) Équations électriques

$$\begin{cases} [V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] & \text{au stator} \\ 0 = R_r [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{ABC}] & \text{au rotor} \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

2) Équations magnétiques :

Les équations magnétiques qui établissent la relation entre les flux et les courants statoriques et rotoriques s'écrivent comme suite :

$$\begin{cases} [\phi_{abc}] = [L_s] [i_{abc}] + [L_{sr}] [i_{ABC}] \\ [\phi_{ABC}] = [L_r] [i_{ABC}] + [L_{rs}] [i_{abc}] \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = L_{sA} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{Avec : } [L_{rs}] = [L_{sr}]^t$$

La combinaison des deux systèmes d'équation (III-1) et (III-2), nous permet d'aboutir aux équations de fonctionnement de la machine suivantes :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}] [i_{ABC}]) \\ 0 = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} ([L_{rs}] [i_{abc}]) \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

III-2-3 Equation mécanique de la machine

L'équation mécanique est donnée par :

$$C_{em} = j \frac{d}{dt} \Omega + C_r + f_r \Omega \quad (\text{III-4})$$

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. Ce qui engendre une certaine complexité de la résolution analytique.

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

III-3 Transformation de PARK

L'objectif visé par cette transformation consiste à permettre le passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé à deux axes fictifs (d, q) en quadrature équivalents, comme le montre la figure (I.2) [15], [16].

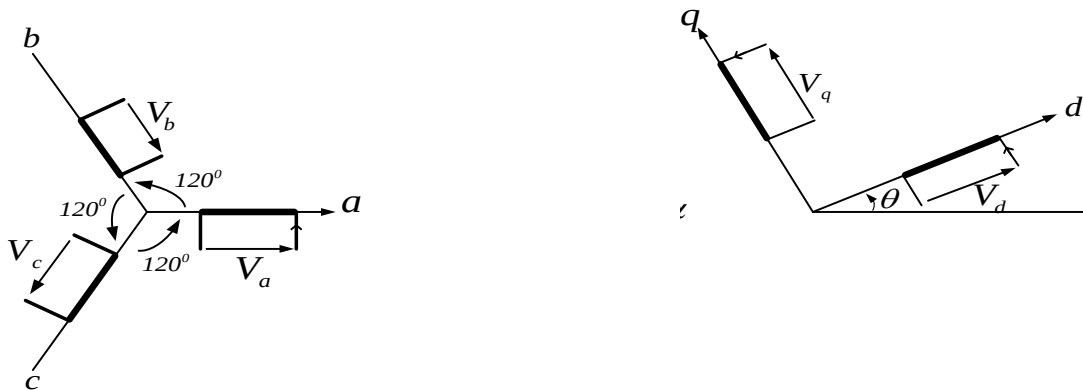


Figure (III-2): Représentation spatiale de la transformation triphasée – biphasée

La matrice permettant le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes X_{dqo} du système biphasé tournant à la même vitesse est définie comme :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-5})$$

Avec :

θ : Qui représente l'angle entre la phase « a » du stator et l'axe « d » du référentiel adopté.

Les courants, les tensions et flux dans le nouveau repère seront définis de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-6})$$

III-3-1 Equations de la machine biphasée équivalent

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 θ et de réduire la complexité du modèle citée précédemment [15], [16].

Les équations électriques et mécaniques sont définies comme suit :

1) Équations des tensions

On notera $[A_s]$ la matrice de transformation correspondant aux phases statoriques, avec $(\theta = \theta_s)$, et celle des phases rotoriques $[A_r]$ avec $(\theta = \theta_r)$.

Dans le repère biphasé de Park d'axe (d,q) tournant à la vitesse de rotation du référentiel ω_a , les équations électriques de tension s'écrivent comme [14], [15] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

2) Équations des flux

Les relations entre flux et courant sont données par [15], [16] :

$$\begin{cases} \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

3) Équation mécanique

L'équation mécanique est donnée par [15], [16] :

$$C_{em} = j \frac{d}{dt} \Omega + C_r + f_r \Omega \quad (\text{III-9})$$

III-3-2 Choix du référentiel

Une fois le modèle de la machine établi, il existe trois possibilités concernant le choix du repère d'axes (d, q) qui dépendent des objectifs de l'application considérée [15], [16]. Dans le présent travail, nous avons opté pour le référentiel lié au champ tournant dont le choix est imposé en vue de la commande vectorielle qui fait l'objet de mémoire. Par conséquent la représentation d'état du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension est donnée par la forme matricielle (III-10) et cela en considérant les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) et la pulsation ω_s comme variables de commande et les courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}) , les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) et la vitesse mécanique Ω comme variable d'état.

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (\text{III-10})$$

Où: X : vecteur d'état, $\frac{dX}{dt} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \Omega]^t$

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

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} R_{sm} & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} R_{sm} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec : $R_{sm} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r$

Dans ce cas, l'équation mécanique s'écrit comme :

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J} \left(\frac{PL_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - C_r - f_r \Omega \right) \quad (\text{III.11})$$

III-4 Alimentation de la machine asynchrone

III-4-1 Alimentation directe par le réseau

Pour mettre en évidence le problème de couplage entre les diverses grandeurs (d'entrées, internes et de sorties) du moteur qui se traduit par le couple électromagnétique oscillatoire, nous supposons dans un premier temps que la machine est branchée en étoile et alimentée par un système de tension triphasé équilibré régit par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = (V \sqrt{2}) \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi) \\ \cos\left(\omega_s t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_s t + \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

La transformation de Park appliquée à ce système, nous conduit au système biphasé de tension équivalent V_{ds}, V_{qs} suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_m \sqrt{\frac{3}{2}} \cos \varphi \\ V_{qs} = -V_m \sqrt{\frac{3}{2}} \sin \varphi \end{cases} \quad \text{Avec : } V_m = V \sqrt{2} \quad (\text{III-13})$$

φ : étant le déphasage entre tension de référence et le courant

Il est clair que pour $\varphi = 0$, nous avons :
$$\begin{cases} V_{ds} = V_m \sqrt{\frac{3}{2}} \\ V_{qs} = 0 \end{cases}$$

III-4-2 Simulation et interprétation de la machine en boucle ouvert alimentée par des tensions sinusoïdales

Nous avons simulé la dynamique de la machine dont les paramètres sont donnés dans l'annexe C alimentée par un réseau triphasé équilibré 380/220V, $f=50\text{Hz}$ notons que pour notre simulation numérique le logiciel Matlab-Simulink a été utilisé et cela pour :

- ✓ démarrage à vide de la machine asynchrone
- ✓ démarrage à vide de la machine asynchrone suivie d'une application d'un couple résistant de 10Nm entre 0.5s et 0.7s

Les résultats obtenus sont représentés aux figures (III-3) et (III-4).

La figure (III-3) montre qu'après un régime transitoire oscillant qui dure 0.2s, toutes les grandeurs se stabilisent. La vitesse de rotation atteint une valeur de 1500tr/min (157rd/s). Le couple électromagnétique atteint une valeur maximale de 45 Nm en régime transitoire puis se stabilise à la valeur du couple résistant pour compenser les pertes par frottements et ventilation. Le courant I_{ds} se stabilise à 0.32A et le courant I_{qs} prend une valeur de -4.4A. Le flux rotorique ϕ_{dr} se stabilise à 0.09wb et le flux ϕ_{qr} se stabilise à -1.1wb.

La figure (III.4) montre clairement que dans le cas du démarrage à vide avec application d'un couple résistant, la machine répond à cette perturbation par une diminution de la vitesse. En effet, l'application d'un couple résistant entraîne automatiquement une variation des composantes du flux rotorique, alors que le couple électromagnétique la compense de manière instantanée. La vitesse de rotation et le courant de phase quant à eux atteignent leurs valeurs nominales (1420tr/min et 10.1A), Ce qui est important de remarquer à partir des résultats obtenu c'est l'absence de découplage au sein de la machine asynchrone, étant donné que les grandeurs en régime permanent sont stable et que les oscillations en transitoire sont moindre vu le type d'alimentation utilisée.

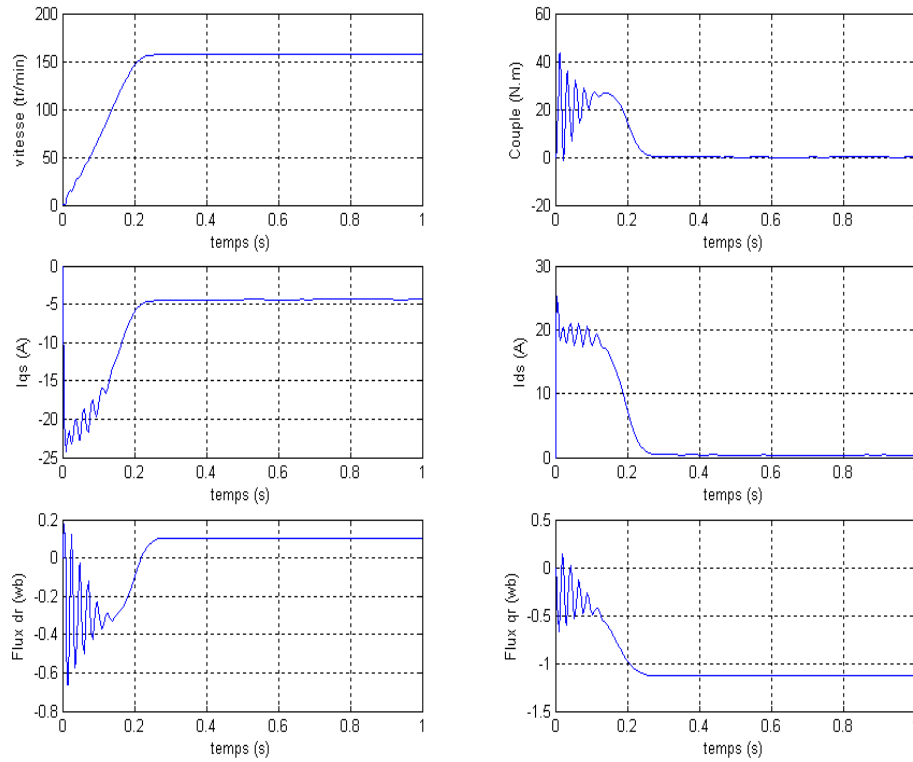


Figure (III-3): Simulation de la machine asynchrone à vide

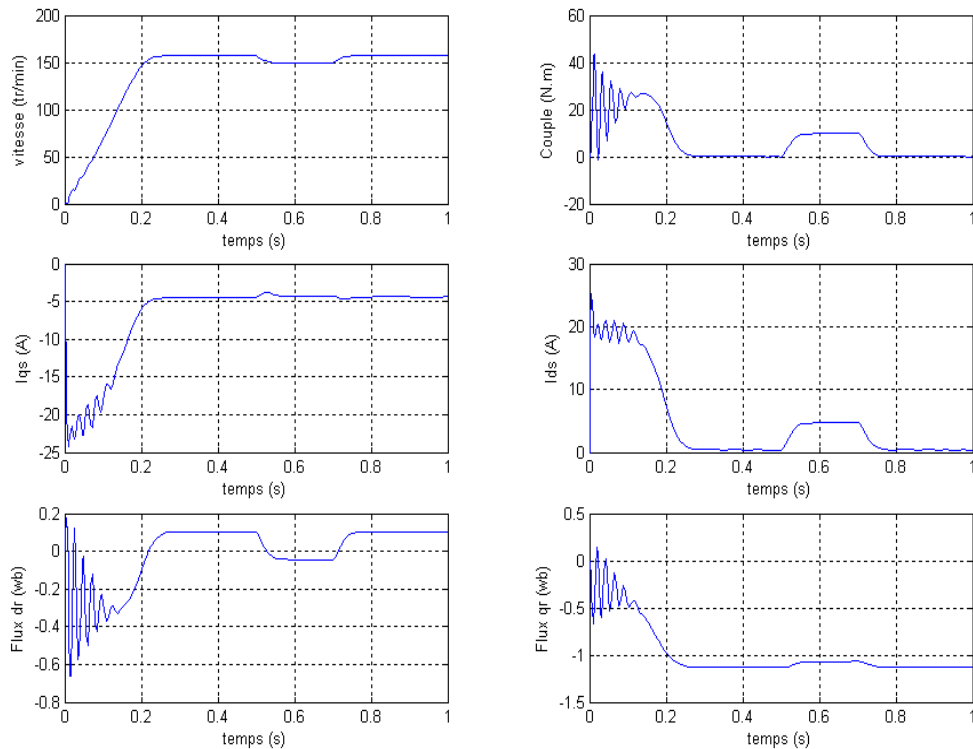


Figure (III-4): Simulation de la machine asynchrone à vide suivi d'une application d'un couple résistant de 10Nm entre 0.5s et 0.7s.

IV-5 Association de l'ensemble Onduleur de tension "MLI" –MAS

L'alimentation directe de la machine asynchrone à partir du réseau ne permet pas la variation de la vitesse de rotation. A cet effet, nous devons faire appel à un convertisseur statique susceptible de permettre de faire varier la fréquence d'alimentation et par conséquent, la vitesse de rotation du moteur.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et au technique Modulation de largeur d'impulsion (MLI), il a été possible de réaliser des convertisseurs statiques qui, par le contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs, permettent d'imposer le profil désiré de la tension et du courant aux bornes du moteur [15], [16]. Effectivement, la technique MLI, par un découpage approprié de la tension continue autorise le réglage de la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence.

En effet, il est possible d'optimiser le fonctionnement du moteur (réduction des oscillations du couple et des courants) en choisissant la stratégie de commande MLI à utiliser [15], [16].

Le schéma de l'ensemble Onduleur-MAS est illustré à la figure (IV-5)

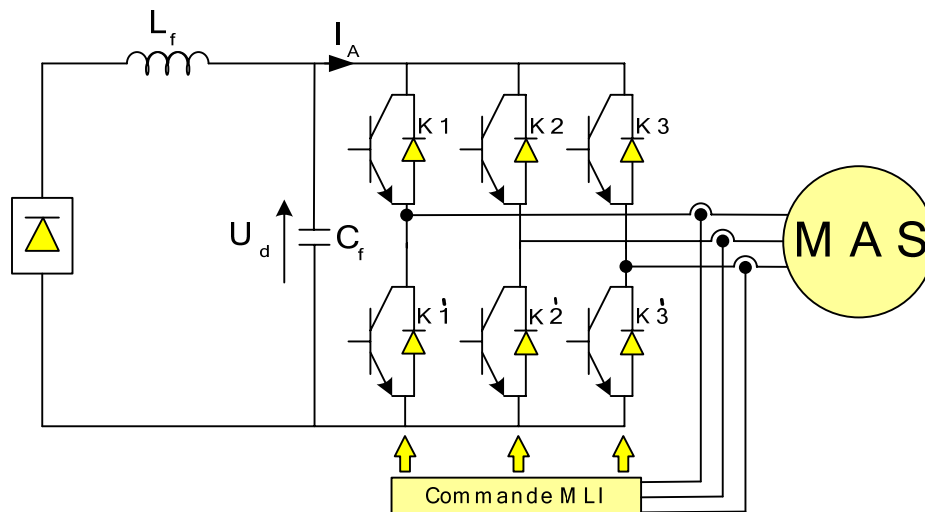


Figure (III-5): Schéma de l'association Onduleur-Machine Asynchrone

IV-5-1 Modélisation de l'onduleur MLI –stratégie hystérésis :

L'onduleur utilisé est un convertisseur statique continu-alternatif de type à modulation de largeur d'impulsion MLI, constitué de six interrupteurs rapides, qui sont des transistors de type MOSFET. Nous avons opté pour la technique dite à hystérésis basée sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que la variation du courant dans chaque phase du moteur est limitée dans une bande encadrant les références des courants [18].

Le schéma du comparateur à hystérésis est illustré à la figure (IV-6)

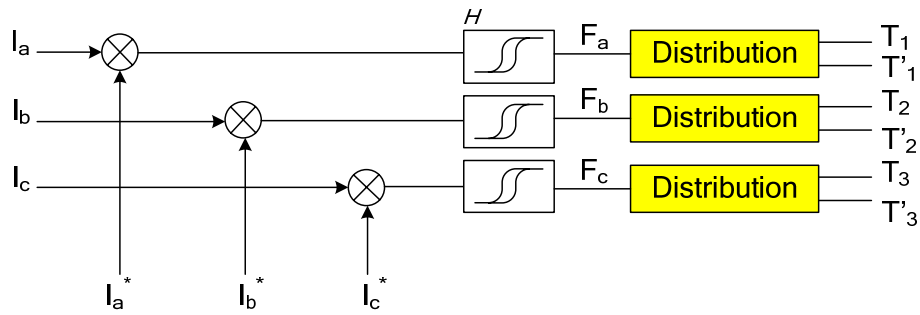


Figure (III-6): Comparateur à hystérésis

Ce contrôle s'effectue par la comparaison permanente entre les courants réels et ceux de références. Les logiques des interrupteurs $F_i (i = a, b, c)$ est définie comme :

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{Si } T_i \text{ conduit et } T_i' \text{ bloqué} \\ 0 & \text{Si } T_i' \text{ conduit et } T_i \text{ bloqué} \end{cases} \quad (\text{IV-14})$$

T_i et T_i' ($i = 1, 2, 3$) Représentent les états des transistors de l'onduleur (fig IV-6)

Le modèle du comparateur pour une phase est donné par la relation suivante :

$$F_i(K+1) = \begin{cases} 1 & \text{Si } \Delta i_i > h \\ 0 & \text{Si } \Delta i_i < -h \\ F_i(K) & \text{Si } |\Delta i_i| \leq h \end{cases} \quad (\text{IV-15})$$

Avec : $\Delta i_i = i_i - i_i^*$ ($i = a, b, c$)

h : Représente la bande d'hystérésis

Les tensions des phases statoriques sont exprimées en fonction des variables logiques F_a , F_b et F_c par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2F_a - F_b - F_c \\ 2F_b - F_a - F_c \\ 2F_c - F_b - F_a \end{bmatrix}$$

La figure (IV-7) représente l'allure du courant statorique de la phase « a » et de la fonction logique F_a correspondante.

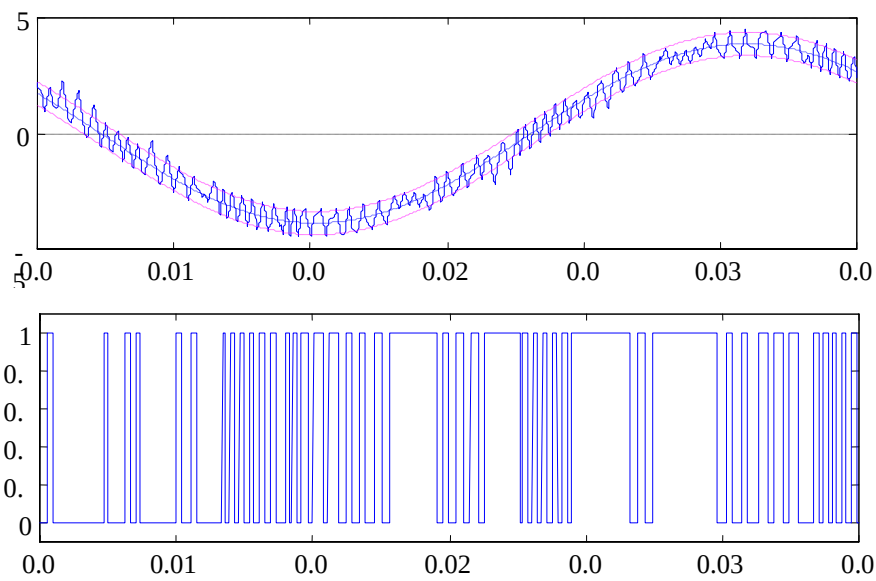


Figure (III-7) : Forme d'un courant de phase statorique et de la fonction logique F_a

D'après la figure (III-7), il est clair que le contrôle par hystérésis est caractérisé par une fréquence de modulation variable.

D'autre part, le schéma global de l'association du redresseur, filtre, onduleur de tension commandé par la stratégie à hystérésis avec la machine asynchrone comme l'indique la figure (III-8).

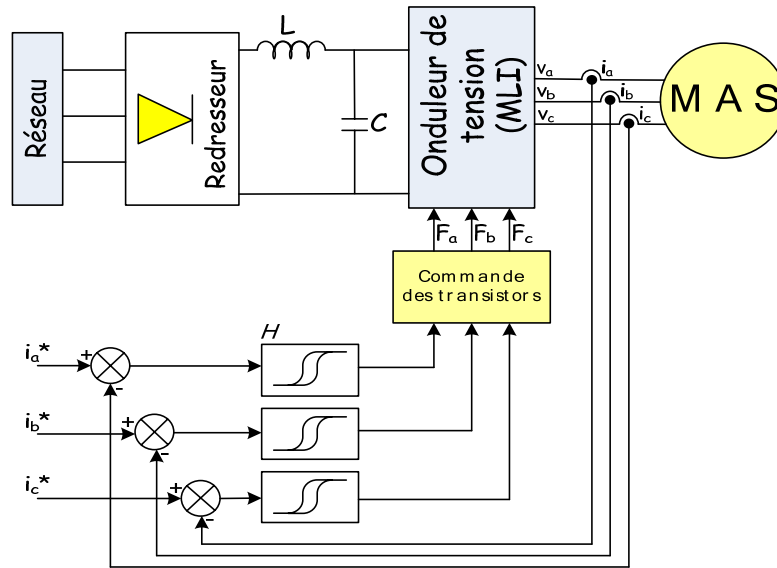


Figure (III-8): Association convertisseur - machine

III-5-2 Simulation et interprétation de l'ensemble Onduleur 'MLI'-MAS

Nous avons simulé le comportement dynamique de la machine alimentée par onduleur de tension commandé en courant par la stratégie d'hystérésis. Pour les mêmes essais que ceux de la section III.4, les résultats de simulation obtenus sont représentés aux figures (III-9) et (III-10), qui montrent que le comportement de la machine reste identique aux précédents, cependant les courbes du couple et du courant présentent des ondulations supplémentaires, dues à l'association Onduleur-Machine

Ces figures montrent que le comportement de la machine reste identique à celui où elle est alimentée par des courants parfaitement sinusoïdaux, cependant les courbes du couple et du courant présentent des ondulations plus prononcées, avec cependant une diminution du flux

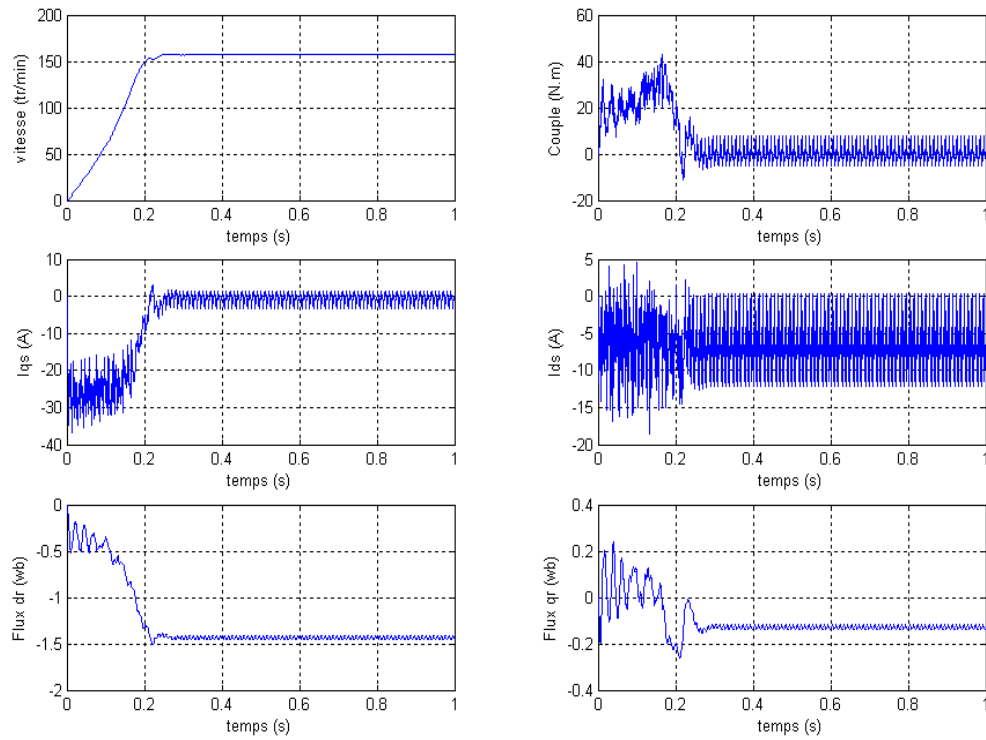


Figure (III-9): Simulation de la machine asynchrone à vide alimenté par l'onduleur

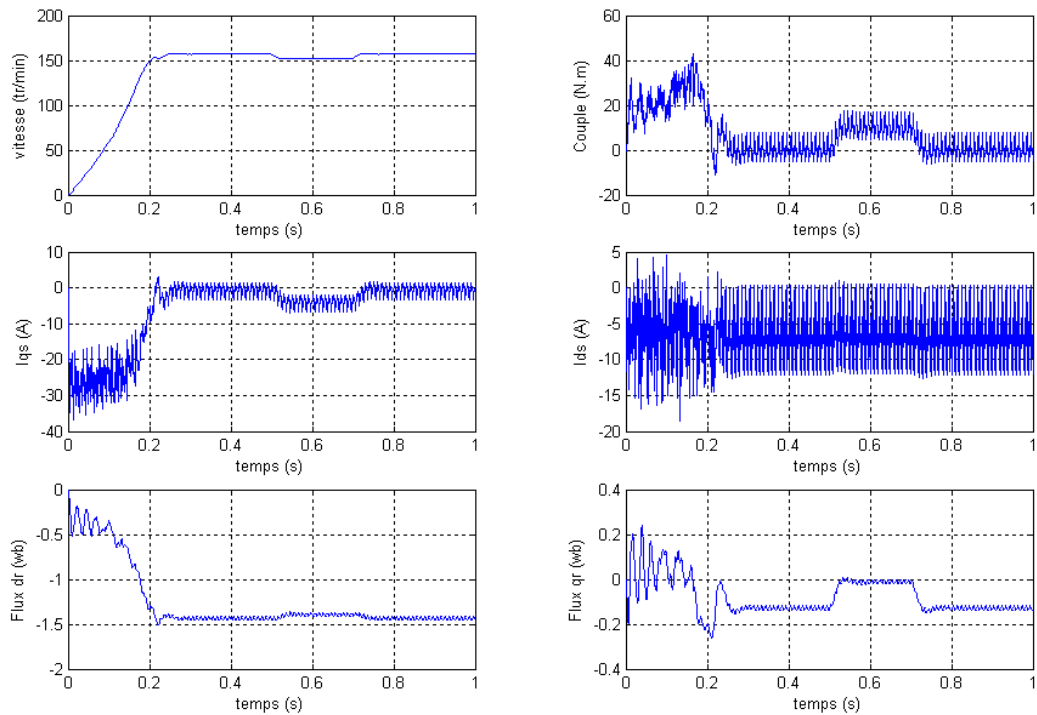


Figure (III-10): Simulation de la machine asynchrone à vide suivie d'une application d'un couple résistant de 10Nm alimenté par l'onduleur

III.6 Association photovoltaïque-onduleur-machine asynchrone à cage

La figure (III.13) montre le schéma synoptique d'un système photovoltaïque doté d'une commande MPPT neuronal alimentant un moteur asynchrone à cage.

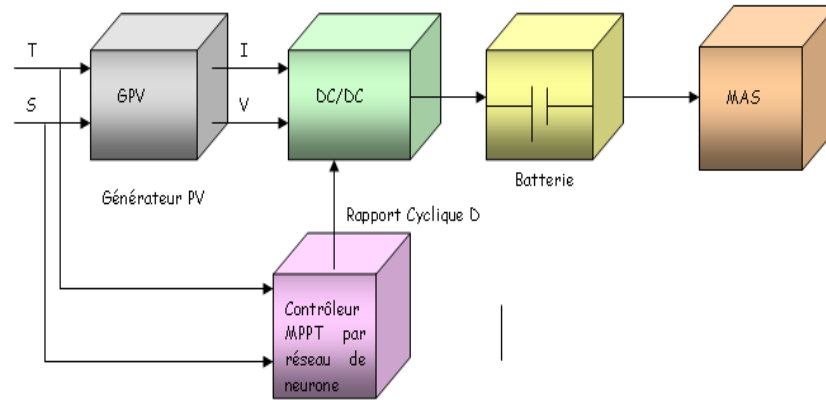


Figure III.13 : Schéma synoptique d'un système photovoltaïque PV avec une commande MPPT neuronal

Comme notre machine nécessite une tension de 220V, il est primordial de connecter plusieurs modules en série pour augmenter la tension générée par la chaîne photovoltaïque (Voir annexe C).

III-6-1 Simulation et interprétation de l'ensemble générateur PV-Onduleur'MLI'-MAS

Le comportement dynamique de la machine asynchrone doté d'une commande MPPT neuronal est observé pour deux essais distincts à savoir:

- ✓ Démarrage à vide de la machine asynchrone,
- ✓ Démarrage à vide de la machine asynchrone suivi d'une application d'un couple de charge de 10 Nm entre 5s et 7s.

Les résultats sont représentés à la figure (III.14) et (III.15).

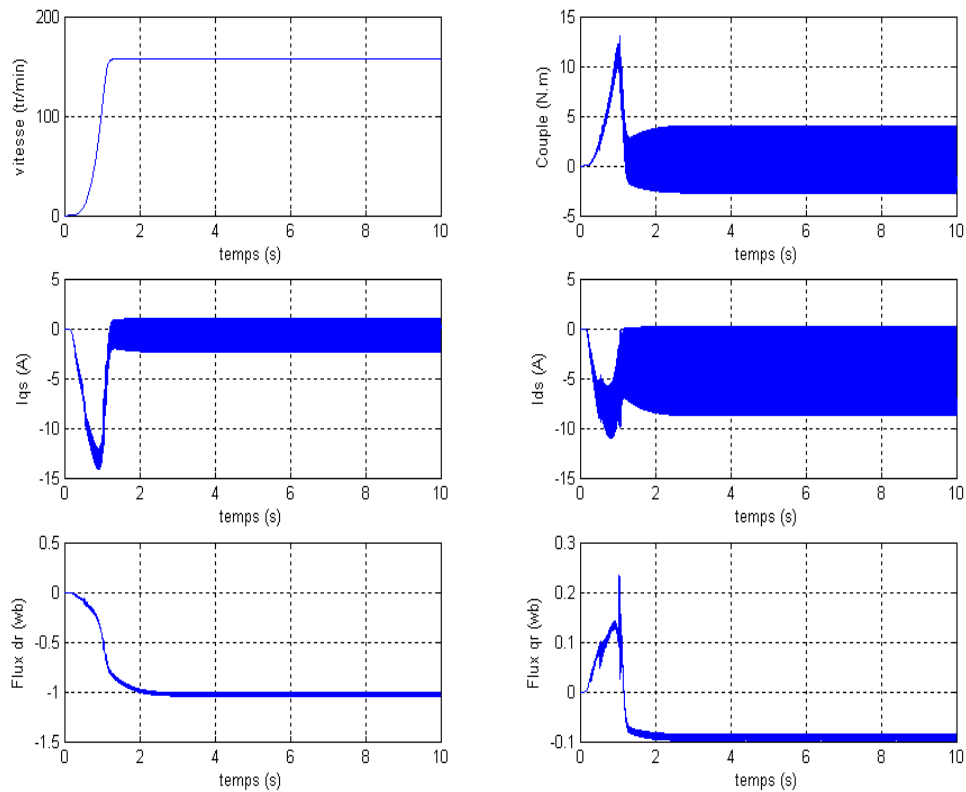


Figure III-14: Simulation de la machine asynchrone à vide, alimentée par une chaîne PV et un onduleur MLI

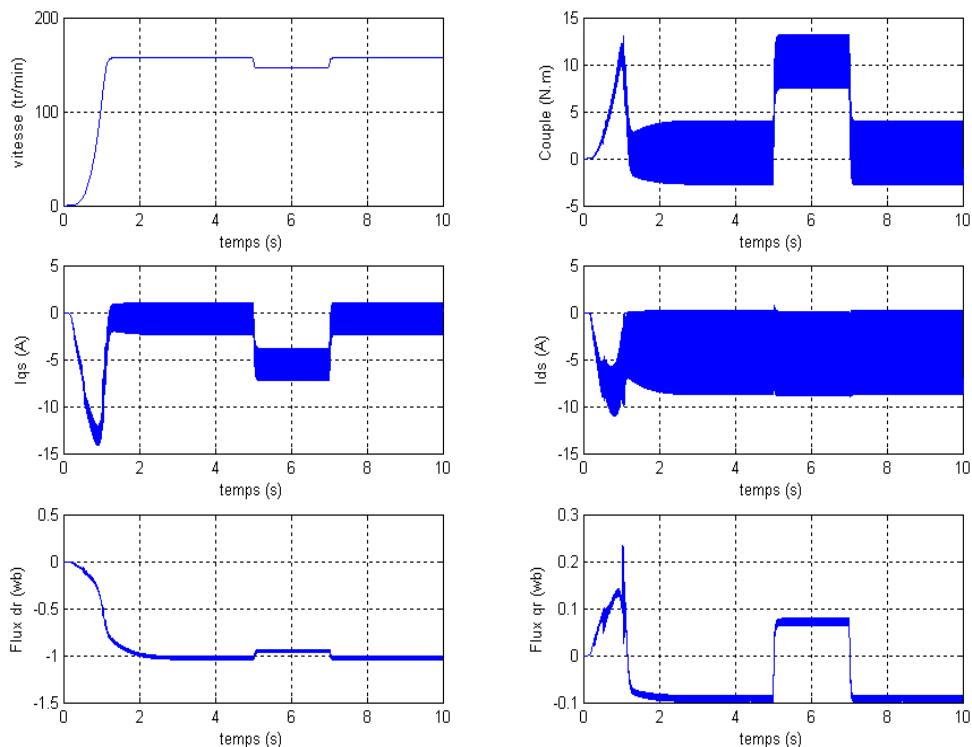


Figure III-15: Simulation de la machine asynchrone à vide suivie d'une application d'un couple résistant de 10Nm entre 5 à 7s, alimentée par une chaîne PV avec un onduleur MLI

D'après les résultats obtenus nous pouvons dire que:

Il est clair que les réponses obtenues sont similaires à celles avec une alimentation par le réseau électrique, néanmoins avec un régime transitoire un peu plus long.

Aussi, nous pouvons conclure qu'il est possible d'alimenter les sites isolés par les systèmes photovoltaïques tout en ayant les mêmes performances que celles obtenus dans le cas d'alimentation par réseaux électrique, ce qui assure la continuité de la distribution de l'énergie électrique.

Néanmoins, il est important de noter que le temps de réponses du régime transitoire pour toutes les grandeurs est plus long que celui normalement obtenu avec une alimentation par l'ensemble réseau-convertisseur.

Les résultats de simulations montrent que le réseau de neurones adopté a pu approximer et donner des résultats similaire à quelques différences près a ceux obtenus précédemment.

III-7 Conclusion

Le présent chapitre concerne l'établissement de modèle de machine asynchrone à cage alimentée en tension et le modèle de Park (biphasé) équivalent qui a permis de mettre en évidence le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

L'alimentation de cette machine est assurée par un onduleur de tension du type MLI contrôlé dans notre cas par la technique Hystérésis laquelle est associée à un système photovoltaïque commandé par contrôleur MPPT neuronal, afin d'optimiser les performances de notre processus et assurer une certaine robustesse vis-à-vis dans perturbations externes (intempéries, effet d'ombre....etc.).

Par ailleurs, il est important de dire que pour certain pays développés, le recours au système photovoltaïque est préféré pour la conception et la réalisation des commandes de pointes dans leurs industries (robotique...etc.), entre autre la commande vectorielle qui sera introduite et fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone

IV-1 Introduction :

Parmi tous les types de machines électriques, la seule machine qui répond le mieux aux exigences liées aux entraînements à vitesses variables est la machine à courant continu. Dans ce type de machine, le courant d'induit produit le couple et le courant d'induction engendre le flux. Ainsi, il est facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine de manière indépendante et précise et d'assurer de ce fait des réponses dynamiques plutôt excellentes.

D'autre part, alors que la commande d'une machine asynchrone est difficile à réaliser du fait qu'il existe un couplage complexe entre ses variables d'entrées, de sorties et internes se traduisant par des performances dynamiques relativement médiocres comparées à celle obtenues avec la machine à courant continu, ce type de machine est entrain de s'imposer dans l'industrie grâce aux divers avantages qui les caractérisent [8].

En effet, les recherches se poursuivent pour la commande des moteurs asynchrones à cage d'écureuil dans le but d'optimiser leurs performances dynamiques et d'élargir leurs domaines d'utilisation. Parmi les méthodes proposées, nous citons **la méthode par flux orienté** ou **la commande vectorielle** introduite en 1971 par **F.BLASCHKE** et dont l'objectif consiste à assimiler le comportement dynamique de la machine à induction à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en se basant sur le découplage entre le flux et le couple de manière à pouvoir agir sur les deux indépendamment par l'intermédiaire des deux composantes du courant statorique dans le repère (d, q) [8].

Ce chapitre sera consacré en premier lieu à l'étude du principe de la commande vectorielle, ainsi que les différents procédés d'orientation du flux. Par la suite, nous présenterons les deux principales méthodes de commandes vectorielles : directe et indirecte, suivi par l'implémentation du schéma de commande associé à la machine et dont les performances obtenue seront mis en évidence par une simulation.

IV-2 Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone susceptible d'assurer le contrôle séparé de la grandeur flux et de la grandeur courant, générateurs du couple électromagnétique.

Il s'agira donc de retrouver dans ce type de machine la disposition spatiale en quadrature entre le courant et le flux, naturellement réalisée pour une machine à courant continu (courant d'excitation producteur de flux, courant d'induit producteur de couple).

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d, q) biphasé lié au repère du champ tournant et orienté sur le flux rotorique, statorique ou flux d'entrefer de sorte que l'expression du couple électromagnétique s'écrive sous la forme suivante :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} I_{qs} \quad (IV-1)$$

A travers cette expression, nous constatons clairement que d'une part le courant I_{qs} permet de contrôler le courant induit de la machine asynchrone et par conséquent son couple électromagnétique et que d'autre part, le flux est lié à la composante I_{ds} . Le fonctionnement de la machine asynchrone dans ce cas devient similaire à celui de la machine à courant continu, ce qui représente l'objectif de ce type de commande [14], [17], [18].

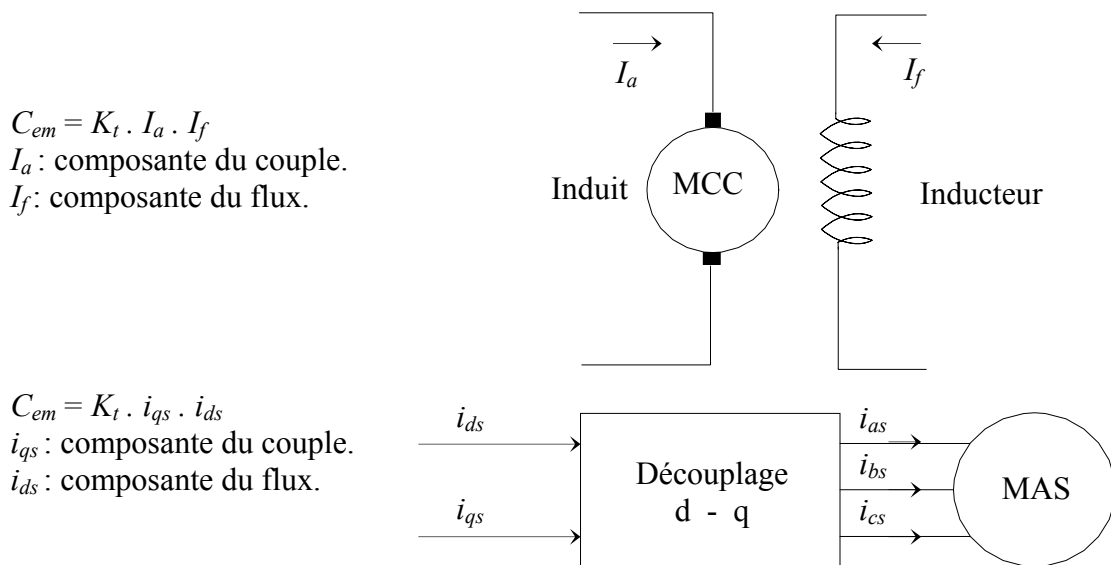


Figure (IV-1): Principe de commande découplée pour la machine à courant continu à excitation séparée et la machine asynchrone.

IV-3 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 figure (IV-2). Pour ce faire, il est nécessaire de satisfaire la condition suivante [15], [18] :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{qr} = 0 \quad (\text{IV-2})$$

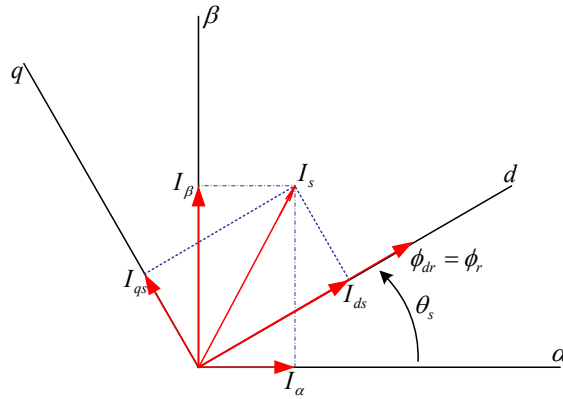


Figure (IV-2): Orientation du flux rotorique.

Ainsi, en appliquant les conditions d'orientation du flux rotorique (IV-1) au système de la machine asynchrone alimentée en tension, nous aboutissons à :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} + V_{ds} \right) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{qs} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_r + V_{qs} \right) \\ L_m i_{ds} = \phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m i_{qs}}{T_r \phi_r} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{IV-3})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r$$

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les composantes du courant statorique (i_{ds} et i_{qs} respectivement).

Ces deux composantes peuvent être contrôlées indépendamment par l'action sur les tensions V_{ds} et V_{qs} d'où, on considère que les grandeurs V_{ds} et V_{qs} sont des variables de commande et les grandeurs i_{ds} et i_{qs} , le flux à orienter et la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état.

IV-3-1 Différentes méthodes de commande par orientation du flux rotorique

Il existe deux principales méthodes de commande vectorielle [14], [19] :

- ✓ la commande directe,
- ✓ la commande indirecte.

a) Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, laquelle doit être vérifiée en ligne durant le fonctionnement de notre système. Cependant, ces deux grandeurs ne sont pas directement mesurables et la connaissance de la position du flux est fondamentale pour les changements de coordonnées et celle du module du flux et pour contrôler le régime dynamique de la machine. Il faut donc procéder à une série de calculs au sein du processus.

Deux méthodes de mesure existent à savoir:

- ✓ utilisation d'un estimateur de flux,
- ✓ utilisation d'un capteur de flux.

Ces deux méthodes de mesures rendent cette technique de commande moins utilisée car ces derniers devraient être installés au moment de la fabrication de la machine. En outre, leurs utilisations nécessitent, pour les traitements de signaux, des appareils très fragiles et assez

coûteux. Aussi les avantages du moteur asynchrone qui se résument en sa simplicité de construction et robustesse ainsi que son faible coût sont alors perdus.

b) Méthode indirecte

Cette méthode se base sur le contrôle de la pulsation de glissement, afin de pouvoir aligner l'axe (od) du repère ($d-q$) avec le vecteur flux rotorique. Par conséquent, nous n'auront pas besoin de connaître l'amplitude du flux, mais seulement sa position calculée à partir des grandeurs de référence (flux, couple) et de la vitesse de rotation mesurée.

Les grandeurs de références $\Phi_{r\ ref}$ et $C_{em\ ref}$ nous permettent de calculer $I_{ds\ ref}$ et $I_{qs\ ref}$ à partir des équations suivantes :

$$T_r \frac{d}{dt} \phi_{r\ ref} + \phi_{r\ ref} = L_m I_{ds} \quad (IV-4)$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_{r\ ref} I_{qs} \quad (IV-5)$$

Il est également possible d'estimer la vitesse du glissement ω_{sl} en utilisant la relation suivante:

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs\ ref}}{\phi_{r\ ref}} \quad (IV-6)$$

La position du flux sera donnée par:

$$\theta_s = \int \omega_{sl} + \theta_r \quad (IV-7)$$

Avec θ_r : la position captée du rotor.

Cette méthode sera adoptée pour le reste du travail, pour les deux raisons qui suivent :

- ✓ elle n'utilise qu'un seul capteur, celui de la vitesse,
- ✓ la structure de la commande est plus simple.

IV-4 Bloc de commande du flux orienté (F.O.C):

Le bloc qui réalise la commande vectorielle FOC (*Field Oriented Control*) a pour rôle de générer les trois grandeurs de commande de l'onduleur (I_{ds}, I_{qs}, ω_s), à partir de Φ_{rref} (flux rotorique de référence) et C_{ref} (couple de référence). Son modèle mathématique est déduit, à partir de l'inversion du modèle (IV-3), dans lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenue constants et égaux à leurs valeurs de référence. Si nous ne tenons pas compte des variations des courants directs et en quadrature, les équations de ce bloc seront définies comme suit :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{L_M} \left(T_r \frac{d\phi_{rref}}{dt} + \phi_{rref} \right) \\ i_{qs} = \frac{L_r C_{em}}{p L_M \phi_r} \\ \omega_{sl} = \frac{L_M i_{qs}}{T_r \phi_r} \end{cases} \quad (IV-8)$$

Avec : C_{em} , ϕ_{rref} le couple et le flux de référence.

Le schéma bloc d'une telle structure est donné par la figure (IV.3)

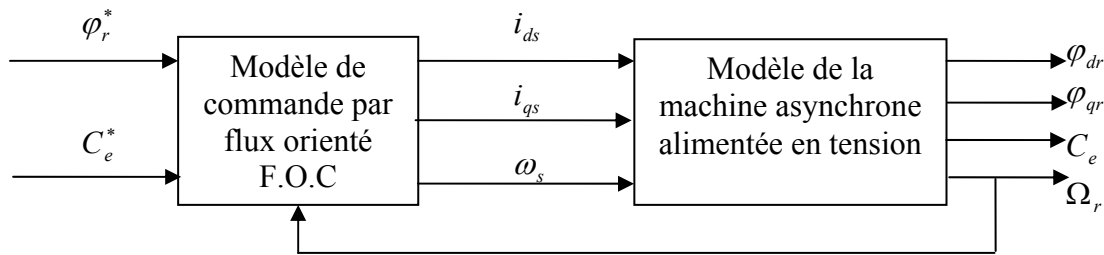


Figure (IV.3) : Schéma de la structure d'une commande par flux orienté (FOC)

IV-5 Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse

Dans le cas où une régulation de vitesse est envisagée, il suffit de reprendre le principe de la commande indirecte en ajoutant un régulateur proportionnel et intégral (*PI*) [14], pour la boucle de vitesse et un contrôleur pour maintenir le flux rotorique constant, à sa valeur nominale pour des vitesses rotorique inférieur ou égale à la vitesse nominale de la machine Ω_{nom} . Par contre, il est primordial qu'il diminue lorsque la vitesse augmente au-delà de la

vitesse nominale étalée, afin de limiter les courants dans la machine [14]. Pour cela, on définit le flux de référence par la non linéarité suivante:

$$\Phi_{ref} = \begin{cases} \Phi_{nom} & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_{nom} \\ \Phi_{nom} \cdot \frac{\Omega_{nom}}{\Omega_r} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (IV-12)$$

Ainsi, la structure de commande de la machine asynchrone commandée par la méthode indirecte du flux orienté, utilisée dans notre travail est schématisée par la figure suivante :

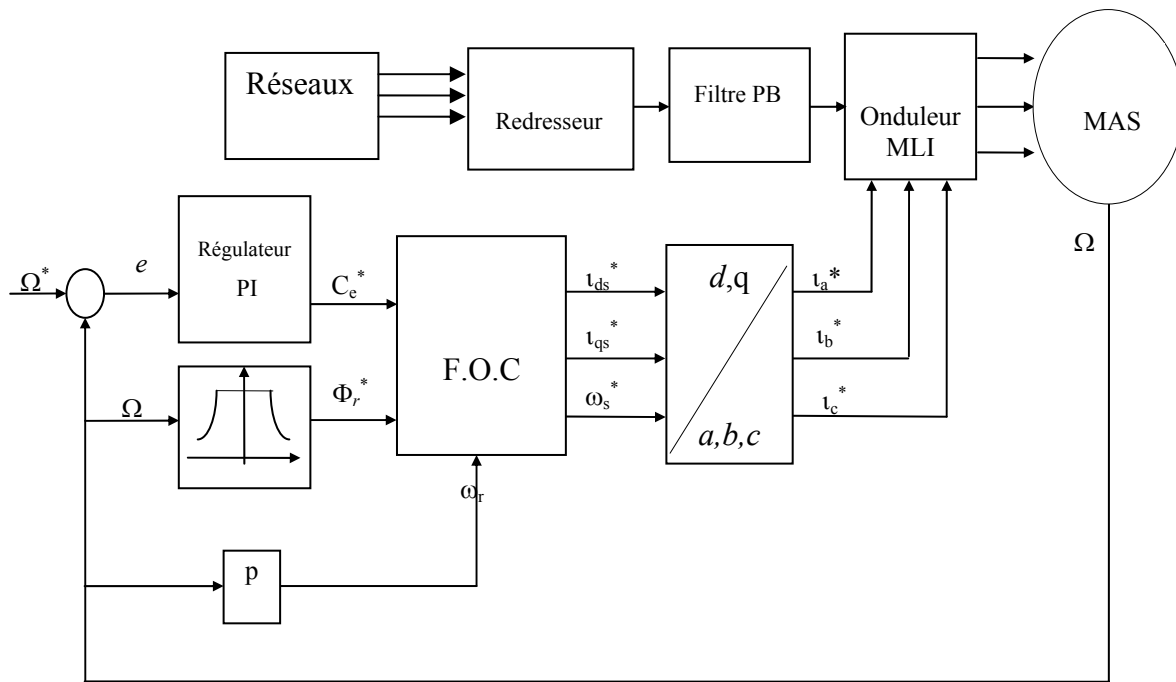


Figure (IV.5) : Schéma de commande indirecte par flux orienté du moteur Asynchrone commandé en courant

II.6 Simulation et interprétation

Une fois le schéma de la commande Conçu, le comportement dynamique est observée à une vitesse de référence de $\Omega_{ref}=100$ rd/s et un flux rotorique $\Phi_{ref}=1$ wb pour les trois types de fonctionnements suivants :

- ✓ Démarrage à vide de la machine asynchrone
- ✓ Démarrage à vide de la machine asynchrone suivi d'une application d'un couple de charge de 10 Nm entre 0.5s et 1s
- ✓ Démarrage à vide de la machine asynchrone suivi d'un inversion de vitesse de rotation à $t=0.5$ s.

A partir des résultats de simulation de la figure (IV.6), nous pouvons remarquer que le flux rotorique est orienté suivant l'axe direct du repère d'observation. La composante directe du flux se stabilise à 1 W_b imposé, tandis que la composante en quadrature s'annule en régime établi. Ce qui montre que le vecteur du flux est orienté suivant l'axe (od) du référentiel d'observation (d,q) . La vitesse suit sans dépassement sa valeur de référence avec un temps de réponse égale à 0.15s. Le courant de phase présente une allure sinusoïdale avec une pointe de 11.5 A lors de démarrage.

Nous remarquons aussi la robustesse de ce système vis-à-vis des perturbations du couple de charge avec un temps de rétablissement égale à 0.5 s, en effet cette perturbation n'influe en aucune cas sur l'allure du flux rotorique et ses deux composantes. La vitesse par contre diminue (Fig IV.7).

Et à partir de la figure (IV.8) nous remarquons que l'inversion de sens de rotation n'affecte pas la bonne marche de la machine qui s'effectue au bout de 0.22s. Le flux rotorique garde son orientation suivant l'axe d , et le couple se stabilise à la valeur de couple à vide. Le courant de phase garde sa forme sinusoïdale après une pointe de 11.5 A.

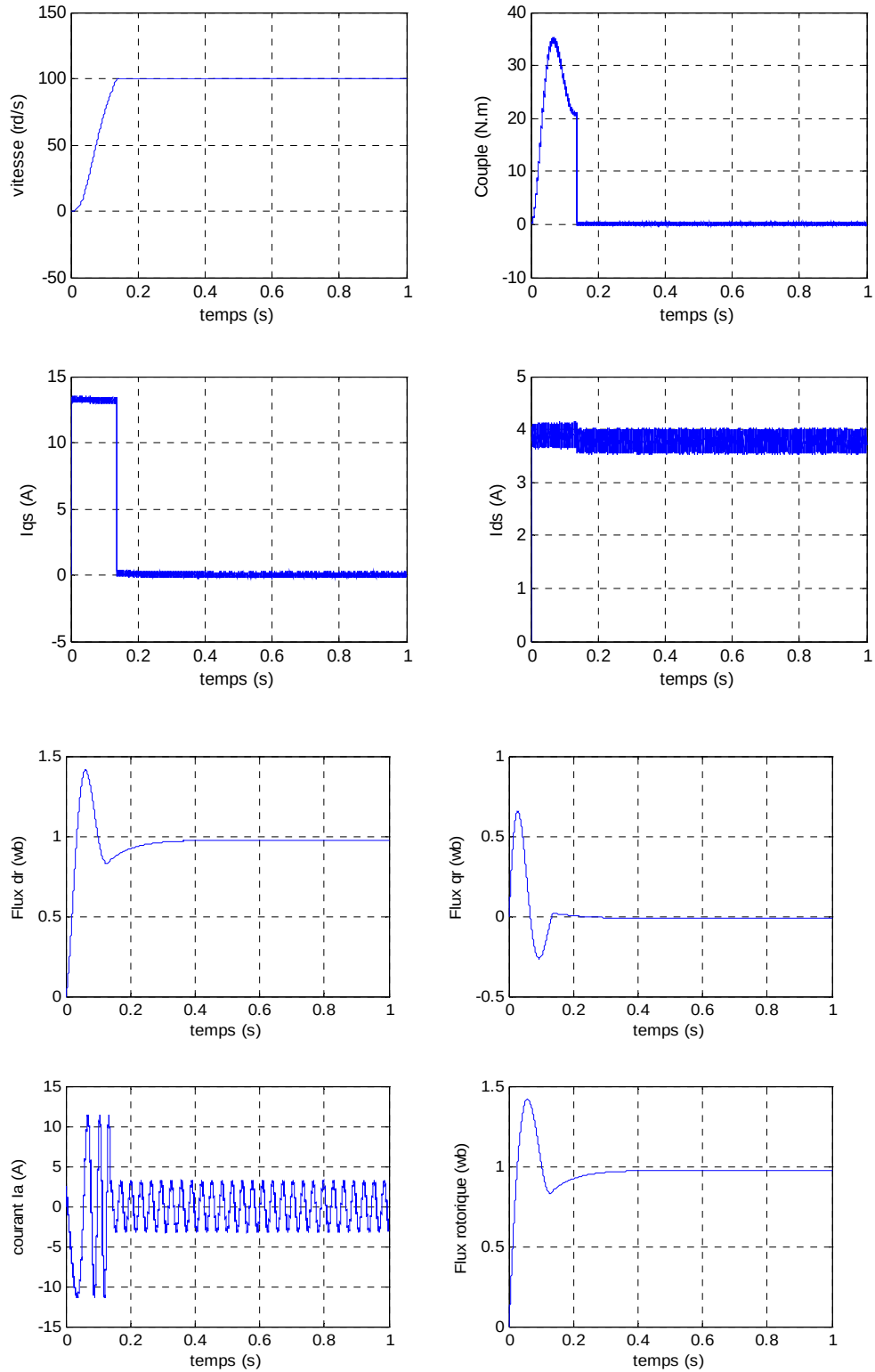


Figure (IV-6): Simulation en boucle fermée de la commande vectorielle avec réglage de vitesse pour ($\Omega_{r\text{ref}} = 100\text{rd/s}$)

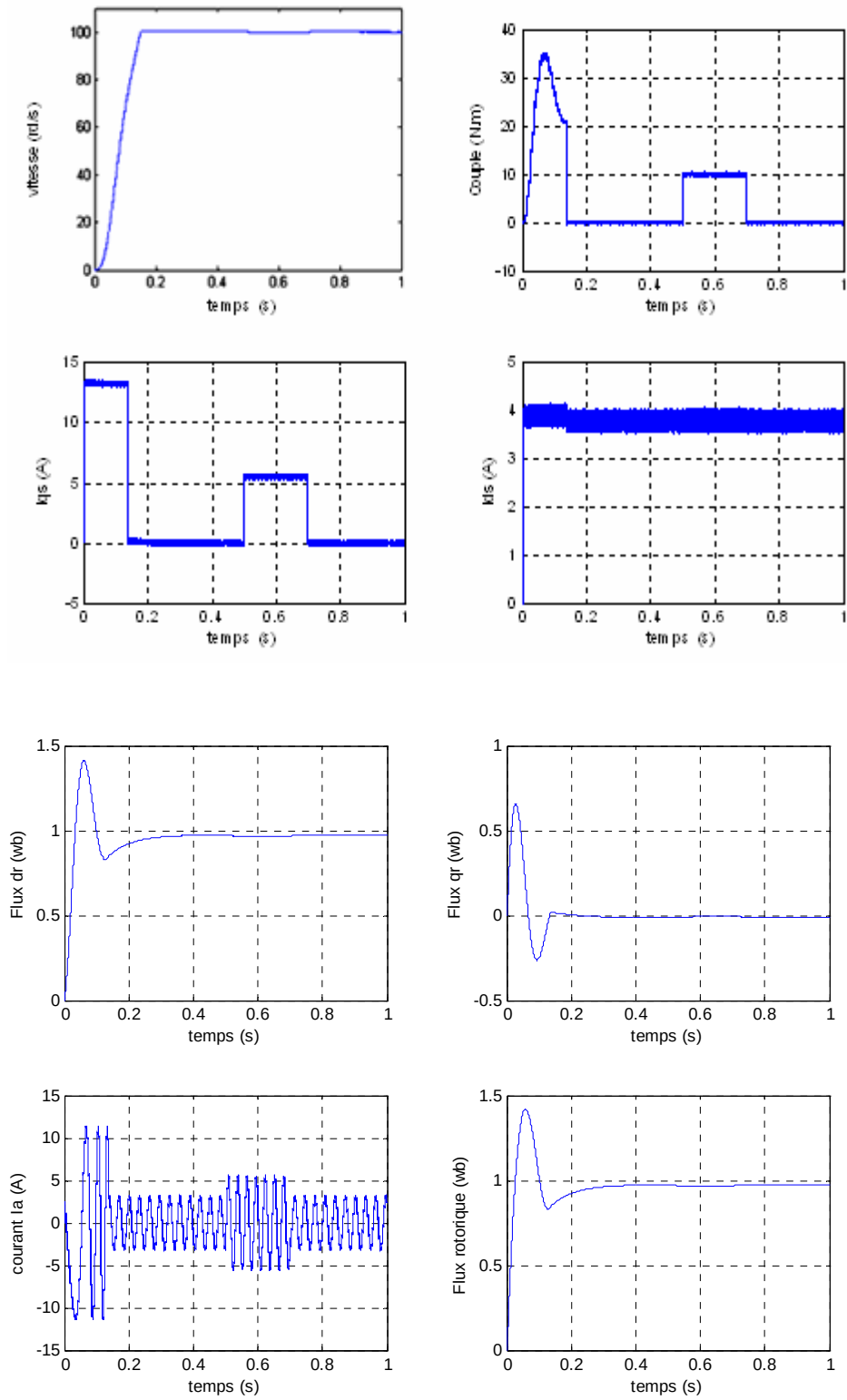


Figure (IV-7): Simulation en boucle fermée de la commande vectorielle avec un couple résistant $C_r = 10 \text{ Nm}$ entre 0.5s et 0.7s et pour une vitesse $\Omega_{r \text{ ref}} = 100 \text{ rd/s}$.

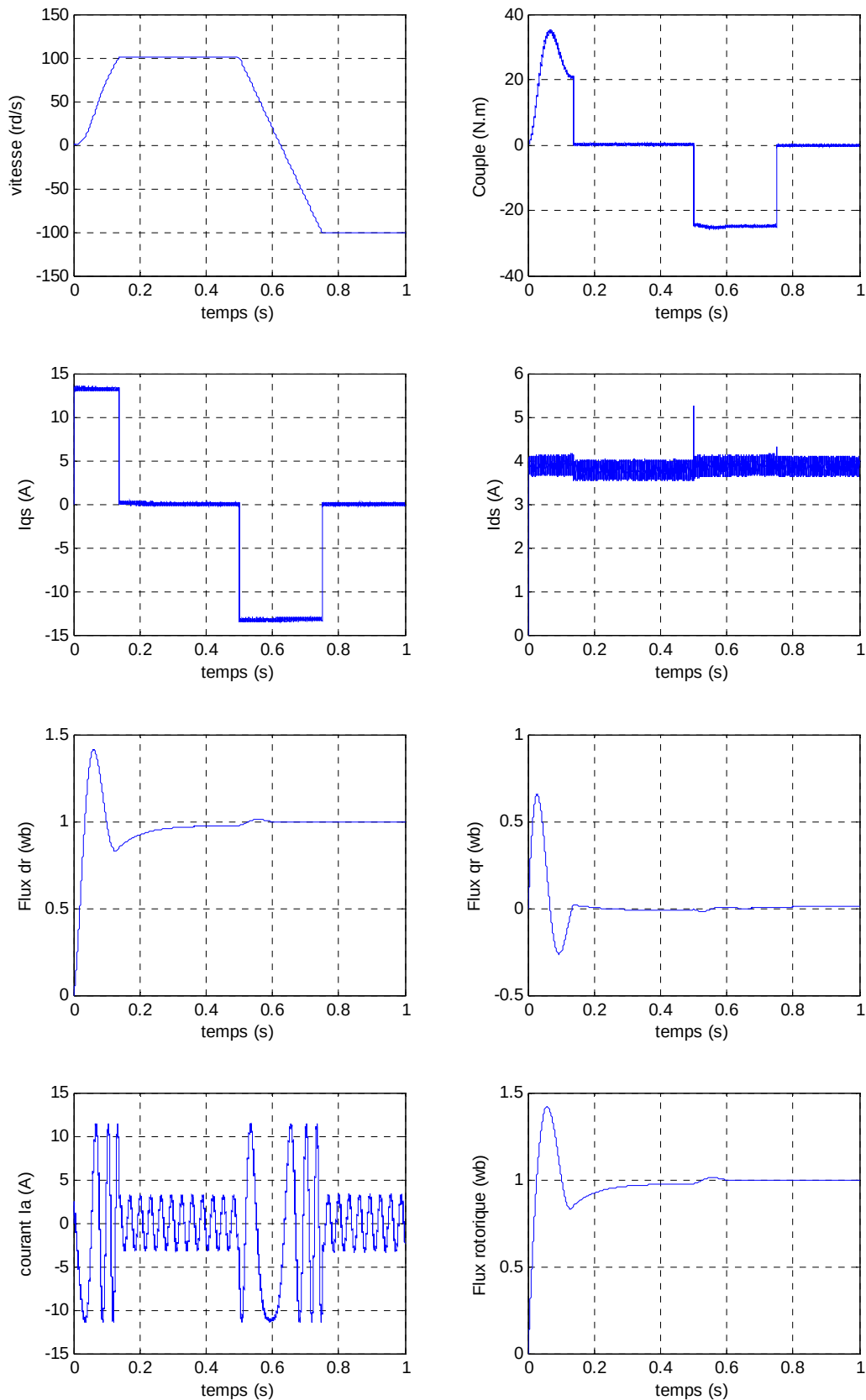


Figure (IV-8): Simulation en boucle fermée de la commande vectorielle avec changement de sens de rotation à $t=0.5s$

V-4 Test de robustesse

Afin de mettre en évidence l'influence des incertitudes et des variations paramétriques, en particulier celles de la résistance rotorique sur le processus de commande, un test de robustesse avec $\Omega_{ref}=100$ rd/s et $\phi_{ref}=1$ wb est effectué en provoquant une augmentation de 50 % puis 100% de la résistance rotorique par rapport à sa valeur nominale. Les résultats de simulation sont donnés dans les figures (17) et (18).

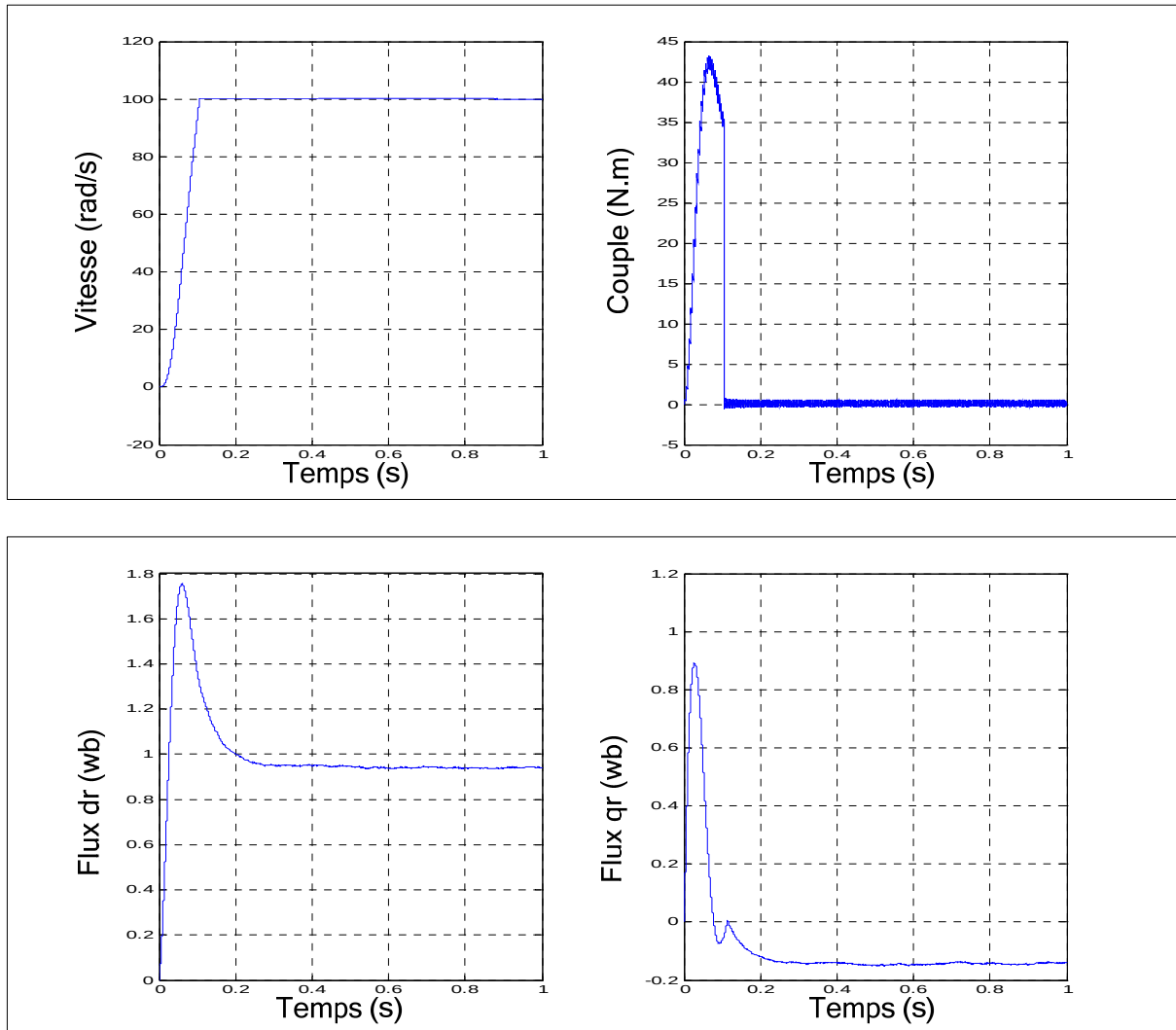
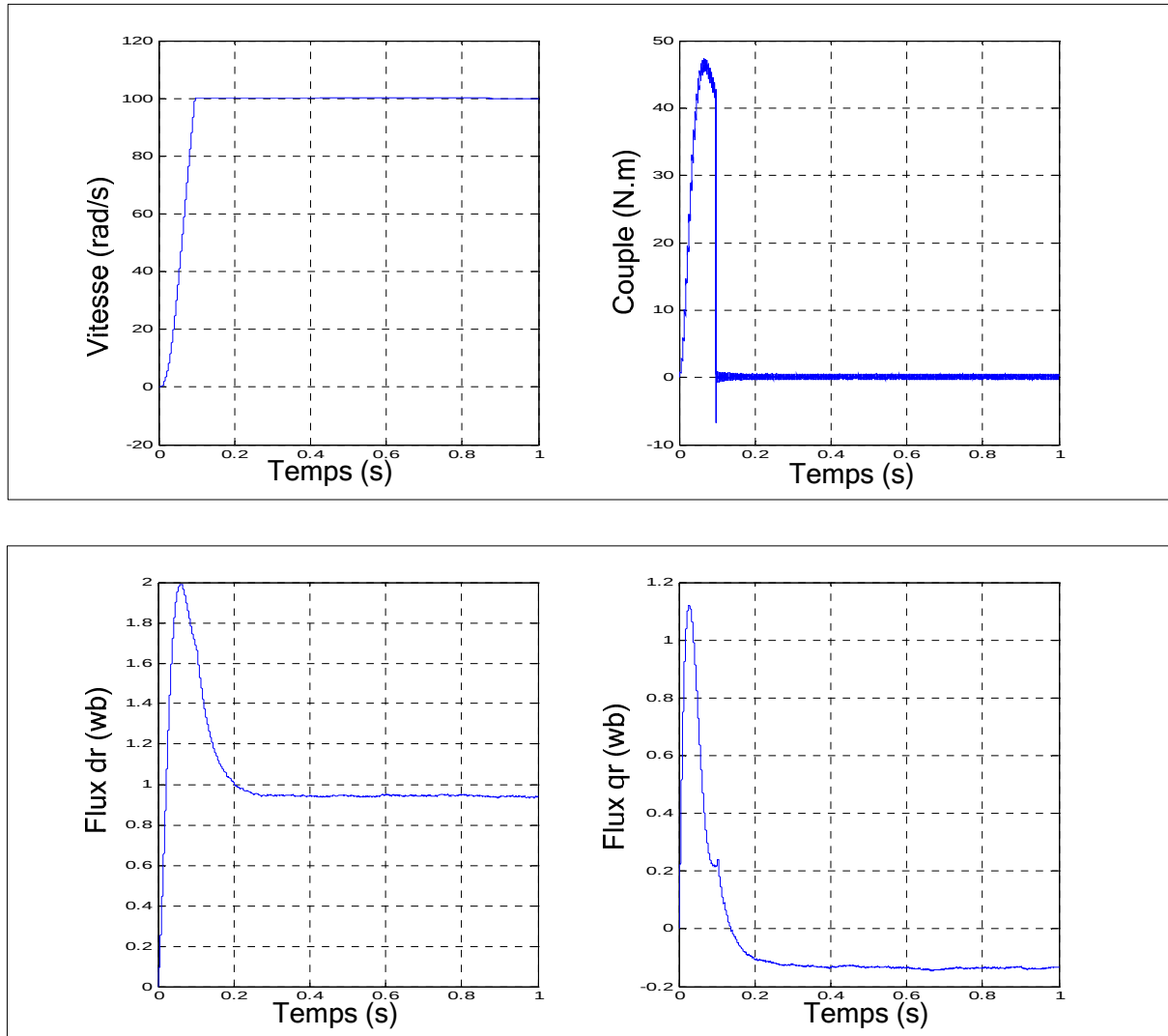


Figure (IV.9) : Commande par flux orienté avec une variation de R_r de 50%.



Figures (IV.10): Commande par flux orienté avec une variation de R_r de 100%.

D'après les résultats de simulation obtenus, nous remarquons qu'une détérioration des performances dynamiques de la commande est d'autant plus notable que la variation de R_r augmente, se traduisant par une perte totale du contrôle vectoriel ($\phi_{qr} \neq 0$), le découplage entre les grandeurs "couple-flux" n'est plus réalisé ce qui est clairement représenté sur les figures (IV.9) et (IV.10).

La vitesse de rotation ne subit pas des perturbations, car nous avons prévu un régulateur de vitesse qui l'oblige à suivre sa valeur de consigne (100rd/s).

Une des solutions proposé est d'utilisé une des techniques de l'intelligence artificielle (Réseau neurone, réseau neurone floue,) utilisé des régulateur plus sophistiqué

IV-9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique, avec la présence d'un réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur qui donne de bonnes performances malgré la perturbation due à l'augmentation du couple de charge.

A partir des résultats obtenus, nous concluons que la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est un outil de contrôle fort intéressant à la machine asynchrone et reste la méthode la plus répandue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine, mais aussi de découpler la régulation du couple de celle du flux, ce qui permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à une machine à courant continu. Malheureusement, cette dernière souffre du manque de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, qui sont souvent difficiles à identifier et varient avec l'état de fonctionnement du moteur, à cause des phénomènes divers tels que l'effet de peau, la variation de la température ou de la saturation magnétique. Ces variations se traduisent par une mauvaise orientation du flux rotorique sur le repère choisi et par conséquent le découplage entre les grandeurs "couple-flux" n'est plus réalisé

Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce travail a comme objectif principal la conception d'une chaîne photovoltaïque performante destinée à l'alimentation d'un moteur asynchrone à cage. La puissance délivrée par cette alimentation est quasi optimale grâce au processus de poursuite du point de puissance maximale, connu sous le nom de contrôleur MPPT. Ce dernier indispensable pour une meilleure adaptation source/charge, permettant un transfert maximum de puissance. Dans le présent travail, et sur la base des travaux de recherche des méthodes de recherche de point de puissance maximale existants nous avons adopté la méthode de Perturbation et Observation P&O. d'après les résultats obtenue il s'est avéré que ce contrôleur n'est pas vraiment performant.

Pour ce faire, le recours ces dernières années à l'intégration des systèmes intelligents entre autres : les réseaux de neurones artificiels, se trouve être une solution adéquate, nous avons proposé et conçu un contrôleur MPPT à base de telles réseaux de neurones dans le but d'assurer l'optimisation du rendement du point de vue puissance des générateurs photovoltaïques.

Par la suite, et après avoir conçu ce contrôleur intelligent et l'avoir associé au panneau solaire, l'ensemble a été utilisé pour l'alimentation d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. Il est clair que les réponses obtenues sont similaires à celles avec une alimentation par le réseau électrique, néanmoins avec un régime transitoire un peu plus long.

Aussi, nous pouvons conclure qu'il est possible d'alimenter les sites isolés par les systèmes photovoltaïques tout en ayant les mêmes performances que celles obtenus dans le cas d'alimentation par réseaux électrique, ce qui assure la continuité de la distribution de l'énergie électrique.

D'autre part, et dans un souci d'assurer des performances similaires à celles d'une machine à courant continu, une commande vectorielle a été conçue et associée à notre système de base.

Aussi, à partir des résultats obtenus dans le cas de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, nous pouvons dire qu'effectivement cette dernière est un outil de contrôle fort intéressant et reste jusqu'à nos jours la méthode la plus répandue. En effet, nous avons pu voir qu'elle nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine, mais aussi de découpler la composante du couple de celle du flux, ce qui permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à une machine à courant continu.

Finalement, nous pouvons dire que notre objectif a été atteint avec succès et espérons qu'il puisse être utilisé par d'autres projets pour une éventuelle implémentation

Annexes

I. Convertisseur dévolteur-survolteur « buck-boost converter »

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des configurations de dévolteur et de survolteur. Il peut être employé pour transformer idéalement n'importe quelle tension continue d'entrée en n'importe quelle tension continue désirée de sortie [7].

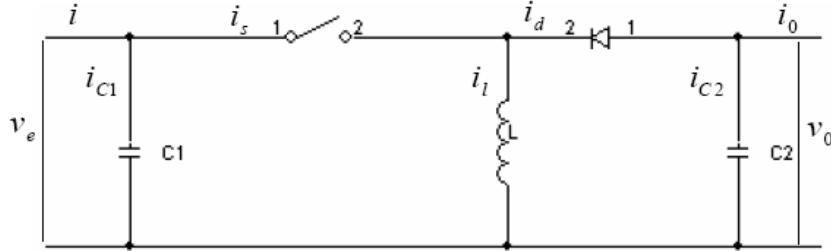


Figure (I-2): circuit équivalent de convertisseur

1) Modèle équivalent du convertisseur

Quand le commutateur est fermé pendant l'intervalle dTs de la période Ts de commutation, le courant commence à circuler de la source d'entrée jusqu'à la masse à travers l'inductance.

Après que le commutateur s'ouvre au début de l'intervalle $d'Ts$, Le courant est maintenu grâce à la nature de l'inductance, mais cette fois il circule à travers la diode et la charge. Puisque le courant est forcé à traverser la charge, la tension de sortie V_0 de convertisseur dévolteur-survolteur est négative. La variation du rapport cyclique d changera le rapport de conversion entre l'entrée et la sortie de tension V_0/V_e .

On Applique la loi de Kirchhoff sur le circuit équivalent de convertisseur dans la première période, on obtient les équations suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_e(t)}{dt} = i(t) - i_l(t) \quad (\text{I-1})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = -i_0(t) \quad (\text{I-2})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = v_e(t) \quad (\text{I-3})$$

Dans la deuxième période $d'Ts$ à partir de la figure (I-2) découlent les équations suivantes :

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_e(t)}{dt} = i(t) \quad (\text{I-4})$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = i_l(t) - i_0(t) \quad (\text{I-5})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = -v_0(t) \quad (\text{I-6})$$

Donc les modèles mathématiques de convertisseur dévolteur-survolteur sont donnés par :

$$i_l = \frac{1}{d} \left[i - C_1 \frac{dv_0}{dt} \right] \quad (\text{I-7})$$

$$i_0 = - \left[(1-d)i_l - C_2 \frac{dv_e}{dt} \right] \quad (\text{I-8})$$

$$v_0 = \frac{1}{d} \left[l \frac{di_l}{dt} - (1-d)v_e \right] \quad (\text{I-9})$$

2) Le rapport de conversion

$$M(d) = \frac{V_0}{V_e} = -\frac{1}{d'} = -\frac{1}{1-d} \quad (\text{I-10})$$

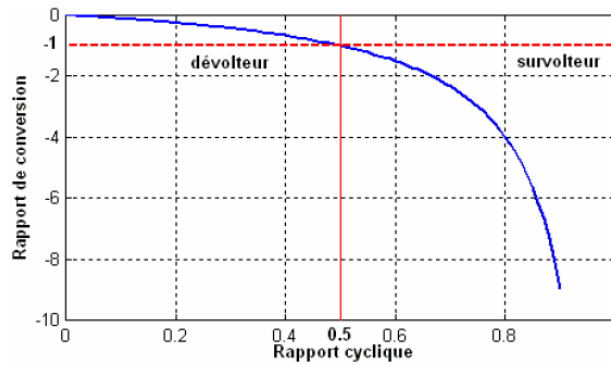


Figure (I-3): le rapport de conversion M en fonction du rapport cyclique d pour un convertisseur dévolteur- survolteur.

3) Les valeurs des composants du hacheur [3]

- $C1=560 \mu F$.
- $C2=560 \mu F$.
- $L =350 \mu H$.

II. Hacheur survolteur « The Boost Converter »

Ce dernier est un convertisseur survolteur, connu aussi sous le nom de Boost ou hacheur parallèle; son circuit de base est celui de la figure (II-1).

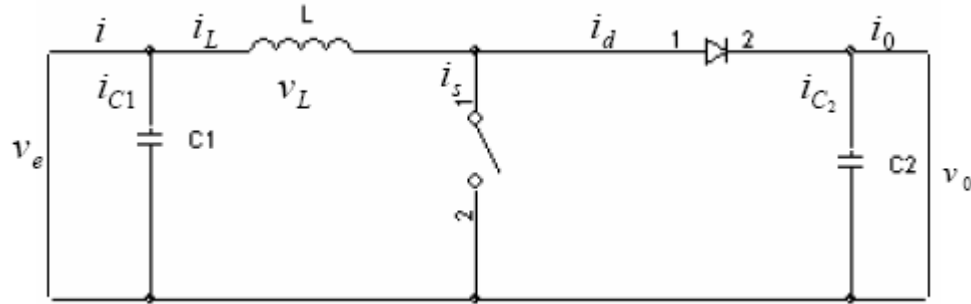


Figure (II-1) : Schéma de principe d'un Boost

Son principe de fonctionnement est basé sur la position du commutateur K ouvert/fermé, lorsque ce dernier est fermé, pendant la durée t_{on} c-à-d $de[0, d.T_s]$, dans cette phase le courant croît progressivement, ce qui laisse l'inductance stocker davantage d'énergie durant tout le temps de la fermeture de K . Puis le commutateur se bascule en ouverture c-à-d pendant la durée t_{off} $de[d.T_s, T_s]$, durant cette action de transition de la fermeture à l'ouverture l'inductance L s'oppose à la variation du courant I_L dans son circuit selon la loi de Lenz. Cette variation sollicite aussi la variation du flux magnétique dans son noyau, et donc elle génère une tension à ses bornes qui s'ajoute à la tension de source, le tout se trouve aux bornes du condensateur C_2 . La grandeur du courant qui varie à l'intérieur de la self est donné par :

$$(\Delta I_L)_{off} = \frac{V_s - V_e}{L} t_{OFF} \quad (II-1)$$

On écrit en régime permanent, comme pour le BUCK :

$$(\Delta I_{LON}) + (\Delta I_{LON}) = 0 \quad (II-2)$$

Ce qui conduit à l'expression fondamentale :

$$V_s = \frac{t_{ON} + t_{OFF}}{t_{OFF}} V_e \quad (II-3)$$

Une conduction discontinue est définie par un $T > t_{ON} + t_{OFF}$:

$$V_s = \left(1 + \frac{t_{ON}}{2L} \frac{T V_e}{I_s} \right) V_e \quad (II-4)$$

Dans une conduction continue on a :

$$\frac{2L}{R_L T} \left(\frac{V_e}{V_s} \right)^2 \left(1 - \frac{V_e}{V_s} \right) \quad (II-5)$$

Afin de pouvoir synthétiser les fonctions du hacheur survolteur à l'état d'équilibre, il est nécessaire de présenter les schémas équivalents du circuit à chaque position de l'interrupteur K. celui de la figure (II-2), présente le circuit équivalent du Boost à K fermé c-à-d $t \in [0, d.T_s]$.

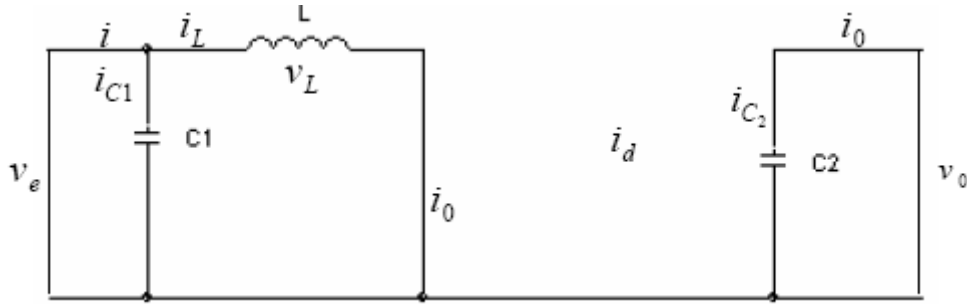


Figure (II-2): Schéma équivalent du hacheur survolteur à $t \in [0, d.T_s]$

La loi de Kirchhoff nous amène à synthétiser les équations qui régissent le fonctionnement actuel :

$$i_{C1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t) \quad (\text{II-6})$$

$$i_{C2}(t) = C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = -i_o(t) \quad (\text{II-7})$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_e(t) \quad (\text{II-8})$$

À l'état ouvert de l'interrupteur K, le circuit équivalent au fonctionnement du Boost est le suivant :

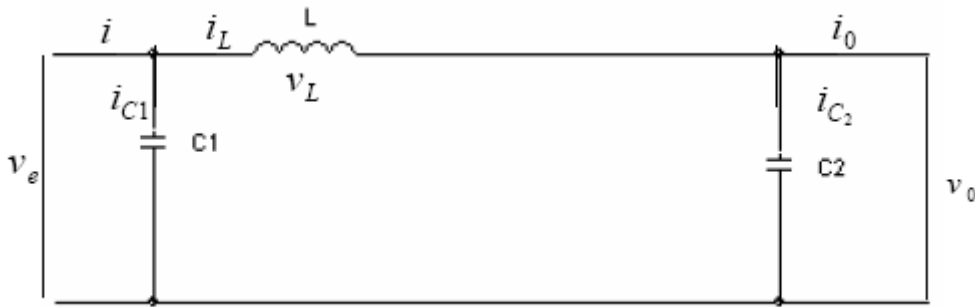


Figure (II-3). Circuit équivalent d'un hacheur survolteur à $t \in [d.T_s, T_s]$

$$i_{C1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t) \quad (\text{II-9})$$

$$i_{C2}(t) = C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (\text{II-10})$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_i(t) - V_o(t) \quad (\text{II-11})$$

En négligeant les ondulations créées par l'effet de commutation de l'interrupteur K au niveau du courant et de la tension, généralement par une approximation de ces grandeurs à leurs valeurs moyennes, on obtient une forme simplifiée des équations (II-6) à (II-7) comme suit :

$$i_{C1} = I - I_L \quad (\text{II-12})$$

$$i_{C2} = -I_0 \quad (\text{II-13})$$

$$V_L = V_i \quad (\text{II-14})$$

(II-9) à (II-11) donnent naissance aux équations simplifiées suivantes :

$$i_{C1} = I - I_L \quad (\text{II-15})$$

$$i_{C2} = I_L - I_0 \quad (\text{II-16})$$

$$V_L = V_i - V_0 \quad (\text{II-17})$$

Les équations précédentes sont obtenues directement de l'équation suivante :

$$x(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau = \frac{1}{T_s} \left[\int_t^{t+\alpha T_s} x \left[0, \alpha T_s \right] (\tau) d\tau + \int_{t+\alpha T_s}^{t+T_s} x \left[\alpha T_s, T_s \right] (\tau) d\tau \right] \quad (\text{II-18})$$

En régime permanent i_{C1} , i_{C2} et V_i sont approchés à leurs valeurs moyennes donc :

$$d \cdot i_{C1ON} = (1-d) i_{C1OFF} \Rightarrow d \cdot i_{C1ON} + (1-d) i_{C1OFF} = 0 \quad (\text{II-19})$$

$$d \cdot i_{C2ON} = (1-d) i_{C2OFF} \Rightarrow d \cdot i_{C2ON} + (1-d) i_{C2OFF} = 0 \quad (\text{II-20})$$

$$d \cdot V_{LON} = (1-d) V_{LOFF} \Rightarrow d \cdot V_{LON} + (1-d) V_{LOFF} = 0 \quad (\text{II-21})$$

$$\text{De l'équation (II-19) : } d(I - I_L) + (1-d) \cdot (I - I_L) = 0 \Rightarrow I = I_L \quad (\text{II-22})$$

$$\text{De l'équation (II-20) : } d(-I_0) + (1-d) \cdot (I_L - I_0) = 0 \Rightarrow I_0 = (1-d) I_L \quad (\text{II-23})$$

$$\text{De l'équation (II-21) : } dV_i + (1-d) \cdot (I - I_L) = 0 \Rightarrow I = I_L \quad (\text{II-24})$$

Le rapport de conversion est déduit de l'équation :

$$M(d) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{(1-d)} \quad (\text{II-25})$$

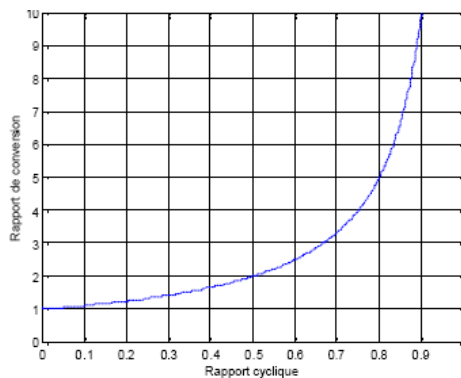


Figure III-10 : le rapport de conversion M en fonction de « survolteur ».

Paramètres du moteur asynchrone

La simulation est effectuée sur une machine définie par les paramètres suivant :

Puissance nominale.....	1,5 KW
Tension nominale.....	220 / 380 V
Rendement nominal.....	0,78
Facteur de puissance nominal.....	0,8
Vitesse nominale.....	1420 tr/min
Fréquence nominale.....	50 Hz
Résistance statorique.....	4,85 Ω
Résistance rotorique.....	3.805 Ω
Inductance cyclique du stator.....	0,274 H
Inductance cyclique du rotor.....	0,274 H
Inductance mutuelle cyclique.....	0,258 H
Nombre de paires de pôles.....	2
Moment d'inertie.....	0,031 Nm-s ² / rad
Coefficient de frottement.....	0,008 N.m.s/rad

Dimensionnement du système PV

Le dimensionnement d'un système photovoltaïque a pour but de déterminer la puissance crête du champ de modules et la capacité de la batterie à partir des données radio métriques (irradiation solaire, température ambiante...) du site d'une part et des besoins énergétiques d'autre part.

La détermination de ces éléments doit permettre de garantir une fourniture d'énergie tout au long de l'année ou éventuellement sur une période déterminée.

La méthodologie du dimensionnement consiste à remonter la chaîne en partant des besoins en énergie électrique.

Elle consiste généralement en neuf phases :

- ✓ Données du site.
- ✓ Estimation des besoins en énergie électrique journalières (Wattheure/jour).
- ✓ Détermination de l'onduleur (en cas de charge alternative).
- ✓ Détermination du dispositif de régulation.
- ✓ Détermination du dispositif et dimensionnement de la batterie d'accumulateurs.
- ✓ Dimensionnement du panneau photovoltaïque.
- ✓ Dimensionnement du câblage.
- ✓ Réalisation de la structure porteuse.
- ✓ Impact financier

Données du site :

<i>Site</i>	<i>Bouzaréah (Alger)</i>
<i>Latitude</i>	<i>36.43°N</i>
<i>Longitude</i>	<i>3.15°E</i>
<i>Albédo</i>	<i>0.20</i>
<i>Insolation (Ei)</i>	<i>3500 Wh/j.m²</i>

Le rayonnement solaire, la température ambiante, ainsi que la situation géographique du site considéré (latitude), sont les trois principaux facteurs utilisés pour calculer la puissance d'un générateur, avec les besoins énergétiques demandés.

Rayonnement solaire :

L'ensoleillement du site permet d'évaluer l'énergie journalière que peut fournir un module photovoltaïque d'une puissance crête donnée au niveau de ce site.

Latitude :

La latitude du site est un paramètre qui influe énormément sur l'angle d'inclinaison du panneau solaire.

<i>Latitude β</i>	<i>Inclinaison α</i>
$\beta < 10^\circ$	$\alpha = 10^\circ$
$10^\circ < \beta < 30^\circ$	$\alpha = \beta$
$30^\circ < \beta < 40^\circ$	$\alpha = \beta + 10^\circ$
$\beta > 40^\circ$	$\alpha = \beta + 15^\circ$

Figure. II.14 Détermination de l'inclinaison du panneau solaire en fonction de la latitude

$$P = 1,5 \text{ kW}$$

La consommation journalière :

$$C_j = P * \text{Nombre d'heure}$$

$$C_j = 1500 * 12 = 18000 \text{ Wh}$$

Nombre d'heures = 12h de fonctionnement par jour.

L'aire du champ de modules :

$$\text{Aire} = \frac{C_j}{E_{iG} \times \eta_m \times \eta_{reg} \times \eta_c \times \eta_b}$$

η_m : Rendement module 10%

η_{reg} : Rendement régulateur 90%

η_c : Rendement onduleur 80%

η_{bat} : Rendement batterie 80%

La puissance crête fournie est de :

$$P_{V_{crête}} = Aire \times 1000 \times \eta_m$$

Détermination du nombre total de modules :

$$N_T = \frac{P_{V_{crête}}}{P_{crête\ mod}}$$

Le nombre de module série est :

$$N_s = \frac{U_{charge}}{U_{mod}}$$

-Détermination du nombre de branches :

$$N_p = \frac{N_T}{N_s}$$

Application numérique :

$$Aire = 89,26 \text{ m}^2$$

$$P_{V_{crête}} = 8929 \text{ W}_c$$

$$N_T = 110 \text{ modules}$$

$$N_s = 11 \text{ modules}$$

$$N_p = 10 \text{ modules}$$

1) Composition de la batterie plomb- acide

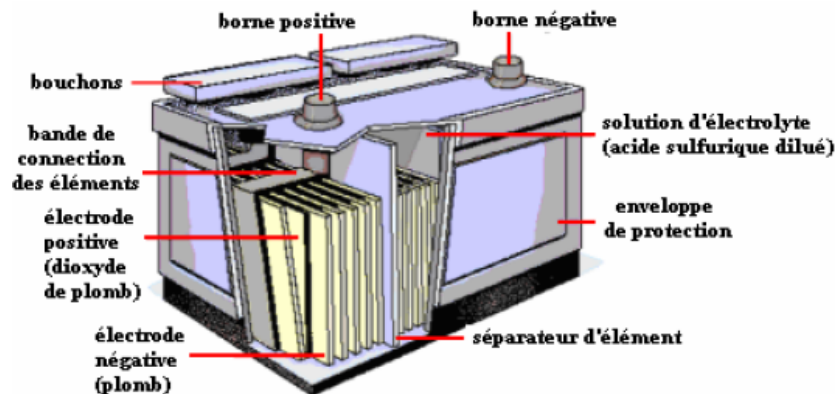


Figure 1 : Composition interne d'une batterie plomb-acide.

Une batterie plomb-acide est généralement composée de :

1. L'électrode positive est une plaque rectangulaire en plomb renforcée par des nervures entre lesquelles sont disposées des lamelles ou des tubes constitués par des oxydes de plomb.
2. L'électrode négative est une plaque de plomb à surface gaufrée dont les alvéoles sont garnies de plomb spongieux.
3. L'électrolyte est une solution d'acide sulfurique dont la densité varie en fonction de l'état de charge de la batterie.
4. Organisation : L'énergie qu'on peut emmagasiner dans un accumulateur étant proportionnelle à la surface des électrodes, on a intérêt à augmenter leurs dimensions.

Pour éviter un trop grand encombrement, on constitue deux faisceaux de plaques parallèles positives et négatives intercalées. L'ensemble des plaques est immergé dans l'électrolyte contenu dans un bac en matière isolante (verre ou matière plastique). [9]

2) Principe de fonctionnement :

Pendant la décharge, la concentration de l'acide sulfurique décroît. Inversement, l'acide sulfurique se reforme pendant la charge. Le moyen le plus sûr de vérifier l'état de charge est de mesurer la densité de l'électrolyte, ce qui permet de connaître la concentration en acide.

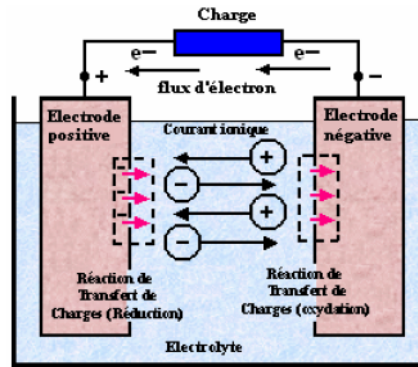


Figure 2 : Cellule électrochimique à plomb de base.

En fin de charge, si on prolonge le passage du courant, l'hydrogène et l'oxygène résultant de la décomposition de l'eau finissent par se dégager à l'état gazeux sur les électrodes (Electrolyse). Si la décharge se produit trop longtemps, ou si on ne surveille pas la concentration d'acide sulfurique, celui-ci peut attaquer les plaques en donnant du sulfate de plomb qui n'est plus détruit par la suite. L'accumulateur se sulfate, il finit par devenir inutilisable. [9], [10]

3) Caractéristiques :

3.1) Tension :

La tension aux bornes d'un élément d'accumulateur au plomb est voisine de 2V. Sa valeur varie entre 1,7 V et 2,4 V suivant l'état de charge en conditions normales de fonctionnement.

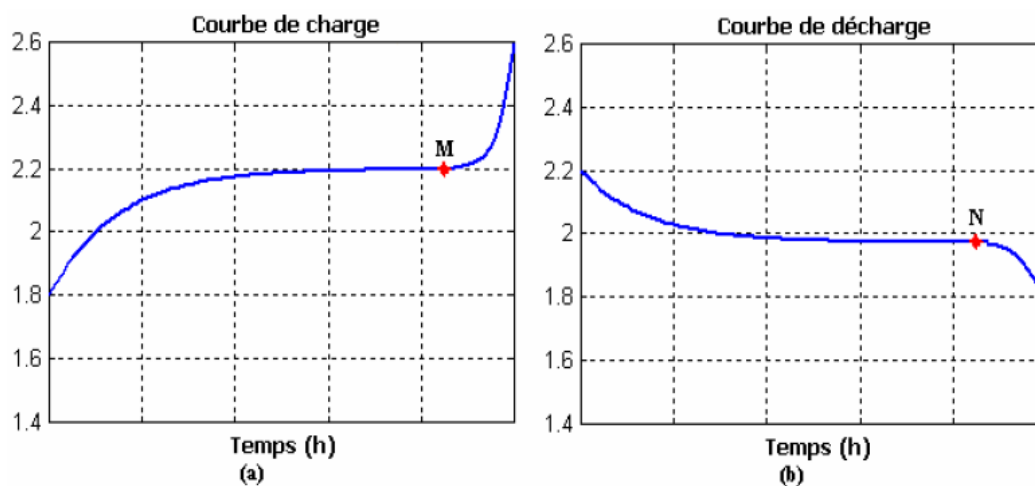


Figure 3 : Comportement de l'accumulateur au plomb vis-à-vis le phénomène de charge et décharge, (a) Courbe de charge, (b) Courbe de décharge.

3.2) Charge :

Pendant la charge, l'accumulateur est un récepteur. Si on trace graphiquement la différence de potentiel à ses bornes en fonction du temps, on constate qu'après un court régime transitoire elle s'établit aux environs de 2,2 V.

En fin de charge (point **M**) (figure 3.a), on note un accroissement rapide de la tension. Les plaques, complètement polarisées, ne retiennent plus l'oxygène et l'hydrogène dégagés. La fin de charge est atteinte à 2,6 V en charge cyclique.

En charge flottante (régulation de charge) on se limite entre 2,25 V et 2,35 V par élément. [9]

3.3) Décharge :

Pendant la décharge, la force électromotrice varie, en fonction du temps comme l'indique la figure I.15.b, Pendant une assez longue durée d'utilisation, elle reste remarquablement constante à la valeur de 2V environ. À partir du point **N**, elle diminue brusquement (1,8 V), il faut alors recharger l'accumulateur, sous peine de voir apparaître la sulfatation des plaques.

En pratique, on ne descend pas en général en dessous de 20 % de la capacité batterie.

Sinon, la sulfatation entraîne une perte de capacité et une augmentation de la résistance interne d'où baisse de tension.

3.4) Résistance interne :

La résistance interne d'un accumulateur est toujours très faible et négligeable en général, dans les applications numériques. Cette faible résistance interne présente d'ailleurs un inconvénient : quand les deux bornes sont accidentellement réunies par un conducteur lui même peu résistant, la résistance totale du circuit reste très faible, l'intensité du courant débité est considérable, l'accumulateur, mis ainsi en court-circuit, est rapidement rendu hors usage.

3.5) Capacité :

On appelle capacité la quantité d'électricité, évaluée habituellement en ampères-heures (Ah), qu'un accumulateur chargé peut faire circuler pendant la période de décharge. La capacité d'un élément est fonction du régime de décharge, la capacité nominale (C_n) d'une batterie étant donnée, généralement, pour un régime de décharge en 10 h ($C/10$).

Pour un régime de décharge plus élevé ($I > C/10$) la capacité diminue.

Pour un régime de décharge plus faible ($I < C/10$) la capacité augmente.

Le courant de décharge est évalué en fractions de la capacité exprimée en Ah.

4) Performances d'une batterie dans un système photovoltaïque :

Une batterie solaire doit assurer les fonctions d'une batterie de traction et d'une batterie stationnaire :

- Batterie de traction : parce qu'on lui demande un cycle journalier de décharge (pas toujours suivi d'une recharge).
- Batterie stationnaire : parce qu'on lui demande de stocker de l'énergie et de la restituer en cas de non ensoleillement.

La durée de vie d'une batterie diminue lorsque le nombre de cycles charge-décharge journaliers et la profondeur de décharge augmentent. En moyenne, une batterie solaire peut assurer 2000 décharges, soit une durée de vie de 3 ans à raison de 600 décharges par ans [9].

Bibliographie

Bibliographie

- [1] S. Ait Cheikh, « *Etude, Investigation et conception d'algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïque* », Mémoire de doctorat d'état, ENP, Alger, 2007
- [2] Jimmy Royer, Thomas Djiako, Eric Schiller, Bocar sada Sy « *Le pompage photovoltaïque* » manuel de cours, université d'Ottawa
- [3] R. Maouedj, « *Application de l'énergie photovoltaïque au pompage hydraulique sur les sites de Tlemcen et Bouzareah* », Mémoire de Magister, Université Abou Bekr Belkaïd, Tlemcen, 2005.
- [4] G.F .Tchoketch, « *Commande des hacheurs MPPT par la logique floue* », Mémoire de Magister, ENP, 2006.
- [5] A. Melouka, M. Benarroudj, « *Etude et réalisation d'un contrôleur MPPT par le méthode P&O à base du microcontrôleur PIC 16F876* », PFE, ENP, Alger, 2003.
- [6] S. Kharzi, « *Etude d'un dispositif de protection cathodique alimenté par énergie solaire photovoltaïque* », Mémoire de Magister, ENP, Alger, 2005.
- [7] F.BELHECHAT « *Commande neuro-floue d'un hacheur MPPT* » Mémoire de Magister, ENP, Alger, 2007.
- [8] S. Issaadi, « *Commande d'une poursuite du point de puissance maximum (MPPT) par les réseaux de neurones* », Mémoire de Magister, ENP, Alger, 2006.
- [9] Y.Pankow, « *Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension. Application au générateur photovoltaïque* », Mémoire de doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2004
- [11] S.AMAMRA « *Commande par Réseaux de neurones d'une Machine Asynchrone avec Linéarisation Hybride* » Mémoire de Magister, ENP, Alger, 2005.
- [12] L.BARAZANE, « *Application des systèmes émergent a la commande d'un moteur asynchrone* », Mémoire de doctorat d'état, ENP, Alger, 2003.

- [13] S. AISSIOUI, A. MEZAOUROU «*Mise en œuvre d'une commande à structures variables floue d'un moteur asynchrone alimenté en tension commandé en courant*» P.F.E, USTHB.2007
- [14] L. BARAZANE «*Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone alimenté en courant* », Mémoire de Magister, ENP, Alger, 1993.
- [15] P. Barret, «*Régime transitoires des machines électrique tournantes*». Edition Eyrolles, 1982.
- [16] S. Aissioui, A. Mezaourou, «*Mise en œuvre d'une commande à structures variables floue d'un moteur asynchrone alimenté en tension contrôlé en courant* », PFE, USTHB, Alger, 2007
- [17] M. Ladouani, «*Modélisation d'un système photovoltaïque alimentant un moteur asynchrone alimenté en tension commandée en courant*», PFE, USTHB, Alger, 2008.
- [18] Doudou M^{ed} & Fartas ILYES «*Commande Hybride Vectorielle et par retour d'état non linéaire d'une Machine Asynchrone alimentée en tension*», PFE, USTHB, Alger, 2006
- [19] Idriss HADJ MAHAMMED «*Modélisation du générateur photovoltaïque*» Mémoire Magister, ENP 2002
- [20] Julien LABBÉ «*L'Hydrogene Electrolytique Comme Moyen De Stockage D'électricité Pour Systèmes Photovoltaïques Isolés*»Mémoire Doctorat, Ecole des Mines de Paris, 2006
- [21] Farida Boucktouche cherfa «*Etude et réalisation d'une central photovoltaïque connecté au réseau de distribution électrique BT*» Mémoire de Magister, ENP, 2004

I_{ph} :	Courant photo généré par le générateur photovoltaïque sous éclairement [A].
I_d :	Courant qui traverse la diode [A].
I_{sat} :	Courant de saturation [A].
z :	Nombre de cellules en série.
GPV :	Générateur photovoltaïque.
I_{cc} :	Curant de court-circuit [A].
I_0 :	Courant à l'obscurité [A].
I_{Rp} :	Courant qui traverse R_{sh} [A].
R_s :	Résistance série du générateur [Ω].
R_p :	Résistance parallèle du générateur [Ω].
R_{opt} :	Résistance optimale [Ω].
q :	Charge de l'électron [$1.6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb].
A :	Facteur d'idéalité.
C :	Constante.
K :	Constante de Boltzmann [$1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K].
K_1 :	Constante [$1.2 \text{ A/cm}^2 \text{ K}^3$].
K_2 :	Constante [$2.9 \cdot 10^5 \text{ A/cm}^2 \text{ K}^{5/2}$].
E_g :	Energie du gap [eV].
γ :	Fréquence du photon [Hz].
h :	Constante de Planck.
T :	Température absolue [$^{\circ}\text{K}$].
S :	Flux solaire [W/m^2].
P_{max} :	Puissance maximale [W].
I_{max} :	Courant maximal [A].
V_{max} :	Tension maximale [V].
V_{co} :	Tension de circuit ouvert [V].
P_c :	Puissance crête [W].
P_{opt} :	Puissance optimale [W].
I_{opt} :	Courant optimal [A].
V_{opt} :	Tension optimale [V].
FF :	Facteur de forme.
I_{S1} et I_{S2} :	Courants de saturation des diodes [A].
η_1 et η_2 :	Facteurs d'idéalité des diodes.
I_{d1} et I_{d2} :	Courants qui traverse les diodes [A].

C_{bp} :	Capacité de la charge de la batterie [μF].
V_{max} :	Tensions maximale de la batterie [V].
V_{min} :	Tension minimale de la batterie [V].
MPPT :	Maximum Power Point Tracking.
MPP :	Maximum Power Point.
RNA :	Réseau de Neurones Artificiel.
a, b, c :	Indices correspondant aux trois phases de la machine
d, q :	Indices correspondant au référentiel lié au champ tournant
α, β :	Indices correspondant au référentiel fixe (lié au stator)
i :	Courant instantané
v :	Tension instantanée
Φ :	Flux instantané
R_s, R_r :	Résistances du stator et du rotor
L_s, L_r :	Inductances (cycliques) du stator et du rotor
L_m	Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor
L_{as}, L_{ar} :	Inductances d'une phase statorique et d'une phase rotorique
T_s :	Constante de temps statorique (L_s / R_s)
T_r :	Constante de temps rotorique (L_r / R_r)
σ :	Coefficient de fuite (Blondel) ($\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$)
p :	Nombre de paires de pôles
Ω :	Vitesse mécanique
ω_{sl} :	Vitesse de glissement
θ_r :	Position du rotor ($\Omega = d\theta_r / dt$)
θ :	Position du référentiel par rapport au stator
ω_s :	Pulsation statorique
ω_r :	Pulsation rotorique
J :	Moment d'inertie
f :	Coefficient de frottements visqueux
C_{em} :	Couple électromagnétique
C_r :	Couple résistant