REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA

Faculté de **T**echnologie

Département du **G**énie **E**lectrique

Mémoire de fin d'études de Master

Spécialité : Automatique et Systèmes

COMMANDE MPPT-GWO D'UN SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE ALIMANTANT UN MOTEUR SYNCHRONE

Présenté par :

Hadj-Ali Amina

Behar Khadidja

Proposé et Dirigé par :

Dr. Hamidia Fethia

Dr.Abbadi Amel

Promotion 2022

REMERCIMENT

Nous tenons à remercier tout premièrement ALLAH le tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il nous a donnés durant toutes ces longues années pour accomplir ce travail.

Nous tenons à adresser nos plus grands remerciements à nos encadrantes Dr. Hamidia Fethia et Dr. Abbadi Amel, qui sans leurs orientation, patience et rigueur tout le long du chemin, ce travail n'aurait pas pu voir le jour.

Nous tient à exprimer notre gratitude aux membres de jury Mr. Skender Mohamed Reda et Mr. Bettach Farouk qui ont bien voulu examiner ce travail.

A travers ce mémoire, nous adressons nos reconnaissances aux enseignants qui ont contribué à la formation de notre connaissance depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.

Que nos familles et nos amis soient aussi sincèrement remerciés pour leurs encouragements afin de mener à terme les travaux de ce mémoire.

Hadj-Ali Amina
Behar Khadidja

DEDICACE

Je dédie ce travail :

A ma chère maman

Mon cher papa

Que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A ma sœur Sarah

A mon frère Aymen

A mes chères copines Ikram, Sarra, Feriel et Zineb

Et je n'oubliée pas le grand merci à notre collègue Hariche Hacène qui a toujours été présent et qui n'a ménagé aucun effort pour nous bénéficier avec leur support.

A tous mes collègues de promotion

À ma famille HADJ-ALI et BELKHIRAT

Hadj-Ali Amina

DEDICACE

Je dédie ce travail :

A mes chers parents

Pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études, ainsi pour tout ce qu'ils ont fait pour moi. Ils se sont beaucoup sacrifiés pour m'offrir toutes les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis

A mes chères sœurs

Sarra

Bahia Et son mari Mohammed

A mon frère Sofiane

A ma cousine Amina

A ma tante Kelthoum

A ma chère copine Marwa

A mes collègues : Hamidi Nabil, Hariche Hacène

A tous mes camarades de la promotion Automatique.

Et à notre chirurgien en urologie Kouar qui a fait un grand effort à notre cher papa

Behar Khadidja

تتبع أقصى نقطة لطاقة النظام الكهروضوئي بتقنية الذئاب الرمادية لتغذية محرك متزامن

ملخص:

بسبب الزيادة المستمرة في الطلب على الطاقة والأثر البيئي لأساليب الإنتاج التقليدية، أصبحت هناك حاجة للاعتماد على الطاقات ذات الموارد المتجددة مثل الطاقة الشمسية.

هذا العمل يقترح خوارزمية الذئاب الرمادية من أجل تتبع أقصى نقطة عاملة لطاقة النظام الشمسي "الفوطوضوئي"عبر محول الطاقة "مستمر\مستمر"من أجل تغذية المحرك التزامني ذي المغانط الدائمة، وهذا المحرك يتم التحكم فيه عن طريق التحكم المباشر في عزم الدوران عبر محول الطاقة "مستمر\متناوب".

كلمات مفتاحية :نظام فوطوضوئي، متتبع أقصى نقطة للطاقة، تقنية الذئاب الرمادية ، محول مستمر\مستمر، محرك تزامنيذي المغانط الدائمة،التحكم المباشر في عزم الدوران.

Commande MPPT-GWO d'un Système Photovoltaïque Alimentant un Moteur Synchrone

Résumé :

En raison de l'augmentation continue de la demande de l'énergie et l'impacte environnementale des méthodes de production conventionnelles, il est nécessaire d'adopter les énergies à ressources renouvelables telle que l'énergie solaire.

Ce travail propose l'algorithme de Loups-gris (Grey Wolf Optimisation GWO) pour suivrele point de puissance maximale Globale (GMPP) de panneau photovoltaïque, ce système (PV-BOOST commandé par GWO) sera utilisé pour alimenter un moteur synchrone à aimant permanent, qui est contrôlé par la commande directe du couple (DTC) via un onduleur.

Mots clés : Photovoltaïque, MPPT-GWO, Convertisseur DC-DC, DTC, MSAP.

MPPT-GWO Control of a Photovoltaic System Supplied a Synchronous Motor

Abstract:

Due to the increasing demand of energy and the environmental impact of conventional production methods, it is necessary to adopt energies from renewable resources such as solar energy.

This work proposes Grey Wolf algorithm to operate photovoltaic panel at the global maximum power point GMPP, the system containing (PV-Boost controlled by GWO) will be used to supply the permanent magnet synchronous motor PMSM where the motor is controlled by DTC (Direct Torque Control) via an inverter DC-AC.

Key Words: Photovoltaic Panel, MPPT-GWO, Converter DC-DC, Direct Torque Control, PMSM.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau (IV.1)	Table de commutation. ……..…42
Tableau (IV.2)	Table de commande du flux. ……42
Tableau (IV.3)	Table de commande du couple. ……42
Tableau (IV.4)	Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls. …….……43

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Schéma du l'effet photovoltaïque.....03
Figure I.2	Schéma de la structure d'une cellule photovoltaïque.....04
Figure I.3	Schéma circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.....05
Figure I.4	Composants d'un générateur PV.....07
Figure I.5	Caractéristique P=f(V) d'un module photovoltaïque.....07
Figure I.6	Caractéristique I =f (V) d'un module photovoltaïque.....08
Figure I.7	Influence de la température sur la caractéristique courant-tension…….....08
Figure I.8	Influence de la température sur la caractéristique puissance-tension……09
Figure I.9	Influence de l'éclairement sur la caractéristique courant-tension 09
Figure I.10	Influence de l'éclairement sur la caractéristique puissance-tension……..10
Figure I.11	Groupement de cellules en série 10
Figure I.12	Groupement de cellules en parallèle.....11
Figure I.13	Protection des modules par les diodes anti retour by-pass.....11

Figure II.1	Schéma étage d'adaptation entre un GPV et une charge.....13
Figure II.2	Schéma électrique du convertisseur Boost.....14
Figure II.3	Caractéristique de la tension et du courant du hacheur survolteur.....15
Figure II.4	Schéma électrique de base du hacheur BUCK.....15
Figure II.5	Caractéristique de la tension et des courants d'un convertisseur Buck.....16
Figure II.6	Variation de V de charge avec I de charge pour le convertisseur Buck.....17
Figure II.7	Circuit d'un convertisseur Buck-BOOST.....17
Figure II.8	Caractéristique de la tension et de courant du convertisseur Buck-BOOST.....18

Figure II.9	Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque avec convertisseur statique contrôlé par une commande MPPT sur charge quelconque……18
Figure III.1	Représentation de la machine synchrone à aimants permanents ……21
Figure III.2	Deux grandes familles de bobinage centré : distribué (a) et concentré (b)…….…… .22
Figure III.3	Formes simplifiées de la machine synchrone selon type du rotor.....22
Figure III.4	Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents… ……..…….24
Figure III.5	Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....26
Figure III.6	Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension ……..27
Figure III.7	Schéma équivalent de l'onduleur …… ……28
Figure III.8	Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale ……29
Figure III.9	Principe de la commande MLI naturelle …….....29
Figure III.10	Résultats de Simulation du démarrage à vide sans onduleur……...30
Figure III.11	Résultats de Simulation du MSAP avec une charge de 2 N.m sans onduleur…… 31
Figure III.12	Résultats de Simulation MSAP en charge avec onduleur……..……..32
Figure IV.1	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP…….….35
Figure IV.2	Evolution de l'extrémité de $\overline{\phi_s}$ pour $R_s\overline{I_s}$ négligeable …….……...36
Figure IV.3	Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension $\overline{V_s}$ ..……..…37
Figure IV.4	Sélection du vecteur de tension……...…..38
Figure IV.5	Le correcteur du flux ……..…..40
Figure IV.6	Correcteur de couple à trois niveaux…….41
Figure IV.7	Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP…….43
Figure IV.8	Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC en Boucle ouverte……44

Figure IV.9	Résultat de simulation de la MSAP commandée DTC en Boucle fermée …….45
Figure V.1	Comportement de chasse des loups gris……...47
Figure V.2	Schéma Mise à jour de position dans GWO .....…..49
Figure V.3	Schéma mécanisme de positionnement de l'agent de recherche ……..50
Figure V.4	Organigramme de l'algorithme GWO …… .51
Figure V.5	Organigramme de MPPT-GWO…….52
Figure V.6	Résultat simulation de MPPT-GWO……..53
Figure V.7	Performance du système photovoltaïque en appliquant MPPT-GWO pour alimenter une MSAP commandée par DTC…….54

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

Ipv	Le courant fourni par la cellule lorsqu'elle fonctionne en générateur (A)
Iph	Les photo- courants générés par les cellules solaires (A).
Isat	Le courant de saturation (A).
Icc	Le courant de court-circuit (A).
Vpv	La tension aux bornes du PV (V).
Vco	La tension de circuit ouvert (V).
Rse	La résistance série (Ω).
Rsh	La résistance parallèle (Ω).
e	la charge de l'électron e =1.6 10^{-19}C.
N	Le facteur de qualité de la diode.
K	la constante de Boltzmann K = 1.1.385410^{-23} J.K^{-1}.
T	La température des cellules en Kelvin (K).
Pmax	La puissance maximale (W).
Vmax	La tension maximale (V).
Imax	Le courant maximal (A).
FF	Facteur de forme.
η	Le rendement.
D	Le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur.
P	Nombre de pair de pole.
ω_r	La pulsation rotorique (rad/sec).
ϕ_s	Le flux statorique (Wb).
Rs	Résistance statorique (Ω).
Is	Courant statorique (A).
Cem	Le couple électromagnétique (N.m).
J	Le moment d'inertie des parties tournantes (Kg.m^2).

f	Coefficient de frottement (N.m sec/rad).
ϕ_f	Flux magnétique du rotor.

V_a, V_b, V_c	Tension statorique phase a, b, ou c.
I_a, I_b, I_c	Courant statorique phase a, b, ou c.
θ	Angle entre le stator et le rotor.
$[P(\theta)]$	Matrice de passage direct de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de passage inverse de Park.
d, q	Axes de référentiel de Park.
α, β	Axes de référentiel statorique.

MSAP	Moteur synchrone à aimant permanent.
GPV	Générateur photovoltaïque.
MPPT	Maximum Power Point Tracking.
DTC	Commande directe du couple.
AC	Courant alternatif.
DC	Courant continue.
GWO	Grey Wolf Algorithm
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsions.
BO	Boucle ouverte
BF	Boucle fermée

Table des matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE **01**

CHAPITRE I: ÉTAT DE L'ART DE SYSTÈMES PHOTOVOLTAIQUES **03**

I.1 Introduction **03**

I.2L'effet photovoltaïque **03**

I.3La cellule photovoltaïque **03**

I.4 Modèle d'une cellule photovoltaïque **04**

I.5 Paramètres d'une cellule photovoltaïque **05**

I.5.1 Courant de court-circuit (I_{cc}) **05**

I.5.2 Tension de circuit–ouvert V_{co} **06**

I.5.3 Puissance maximale **06**

I.5.4 Facteur de forme **06**

I.5.5 Le rendement **06**

I.6 Générateur photovoltaïque **06**

I.6.1 Caractéristique d'un Générateur PV **07**

I.7 Effets climatiques sur la cellule PV **09**

I.7.1 Influence de la température sur la cellule **08**

I.7.2 Influence de l'éclairement sur le générateur PV **09**

I.7.3 Influence de l'association série des cellules PV **10**

I.7.4 Influence de l'association parallèle des cellules PV **10**

I.8 Protection d'un PV **11**

I.9 Avantages et inconvénients de l'énergie photovoltaïque **12**

I.10 Conclusion **12**

CHAPITRE II: CONVERTISSEURS DC-DC **13**

II.1 Introduction **13**

II.2 Étages d'adaptations **13**

II.3 Les convertisseurs DC-DC (Hacheurs) **13**

II.4 Type de convertisseurs **13**

II.4.1 Hacheur survolteur (Boost)..... 14
II.4.2 Hacheur dévolteur (Buck)..... 15
II.4.3 Convertisseur Buck-Boost..... 17
II.5 Commande MPPT des convertisseurs DC-DC..... 18
II.5.1 Classification des commandes MPPT selon Le type de recherche..... 19
II.5.1.1MPPT Direct..... 19
II.5.1.2MPPT Indirect..... 19
II.5.2 Les techniques de commandes MPPT..... 19
II.6 Conclusion..... 20
CHAPITRE III: LA MODÉLISATION DE LA MSAP..... 21
III.1 Introduction..... 21
III.2 Présentation de la machine MSAP..... 21
III .2.1Structure de la MSAP..... 21
III.3 Principe de fonctionnement de la MSAP..... 22
III.4 Les avantages et les inconvénients de la MSAP..... 23
III .4.1 Avantage de la MSAP..... 23
III .4.2 Inconvénient de la MSAP..... 23
III.5Modélisation de la machine MSAP..... 23
III.5.1Mise en équation de la MSAP en triphasé..... 23
III.6 Transformation de Park..... 25
III.7 Modélisation du MSAP dans le plan de Park..... 26
III.7.1 Equations électriqus..... 26
III.7.2 Equations magnétiques..... 26
III.7.3 Equations électromagnétiques..... 27
III.8 Modélisation de l'onduleur..... 27
III.8.1 Onduleur de tension à MLI..... 28
III.9 Résultats de simulation sans et avec onduleur..... 30
III.9.1 Résultats de MSAP sans onduleur..... 30
III.9.2 Résultats de MSAP avec onduleur..... 32
III.10 Conclusion..... 33

CHAPITRE IV: LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE 34
IV.1 Introduction 34
IV.2 Principe de la Commande DTC 34
IV.3 Les Avantages et Les inconvénient de la DTC 35
IV.3.1 Avantages de la commande directe de couple 35
IV.3.2 Inconvénients de la commande directe de couple 35
IV.4 Stratégie de commande directe du couple et de flux 36
IV.4.1 Contrôle de flux statorique 36
IV.4.2Contrôle du couple électromagnétique 37
IV.5 Choix du vecteur de tension 38
IV.6 Estimation du Flux et du Couple 39
IV.6.1Estimation du flux statorique 39
IV.7 Estimation du Flux et du Couple 40
IV.7.1 Correcteur de flux 40
IV.7.2 Correcteur de couple 40
IV.8 Élaboration de la table de commande 42
IV.9 Structure générale du contrôle direct de couple 43
IV.10 Résultats de simulation de la DTC-MSAP 44
IV.11 Conclusion 45
CHAPITRE V: PV-DTC-MSAP BASÉ SUR MPPT-GWO 46
V.1 Introduction 46
V.2 L'optimisation par (GWO) 46
V.2.1 Définition 46
V.2.2 Principe de l'Algorithme GWO 46
V.2.3 Operateurs 47
V.3 Les étapes générale de l'algorithme GWO 50
V.4L'organigramme de GWO 51
V.5 MPPT basé sur méthode GWO 52
V.6 Résultats de Simulation 53

V.7 Conclusion 55
CONCLUSION GÉNÉRALE..... 56

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Actuellement, une grande partie de l'énergie consommée dans le monde repose sur les énergies fossiles comme le charbon, le gaz et le pétrole. Cependant, les ressources de ces énergies seront épuisées dans quelques dizaines d'années, ainsi leur exploitation produit des gaz toxiques qui ont pour effet d'augmenter la température et de polluer l'atmosphère. A cet effet, l'augmentation de la demande énergétique du monde exige l'exploitation d'autres sources d'énergie renouvelables et non polluantes [ANG06].

Les énergies renouvelables sont des énergies issues de ressources naturelles inépuisables telles que l'eau, la chaleur de terre, le vent, et le solaire. Dans de nombreux pays, ces énergies ont connu un développement considérable, en particulier l'énergie solaire, bien que le rayonnement solaire représente la plus grande source d'énergie.

Les systèmes PV génèrent une puissance dépendante du changement des conditions climatiques ; telles que le rayonnement solaire et la température des panneaux et de la variation de la charge. Par conséquent, une technique de recherche du point de puissance maximale PPM destinée à contrôler le rapport cyclique du convertisseur DC/DC est nécessaire pour garantir un fonctionnement optimal de la chaine PV dans différentes conditions d'exploitation. Plusieurs travaux ont abordé le problème de la recherche du point de fonctionnement permettant de soutirer le maximum d'énergie des modules PV en utilisant différentes méthodes dites MPPT (maximum power point Tracking). Les plus connues de ces méthodes sont (Perturbe et Observe (P&O), incrémentation de conductance (IC), les méthodes méta-heuristique) [NIC05].

Les méthodes méta-heuristiques apparues au débit des années 80, permettent de trouver une solution de bonne qualité en un temps de calcul généralement raisonnable, sans garantir l'optimalité de la solution obtenue. Ce sont un ensemble d'algorithmes d'optimisation visant à résoudre les problèmes d'optimisation difficiles. Elles sont souvent inspirées par des systèmes naturels, qu'ils soient pris en physique (cas du recuit simulé), en biologie de l'évolution (cas des algorithmes Génétiques) ou encore en éthologie (cas des algorithmes de colonies de fourmis ou de l'optimisation par essaims particulaires) [BEN07].

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (Actionneurs de robotique, servomoteur, entrainement à vitesse variable …etc.)[GRE97][BEN09]. Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison on a proposée la commande DTC (Direct Torque Couple) qui possède plusieurs avantages (un découplage naturel, l'absence du bloc MLI, réponse excellente du couple, …etc.). Cette technique ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. La MSAP commandée par la DTC via un onduleur sera alimentera par un panneau photovoltaïque et comme les méthodes conventionnelles, pour le suivi du point de puissance maximale, de panneau photovoltaïques souffrent d'un grave problème auquel le « PPM »ne peut pas être rapidement acquis, on propose une méthode méta-heuristique, plus précisément l'algorithme des loups gris (GWO).

Notre travail est subdivisé en cinq chapitres :

- **Dans le premier chapitre**, nous présentons des généralités sur les systèmes photovoltaïques, la construction des cellules PV et le principe de l'effet photovoltaïque et un rappelle sur les générateurs PV.

- **Dans le deuxième chapitre,** On va étudier quelques types de convertisseurs DC-DC, Ainsi, on décrive des commandes MPPT comme la technique (P&O) et (INC).

- **Dans le troisième chapitre,** nous présentons le moteur synchrones à aimant permanent, ses caractéristiques et son principe de fonctionnement, ses avantages et inconvénients. Ce chapitre est aussi consacré à la modélisation de la MSAP, nous commençons par son modèle basé sur la transformation de Park afin d'obtenir sa représentation d'état, nous commentons par la suite les résultats de simulation sans et avec onduleur après illustration et visualisation.

- **Le quatrième chapitre,** est dédié à la présentation de la technique de commande (DTC) qui possède plusieurs avantages. Les performances de cette commande seront montrées par des résultats de simulation.

- **Dans le cinquième chapitre,** pour améliorer les performances du système PV-DTC-MSAP, on appliquera la commande MPPT basé sur la méthode GWO pour trouver le point maximale globale de la puissance du PV, ensuite nous exposerons les résultats de simulation.

- **Finalement,** On termine par une conclusion sur l'ensemble de cette étude, on propose des perspectives à ce travail et l'annexe contient les paramètres du panneau photovoltaïque et du moteur utilisé.

CHAPITRE I: ETAT DE L'ART DE SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES

I.1 Introduction

La transformation du rayonnement solaire en électricité par le processus photovoltaïque est l'un des moyens d'exploitation du gisement solaire. La production de l'électricité par des moyens propres est devenue une nécessité primordiale dans un monde où l'environnement est menacé par la pollution et l'effet de serre [AZI06]. Le photovoltaïque (PV) est une énergie propre et inépuisable. C'est une partie importante des énergies renouvelables et peut aider le monde à répondre à ses besoins énergétiques croissants tout en limitant l'augmentation des émissions de gaz à effet de serre et en réduisant la pollution de l'environnement. Ce chapitre est consacré à la production de l'électricité à partir de l'énergie solaire ainsi que les éléments liés à cette ressource et sa transformation en énergie électrique.

I.2 Effet photovoltaïque

Il s'agit de transformer l'énergie contenue dans la lumière du soleil en énergie électrique par le biais d'un capteur, constitué de matériaux sensibles à l'énergie contenue dans les photons. Ce capteur se présente à l'échelle élémentaire sous forme d'une cellule nommée cellule PV.L'effet photovoltaïque fut observé la première fois par le physicien français Edmond Becquerel [AZI06]. Toutefois, ce n'est qu'au cours des années 1950 que les chercheurs de la compagnie Bell, aux États-Unis, parvinrent à fabriquer la première photopile, l'élément primaire ou de base d'un système photovoltaïque [JIM99].

Quand la cellule est exposée à la lumière, les photons pénétrant dans le matériau semi-conducteur, transfèrent leur énergie aux électrons qui se mettent en mouvement pour produire un courant électrique.

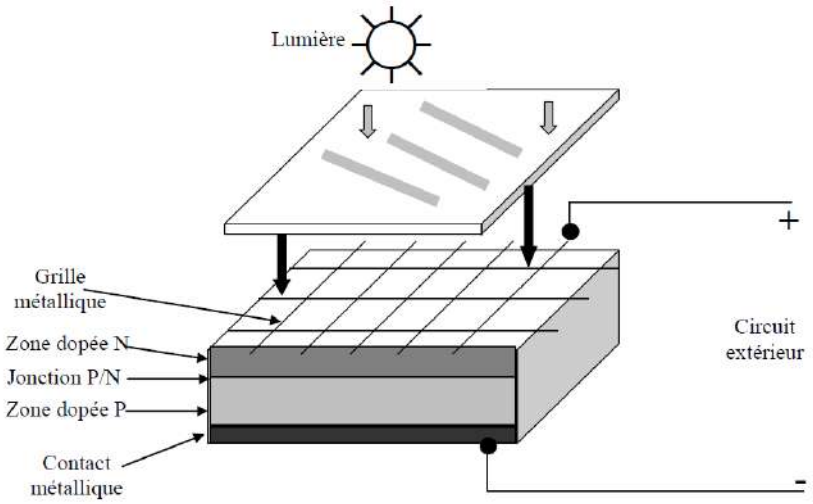


Figure I.1: L'effet photovoltaïque

Une cellule solaire se représente comme une diode électronique de grande surface, la taille d'une cellule solaire va jusqu'à 20cm avec une forme circulaire, carrée ou dérivée de deux géométries. [MEF11]

I.3 La cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est basée sur le phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à établir une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier entre 0.3 V et 0.7 V en fonction du matériau utilisé et de sa disposition ainsi que de la température de la cellule et du vieillissement de la cellule [LAS80]. La figure (I.2) illustre une cellule PV typique où sa constitution est détaillée.

Une cellule PV est réalisée à partir de deux couches de silicium, une dopée P (dopée au bore) et l'autre dopée N (dopée au phosphore) créant ainsi une jonction PN avec une barrière de potentiel. Lorsque les photons sont absorbés par le semi-conducteur, ils transmettent leur énergie aux atomes de la jonction PN de telle sorte que les électrons de ces atomes se libèrent et créent des électrons (charges N) et des trous (charges P).

Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence de potentiel est mesurable entre les connexions des bornes positives et négatives de la cellule. A travers une charge continue, on peut en plus récolter des porteurs. La tension maximale de la cellule est d'environ 0.6 V pour un courant nul. Cette tension est nommée tension de circuit ouvert (V_{co}). Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court circuit (I_{cc}) et dépend fortement du niveau d'éclairement. [ANG06]

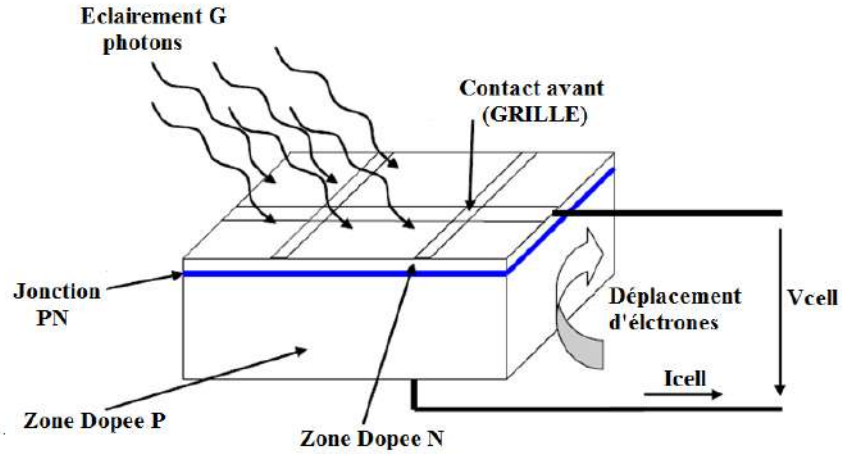


Figure I.2 : La structure d'une cellule photovoltaïque.

I.4 Modèle d'une cellule photovoltaïque

La Figure (I.3) ci-dessous présente le schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque. Elle correspond à un générateur de courant I (ou I_{pv}) monté en parallèle avec une diode. On distingue aussi dans la composition électrique de la cellule deux résistances qui influent sur le fonctionnement de la cellule :

-La résistance série (R_{se}) ou interne modélise la résistance du matériau semi-conducteur utilisé et les pertes au contact des grilles collectrices et de la résistivité de ces grilles.

-Une résistance shunt, 'en parallèle' (R_{sh}) modélise les courants de fuite dus aux effets de bord de la jonction PN.

Pour déterminer le courant généré par la cellule, il faut appliquer la loi des nœuds de Kirchhoff [GOW99] et [KER15] :

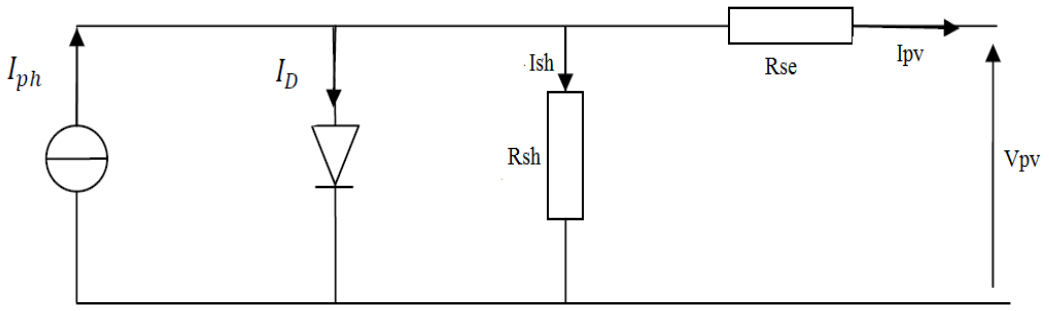


Figure I.3 : Circuit équivalent d'une cellule PV réelle

$$I = I_{ph} - I_{sat}\left(\exp\frac{e\left(V_{pv}+I_{pv}.R_{se}\right)}{n.K.T}-1\right)-\frac{\left(V_{pv}+(I_{pv}.R_{se})\right)}{R_{sh}} \quad (I.1)$$

Où :

I : Courant générer par la cellule photovoltaïque Ipv.

I_{sat} : Le courant de saturation (A).

V_{pv} : Tension générée par la cellule photovoltaïque.

n : Le facteur d'idéalité de la jonction (1<n<2).

T : est la température de la cellule en K.

e : est la charge de l'électron e =1.6 10^{-19}C.

K : est la constante de Boltzmann K = 1.1.385410^{-23} J.K^{-1}

R_{sh} : Résistance shunt de la cellule.

R_{se} : Résistance série de la cellule.

I_{sh} : Le courant circulant dans la résistance R_{sh}.

I_{ph} : Le photo- courant de la cellule dépendant de l'éclairement et de la température ou bien courant de (court-circuit).

I.5 Paramètres d'une cellule photovoltaïque

I.5.1 Courant de court-circuit (I_{cc})

Le courant de court-circuit (I_{cc}) qui représente le courant maximal généré par le panneau PV, il est proportionnel à l'irradiation solaire. Dans le cas idéal (R_{se} nulle et R_{sh} infinie). [DIO19]

$$I_{cc} = I_{ph} - I_{sat}\left[\exp\left(\frac{e\left(I_{cc}.R_{se}\right)}{n.K.T}\right)-1\right]-\frac{I_{cc}.R_{se}}{R_{sh}} \quad (I.2)$$

Pour la plupart des cellules (dont la résistance série est faible), on peut négliger le terme :

$$I_{sat}\left[\exp\left(\frac{e\left(I_{pv}*R_{se}\right)}{nKT}\right)-1\right] \quad (I.3)$$

Devant I_{ph} , l'expression approchée du courant de court-circuit est alors :

$$I_{cc} = \frac{I_{ph}}{(1+\frac{R_{se}}{R_{sh}})} \quad (I.4)$$

Quantitativement, il a la plus grande valeur du courant généré par la cellule pratiquement ($I_{cc} = I_{ph}$).

I.5.2 Tension du court ouvert de la cellule (V_{co})

C'est la tension V_{co} pour laquelle le courant débité par la cellule est nul c'est-à-dire cellule non connecté à une charge. [MOU16]

$$V_{co} = Vt.\ln\left(\frac{I_{ph}}{I_{sat}}+1\right) \quad (I.5)$$

Avec : $Vt=\frac{nKT}{e}$

I.5.3 Puissance maximale

C'est la relation entre la tension maximale (V_{max}) et l'intensité maximale (I_{max}) et que sous les conditions normalisées d'ensoleillement standard (Température=25° et un Eclairement = 1000 w/m²), elle est donnée par la relation : [FON09]

$$P_{max} = V_{max}.I_{max} \quad (I.6)$$

I.5.4 Facteur de forme

Le facteur de forme (FF) est le rapport entre la puissance maximale qu'un panneau photovoltaïque peut produire et le produit Icc, Vco. Il s'écrit comme ceci : [DIO19]

$$FF=\frac{P_{max}}{I_{cc}.V_{co}} \quad (I.7)$$

I.5.5 Le rendement

Le rendement (η) est le rapport entre la puissance maximale et la puissance d'irradiation solaire incidente sur la surface du panneau :

$$\eta=\frac{P_{max}}{P_{inc}} \quad (I.8)$$

I.6 Générateur photovoltaïque

Le générateur photovoltaïque représente la partie de production d'énergie électrique. Il se compose d'un ou plusieurs modules photovoltaïques. Ces modules sont constitués de composants de cellules photovoltaïques. Ils peuvent être connectés en série pour augmentez leur tension et en parallèle pour augmenter leur courant :

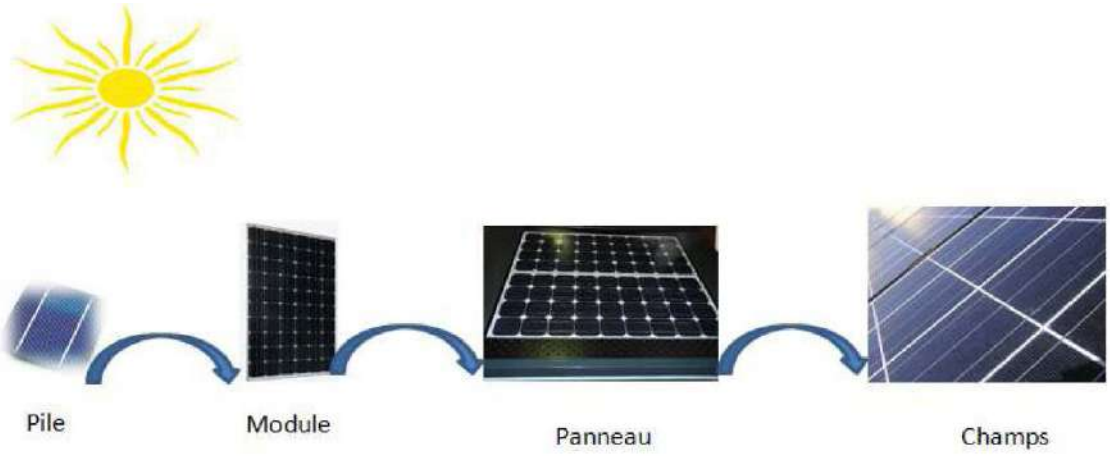


Figure I.4 : Cellule, Module, GPV

I.6.1 Caractéristique d'un Générateur PV

I.6.1.1 Caractéristique puissance-tension

La puissance délivrée par la cellule a pour expression P=V.I, pour chaque point, on peut calculer la puissance P et tracer la courbe P = f(V).

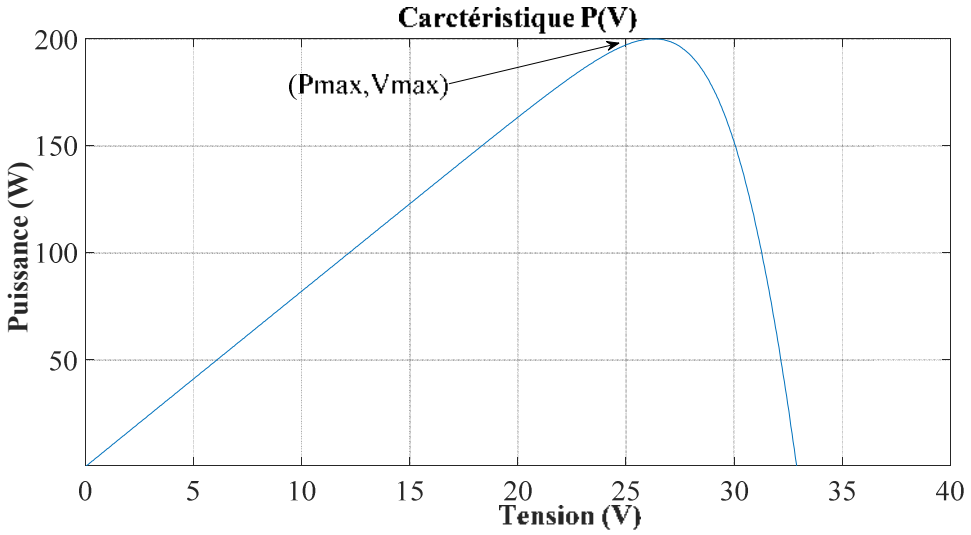


Figure I.5 : Caractéristique P=f(V) d'un module photovoltaïque

I.6.1.2 Caractéristique courant-tension

Il est difficile de donner un caractère source de courant ou de tension à un panneau photovoltaïque sur toute l'étendue de la caractéristique courant-tension. Le panneau photovoltaïque est donc à considérer comme une source de puissance. On s'aperçoit alors de l'existence d'un point où la puissance se trouve être maximale.

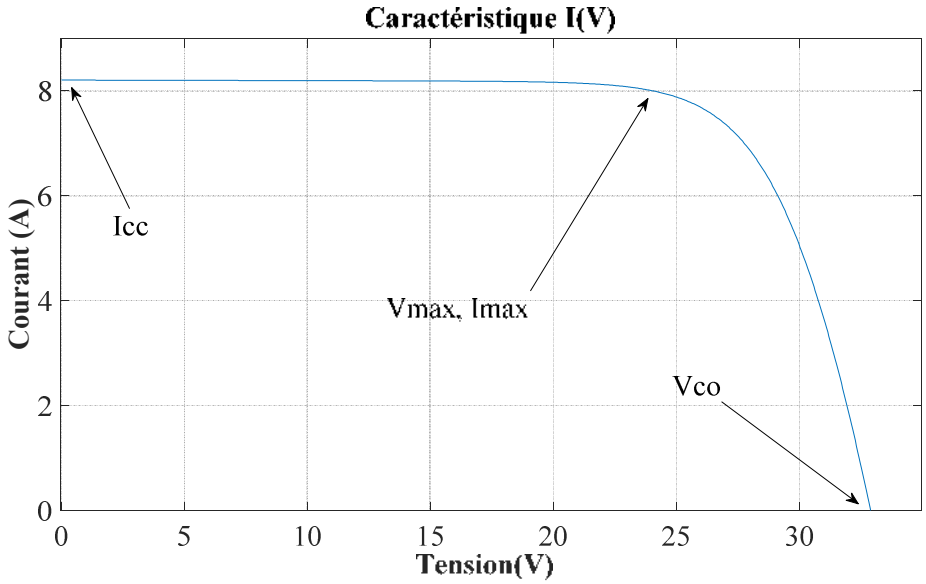


Figure I.6 : Caractéristique I =f (V) d'un module photovoltaïque

I.7 Effets climatiques sur la cellule PV

I.7.1 Influence de la température sur la cellule

Nous présentons ci-dessous les caractéristiques (I-V) et (P-V), voir figure (I.7 et I.8) d'un module photovoltaïque pour un niveau d'ensoleillement G=1000W/m² donné et pour différentes températures : Pour la figure (I.7), nous remarquons que le courant dépend de la température puisque le courant augmente légèrement à mesure que la température augmente, on constate que la température influe négativement sur la tension de circuit ouvert. Quand la température augmente la tension de circuit-ouvert diminue. Et par contre la puissance maximale du générateur subit une diminution lorsque la température augmente figure (**I.8**).

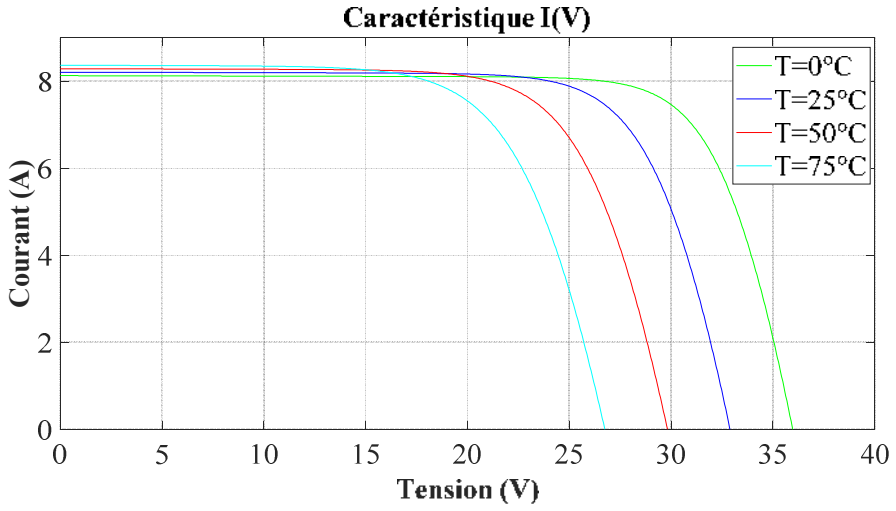


Figure I.7 : Influence de la température sur la caractéristique courant-tension

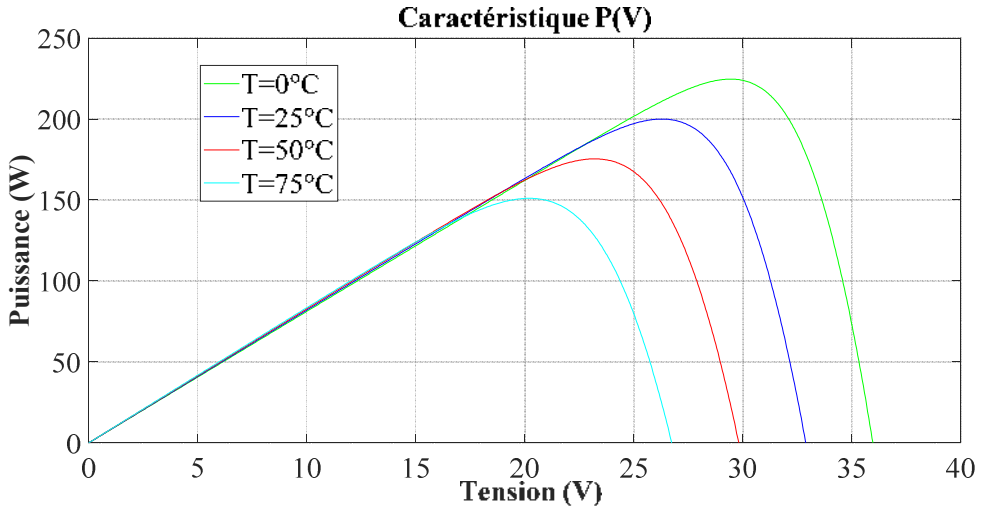


Figure I.8 : Influence de la température sur la caractéristique puissance-tension

I.7.2 Influence de l'éclairement sur le générateur PV

En fixant la température T=25° pour différents éclairements, voir figure (I.9) et (I.10), on remarque pour la figure (I.9) pour l'éclairement de 1000 w/m2 a un courant Icc=8.21A, et pour un éclairement de 800w/m2 a un courant Icc = 6.6A, on constate que le courant subit à une variation importante, mais par contre la tension varie légèrement. Ce qui se traduit par une augmentation de la puissance, lorsque l'éclairement est augmenté figure (I.10).

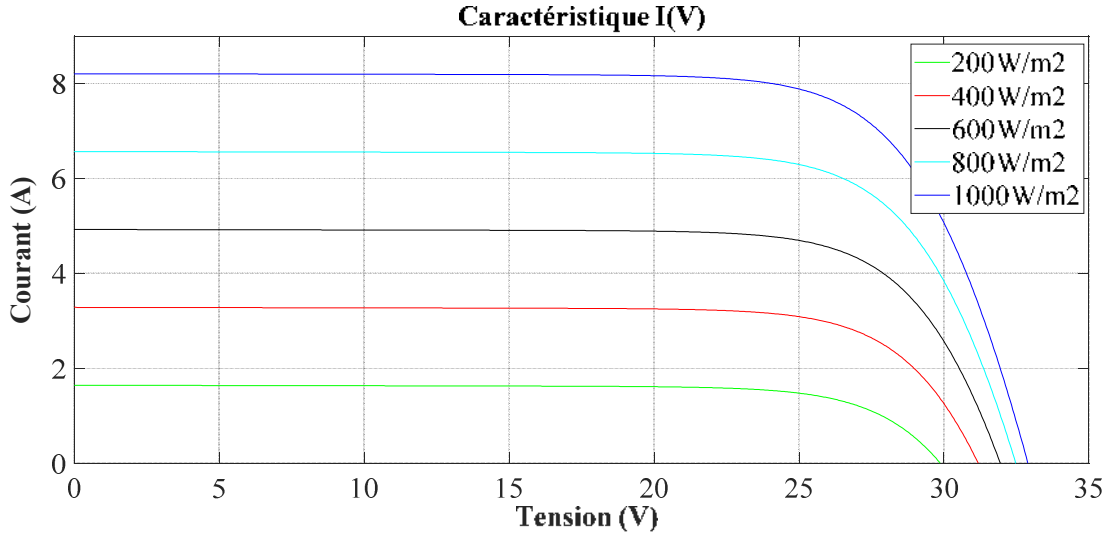


Figure I.9 : Influence de l'éclairement sur la caractéristique courant-tension

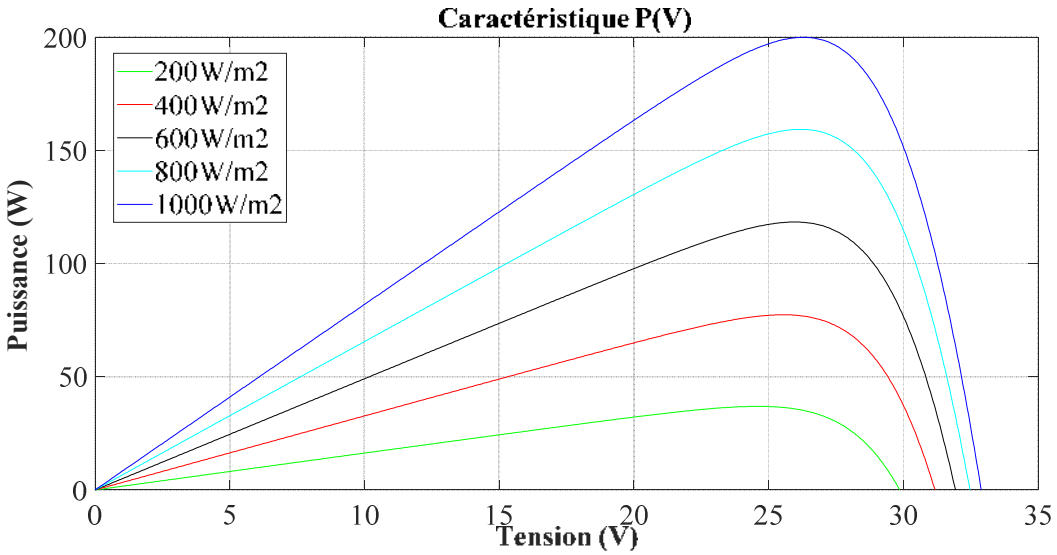


Figure I.10 : Influence de l'éclairement sur la caractéristique puissance-tension

I.7.3 Influence de l'association série des cellules PV

L'association en série des cellules délivre une tension égale à la somme des tensions individuelles et un courant égal à celui d'une seule cellule [ANN10].

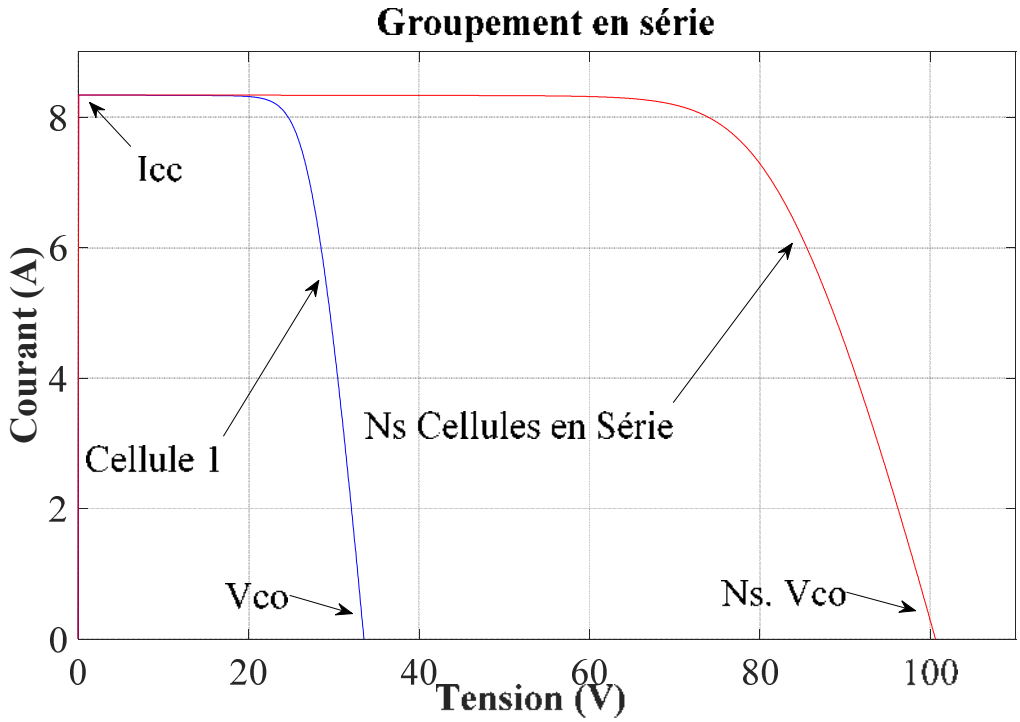


Figure I.11 : Caractéristique résultante d'un groupement en série de Ns cellules identiques.

I.7.4 Association des cellules en parallèle :

L'association en parallèle des cellules délivre un courant égal à la somme des courants individuels et une tension égale à celui d'une seule cellule [ANN10].

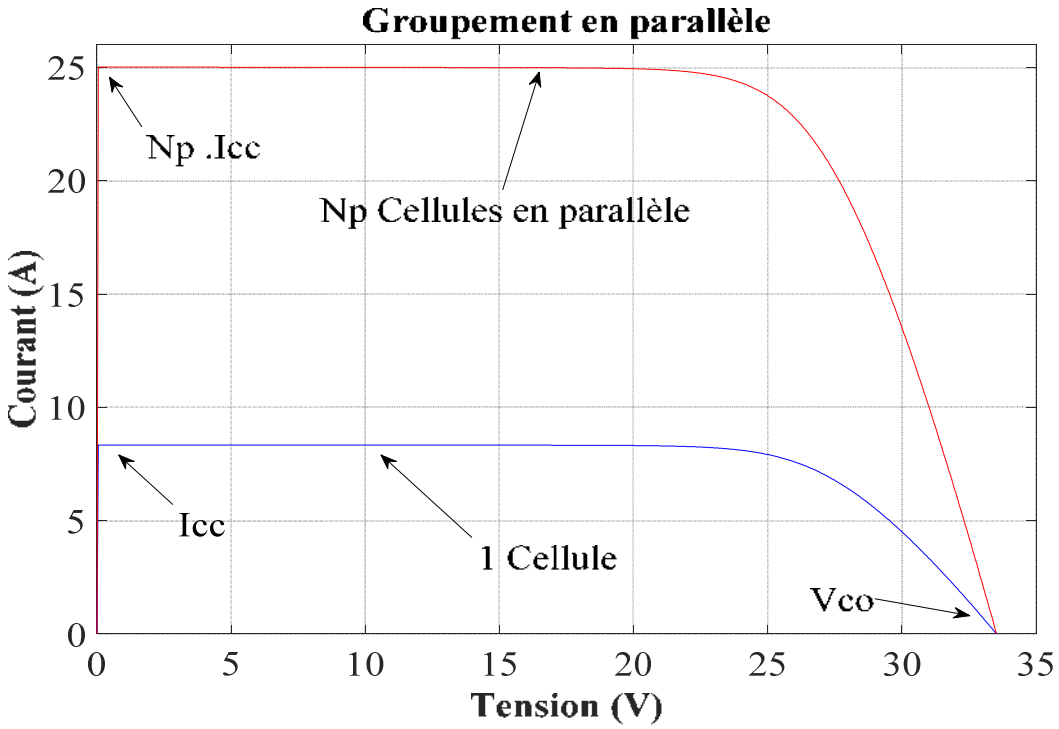


Figure I.12 : Caractéristique d'un groupement en parallèle de Np cellules identiques.

I.8 Protection d'un PV

Pour une telle installation photovoltaïque, il est indispensable de lui assurer une protection électrique afin d'augmenter sa durée de vie en évitant notamment des pannes destructrices liées à l'association des cellules et de leur fonctionnement en cas d'ombrage. Pour cela, deux types de protections sont classiquement utilisées dans les installations actuelles :

- la protection en cas de connexion en parallèle de modules PV pour éviter les courants négatifs dans les GPV (diode anti-retour)

- la protection lors de la mise en série de modules PV permettant de ne pas perdre la totalité de la chaîne (diode by-pass) et éviter les points chauds [ANG06].

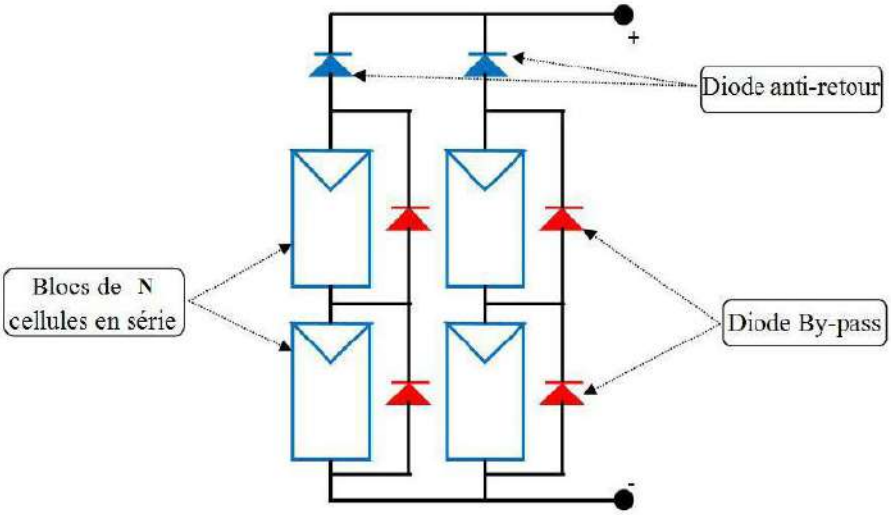


Figure I.13 : Protection des modules par les diodes anti retour by-pass

I.9 Avantages et inconvénients de l'énergie photovoltaïque

I.9.1 Les principaux avantages de l'énergie PV sont :

- L'énergie solaire est, à l'échelle humaine, inépuisable et disponible gratuitement en très grandes quantités. De plus, lors de la phase d'exploitation, la production d'électricité au moyen de panneaux photovoltaïques n'est pas polluante.
- Le silicium, matériau utilisé dans les panneaux solaires actuels les plus répandus, est très abondant et n'est pas toxique.
- Les panneaux solaires ont une durée de vie de 20 à plus de 30 ans et sont presque intégralement recyclables.
- La modularité des panneaux est très importante, c'est-à-dire qu'il est possible de concevoir des installations de tailles diverses dans des environnements très variés. Ceux-ci sont par conséquent adaptés à la production décentralisée d'électricité en sites isolés.
- Les panneaux photovoltaïques peuvent être utilisés à des fins domestiques de petite échelle (par exemple sur des toitures) ou à des fins de production énergétique industrielle à grande échelle (par exemple, la ferme solaire de Toul- Rosières en Lorraine).

I.9.2 Les inconvénients de l'énergie PV sont :

Le système photovoltaïque présente toutefois des inconvénients :

- Fabrication et recyclage des panneaux peu écologiques.
- Production qui dépend des conditions d'ensoleillement.
- Durée de vie limitée (env. 20 ans).
- Rendement assez faible (15%).

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la production directe d'électricité à partir d'une irradiation solaire en commençant par l'effet PV. En passant par la composition, les cellules PV et leur technologie de fabrication ainsi que leur modèle mathématique. Ce qui nous permet de tracer les caractéristiques de la cellule PV pour les différents paramètres influant.

CHAPITRE II: CONVERTISSEURS DC-DC

II.1 Introduction

Les générateurs photovoltaïques sont reconnus par leur fonctionnement en large gamme de tension et courant de sortie, mais ils ne peuvent délivrer une puissance maximale. En effet, les variations climatiques qui influent sur la caractéristique I(V) entrainent la fluctuation de la puissance maximale. Pour cela, il existe plusieurs convertisseurs statiques commandés permettant de poursuivre le MPP. Ces commandes sont connues sous le nom MPPT (Maximum Power Point Tracking), associées à un hacheur DC\DC qui assure le couplage entre le générateur et la charge.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'étude du convertisseur DC/DC type Boost comme étage de conversion d'énergie, on présentera la technique MPPT qui permet de faire fonctionner le GPV à sa puissance maximale.

II.2 Étages d'adaptations

Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge, la technique utilisée classiquement est d'utiliser un étage d'adaptation entre le GPV et la charge comme décrit dans la figure (II.1). Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant à travers une action de contrôle, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur pour qu'elle soit la plus proche possible de puissance maximale disponible. [SIN85][SIN87]

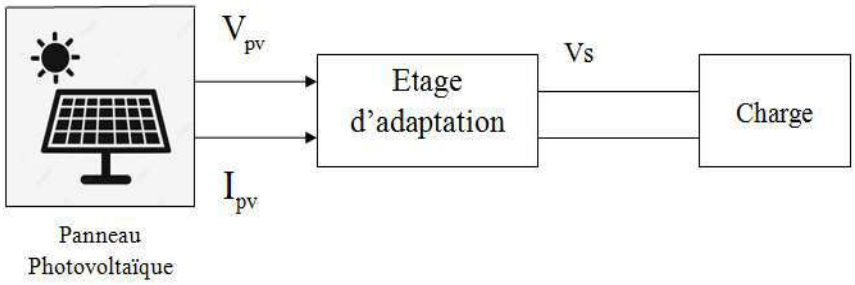


Figure II.1: étage d'adaptation entre un GPV et une charge

II.3 Les convertisseurs DC-DC (Hacheurs)

Les hacheurs sont des convertisseurs de type continu-continu permettant de contrôler la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé. Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductance et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle qu'on a de bons rendements pour les hacheurs [BOG08].

II.4 Type de convertisseurs

Il existe plusieurs types des convertisseurs DC-DC qui regroupent des convertisseurs à isolement galvanique entre l'entrée et la sortie et des convertisseurs qui présentent une borne commune entre l'entrée et la sortie. Dans les convertisseurs à stockage d'énergie, trois types des convertisseurs statiques sont distinguées :

- Hacheur abaisseur « Buck converter »
- Hacheur élévateur « Boost converter »
- Hacheur abaisseur élévateur « Buck-Boost converter » [SOU19]

II.4.1 Hacheur survolteur (Boost)

Un convertisseur Boost (ou Step-Up en anglais), ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur .On utilise un convertisseur Boost lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue [AHM13].Son schéma de principe de base est celui de la figure (II.2).

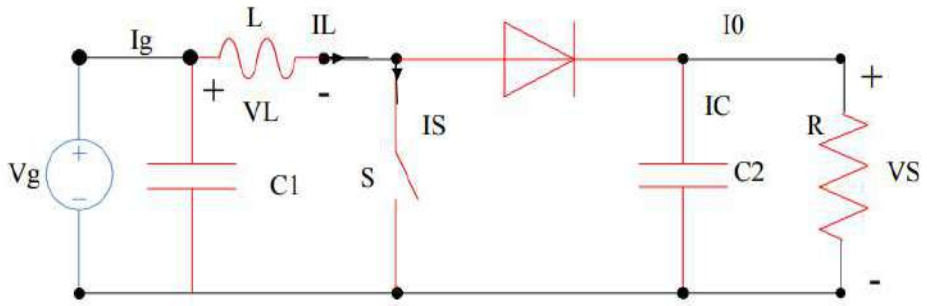


Figure II.2 : Convertisseur survolteur.

En bref, l'exploitation d'un convertisseur Boost classiques isolés, peut être décrite comme suit. Lorsque l'interrupteur (S) est activé, la diode (D) est un parti pris inverse et isole le côté sortie du convertisseur, de l'énergie est ensuite stockée dans l'inductance (L). Lorsque l'interrupteur est éteint, la charge sur le côté de sortie reçoit l'énergie de l'inducteur, ainsi qu'à partir de la source d'entrée. En conséquence, la tension de sortie est plus élevée que la tension d'entrée. De plus, le condensateur est supposé très grand pour maintenir la tension de sortie constante [SAL13].

II.4.1.1 Modèle mathématique équivalent

Savoir le comportement réel de ce convertisseur, nécessite de connaître en détail son modèle mathématique. Pour cela nous devons faire la représentation du circuit équivalent parles deux états du commutateur et de tirer par suite le modèle mathématique reliant les variables d'entrée/sortie. La figure (II.2) montre le schéma du circuit équivalent d'un convertisseur survolteur avec le commutateur fermé pendant [0, dTs]. [ABOU09]
On applique les lois de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents des deux phases de fonctionnement donne :

Pour la première période αTs :

$$I_{C1}=C_1\frac{dV_g}{dt}=I_g-I_L \quad (II.1)$$

$$I_{C2}=C_2\frac{dV_0}{dt}=-I_0 \quad (II.2)$$

$$V_L=L\frac{dI_L}{dt}=V_g-R_L I_L \quad (II.3)$$

Pour la deuxième période (1-α) Ts

$$I_{C1}=C_1\frac{dV_g}{dt}=I_g-I_L \quad (II.4)$$

$$I_{C2}=C_2\frac{dV_0}{dt}=I_L-I_0 \quad (II.5)$$

$$V_L=L\frac{dI_L}{dt}=V_g-V_0-R_L I_L \quad (II.6)$$

Etude en régime continu

Le régime continu est obtenu en éliminant les dérivées des variables dynamiques, et en remplaçant ces signaux parleurs valeurs moyennes

$$I_L = I_g \quad \text{(II.7)}$$

$$I_0 = (1-\alpha) I_L \quad \text{(II.8)}$$

$$V_g = (1-\alpha) V_0 \quad \text{(II.9)}$$

Comme le présente la figure (II.2), lorsque l'interrupteur du transistor (S) est ouvert, le courant de l'inductance du hacheur augmente linéairement et à cet instant la diode (D) est bloquée. Et lorsque (S) est fermé, l'énergie emmagasinée par l'inductance est dissipée dans le circuit (RC) bien que la diode (D) est passante. Les caractéristiques de tension et du courant de charge du convertisseur Boost dans le cas de la conduction continue sont décrites par la figure(II.3), comme suit [FET18]

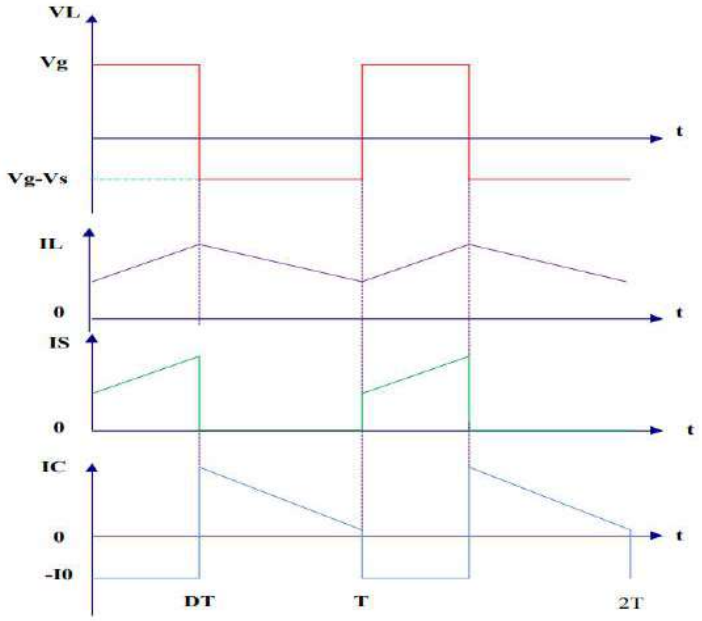


Figure II.3 : Caractéristique de la tension et du courant du hacheur survolteur

II.4.2 Hacheur dévolteur (Buck)

Le hacheur série, hacheur abaisseur ou bien dévolteur est un appareil qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur (Figure II.4). La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant. [RUF01]

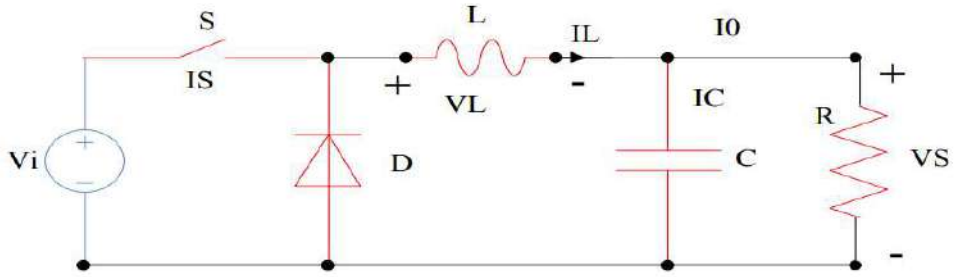


Figure II.4: Schéma du hacheur Buck.

L'équation caractéristique du courant de l'inductance est :

$$\frac{di}{dt} = \frac{Vi\text{-}Vs}{L} \tag{II.10}$$

- L représente l'inductance [H].

Le processus de commutation décrit par la position de l'interrupteur, dans le premier laps de temps (D.T), l'inductance se décharge. Dans le deuxième laps de temps (D-1) T, l'inductance libère avec une diminution de courant I_L .

$$\frac{di}{dt} = \frac{Vi}{L} \tag{II.11}$$

Les caractéristiques des courants et la tension représentant le fonctionnement du hacheur dévolteur sont données par les figures suivantes :

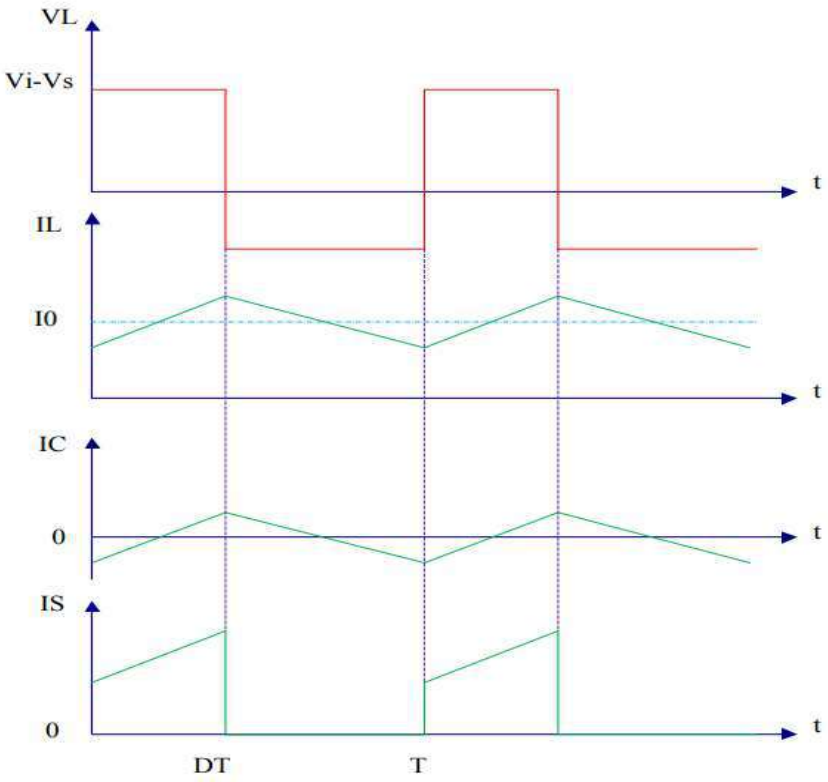


Figure II.5: Caractéristique du tension-courant.

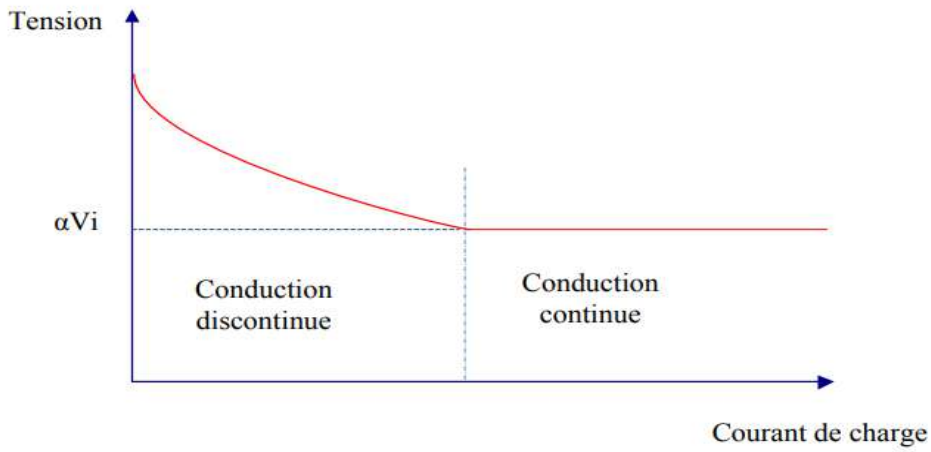


Figure II.6: Variation de V de charge avec I de charge pour le convertisseur Buck**.** [AIT07]

II.4.3 Convertisseur Buck-Boost

Un convertisseur Buck-BOOST est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue de plus faible en une plus grande. Un inconvénient de ce convertisseur est que son interrupteur ne possède pas de bornes reliées au zéro, compliquant ainsi sa commande.

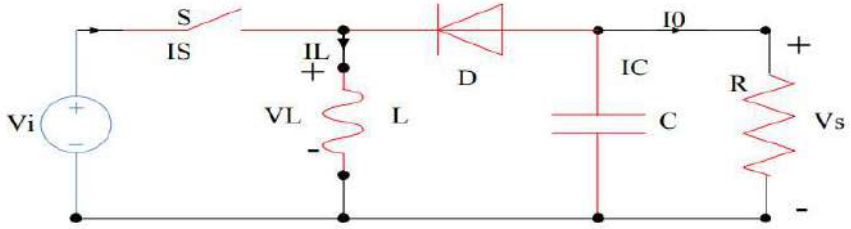


Figure II.7: Circuit d'un convertisseur Buck-BOOST.

Dans ce cas, l'équation de la tension aux bornes de la charge décrivant le fonctionnement en conduction continue est donnée comme suit :

$$Vs=\frac{D}{1-D}Vi \qquad (II.12)$$

Les caractéristiques du courant et de la tension de charge sont données par la Figure ci-dessous :

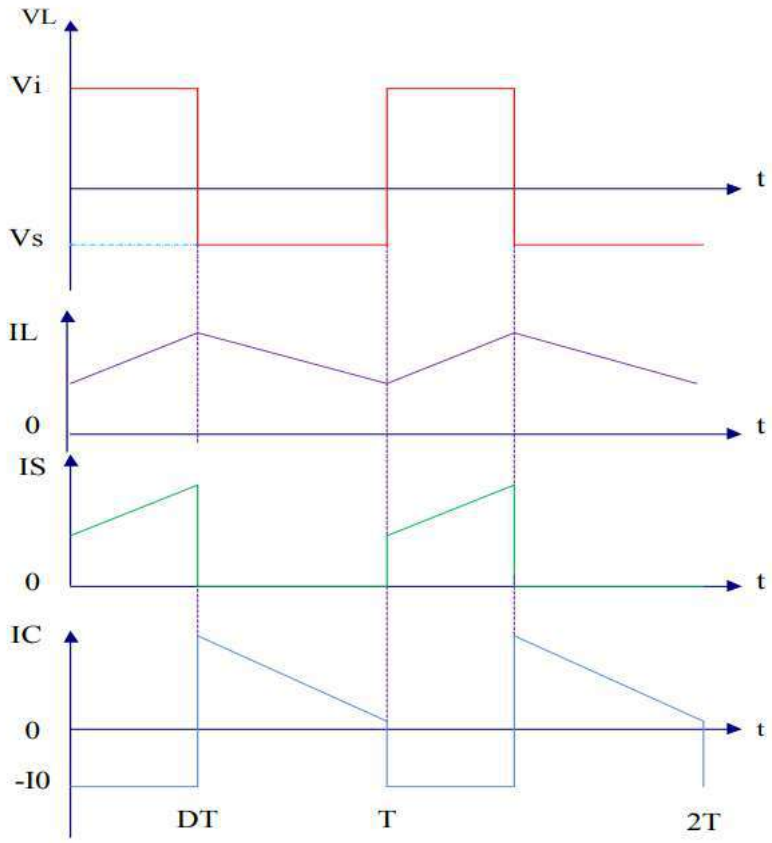


Figure II.8: Caractéristique de la tension et de courant du convertisseur Buck-BOOST.

II.5 Commande MPPT des convertisseurs DC-DC

La technique MPPT est une commande associée à un étage d'adaptation permettant de faire fonctionner un générateur électrique non linéaire de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Les systèmes MPPT sont généralement associés avec le générateur photovoltaïque ou encore avec les générateurs éoliens. Un contrôleur MPPT permet alors de piloter le convertisseur statique reliant la charge et le panneau photovoltaïque, de manière à fournir en permanence le maximum de puissance à la charge [CAB08]. La Figure (II.9) représente une chaîne de conversion photovoltaïque avec convertisseur statique contrôlé par une commande MPPT et une charge quelconque.

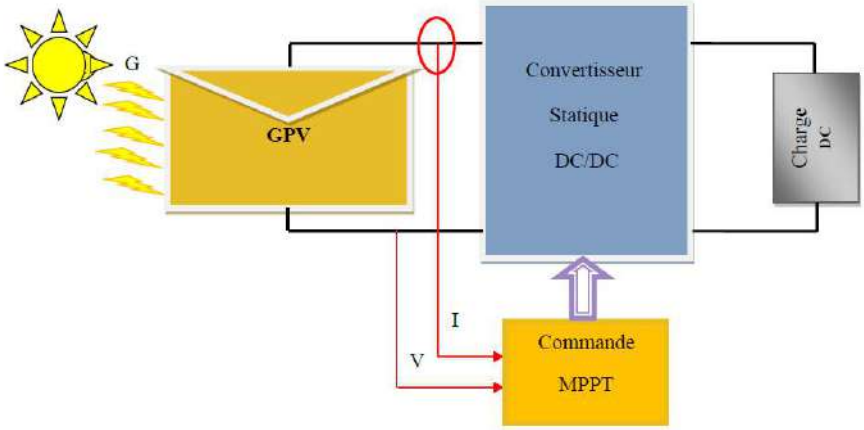


Fig. II.9: Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque avec convertisseur Statique contrôlé par une commande MPPT sur charge quelconque [TADJ08].

II.5.1Classification des commandes MPPT selon Le type de recherche

II.5.1.1 MPPT Direct

Ce type de commande MPPT détermine le point de fonctionnement optimal (MPP)à partir des courants, tensions ou puissances mesurés dans le système. Il peut donc réagir à des changements imprévisibles du fonctionnement du GPV.

Généralement, ces procédures sont basées sur un algorithme de recherche, avec le quelle maximum de la courbe de puissance est déterminé sans interruption du fonctionnement. Pour cela, la tension du point de fonctionnement est incrémentée dans des intervalles réguliers. Si la puissance de sortie est plus grande, alors la direction de recherche est maintenue pour l'étape suivante, sinon elle sera inversée.

Le point de fonctionnement réel oscille alors autour du MPP. Ce principe de base peut être préservé par d'autres algorithmes contre des erreurs d'interprétation.
Ces erreurs peuvent survenir, par exemple, à cause d'une mauvaise direction de recherche, résultant d'une hausse de puissance qui est due à une augmentation rapide du niveau de rayonnement.

La détermination de la valeur de la puissance du générateur PV, indispensable pour la recherche du MPP, nécessite la mesure de la tension et du courant du générateur, ainsi que la multiplication de ces deux variables. D'autres algorithmes se basent sur l'introduction de variations sinusoïdales en petit signal sur la fréquence de découpage du convertisseur pour comparer la composante alternative et la composante continue de la tension du GPV et pour ainsi placer le point de fonctionnement du GPV le plus près possible du MPP. L'avantage de ce type de commandes est leurs précisions et leur rapidité de réaction [ANG06, BEN16, BOU11].

II.5.1.2 MPPT Indirect

Ce type de commandes MPPT utilise le lien existant entre les variables mesurées(I_{cc} ou V_{co}), qui peuvent être facilement déterminées, et la position approximative du MPP.

Il compte aussi les commandes se basant sur une estimation du point de fonctionnement du GPV réalisée à partir d'un modèle paramétrique défini au préalable.
Il existe aussi des commandes qui établissent une poursuite de la tension optimale en prenant en compte uniquement les variations de la température des cellules donnée par un capteur. Ces commandes ont l'avantage d'être simples à réaliser.
Elles sont plutôt destinées à des systèmes peu coûteux et peu précis devant fonctionner dans des zones géographiques où il y a peu de changements climatiques [BEN16].

II.5.2 Les techniques de commandes MPPT

Il existe de nombreuses méthodes et techniques de commande MPPT disponibles dans la littérature dont on cite trois méthodes classiques:

- Perturb and Observe (P&O).
- L'incrémentation de conductance (IncCon) et la méthode Hill Climbing [CHI12].

Ces dernières années, les chercheurs ont développé de nombreuses méthodes de recherche plus complexes, très rapides et précises basées sur l'intelligence artificielles à savoir : logique floue, et réseau de neurones et les algorithmes génétiques, et d'autre basées sur les algorithmes méta-heuristique comme :

- La méthode (ABC) (Artificial bee colony) est une méthode optimisation inspirée par la manière dont les abeilles recherchent le nectar.
- Méthode (GWO) (Grey Wolf optimisation), elle est inspirée par la façon dont les loups gris chassent.
- L'algorithme (ACO) (Ant colony optimisation) inspirée du comportement des fourmis.
- L'algorithme (PSO) (Particles warm optimization) inspirée du comportement d'organismes tels qu'une volée d'oiseaux et Poisson d'eau peu profonde.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les convertisseurs DC-DC et ses types utilisés dans les systèmes photovoltaïques (BUCK, BOOST, BUCK-BOOST). Ainsi, on a présenté la commande MPPT et ses techniques pour rechercher le point maximale de la puissance du générateur photovoltaïque.

CHAPITRE III: LA MODÉLISATION DE LA MSAP

III.1 Introduction

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci est obtenu grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processus numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul. [AME05]

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un Méga watt et de plus en plus utiliser dans le domaine de la vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent aux moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie aux aimants permanents qu'elles soient à base d'alliage ou à terre rares, les aimants remplacent l'inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre une faible inertie et un couple massique élevé. [BOD99] [AME05]

Dans ce chapitre, on présentera la structure et le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents par la transformation de Park et ses équations. Puis une démonstration des résultats de simulation du MSAP sans et avec onduleur.

III.2 Présentation de la machine synchrone à aimant permanent

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation.

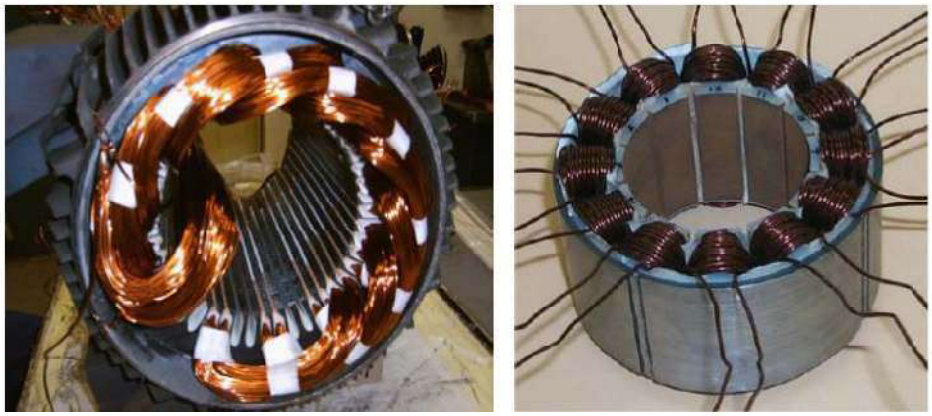


Figure III.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents

III.2.1 Structure de la MSAP

III.2.1.1 Stator

Le stator est constitué d'un empilement des tôles encochées, muni d'un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, d'un angle de 120° électrique. Le but de cet enroulement est de créer un champ magnétique tournant. Lorsqu'il est alimenté par un système triphasé de courant ou de tension [GIE06]. Ce champ interagit avec celui créé par les aimants permanents pour produire le couple.



(a) (b)

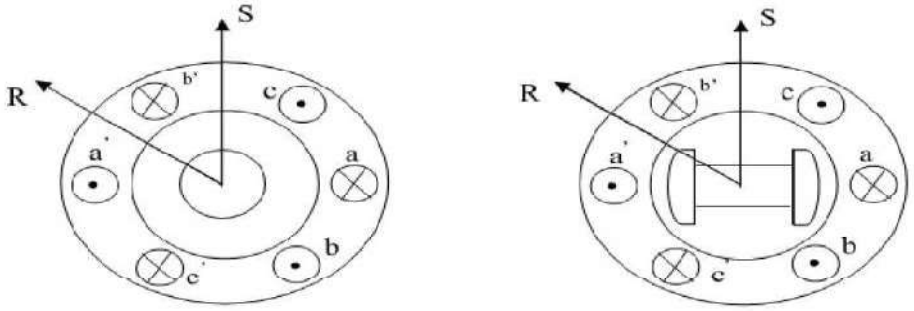
Figure III.2 : Deux grandes familles de bobinage centré : distribué (a) et concentré (b).

III.2.1.2 Rotor

Représente la partie mobile de la MSAP, formée d'un assemblage des tôles et d'aimants créant le flux d'inducteur, il est généralement de deux types :

1- Machines munies de pièces polaires (rotor saillant).
2- Machines sans pièces polaires (rotor lisse).

- rotor possédant des pièces polaires servent à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement, soit perpendiculairement à l'entrefer ou de manière plus complexe. Dans ce cas, l'inducteur est à pôles saillants.
- rotor sans pièces polaires donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer. [SMI00]



a) Machine à pôles lisses **b)** Machine à pôles saillants

Figure III.3 : Formes simplifiées de la machine synchrone selon type du rotor.

III.3 Principe de fonctionnement de la MSAP

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement moteur) ou inversement de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement générateur). Il se compose principalement à deux parties : la partie créant le champ magnétique, l'inducteur et l'induit la partie dans lequel induit une force électromotrice, ces parties sont séparées par un entrefer.

Les bobines (phases) du stator sont connectées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. Un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension est créé suite à la superposition des trois flux magnétiques créés par les trois bobines du stator. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor, dans l'entrefer séparant le rotor et le stator et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force est traduite par la

rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension.

III.4 Les avantages et les inconvénients de la MSAP

III.4.1 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- Puissances massiques élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Un bon rendement
- Absence des balais et d'alimentation continue.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Fonctionnement en survitesse

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [BID11].

III.4.2 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Ondulations de couple.

III.5 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Pour l'application de la commande en vitesse variable, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents repose sur les paramètres électrique et mécanique (le moment d'inertie, le frottement visqueux, résistances et inductances, flux d'excitation des aimants…), qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécanique, et sur les hypothèses simplificatrices mentionnées ci-dessus [AMO12].

III.5.1 Mise en équation de la MSAP en triphasé

a. Les équations électriques

La figure (III.4) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents

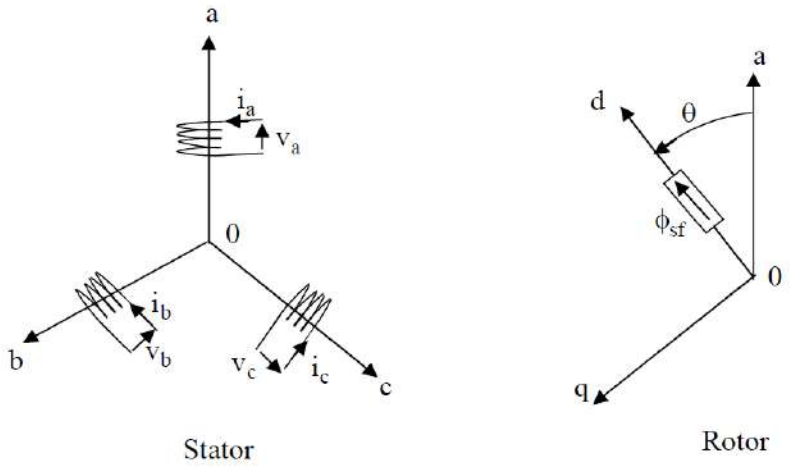


Figure III.4: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents [BEN05].

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone dans le système d'axe (a, b, c) s'écrivent sous la forme suivante:

$$[Vs]=[Rs][Is]+\frac{d}{dt}[\phi_s] \tag{III.1}$$

Avec

$$[V_s]=\begin{bmatrix}V_a\\V_b\\V_c\end{bmatrix};[I_s]=\begin{bmatrix}I_a\\I_b\\I_c\end{bmatrix};[\phi_s]=\begin{bmatrix}\phi_a\\\phi_b\\\phi_c\end{bmatrix};[R_S]=\begin{pmatrix}R_S&0&0\\0&R_S&0\\0&0&R_S\end{pmatrix} \tag{III.2}$$

$[V_s]$: Vecteur de tensions statoriques.

$[I_s]$: Vecteur de courants statoriques.

$[\phi_s]$: Vecteur de flux total au stator.

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.

R_s : Résistance par phase statorique.

b. Equations magnétiques

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression :

$$[\phi_s]=[L_{ss}][I_s]+[\phi_f] \tag{III.3}$$

Avec

$$[L_{ss}]=\begin{pmatrix}L_{sa}&M_{ab}&M_{ac}\\M_{ba}&L_{sb}&M_{bc}\\M_{ca}&M_{cb}&L_{sc}\end{pmatrix};[\phi_f]=\phi_{sf}\begin{bmatrix}\cos(\theta)\\\cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right)\\\cos\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right)\end{bmatrix} \tag{III.4}$$

Où

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[\phi_{sf}]$: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

$[\theta]$: Position absolue du rotor en degré électrique.

En introduisant (III.1) dans (III.3) on aura :

$$[V_s]=[R_s][I_s]+\frac{d}{dt}\left([L_{ss}][I_s]+[\phi_f]\right) \tag{III.5}$$

III.6 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (a, b, c) vers le repère αβ puis vers le repère d, q. Le repère αβ est toujours fixe par rapport au repère (a, b, c), par contre le repère d, q est mobile.
Il forme avec le repère fixe αβ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

La transformation de Park est définie par la matrice P, aux vecteurs originaux, $[V_{abc}]$, $[I_{abc}]$ et $[\phi_{abc}]$, la transformation de Park correspond aux vecteurs $[V_{dq0}]$, $[I_{dq0}]$ et $[\phi_{dq0}]$. [STU00, AME05 et AMA01]

La transformation de Park est définie par :

$$\begin{aligned}[X_{abc}]&=[P(\theta)][X_{dq0}]\\ [X_{dq0}]&=[P(\theta)]^{-1}[X_{abc}]\end{aligned} \tag{III.6}$$

$[P(\theta)]$ Et $[P(\theta)]^{-1}$ sont la matrice de passage directe et inverse, elles sont données par :

$$[P(\theta)]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix}\cos(\theta) & \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right)\\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right)\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{pmatrix} \tag{III.7}$$

$$[P(\theta)]^{-1}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix}\cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{pmatrix} \tag{III.8}$$

III.7 Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park

La figure (III.5) illustre la schématisation d'une machine synchrone à aimant permanent, biphasée, équivalente, issue de la transformation de Park

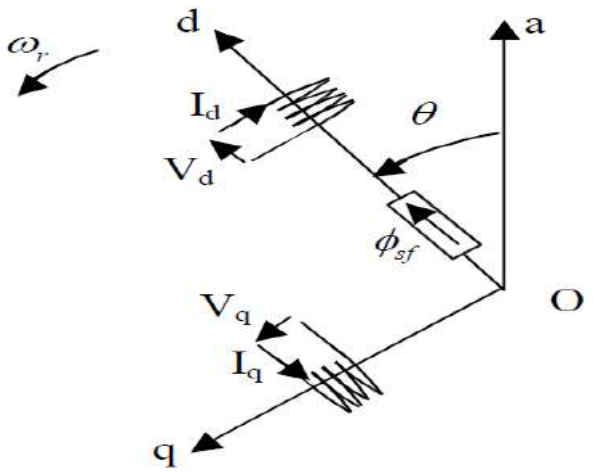


Figure III.5 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système d'équations (III.1) à l'équation dans le repère (d, q) lié au rotor figure (III.5), se fait en utilisant les relations suivantes [MES16, YBE99 et BEN99]:

$$\begin{aligned}\left[V_{a,b,c}\right]^t &= [C]\left[P(\theta)\right]\left[V_{d,q}\right]^t \\ \left[I_{a,b,c}\right]^t &= [C]\left[P(\theta)\right]\left[I_{d,q}\right]^t \\ \left[\phi_{a,b,c}\right]^t &= [C]\left[P(\theta)\right]\left[\phi_{d,q}\right]^t\end{aligned} \tag{III.9}$$

III.7.1 Équations électriques

$$\begin{aligned}V_d &= R_s i_d + \frac{d}{dt}\phi_d - \omega_r \phi_q \\ V_q &= R_s i_q + \frac{d}{dt}\phi_q + \omega_r \phi_d\end{aligned} \tag{III.10}$$

III.7.2 Équations magnétiques

$$\begin{aligned}\phi_d &= L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q &= L_q i_q\end{aligned} \tag{III.11}$$

En introduisant (III.10) dans (III.11) on aura le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}V_d &= R_s i_d + \frac{d}{dt}\phi_d - \omega_r L_q i_q \\ V_q &= R_s i_q + \frac{d}{dt}\phi_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_f\end{aligned} \tag{III.12}$$

III.7.3 Couple électromagnétique de la MSAP

Le couple électromagnétique dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante:

$$C_e = \frac{3}{2} P\left(\phi_f i_q + \left(L_d - L_q\right) i_q i_d\right) \qquad \text{(III.13)}$$

III.8 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension à deux niveaux est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquencement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs $(T_a, T_{a'}), (T_b, T_{b'}), (T_c, T_{c'})$ sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [DAM00, CAR95]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure (III.6) [BEN09].

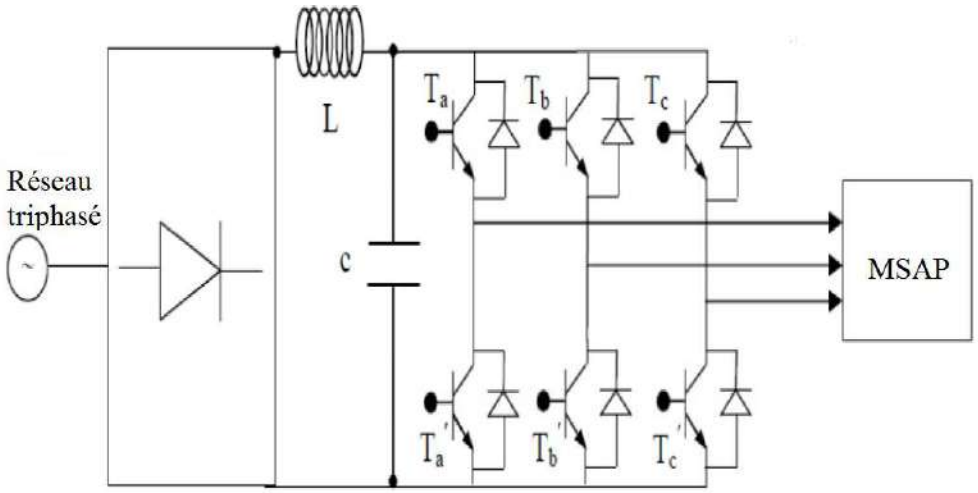


Figure III.6 : Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension.

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée, équilibrée est couplée en étoile avec un neutre isolé [DAM00, ISM99].

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Soit C_K , les signaux de commande des bras K de l'onduleur.

C_K =1 si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert ;

C_K = 0 si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé). Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, $(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0)$ alors :

$$V_{aN}=V_{sa}=\frac{U_c}{3}(2C_1-C_2-C_3)$$
$$V_{bN}=V_{sb}=\frac{U_c}{3}(2C_2-C_1-C_3) \quad \text{(III.14)}$$
$$V_{cN}=V_{sc}=\frac{U_c}{3}(2C_3-C_1-C_2)$$

Sous forme matricielle :

$[C_K]=[C_1\ C_2\ C_3]^T;[V_{sabc}]=[V_{sa}\ V_{sb}\ V_{sc}]^T$

Où $[V_{sabc}]$ est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par :

$$[V_{sabc}]=\begin{bmatrix}V_{sa}\\V_{sb}\\V_{sc}\end{bmatrix}=\frac{1}{3}U_c\begin{pmatrix}2&-1&-1\\-1&2&-1\\-1&-1&2\end{pmatrix}\begin{bmatrix}C_1\\C_2\\C_3\end{bmatrix} \quad \text{(III.15)}$$

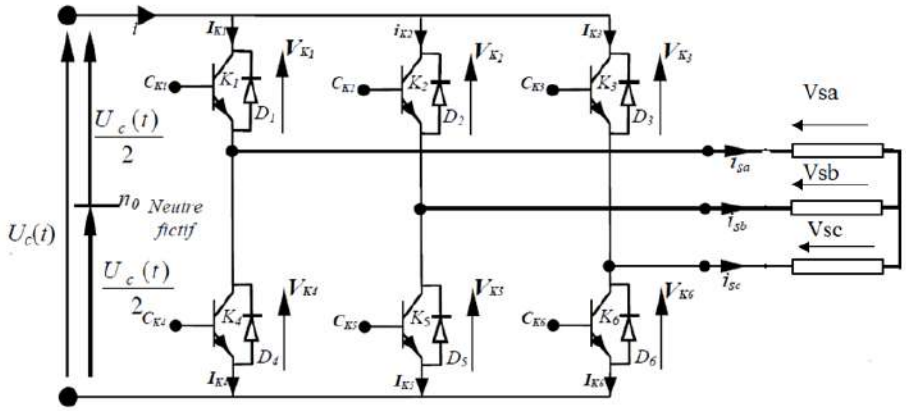


Figure III.7: Schéma équivalent de l'onduleur

III.8.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

Dans ce chapitre, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la largeur d'Impulsion (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé porteuse, ces tensions sont modulées en largeur d'impulsion afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué [BEN09, CHE05 et KHO09]. Le schéma bloc de la commande MLI de l'onduleur est donné comme suit :

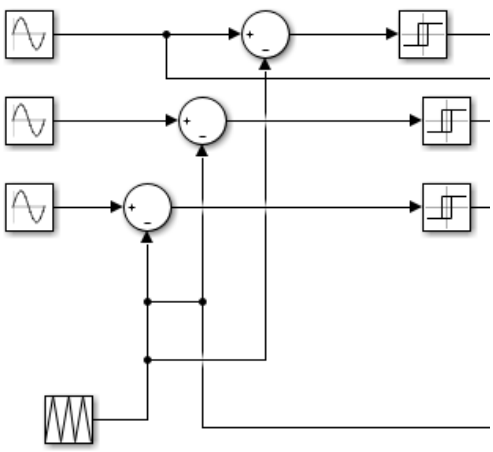


Figure III.8: Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

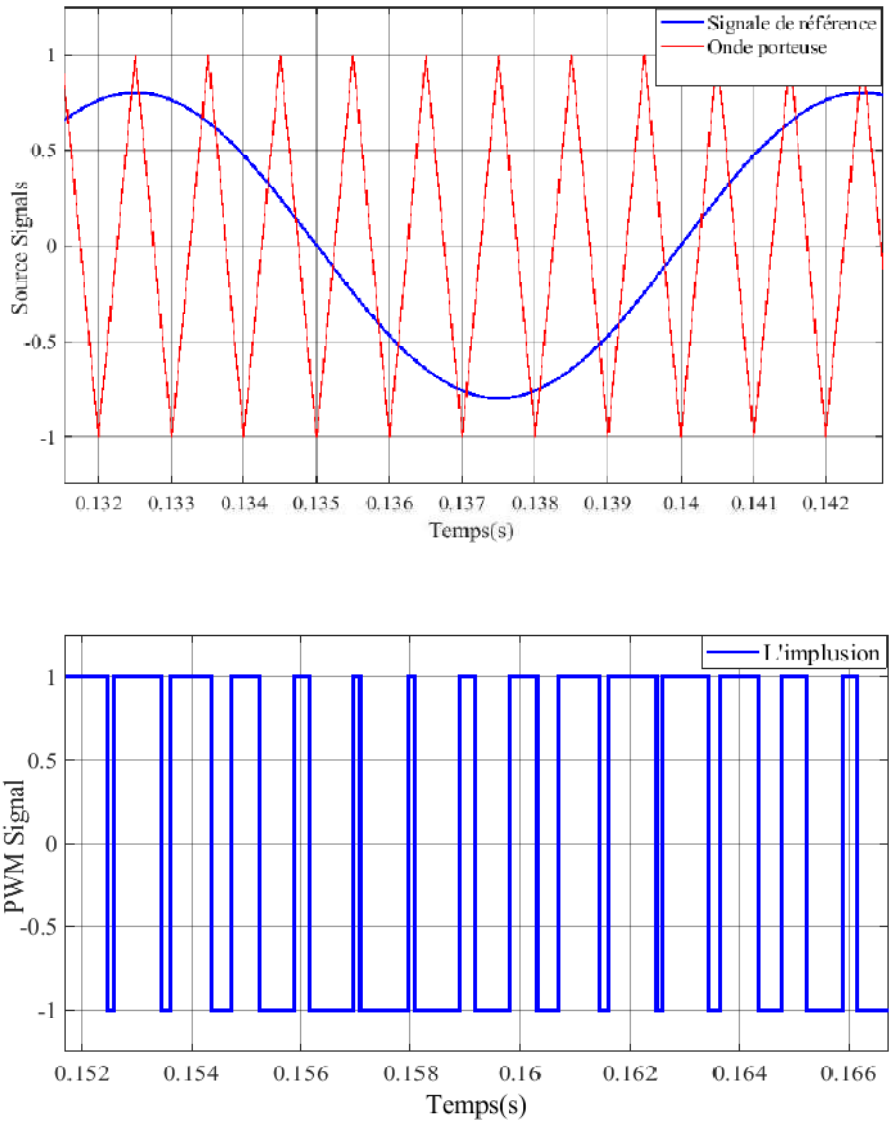


Figure III.9 : Principe de la commande MLI naturelle

III.9 Résultats de simulation

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine synchrone à aimant permanent, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau triphasé standard, et puis à travers l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion (MLI) qui sera considéré par la suite.

III.9.1 Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur

En pratique, la MSAP est toujours associes, lors de son fonctionnement à un convertisseur statique. Dans ce cas, les excès d'oscillation dans les caractéristiques de couple et de courant ne sont pas observés. Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de la machine.

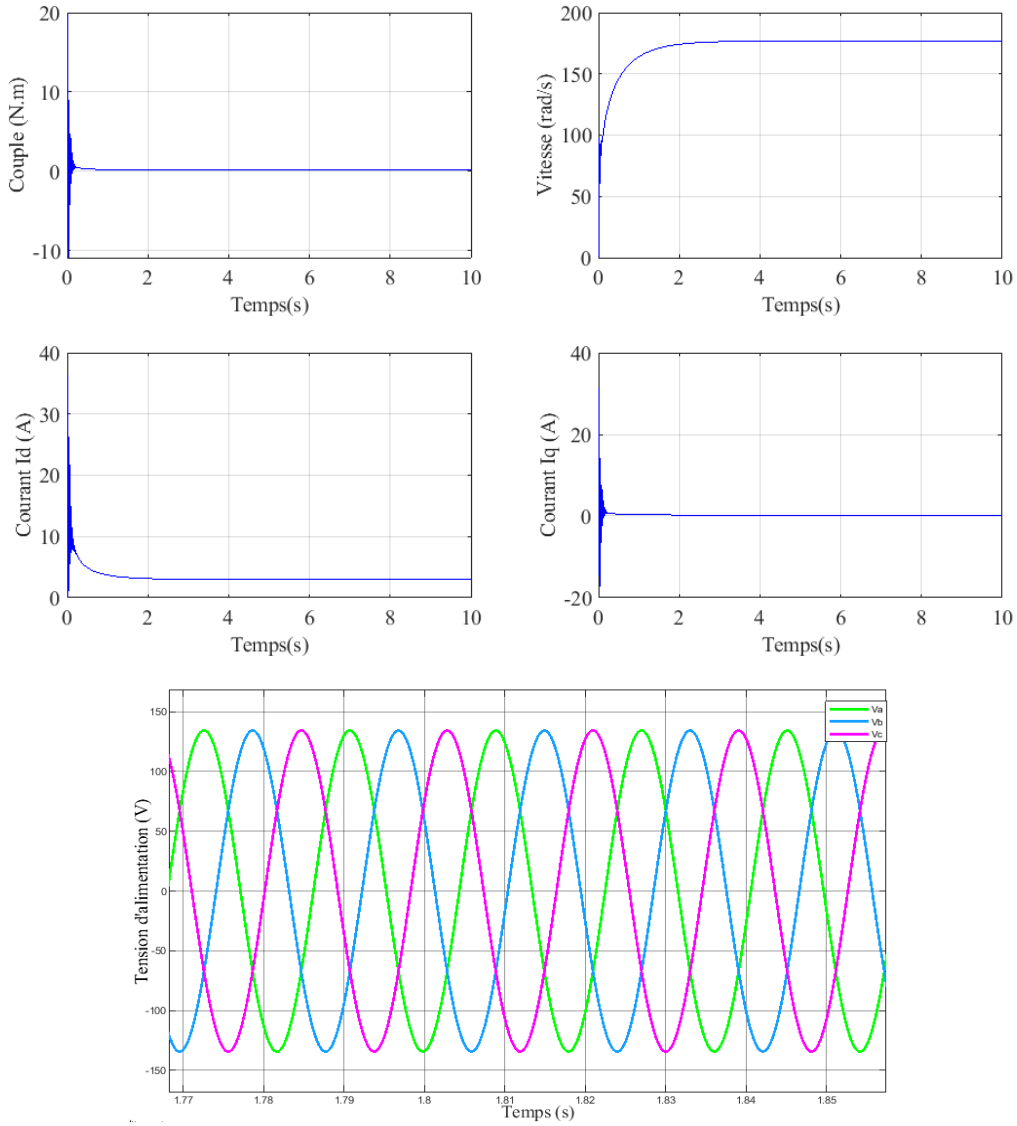


Figure III.10 : Résultats de Simulation du démarrage à vide sans onduleur.

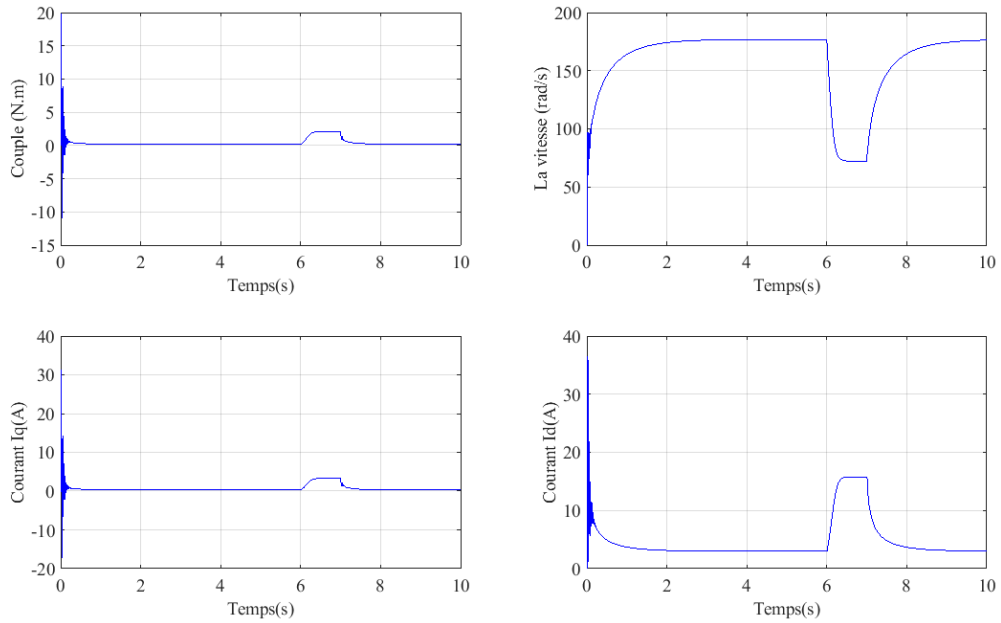


Figure III.11 : Résultats de Simulation du MSAP avec une charge de 2 N.m sans onduleur.

Discutions des résultats

- **Teste à vide :**

La figure (III.10) montre le comportement du MSAP lors d'un démarrage à vide. On remarque qu'après un régime transitoire de 2 s, le couple ramène le rotor à la vitesse du synchronisme où il se stabilise voisinage de zéro puisque il n'y a pas de charge et les frottements sont négligés. La vitesse subis à des oscillations puis elle se stabilise après 2 s dans la valeur de la vitesse de synchronisme. Au démarrage, les courants directs et quadrature Id et Iq sont caractérisés par des oscillations qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales.

- **Teste en charge :**

La figure (III.11) montre la courbe de vitesse w augmenté dans le régime transitoire puis stabiliser à une valeur constante dans le régime permanent jusqu'a l'application de couple de charge égale 2.m a t=6s.

Pour les courants id et iq au début de démarrage on voit des pics de courant et cela s'explique par la F.E.M qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.

L'allure de courant iq et de couple ce présent même caractéristique parce que le couple dépend de courant iq.

Entre les instants t=6s et t=7s, on applique une charge de Cr = 2 N.m, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent. On remarque aussi une augmentation du couple pour subvenir à la charge appliquée avec une chute de vitesse

III.9.2 Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur

Nous constatons des ondulations autours des grandeurs de la machine qui sont dues aux harmoniques au niveau de la tension générée par l'onduleur. Les résultats de simulation dans la figure (III.12) (en charge) :

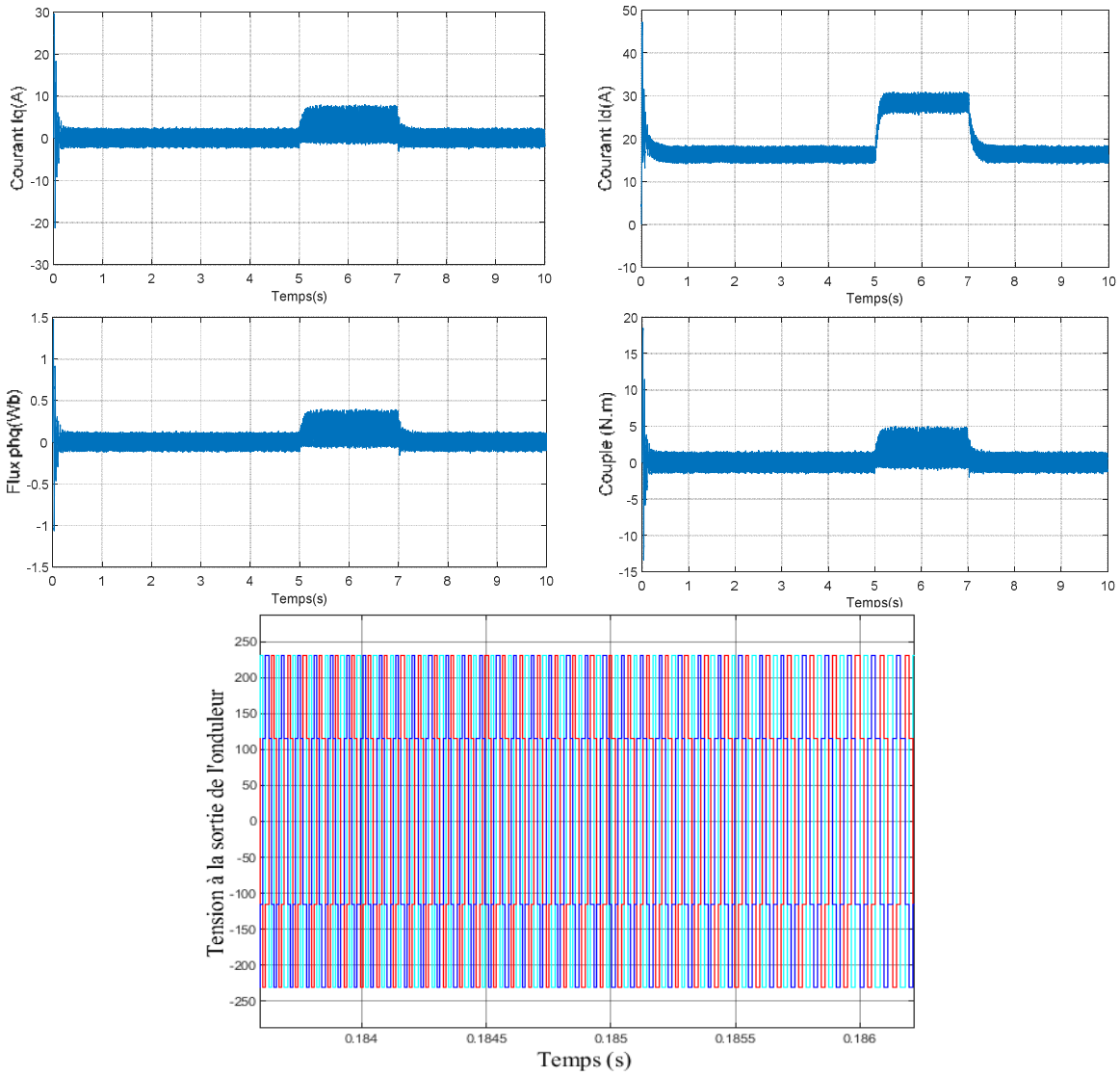


Figure III.12 : Résultats de Simulation MSAP à vide avec onduleur.

Discutions des résultats

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée sans onduleur voir la figure {III.10, III.11}), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de PARK lié au rotor. Dans ce référentiel, les équations électromagnétiques de la MSAP ont considérablement simplifiés.

On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à MLI sinus triangle. Pour améliorer le comportement dynamique et statique de la MSAP, une commande est introduite, c'est la commande DTC, cette commande fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE IV: LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

IV.1 Introduction

La commande directe du couple a été présentée en Allemagne par Hasse, Blaske, et Leonhard pour des moteurs à induction comme nouvelle approche pour la commande du couple et de flux.

Le contrôle direct du couple (DTC) venu de la nomination anglosaxone «Direct Torque Control», et basé sur l'orientation du flux statorique, il a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field Oriented Control).

La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimentée par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenue à partir d'une commande vectorielle. [MOR05], [AME05].

Ce type de commande repose sur la détermination «directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations)[BEL05]. Dans ce chapitre on va étudier la commande DTC du MSAP.

IV.2 Principe de la commande DTC

Le principe de la commande DTC est différent. L'objectif est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type derégulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur nécessitant un pas de calcul très faible [LAC06 et FAI03].
La commande par DTC du MSAP, peut être schématisée par la figure IV.1.

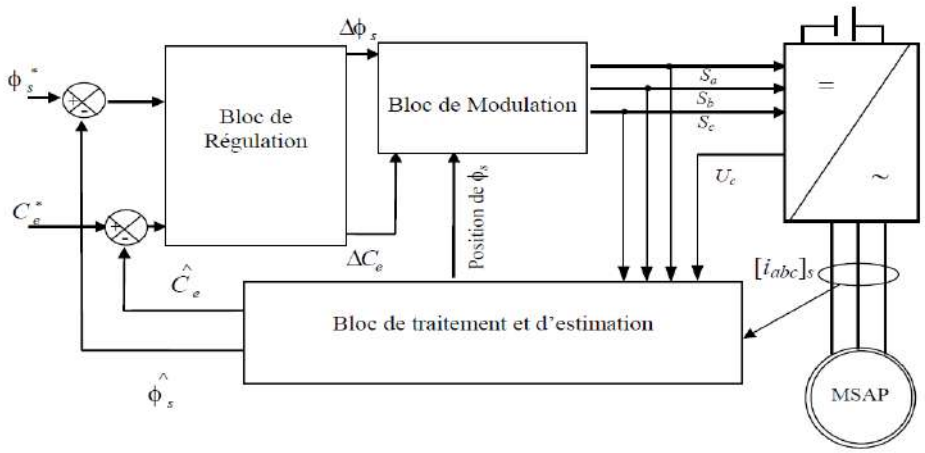


Figure IV.1: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont:

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis [TOU08].

IV.3Les avantages et les inconvénients de la commande DTC

IV.3.1 Les avantages

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q).
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- Il n'est pas nécessaire de connaitre avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique est très rapide. [CAS02]

IV.3.2 Les inconvénients

- L'existence des problèmes à basse vitesse.
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis).Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques. [CAS02]

IV.4 Stratégie de commande directe du couple et de flux

Dans cette technique Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant [RAH02, KAD02, ARI00]:

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50$ µs).
- Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MSAP.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique, en utilisant les équations (IV.1), (IV.6) et (IV.8).
- On estime le couple électromagnétique de la MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (IV.9).
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

IV.4.1 Contrôle du vecteur de flux statorique

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique du MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\overline{V_s}=R_s\overline{I_s}+\frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \Rightarrow \overline{\phi_s}=\overline{\phi_{s0}}+\int_0^t\left(\overline{V_s}-R_s\overline{I_s}\right)dt \qquad (IV.1)$$

Où : ϕ_{s0} est le vecteur flux à l'instant t = 0.

Dans cette étude nous allons considérer le terme $R_s\overline{I_s}$ négligeable devant le vecteur de tension $\overline{V_s}$ ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. A partir de l'équation précédente on trouve :

$$\Delta\overline{\phi_s}=\overline{V_s}T_e \qquad (IV.2)$$

On constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\overline{\phi_s}$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par $\overline{V_s}$, figure (IV.2).

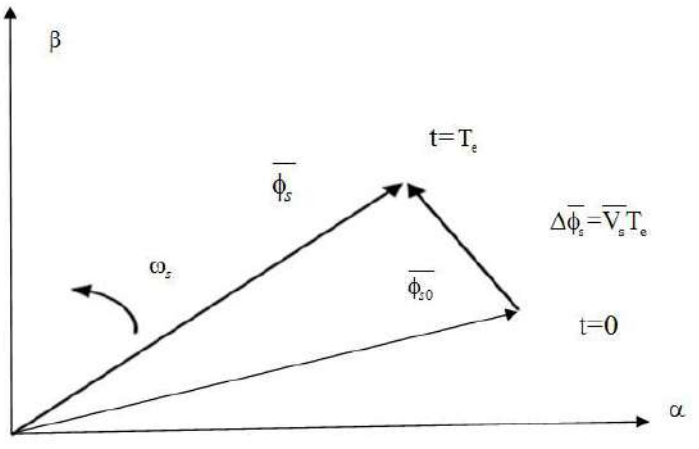


Figure IV.2: Evolution de l'extrémité de $\overline{\phi_s}$ pour $R_s\overline{I_s}$ négligeable.

En choisissant une séquence appropriée du vecteur $\overline{V_s}$ sur des intervalles de temps successifs de durée T_e, on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur $\overline{\phi_s}$ la trajectoire

désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux $\overline{\phi_s}$ pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de $\overline{\phi_s}$ une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s [KAD02, ARI00 et RAB07].

Dans le cas de la MSAP, le flux statorique continue à changer même lorsque le vecteur de tension nul est appliqué parce que les aimants permanents tournent avec le rotor. Par conséquent l'application des vecteurs de tension nuls est à proscrire pour contrôler le flux statorique de la MSAP. En d'autres termes, le flux statorique doit être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [STA00].

En supposant le terme $R_s\overline{I_s}$ négligeable, on montre que la dérivé du vecteur flux $\frac{d\overline{\phi_s}}{dt}$, qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égal au vecteur de tension $\overline{V_s}$. Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la direction de $\overline{V_s}$ à une vitesse constante et égale à $\sqrt{\frac{3}{2}}Uc$. [STA00]

Sur la figure (IV.3), on représente trois directions possibles du vecteur flux $\overline{\phi_s}$. Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité et de son amplitude conserve sa valeur. Par contre, dans le cas où $\overline{V_s}$ est décalée par rapport à la perpendiculaire du vecteur flux $\overline{\phi_s}$ on observe un ralentissement (respectivement, accélération) du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude.

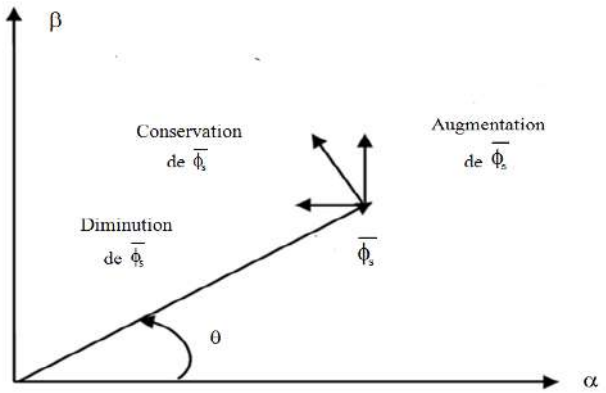


Figure IV.3: Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension $\overline{V_s}$.

IV.4.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [STA00]:

$$C_e = k\left(\overline{\phi_s} \times \overline{\phi'_r}\right) = k\left\|\overline{\phi_s}\right\|\left\|\overline{\phi'_r}\right\|\sin\delta \qquad \text{(IV.3)}$$

Tel que : $k=\frac{p}{L_q}$, avec :

- $\overline{\phi_s}$ est le vecteur de flux statorique ;
- $\overline{\phi'_r}$ est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;

-δ est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\phi_s}$ et $\overline{\phi'_r}$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\phi_s}$ (à partir de $\overline{V_s}$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\overline{\phi_s}$, et le couple électromagnétique de façon découplée.

IV.5 Choix du vecteur tension

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de $\overline{V_s}$ dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\phi_s}$ dans le référentiel fixe (stator), en décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [RAB07], [LAI01].
Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée k, les deux vecteurs $\overline{V_k}$ et $\overline{V_{k+3}}$ ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (IV.4) [CHA96], [RAH00].

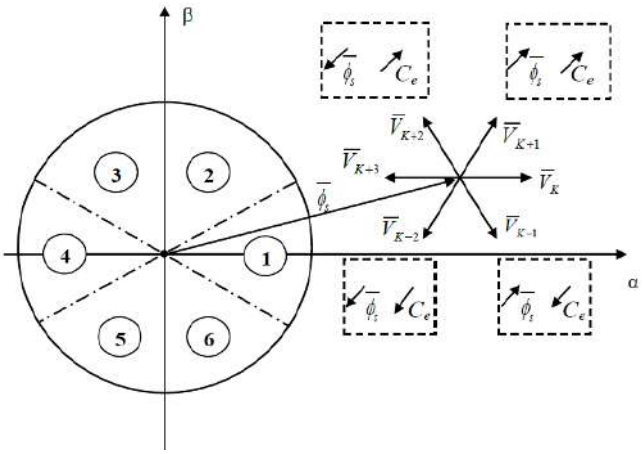


Figure IV.4: Sélection du vecteur de tension.

• Si $\overline{V_{k+1}}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux croit et le couple croit.

• Si $\overline{V_{k+2}}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croit.

• Si $\overline{V_{k-1}}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux croit et le couple décroît.

• Si $\overline{V_{k-2}}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.

• Si $\overline{V_0}$ ou $\overline{V_7}$ $\overline{\phi_s}$ est sélectionné, alors la rotation du flux est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\overline{\phi_s}$ reste inchangée.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone k. En début de zone *k*, les vecteurs $\overline{V_{k+1}}$ et $\overline{V_{k+2}}$ sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est

très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre $\overline{V_{k-1}}$ et $\overline{V_{k+2}}$ et le vecteur flux sont de 150° et de 30° respectivement. Donc leur composante de couple est très petite. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [RAH00], [CHA96], [KAD02].

IV.6 Estimation du Flux et du Couple

Les principes de la DTC ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [CAR00], [RAH98], [LUU00], [KAD02].

IV.6.1 Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes (α, β) à partir de l'équation suivante :

$$\overline{V_s}=R_s\overline{I_s}+\frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \tag{IV.4}$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, composantes de $\overline{V_s}$ à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur U_c, des états de commande (C_{K1},C_{K2},C_{K3}) et en utilisant la transformation de CONCORDIA, on obtient :

$$\overline{V_s}=V_{s\alpha}+jV_{s\beta} \tag{IV.5}$$

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

$$\begin{aligned}\phi_{s\alpha}&=\int_0^t\left(V_{s\alpha}-R_sI_{s\alpha}\right)dt\\ \phi_{s\beta}&=\int_0^t\left(V_{s\beta}-R_sI_{s\beta}\right)dt\end{aligned} \tag{IV.6}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s=\sqrt{\phi_{s\alpha}^{\,2}+\phi_{s\beta}^{\,2}} \tag{IV.7}$$

La zone dans lequel se situe le vecteur $\overline{\phi_s}$ est déterminée à partir de composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle θ entre le référentiel statorique et le vecteur $\overline{\phi_s}$ est égal à **:**

$$\theta=\text{Arctg}\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \tag{IV.8}$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous :

$$C_e=\frac{3}{2}p\left[\phi_{s\alpha}I_{s\beta}-\phi_{s\beta}I_{s\alpha}\right] \tag{IV.9}$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques. Elle est retenue dans

le cas d'une commande non linéaire appliquée au MSAP en particulier et surtout la commande par DTC [CAR00].

IV.7 Elaboration du vecteur

IV.7.1 Le correcteur du flux

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (IV.5).
La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique. [AKK07]
On peut écrire alors :

$\text{Si}\ \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi$		Alors $k_\phi = 1$
$\text{Si}\ 0 \le \Delta\phi_s \le \varepsilon_\phi$	$\text{et}\ \frac{d\Delta\phi_s}{dt} > 0$	Alors $k_\phi = 0$
$\text{Si}\ 0 \le \Delta\phi_s \le \varepsilon_\phi$	$\text{et}\ \frac{d\Delta\phi_s}{dt} < 0$	Alors $k_\phi = 1$
$\text{Si}\ \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi$		Alors $k_\phi = 0$

$k_\phi = 0$ Signifier qu'il faut réduire le flux.

$k_\phi = 1$ Signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

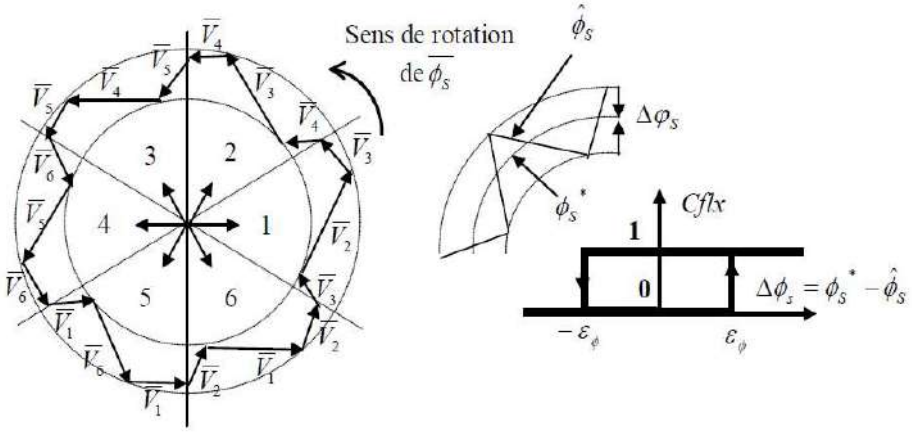


Figure IV.5: Le correcteur du flux

IV.7.2 Le correcteur du couple

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$\left| C_e^* - C_e \right| \le \varepsilon_{ce} \qquad \text{(IV.10)}$$

Avec : C_e^* la consigne du couple.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées:

- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux. [MOH15]

IV.7.2.1Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\overline{\phi_s}$. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs $\overline{V_{k+1}}$ et $\overline{V_{k+2}}$, peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter [CAR00], [CHA96].

IV.7.2.2 Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne Ccpl indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (Ccpl =1 pour une consigne positive et Ccpl = -1 pour une consigne négative) ou diminuée (Ccpl = 0) [BEN08].

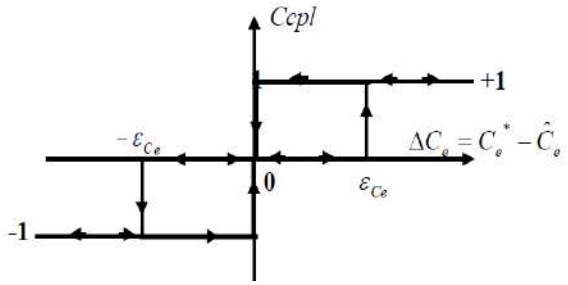


Figure IV.6: Correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

On peut écrire alors :

Si $\Delta C_e > \varepsilon_{Ce}$		Alors Ccpl=1
Si $0 \le \Delta C_e \le \varepsilon_{Ce}$	et $\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$	Alors Ccpl=0
Si $0 \le \Delta C_e \le \varepsilon_{Ce}$	et $\frac{d\Delta C_e}{dt} < 0$	Alors Ccpl=1
Si $\Delta C_e < -\varepsilon_{Ce}$		Alors Ccpl=-1
Si $-\varepsilon_{Ce} \le \Delta C_e \le 0$	et $\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$	Alors Ccpl=0
Si $-\varepsilon_{Ce} \le \Delta C_e \le 0$	et $\frac{d\Delta C_e}{dt} < 0$	Alors Ccpl=-1

IV.8 Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_e, et selon la position du vecteur de flux statorique (K=1,..,6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (IV.7) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [CAR00].
Le tableau (IV.7) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	AUGMENTATION	DIMINITION
ϕ_S	V_{k-1} , V_k et V_{k+1}	V_{k+2} , V_{k+3} et V_{k-2}
C_e	V_{k+1} et V_{k+2}	V_{k-1} et V_{k-2}

Tableau (IV.1): Table de commutation.

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	K=1	K=2	K=3	K=4	K=5	K=6
ϕ_S ↑	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_7
ϕ_S ↓	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau (IV.2) : Table de commande du flux.

	K=1	K=2	K=3	K=4	K=5	K=6
C_e ↑	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6
C_e ↓	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3

Tableau (IV.3) : Table de commande du couple.

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension active :

flux	couple	K=1	K=2	K=3	K=4	K=5	K=6	Correcteur
$k_\phi = 0$	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	deux Niveaux
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveau
$k_\phi = 1$	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveau
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveau

Tableau (IV.4) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêté et entraîne aussi une décroissance du couple, nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

IV.9 Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP

La Figure (IV.12) représente la structure générale du contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension. A chaque période d'échantillonnage T_e on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposé.

La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type PI pour construire la référence du couple. [MES16]

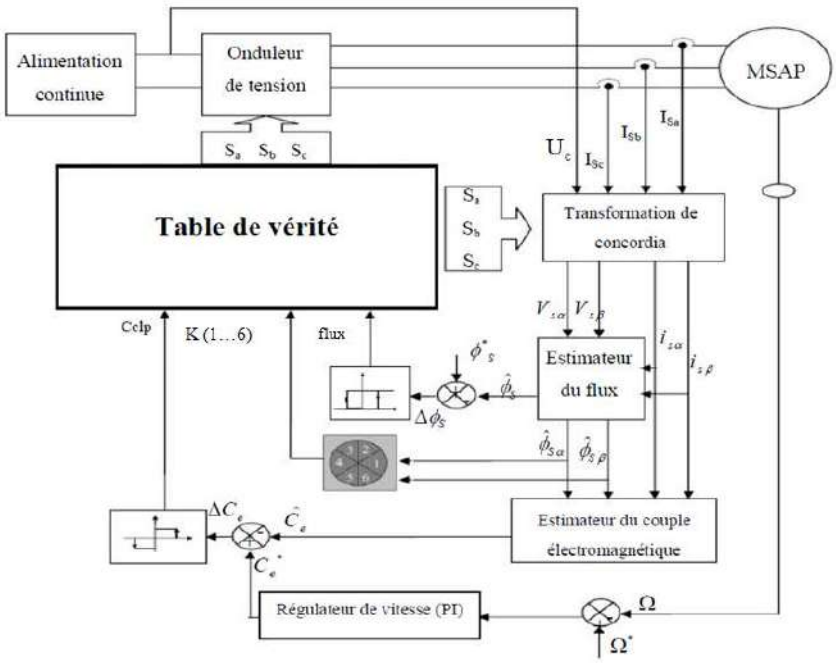


Figure IV.7 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP.

IV.10 Résultats de Simulation de la DTC de la MSAP

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé, en absence et en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande. Un programme de simulation établi nous à permis de reproduire fidèlement le comportement des divers composants du système.

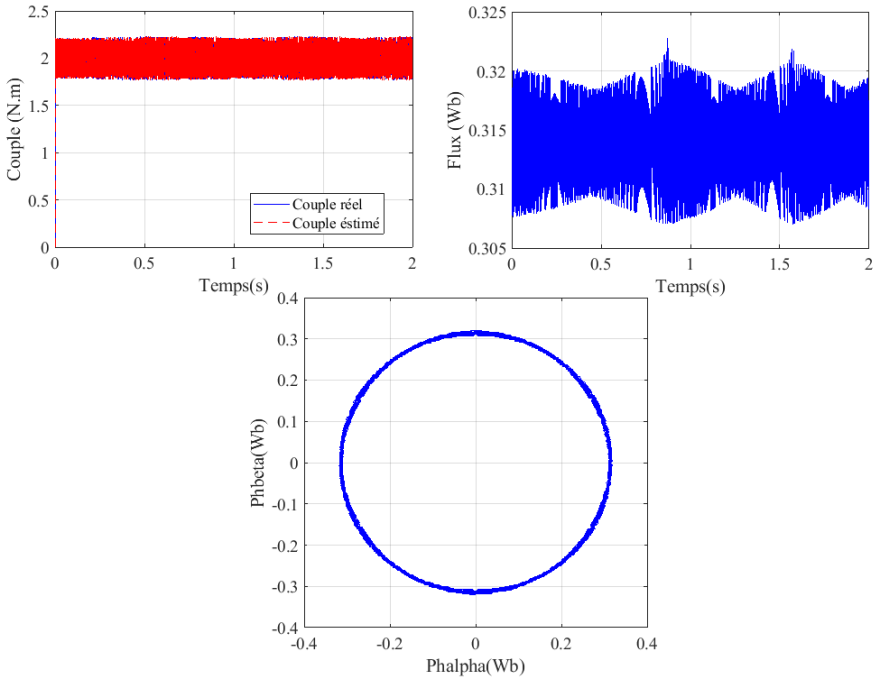
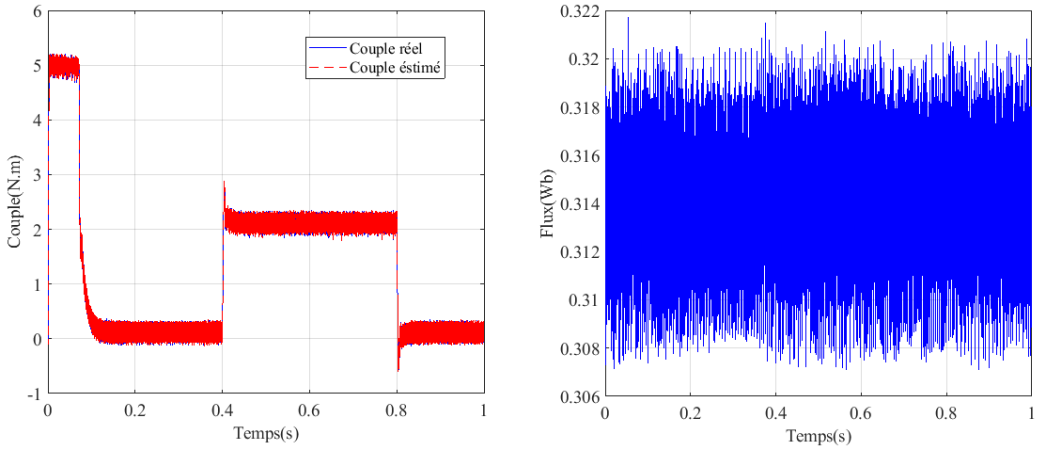


Figure IV.8 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC en boucle ouverte

Comme montre la figure IV.8**,** nous pouvons observer que le flux statorique suit sa référence parfaitement (pour une valeur égale à 0.314 Wb), et la trajectoire du flux décrit un cercle. On remarque très clairement que le couple réel et estimé sont identique, et la valeur estimée suit sa référence pour un couple de charge qui égale à 2N.m.



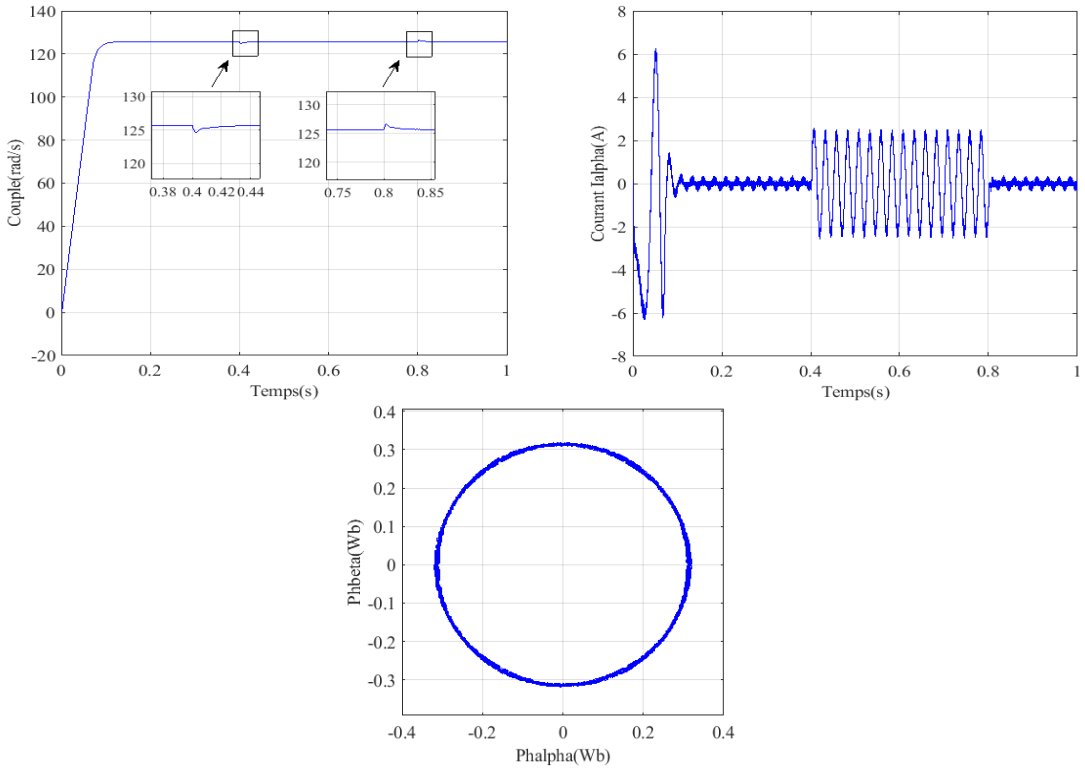


Figure IV.9 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC en boucle fermée

D'après la figure IV.9, on observe clairement que le régulateur de vitesse réinjecte rapidement la perturbation et la vitesse suit sa référence sans dépassement.

On remarque que le couple estimé et réel sont identique, la valeur estimée suit bien sa référence pour un couple de charge qui égale à 2N.m appliquer entre les deux instants (0.4s et 0.8s), le flux statorique suit sa référence (pour une valeur égale à 0.314Wb). On remarque que la trajectoire du flux décrit un cercle, et finalement on observe que l'évolution du courant statorique présente une allure sinusoïdale.

II.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MSAP, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse.

CHAPITRE V: PV-DTC-MSAP BASÉ SUR MPPT-GWO

V.1 Introduction

Les Méta-heuristiques sont formellement définies comme des algorithmes stochastiques itératifs, qui essayant de converger vers la meilleure solution par échantillonnage d'une fonction dite «objectif». Elles se comportent comme des algorithmes de recherche, tentant d'apprendre les caractéristiques du problème afin d'en trouver une approximation de la meilleure solution.

La majorité des méta-heuristiques sont inspirées de la nature, qu'ils soient pris en physique (recuit simulé qui est inspiré d'un processus métallurgique), en biologie et des principes de l'évolution Darwinienne (les algorithmes évolutionnaires et les algorithmes génétiques), ou encore de l'intelligence collective comme l'optimisation de loups gris. Dans ce chapitre, nous allons exposés le principe de GWO dans le système photovoltaïque pour suivre rapidement le point de puissance maximale global (GMPP).

V.2 Optimisation par la méthode de GWO

V.2.1 Définition

L'optimisation du loup gris est l'un des algorithmes d'optimisation inspirés biologiquement, proposé par Mirjalili et al en 2014. L'algorithme GWO imite la nature de la chasse de la famille des loups gris. Les loups gris préfèrent généralement être en meute. Ils ont une hiérarchie sociale stricte à 4 niveaux. Les loups gris sont classés hiérarchiquement en alpha (α), bêta (β), delta (δ) et oméga (ω) dans la meute. [KIM19]

V.2.2 Principe de la méthode

Les loups gris sont considérés comme des prédateurs, ce qui signifie qu'ils sont au sommet de la chaîne alimentaire. Les loups gris préfèrent généralement vivre dans un groupe. La taille du groupe est de 5-12 en moyenne. D'un intérêt particulier est qu'ils avoir une hiérarchie sociale dominante très stricte.

Les dirigeants sont un mal et une femelle, appelés alphas. L'alpha est principalement responsable de prendre des décisions sur la chasse, le lieu de sommeil, le temps de se réveiller, et ainsi de suite. Les décisions de l'alpha sont dictées au groupe. Cependant, une sorte de comportement démocratique a également été observé, dans lequel un alpha suit les autres loups dans le groupe. Dans les rassemblements, l'ensemble du paquet reconnaît l'alpha par tenant leurs queues vers le bas. Le loup alpha est aussi appelé le loup dominant puisque ses ordres devraient être suivis par le pack. Les loups alpha sont seulement autorisés à s'accoupler dans le pack. Fait intéressant, l'alpha n'est pas nécessairement le membre le plus fort de la meute mais le meilleur en termes de gestion du pack. Cela montre que l'organisation et la discipline d'un pack est beaucoup plus important que sa force.

Le deuxième niveau dans la hiérarchie des loups gris est la version bêta. Les bêtas sont des loups subordonnés qui aident l'alpha dans la prise de décision ou d'autres activités de pack. Le loup bêta peut être mâle ou femelle, et il / elle est probablement le meilleur candidat pour être l'alpha en cas l'un des loups alpha décède ou devient très vieux. Le loup bêta devrait respecter l'alpha, mais commande l'autre niveau inférieur des loups aussi. Il joue le rôle de conseiller de l'alpha et de la discipline pour le pack. La version bêta renforce les commandes de l'alpha tout au long du pack et donne des commentaires à l'alpha.

Le loup gris le plus bas est l'oméga. L'oméga joue le rôle de bouc émissaire. Les loups oméga doivent toujours se soumettre à tous les autres loups dominants. Ce sont les derniers

loups autorisés à manger. Il peut sembler que l'oméga n'est pas un individu important dans le paquet, mais il a été observé que l'ensemble du pack rencontre des problèmes en cas de perte de l'oméga. Cela est dû au dégagement de la violence et de la frustration de tous les loups par l'oméga. Cela aide à satisfaire l'ensemble du paquet et à maintenir la structure de dominance.

Si un loup n'est pas un alpha, bêta ou oméga, il est appelé subordonné (ou delta dans certaines références). Les loups Delta doivent soumettre aux alphas et aux bêtas, mais ils dominent l'oméga. Scouts, sentinelles, les anciens, les chasseurs et les gardiens appartiennent à cette catégorie. Scouts sont responsables de regarder les limites du territoire et avertir le pack en cas de danger. Les sentinelles protègent et garantissent la sécurité du pack. Les anciens sont les loups expérimentés qui utilisé pour être alpha ou bêta. Les chasseurs aident les alphas et les betas quand chasse la proie et fournir de la nourriture pour le pack. Enfin, les gardiens sont responsables de prendre soin des loups faibles, malades et blessés dans le pack. En plus de la hiérarchie sociale des loups, la chasse de groupe est un autre comportement social intéressant des loups gris [MIR13]. Les principales phases de la chasse au loup gris sont les suivantes :

- Suivre, chasser et approcher la proie.
- Poursuivre, encercler et harceler la proie jusqu'à ce qu'elle arrête de bouger.
- Attaque vers la proie. [MUR11]

Ces deux comportements sociaux de la meute de loups gris (hiérarchie sociale et chasse technique) sont modélisés dans l'algorithme GWO voir figure V.1.



Figure V.1: Comportement de chasse des loups gris : (A) suivre, chasser et approcher la proie (B-D) poursuivre, encercler et harceler la proie. (E) situation stationnaire et attaque [MIR13]

V.2.3 Opérateurs

V.2.3.1 Hiérarchie sociale

Afin de modéliser mathématiquement la hiérarchie sociale des loups lors de la conception de GWO, nous considérons la solution la plus apte comme l'alpha (une). Par conséquent, les deuxièmes et troisièmes meilleures solutions sont nommées bêta (β) et delta (d) respectivement. Le reste des solutions candidates sont supposés être des omégas (x). Dans l'algorithme GWO, la chasse (optimisation) est guidée par a, b et d. Les (x) loups suivent ces trois loups. [MIR13]

V.2.3.2 Encercler les proies

Afin de modéliser mathématiquement le comportement d'encerclement les équations sont proposées:

$$\vec{D}=|\vec{C}*\vec{X_p}(t)-\vec{X}(t)| \quad (V.1)$$

$$\vec{X}(t+1)=\vec{X_p}(t)-\vec{A}*\vec{D} \quad (V.2)$$

Où *t* indique l'itération en cours, $\vec{A}$ et $\vec{C}$ sont des vecteurs de coefficients, $\vec{X_p}$ est le vecteur de position de la proie, $\vec{X}$ est le vecteur de position.

Les vecteurs, $\vec{A}$ et $\vec{C}$ sont calculés comme suit:

$$\vec{A}=2a*\vec{r_1} \quad (V.3)$$

$$\vec{C}=2*\vec{r_2},\vec{X_p} \quad (V.4)$$

$\vec{a}$ Est diminué linéairement de 2 à 0, et $\vec{r_1},\vec{r_2}$ sont des vecteurs aléatoires dans [0.1]. [MIR13]

V.2.3.3 Chasse

Les loups gris ont la capacité de reconnaître l'emplacement des proies et les encerclées. La chasse est généralement guidée par l'alpha, la bêta et le delta pourraient également participer à la chasse de temps en temps. Cependant, dans un espace de recherche abstraite, nous n'avons aucune idée de l'emplacement de l'optimum (proie). Afin de simuler mathématiquement le comportement de chasse des loups gris, nous supposons que l'alpha (meilleure solution candidate) beta, et delta ont une meilleure connaissance à propos de l'emplacement potentiel de la proie. Par conséquent, nous sauvons les premières trois meilleures solutions obtenues jusqu'à présent et on oblige les autres agents (y-compris les omégas) pour mettre à jour leurs positions selon la position des meilleurs agents de recherche.

Les formules suivantes sont proposées à cet égard :

$$\vec{D_\alpha}=|\vec{C_1}*\vec{X_\alpha}(t)-\vec{X}(t)| \quad (V.5)$$

$$\vec{D_\beta}=|\vec{C_2}*\vec{X_\beta}(t)-\vec{X}(t)| \quad (V.6)$$

$$\vec{D_\delta}=|\vec{C_3}*\vec{X_\delta}(t)-\vec{X}(t)| \quad (V.7)$$

$$\vec{X}(t+1)=\frac{\vec{X_1}+\vec{X_2}+\vec{X_3}}{3} \quad (V.8)$$

Où :

- $\vec{X_\alpha}(t)$ Représente la position de l'alpha.
- $\vec{X_\beta}(t)$ Indique le La position de la bêta.
- $\vec{X_\delta}(t)$ Est la position de delta.
- $\vec{C_1},\vec{C_2},\vec{C_3}$ sont des vecteurs aléatoires et X indique la position de la solution actuelle.

On peut observer que la position finale serait dans un endroit aléatoire dans un cercle qui est défini par les positions d'alpha, bêta et delta dans la recherche espace. En d'autres termes, alpha, bêta et delta estiment la position de la proie, et d'autres loups mettent à jour leurs positions au hasard autour de la proie. [MIR13]

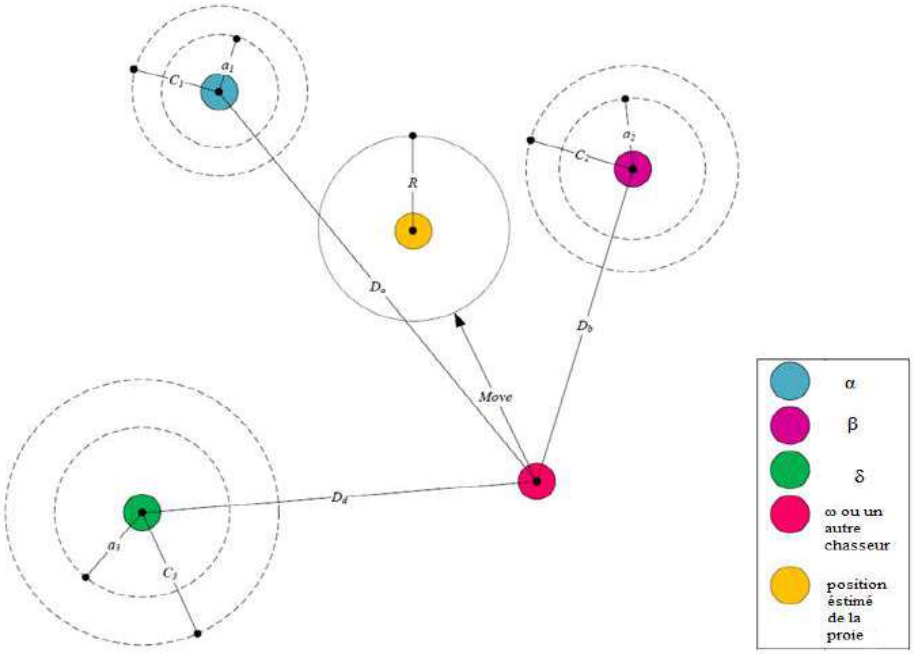


Figure V.2 : Mise à jour de position dans GWO

V.2.3.4 Attaquer une proie

Comme mentionné ci-dessus les loups gris finissent la chasse en attaquant la proie quand elle arrête de bouger. Afin de modéliser mathématiquement l'approche de la proie, nous diminuons la valeur de $\vec{a}$ .Notez que la plage de fluctuation de $\vec{A}$ est également diminuée. En d'autres termes $\vec{A}$ est une valeur aléatoire dans l'intervalle [-a, a] où a est diminué de 2 à 0 au cours des itérations. Lorsque les valeurs aléatoires de $\vec{A}$ sont dans [-1, 1], la position suivante d'un agent de recherche peut être dans n'importe quelle position entre sa position actuelle et la position de la proie. Une valeur de $|A| < 1$ force les loups à attaquer vers la proie.

Avec les opérateurs proposés jusqu'à présent, l'algorithme GWO permet ses agents de recherche pour mettre à jour leur position en fonction de l'emplacement de l'alpha, le bêta et le delta ; et attaque vers la proie. Cependant, l'algorithme GWO est sujet à la stagnation dans les solutions locales avec ces opérateurs. Il est vrai que le mécanisme d'encerclement proposé montre l'exploration dans une certaine mesure, mais GWO a besoin de plus d'opérateurs souligner l'exploration.
Les concepts de mise à jour de position en utilisant 1et 2 sont illustrés à la Figure V.3. On peut voir sur cette figure qu'un loup dans la position de (X, Y) est capable de se déplacer autour de la proie avec les équations proposées. Les paramètres aléatoires A et C permettent aux loups de se déplacer à n'importe quelle position dans l'espace continu autour de la proie. [KIH19]

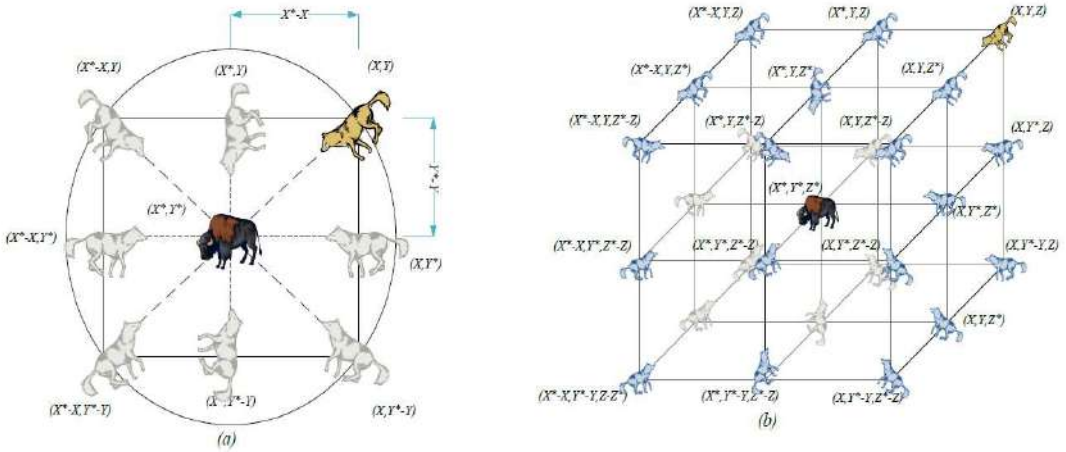


Figure V.3: mécanisme de positionnement de l'agent de recherche et de l'effet de ce qui le présent.

V.3 Les étapes générales de l'algorithme GWO

Après tout, les étapes générales de l'algorithme GWO sont les suivantes :

- Initialiser une population de loups au hasard sur la base des limites supérieure et inférieure des variables.
- Calculer la valeur objectif correspondante pour chaque Loup.
- Choisir les trois premiers meilleurs loups et sauvegarde-les sous α, β et δ.
- Actualiser la position du reste de la population (loups) en utilisant les équations (V.5), (V.6), (V.7) et (V.8).
- Mise à jour des paramètres $\vec{a},\vec{A},\vec{C}$
- Passez à la 2 éme étape si le critère final n'est pas satisfait.
- Renvoie la position de α comme approximation optimale. [KIH19]

V.4 Les étapes pour écrire l'algorithme GWO (organigramme)

La figure V.4 représente les étapes de l'algorithme de l'optimisation de loup gris GWO.

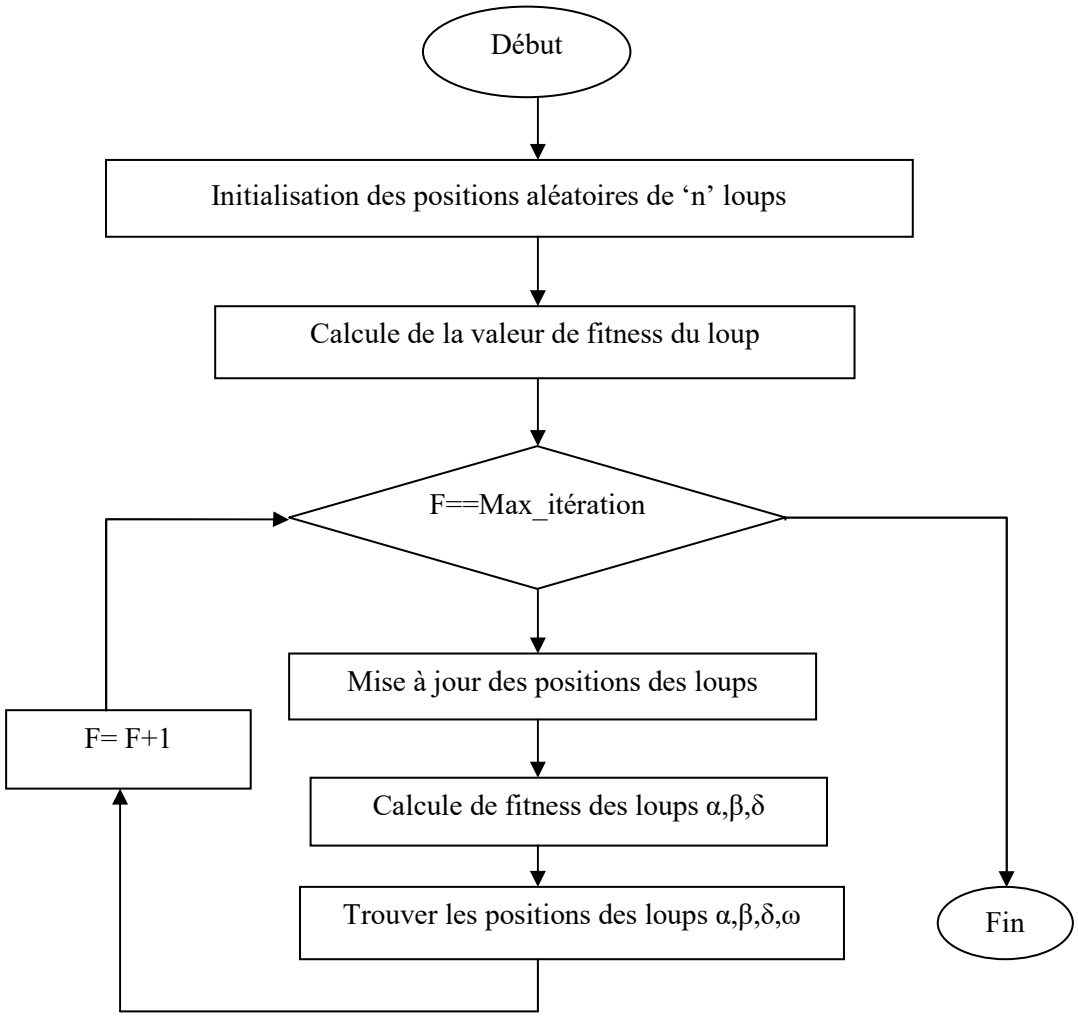


Figure V.4 : Organigramme de l'algorithme GWO.

Mirjalili et Lewis. A montré que l'algorithme GWO est capable de fournissent des résultats très compétitifs par rapport à d'autres méta-heuristiques bien connues. D'une part, l'exploration de cet algorithme est très élevée et nécessite d'éviter les optima locaux. De plus, l'équilibre entre exploration et exploitation est très simple et efficace pour résoudre des problèmes difficiles selon les résultats dans des problèmes réels. [KIH19]

V.5 MPPT basé sur méthode GWO

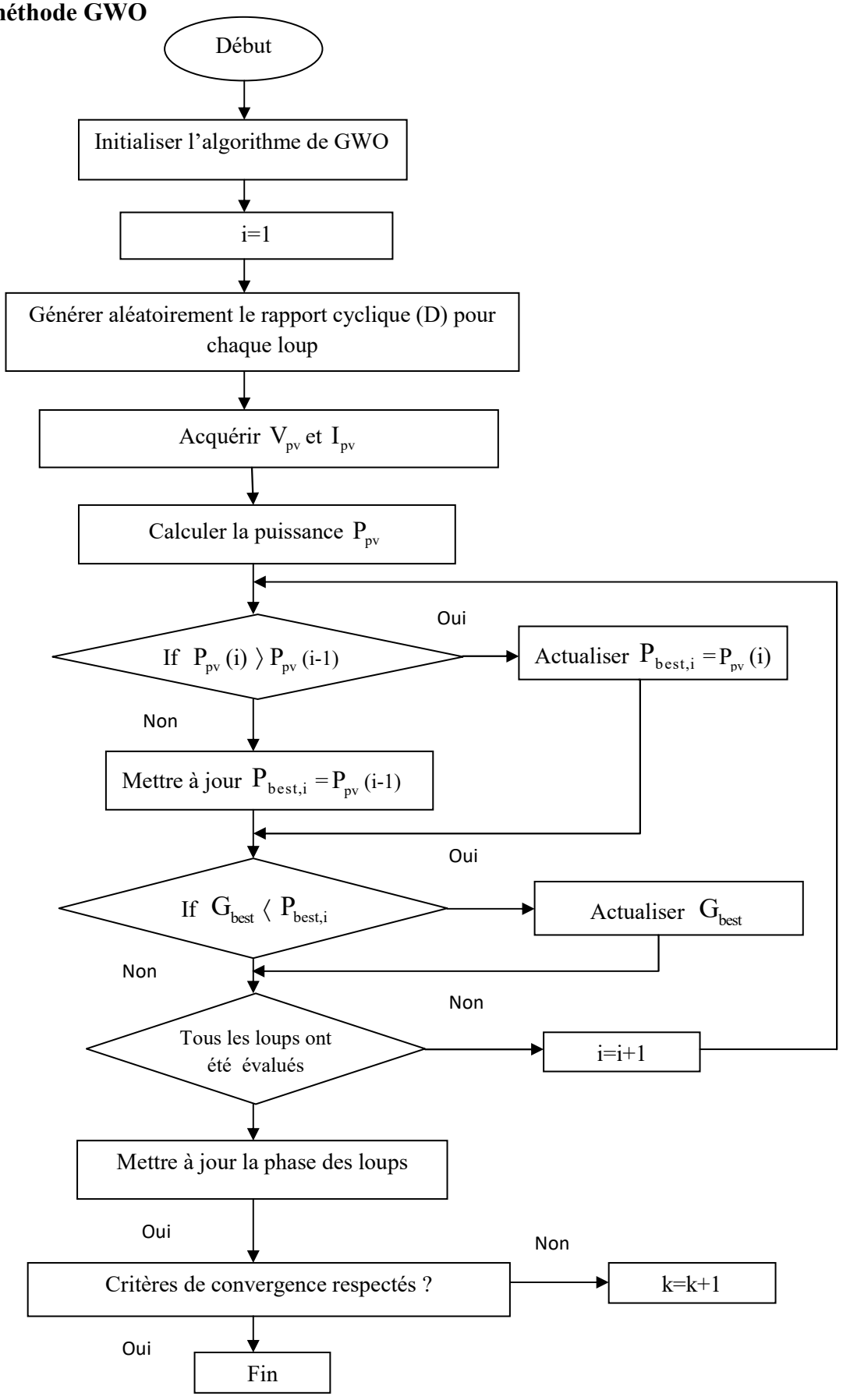


Figure V.5 : Organigramme de MPPT-GWO.

V.6 Résultats de Simulation

La figure V.6 représente la réponse de la puissance, courant, rapport cyclique et la tension du panneau photovoltaïque relié à une charge résistive (PV-BOOST-DC load), en utilisant MPPT basé sur la GWO.

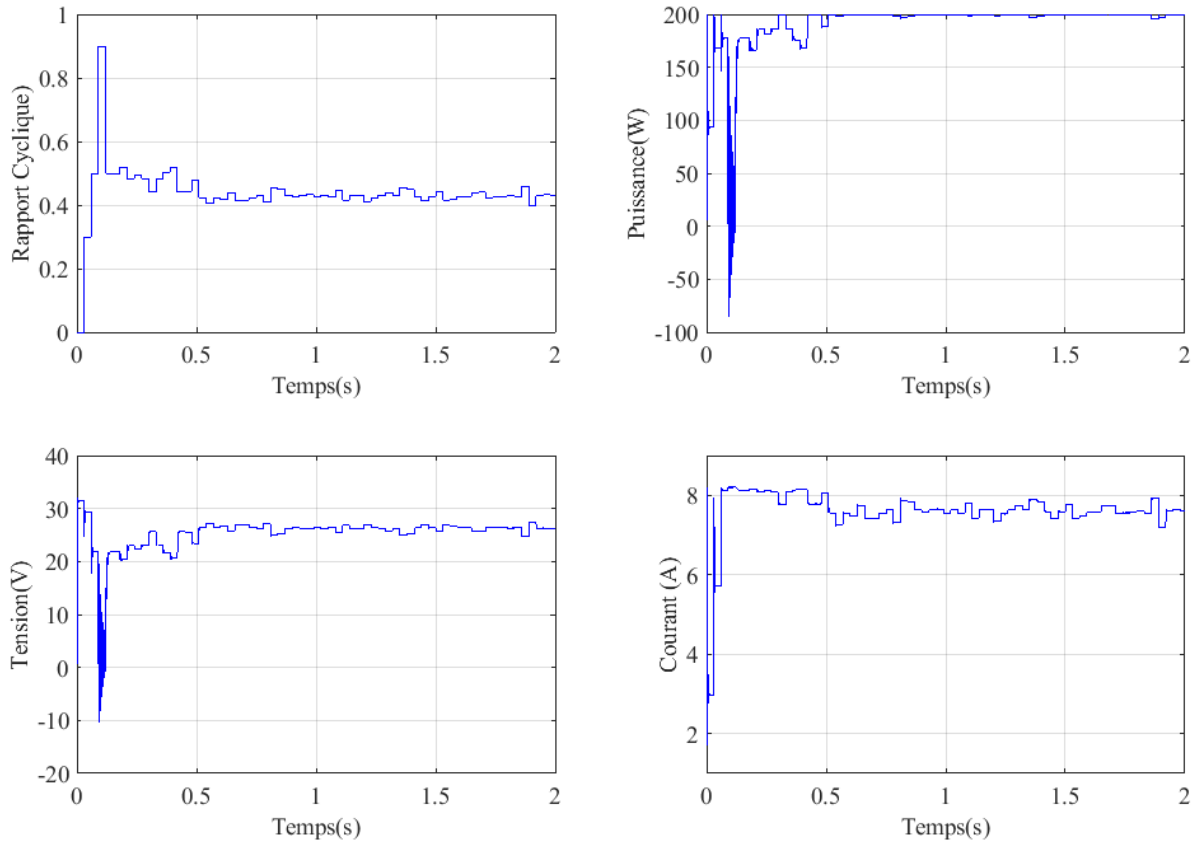
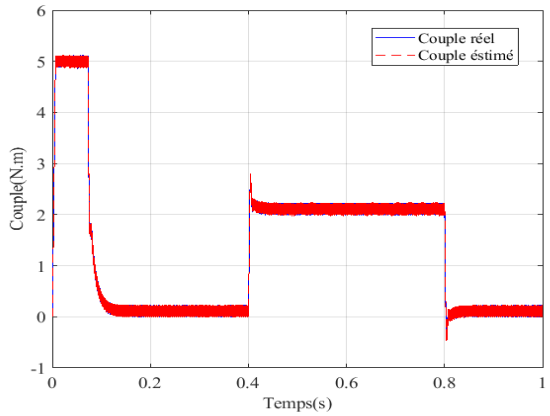


Figure V.6 : Résultat simulation de MPPT-GWO.

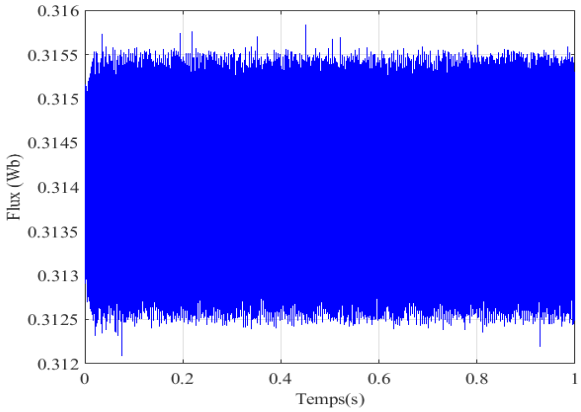
La figure V.7 représente l'évolution de la vitesse pour un couple de charge égale à 2N.m appliqué entre les deux instants (t=0.4s et 0.8s), on observe clairement que la vitesse injecte et réinjecte rapidement la perturbation et suit sa référence sans dépacement.

On remarque que les valeurs estimées suivent bien leurs références, le couple estimé et réel sont identique, le flux statorique suit sa référence (pour une valeur égale à 0.314Wb). On remarque que la trajectoire du flux décrit un cercle. Notre système est testé pour une variation d'irradiation comme le montre la figure (g).

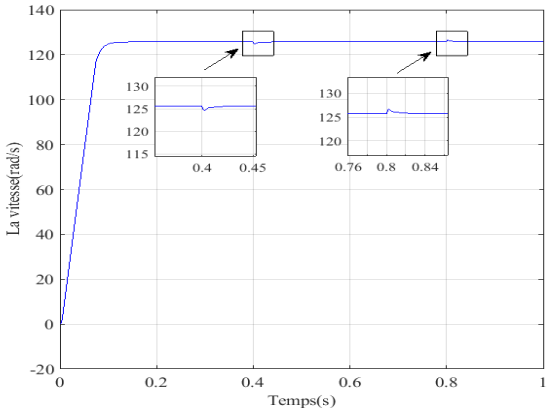
On trouve également que les performances obtenues par le système photovoltaïque avec commande MPPT-GWO, qui aliment une MSAP commandée par DTC nous offre de très bons résultats.


Couple réel
Couple éstimé
Couple(N.m)
Temps(s)

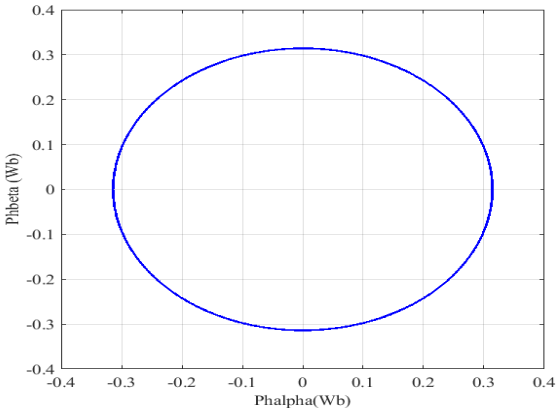
(a)


Flux (Wb)
Temps(s)

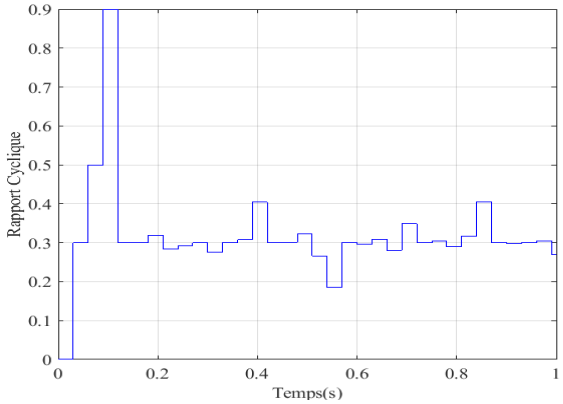
(b)


La vitesse(rad/s)
Temps(s)

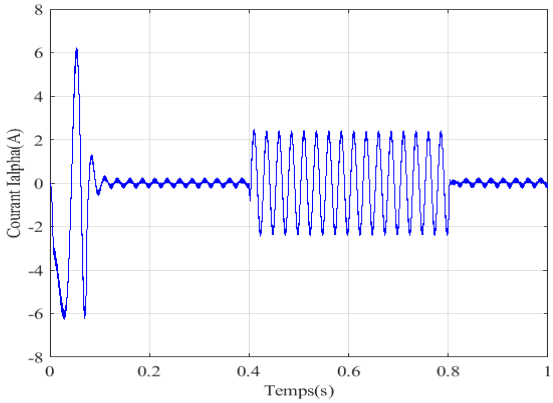
(c)


Phbeta (Wb)
Phalpha(Wb)

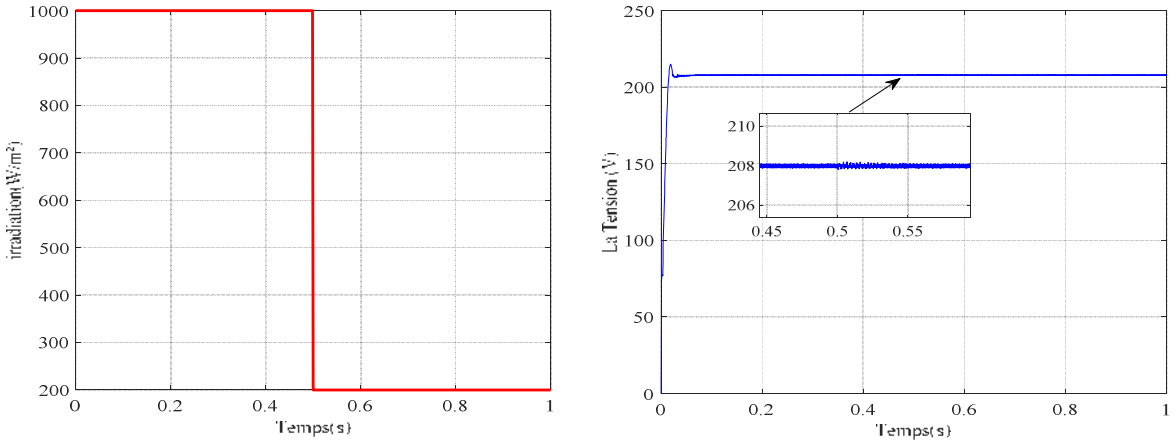
(d)


Rapport Cyclique
Temps(s)

(e)


Courant Ialpha(A)
Temps(s)

(f)



(g) (h)

Figure V.7 : Performance du système photovoltaïque en appliquant MPPT-GWO pour alimenter MSAP avec commande DTC.

V.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a fonctionné le système photovoltaïque pour alimenter le moteur synchrone à aimant permanent en utilisant la méthode méta-heuristique MPPT-GWO dont le but de suivre le point maximale de puissance. La simulation nous offre de très bonnes performances.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'épuisement rapide des combustibles fossiles et la prise de conscience croissante de la protection de l'environnement ont conduit à la crise d'énergie. Par conséquent, des chercheurs s'efforcent de trouver des nouveaux moyens d'extraire d'énergie à partir des ressources renouvelables. Et avec l'avancement des marchés de l'énergie, la valeur de l'incorporation de différentes sources verte dans les systèmes d'énergies a gagné en popularité. Ces systèmes hybrides basés sur les énergies renouvelables peuvent atteindre les limites des technologies de production uniques conventionnelles (comme les groupes électrogènes, les turbines à gaz, l'énergie nucléaire, etc.), en termes de bonification de l'efficacité énergétique, et en termes de respect de l'environnement (réduction d'émission de CO2), d'aspects financiers, de qualité sans faille et d'adaptabilité. La principale motivation de cette étude était de présenter une technique permettant d'optimiser l'intégration de l'énergie solaire dans un système isolé.

Dans ce travail, il s'agit de modéliser, de simuler un générateur photovoltaïque associé à un convertisseur DC-DC contrôlé par MPPT basé sur l'algorithme d'optimisation GWO, destiné à entrainer une machine synchrone à aimant permanent commandée par DTC. Pour ce faire, nous avons commencé dans le 1er chapitre par une étude générale sur la conversion photovoltaïque, suivie de l'élaboration d'un modèle mathématique pour le panneau PV, en se basant sur un circuit équivalent à une diode. L'objectif était la simulation du fonctionnement du générateur et l'étude de l'influence de la température et l'irradiation sur sa caractéristique courant-tension. A l'issue des simulations effectuées, nous avons constaté une forte dépendance des performances du module photovoltaïque en fonction des conditions climatiques, particulièrement l'irradiation solaire et la température du module.

Dans le 2ème chapitre, nous avons passé en revue les différents types de convertisseur DC/DC, puis nous avons détaillé le convertisseur Boost qui représente l'étage d'adaptation entre le générateur PV et la charge dans ce travail. Le principe de la recherche du point de puissance maximale tout en donnant les différentes classifications des commandes MPPT est aussi évoquées dans cette partie, on a présenté les techniques MPPT les plus utilisées (P&O, INC,….etc).

L'existence de plusieurs types de commandes MPPT montre que ce domaine de recherche est en perpétuel évolution et qu'il est difficile de trouver une ou plusieurs solutions universelles. Pour cette raison on a proposé dans ce travail les méthodes méta-heuristiques, qui sont inspirées par la nature pour trouver la meilleure solution.

Dans le 3ème chapitre, nous avons vu aussi la modélisation de la MSAP, on a utilisé la transformation de PARK pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes, afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

Les résultats de simulation obtenus en alimentation directe ou par l'onduleur montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple.

Ceci nous a conduits à introduire dans ce travail une commande découplée. Il s'agit de la commande DTC. Donc on a présenté dans le 4ème chapitre les notions de la stratégie de la commande directe du couple. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statorique. Nous avons introduis la régulation de la vitesse en boucle ouverte et fermée. Les résultats de la simulation nous donnent une réponse rapide et un dépassement négligeable.

Dans le 5ème chapitre, on a utilisé l'algorithme des loups gris l'une des méthodes méta-heuristiques, pour déterminer le point maximal global de puissance du générateur photovoltaïque. Le GWO (Grey Wolf optimisation) imite la hiérarchie de leadership des loups qui sont bien connus pour leur chasse de groupe, pour approcher progressivement le meilleur point de fonctionnement du système PV, ce qui optimise sa puissance de sortie sous n'importe quelles conditions de météorologiques. Dernièrement après le développement et l'amélioration du système (PV-BOOST commandé par MPPT-GWO), on a alimenté la machine MSAP et on a obtenu des bonnes performances.

La fiabilité et la faisabilité de la stratégie d'optimisation de puissance utilisé a été vérifiée et approuvée en utilisant simulation MATLAB

ANNEXE

A.1. PARAMÈTRE DE MACHINE ÉTUDIÉE :

Machine synchrone à aimant permanent **(MSAP)**

Résistance statorique	Rs=1.5 Ω
Flux des aimants permanents	ϕ_f =0.315 Wb
Coefficient de frottement	F=0.0009 N.m.s/rad
Inductance cyclique sur l'axe directe	Ld=0.05H
Inductance cyclique sur l'axe transverse	Lq=0.05H
Nombre de paire de pôles	p=2
Moment d'inertie	J=0.003 Kg.m²

A.2. MODULE PV :

La puissance maximale (Pmax)	200 W
Tension de circuit ouvert Vco	32.9 V
Courant de court-circuit Icc	8.21A
Tension au MPP(Vmpp)	27 V
Résistance parallèle (Rp)	951.9319Ω
Résistance série (Rse)	0.2172Ω

BIBLIOGRAPHIE

[ABO09] N. Abouchabana. « Etude d'une nouvelle topologie buck-boost appliquée à un MPPT ». Mémoire de Magistère : Alger, Ecole Nationale Polytechnique : 2009.

[AHM13] I. Ahmadi. « Etude et simulation d'un système de pompage d'eau couplé à un générateur photovoltaïque ». Mémoire de Magistère : Oum El Bouaghi, Université : 2013.

[AIT07] S. Ait-Chikh. « Etude, Investigation et conception d'algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques ». Mémoire de Magistère : Alger, Ecole Nationale Polytechnique : 2007.

[AKK07] K. Akkouci. « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ». Mémoire de Magister : Annaba, Université Badji Mokhtar : 2007.

[AMA01] Y. Amara. « Contribution à la Conception et à la Commande des Machines Synchrones à Double Excitation Application au Véhicule Hybride ». Thèse de Doctorat : France, Université Paris XI : 2001.

[AME05] A. Ameur. « commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants ».Mémoire de Magistère : Batna, université Hadj Lakhder : 2005.

[AMO12] K. Amor. « Constribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) ». Thèse de doctorat : France, Université d'Aix Marseille : 2012.

[ANG06] P. Angel. « Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques ». Thèse de Doctorat : France, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse : 2006.

[ANN10] L. Anne, P. Cumunel. « Cellules solaires Les bases de l'énergie photovoltaïque ». 5e édition, Paris : Dunod, 2010. 127 p. ISBN 978-2-10-055598-7.

[AZI06] A. AZIZ.« Propriétés Electriques des Composants Electroniques Minéraux et Organiques, Conception et Modélisation d'une Chaîne Photovoltaïque Pour une Meilleure Exploitation de l'Energie Solaire ». Thèse de Doctorat : France, Université Paul Sabatier, Toulouse III : 2006.

[ARI00] P. Arias. « Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors ». Thèse de Doctorat : Espagne, Université de Catalunya : 2000.

[BEL05] S. Belkacem. « Etude comparative des performances statique et dynamique d'un Contrôle de découplage et d'u DTC d'un moteur induction alimenté par un convertisseur statique ». Mémoire de Magistère : Batna, université de Hadj Lakhder : 2005.

[BEN05] F.Benchabane. « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring ». Mémoire magistère : Biskra, Université Mohammed khaider : 2005.

[BEN07] R. Benabid. « Optimisation Multi-objectif de la Synthèse des FACTS par les Particules en Essaim pour le Contrôle de la Stabilité de Tension des Réseaux Electriques ». Mémoire de Magistère : Laghouat, Université d'Amar Telidji : 2007.

[BEN08] M. Benaissa. « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ». Mémoire de Magistère : Batna, Université de Hadj Lakhder : 2008.

[BEN09] A.Benbrahim. « Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Memoire Magistère : Batna, Université de Hadj Lakhdar : 2009.

[BEN16] F. Benadel. « Etude Et Simulation D'une Commande MPPT Pour Système PV. PhD thesis ». Mémoire Magistère: M'sila, Université Mohamed Boudiaf : 2016.

[BEN96] M. Benkhoris, A. Gayed. « Discrete sliding control technique of DC motor drive ».1996, n°429, pp. 81–86, 23–25.Disponible sur IEEE Conference Publication Power Electronics and Variable Speed drives.

[BEN99] K.Benmansour. « Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel ». Mémoire de Magister : Alger, Ecole Militaire Polytechnique (EMP) : 1999.

[BID11] M. Bidart. « Commande Coopérative Des Systèmes Mono-convertisseurs Multi-machines Synchrones ». Thèse de Doctorat : France, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse) : 2011.

[BOD99] F.BODIN. « Commande des machines synchrones à aimants permanents et à forces contre-électromotrices non sinusoïdales ». Thèse de Doctorat : France, Université de Nantes : 1999.

[BOG08] G. Bogdan, C. Ripoll. « Aide-mémoire Électronique », 5e édition. Paris : Dunod, 2008.530 p. ISBN 978-2-10-053922-2.

[BOU11] O. Boukli-Hacène. « Conception et réalisation d'un générateur photovoltaïque muni d'un convertisseur MPPT pour meilleur gestion énergétique ».Mémoire Magistère : Tlemcen, Université Abu Bekr Belkaid : 2011.

[CAB08] C. Cabal. « Optimisation Energétique de l'Etage d'Adaptation Electronique Dédie à la Conversion Photovoltaïque ». Thèse de Doctorat : France, Université Paul Sabatier Toulouse III : 2008.

[CAR00] C. Carlos. « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1 ». Edition Hermes Science Europe. Paris ,2000.261 p. ISBN : 2-7462-0111-9.

[DAM00] C. DAM. « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux à fréquence imposée ». Thèse doctorat : France, L'institut national polytechnique de Toulouse : 2000.

[CAR95] J. Caron. J. Hautier. « Modélisation et commande de la machine asynchrone ». Edition Technip. Paris, 1995.73 p. ISBN 2-7108-0745-9.

[CAS02] D. Casadei, F. Profumo. G. Tani. « FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control ».2002, vol 17, issue 5. P 779-787.Disponible sur Power electronics, IEEE Transactions.

[CHA95] Y. Chapuis, D. Roye, S. Courtine. « Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique ».France .1995, p 863-880.Disponible sur Journal de Physique III.

[CHA96] Y. Chapuis. « Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique ». Thèse de Doctorat : France, l'INP de Grenoble : 1996.

[CHE05] B.Chemmouri. « Commande Non-Lineaire D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents ». Mémoire Magistère : M'sila, Université Mohamed Boudiaf : 2005.

[CHI12] S. Chikha. «Optimisation de la puissance dans les systèmes photovoltaïques». Mémoire de Magistère : Oum El Bouaghi, université de L'arbi Ben Mhidi : 2012.

[DIO19] M. Dione, S. Merahi. « Etude du fonctionnement et commande d'un système photovoltaïque raccordé au réseau ».Mémoire Magistère : Tlemcen, Université Abou Baker Belkaid : 2019.

[FAI03] J. Faiz, M. Sharifian, A. Keyhani. « Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle ».2003, vol.18, n°1.p 10.Disponible sur IEEE Transactions on Energy Conversion.

[FET18] F. Fetiti. « Etude Conception, Dimensionnement et réalisation pratique d'un hacheur parallèle pour une source photovoltaïque ». Mémoire Magistère : Biskra , Université Mohamed Khider : 2018.

[GIE06] J. F. Gieras, C. Wang, and J. C. Lai. « Noise of polyphase electric motors ».2006. 392 p. 1st Edition, CRC Press . ISBN 9780824723811.

[GOW99] J. GOW. « Development of photovoltaic array mode for use in power-electronics simulation studies ». 1999, 146(2):193–200. Disponible sur IEE Electric Power Applications, IEE Proceedings.

[GRE97] G. Grellet, G. Cerc. « Actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande ». Paris : Edition Eyrolles, 1997 .491 p .Collection Electrotechnique. ISBN : 2-212-09352-7.

[HAZ04] A. Hazzab, I. Bousserhane, M. Kamli. « Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control ».2004, vol 1, issue 2.p 1-17. Disponible sur International Journal of Emerging Electric Power Systems.

[JIM99] R. Jimmy. « Le pompage photovoltaïque, Édition Multi mondes ».Burkina Faso : Ouagadougou, 1999.281 p. ISBN: 2-89481-006-7.

[ISM99] E. Ismail. « Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple ».Thèse doctorat : France, L'institut national polytechnique de Toulouse : 1999.

[KAD02] M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb. « Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive ». 2002, pp.109-115 .Disponible sur IEEE Transactions on Energy Conversion, Institute of Electrical and Electronics Engineers,

[KER15] M. Kermas. « Etude d'un onduleur, application dans une installation photovoltaïque ». Mémoire Magistère: Sidi Bel Abbès, l'université de Djillali Liabès : 2015.

[KIH19] M. Kihal. « Développement de Modèles CEM pour Le Diagnostic et La Caractérisation des Perturbations dans Les Systèmes de Puissance ». Mémoire Magistère : Jijel, Université de Mohamed Seddik Benyahia : 2019.

[KIM19] M. Kimouch, M. Benzid. « Les méthodes méta-heuristiques pour l'optimisation en génie électrique ». Mémoire Magistère : Jijel, Université Mohamed Seddik Ben Yahia :2019.

[KHO09] M. Khov. « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents ». Thèse de Doctorat : France, Université De Toulouse : 2009.

[LAC06] S.Lachtar. « Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) ». Mémoire de Magistère : Annaba, Université de Badji Mokhtar : 2006.

[LAI01] Y. Lai, J. Chen. « A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction ».2001, vol. 16, n°3. pp. 220-227. Disponible sur IEEE Transactions on Energy Conversion.

[LAS80] F. Lasnier, T. Ang. « Photovoltaic Engineering Handbook ».1980.1179 p. IOP Publishing Ltd. ISBN 0-85274-311-4.

[LUU00] J. Luukko. « Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine – Analysis and Implementation ». Thèse de Doctorat : Finlande, Université de Technologie : 2000.

[MEF11] A. Meflah. « Modélisation et commande d'une chaine de pompage photovoltaïque ». Mémoire de Magistère : Tlemcen, Université Abou Bekr Belkaid : 2011.

[MES16] H. Mesloub. « Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Thèse de Doctorat : Biskra, Université Mohamed Khider : 2016.

[MIR13] S. Mirjalili, SM. Mirjalili, A. Lewis. « Grey Wolf Optimizer. Adv Eng Softw ». 2014. 69:46–61. https://doi.org/10.1016/j.advengsoft.2013.12.007.

[MOH08] M. Mohamed. «Structure et stratégie de commande des filtres actifs parallèle et hybrides avec validation expérimentales». Thèse de doctorat : France, Université Henri Poincaré : 2008.

[MOH15] I. Mohammed. « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant ». Mémoire de Magistère Biskra, Université Mohamed Khider : 2015.

[MOR05] F. Morand. « Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines synchrones ». Thèse de doctorat : France, L'institut nationale des sciences appliquées : 2005.

[MOU16] D. Mouhamet. « Etude et conception d'une chaine photovoltaïque connecté au réseau et étude de la qualité de l'énergie injectée ». Mémoire de Magistère : Tunisie Université de Tunis : 2016.

[MUR11] C. Muro, R. Escobedo, L. Spector. « Wolf-pack (Canis lupus) hunting strategies emerge from simple rules in computational simulations ». 2011. vol. 88, pp. 192-197.

[NIC05] O. Nichiporuk. « Simulation, fabrication et analyse de cellules photovoltaïques à contacts arrière interdigités ». Thèse de doctorat : France, L'institut national des sciences appliquées : 2005.

[RAH00] M. Rahman, L. Zhong. « Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor ».2000, vol. 20, n°1 , pp. 1-7.Disponible sur Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering.

[RAH98] M. Rahman, L. Zhong. « A Direct Torque Controlled Interior Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening ».1998, vol. 34, n°6, pp. 1246-1253.Disponible sur IEEE Transactions on Industry Applications.

[RAB07] Z. Rabah. « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux ». Thèse de doctorat : Alger, ENP El-Harrach : 2007.

[RUF01] P. Rufer. « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC ». Mémoire de Magistère : Suisse, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne : 2001.

[SAL13] H. Saleh. « High Efficient Interleaved Boost Converter with Novel Switch Adaptive Control in Photovoltaic Application ». Thèse de Doctorat : Angleterre, Université de Newcastle upon Tyne : 2013.

[SMI00] E. Smigiel, G. Sturtzer, « Modélisation et commande des moteurs triphasés ». Édition : Ellipses, 2000. 1 256 p. Collection : Technosup, ISBN : 2-7298-0076-X.

[SIN85] S. Singer, A. Braunstein. « A general model of maximum power point tracking ». Spain. pp 147-151. Disponible sur IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference .

[SIN87] S. Singer, A. Braunstein. « Maximum power transfer from a non linear energy source to an arbitrary load ». 1987. pp 1-7.Disponible sur IEEE Proceeding.

[SOU19] F. Souleyman, M. Omar. «univ-adrar.edu.dz». [En ligne]. 2019. [Accès le 2 aout 2020]. Disponible sur https://dspace.univadrar.edu.dz/jspui/bitstream.

[STA00] M. Staebler. « TMS320F240 DSP solution for obtaining resolver angular position and speed ». Texas Instruments, Application report . 2000.

[STO96] Storn, R, Price, K. « Differential evolution- a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces ».1996, vol. 11. 341-359 p. Disponibles sur Journal of Global Optimization.

[STU00] G. Sturtzer. « Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés ».Edition d'Ellipses, Markty. S.A, 2000.

[TAD08] S. TADJER. « Etude d'un Système de Compensation d'Harmonique En Utilisant un Générateur Photovoltaïque ». Mémoire de Magister : Algérie, Université Mouhamed Bougara- Boumerdes : 2008.

[TOU08] R. Toufouti. « Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone ». Thèse de doctorat : Constantine, Université de Constantine : 2008.