

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR - ANNABA
BADJI MOKHTAR – ANNABA UNIVERSITY



جامعة باجي مختار – عنابة

Faculté : TECHNOLOGIE

Département : ELECTROTECHNIQUE

Domaine : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

Filière : GENIE ELECTRIQUE

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du Diplôme de Master

Thème:

**Étude et simulation d'une machine synchrone alimentée par
une source d'énergie renouvelable**

Présenté par : *Abainia Raid*

Encadrant : *Kelaiaia Samia* Grade MCA Université Badji Mokhtar- Annaba

Jury de Soutenance :

Omeiri Amar	Prof	Badji Mokhtar- Annaba	Président
Kelaiaia Samia	M.C.A	Badji Mokhtar- Annaba	Encadrant
Bouchikha Hocine	M.C.A	Badji Mokhtar- Annaba	Examineur

Année Universitaire : 2023/2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الأهداء والشكر

الحمد والشكر لله سبحانه وتعالى إذ وفقني لأداء هذا

العمل المتواضع والشكر موصول لكل من ساندني من

عائلتي وأهلي لهم هذا النجاح وهذه الفرحة و

أشكر الأستاذة المشرفة التي قدمت مجهودا قيما أثناء فترة

العمل على هذه المذكرة وكذلك لجنة الأساتذة

ملخص :

المذكورة تحتوي اربعة فصول، الفصل الأول ندرس عموميات الخلايا الكهروضوئية وتأثيرات الخلايا الكهروضوئية وهذه الخصائص وكذلك نمذجة ومحاكاة المولدات الكهروضوئية.

أما الفصل الثاني فقد قمنا بدراسة أداء التحكم في تتبع نقطة القدرة القصوى (MPPT) لمولد كهروضوئي (GPV) باستخدام محول BOOST DC/DC (المروحية) مع المحاكاة.

تم تخصيص الفصل الثالث للعموميات حول الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (MSAP) مع الاعتماد على هياكلها المختلفة، ووضع مصدر الطاقة الخاص بها، وقمنا بنمذجة MSAP في الإطار المرجعي Park. بالإضافة إلى ذلك، محاكاة MSAP مدعوم بمصدر جهد ثلاثي الطور، بالإضافة إلى نمذجة مصدر الطاقة مع المحاكات.

يغطي الفصل الرابع أيضًا التحكم في المتجهات عن طريق اتجاه التدفق لـ MSAP للتحكم في السرعة. استخدمنا أمر التحكم هذا للحصول على قدرة تحكم جيدة على نطاق عزم الدوران والسرعة بالكامل للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (PMSM) وقمنا بتشغيل الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم بواسطة الخلايا الكهروضوئية بمصدر جهد التيار المستمر والتي تمر عبر العاكس لتشغيل MSAP. يتم تنظيم السرعة بواسطة منظم تناسبي متكامل (PI).

Summary:

The note contains four chapters.

In the first chapter, we study the generalities of photovoltaic cells, the effects of photovoltaic cells and these characteristics, as well as modeling and simulation of photovoltaic generators.

In the second chapter, we studied the performance of maximum power point tracking (MPPT) control for a photovoltaic generator (GPV) using a BOOST DC/DC converter (chopper) with simulation.

The third chapter is devoted to generalities about the permanent magnet synchronous machine (MSAP) based on its different structures, its power supply mode, and we model the MSAP in the Park reference frame. In addition, the MSAP simulation is powered by a three-phase voltage source, as well as power supply modeling with simulators.

The fourth chapter also covers vector control by flow orientation of the MSAP for speed control. We used this control command to obtain good control capability over the entire torque and speed range for the permanent magnet synchronous machine (PMSM). We powered the permanent magnet synchronous machine by the DC voltage source photovoltaic which pass through the inverter to power the MSAP. The speed is regulated by a proportional integral (PI) regulator.

Résumé

Le présent mémoire peut être structure comme suit :

Le premier chapitre, on étudie les généralités des photovoltaïques et les effets des cellules PV et ces caractéristiques ainsi la modélisation et la simulation des générateurs photovoltaïques.

Le deuxième chapitre, nous étudions les performances d'une commande de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) d'un générateur photovoltaïque (GPV) utilisant un convertisseur DC/DC (hacheur) BOOST avec la simulation.

Le troisième chapitre est consacré à des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) tout en se basant sur ses différentes structures, son mode d'alimentation, et enfin la modélisation de la MSAP dans le référentiel de Park. De plus, une simulation de la MSAP alimentée par une source de tension triphasée, ainsi que la modélisation de l'alimentation et son simulation.

Le quatrième chapitre porte également la commande vectorielle par orientation de flux de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse. Nous avons utilisé cette commande de contrôle pour obtenir une bonne capacité de contrôle sur toute la plage de couple et de vitesse pour les machines synchrones à aimants permanents (PMSM). Nous avons alimenté la machine synchrone à aimant permanent par la source de la tension continue de la photovoltaïque qui traverse l'onduleur pour alimenter la MSAP. La vitesse est réglée par un régulateur proportionnel intégral (PI).

Table des matières

Nomenclature	
Introduction générale	13
Chapitre 1 : Modélisation et Simulation du panneau photovoltaïque	
1. Introduction	16
2. L'effet photovoltaïque	16
3. La cellule photovoltaïque	16
3.1. Caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque	17
3.2. Paramètres d'une cellule photovoltaïque	18
3.2.1. Rendement énergétique	18
3.2.2. Tension de circuit-ouvert (V_{co})	18
3.2.3. Courant de court-circuit (I_{cc})	18
3.2.4. Facteur de forme	19
4. Générateur photovoltaïque et ses performances	19
4.1. Caractéristique Courant-Tension	19
4.2. Influence de l'éclairement et la température sur les courbes $I=f(V)$ et $P=f(V)$	20
4.3. Influence de l'association série des cellules PV	21
4.4. Influence de l'association parallèle des cellules PV	22
4.5. Influence de l'association mixte (Série + Parallèle) des cellules PV	22
5. Modélisation et simulation du générateur photovoltaïque	23
5.1. Modélisation du GPV	23
5.2. Simulation du générateur PV	24
6. Conclusion.	26
Chapitre II : Modélisation et simulation des convertisseurs DC-DC et la commande MPPT	
1. Introduction	28
2. Les convertisseurs DC-DC (hacheurs)	28
2.1. Hacheur dévolteur	28
2.1.1. Modèle mathématique	29
2.1.2. Rapport de conversion et rendement	29
2.2. Hacheur survolteur	30
2.2.1. Principe de fonctionnement	30
2.2.2. Modèle mathématique équivalent	30
2.2.3. Rapport de conversion et rendement	31
2.3. Hacheur dévolteur-survolteur	32
2.3.1. Principe de fonctionnement	32
2.3.2. Rapport de conversion et rendement	33
3. Modélisation et simulation du hacheur survolteur	34
3.1. Modes de conduction des convertisseurs	34
3.2. Mode de conduction continu	35
4. Commandes MPPT des convertisseurs DC-DC	35
4.1. Techniques et méthodes de poursuite du point de puissance maximale	36
4.1.1. Méthodes avec contre réaction de tension	36
4.1.2. Méthodes à contre réaction de courant	36
4.1.3. Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit I_{sc}	36
4.1.4. Méthode à maximisation du courant de sortie	37
4.1.5. Méthodes à contre réaction de puissance	37
4.1.6. Algorithme d'incrémentement de l'inductance	37

4.1.7. Méthode de perturbation et d'observation (P&O)	38
5. Notation	40
6. Simulation de la méthode MPPT	40
7. Conclusion.	42

Chapitre III : Modélisation et simulation des convertisseurs DC-AC et La Machine Synchrone à Aimant Permanent

1. Introduction	45
2. Description de la machine synchrone à aimants permanents	45
2.1. Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents	45
2.1.1. Définition de la MSAP	46
2.1.2. Principe de fonctionnement de la MSAP	47
2.1.3. Avantages de l'utilisation de la MSAP	47
2.1.4. Inconvénients de la MSAP	48
2.1.5. Domaines d'application	48
3. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)	50
3.1. Hypothèses simplificatrices	50
3.2. Représentation de la MSAP dans l'espace électrique	51
3.3. Mise en équations de la MSAP	51
3.3.1. Equations électriques	52
3.3.2. Equations magnétiques	52
3.3.2.1. Transformation de Park	55
3.3.2.2. Schéma équivalent en régime transitoire	56
3.3.3. Equations mécaniques	58
3.3.4. Schéma Fonctionnelle De MSAP	59
3.4. Représentation d'état	60
4. Résultats de simulation	63
4.1. Résultats de Simulation démarrage à vide	63
4.1.1. Interprétations des résultats	64
4.3. Résultats de Simulation lors du démarrage avec l'application de couple au régime permanent ($C_r=10N.m$ à $t=0.5s$)	64
4.4. Interprétations des résultats	65
5. Convertisseur DC AC	65
5.1. Structure d'un onduleur	65
5.2. Convertisseur en pont à commande symétrique	66
5.2.1. Principe de fonctionnement	66
5.2.2. Forme d'onde et spectre de fréquence	67
5.3. Convertisseur en pont à commande décalée	68
5.3.1. Principe	68
5.3.2. Forme d'onde et spectre de fréquence	69
5.4. Convertisseur en pont à MLI	69
5.4.1. Principe	69
5.4.2. Forme des signaux sur charge RL	70
5.4.3. Décomposition spectrale de la tension	71

5.5. Onduleur triphasé MLI	72
6. Conclusion	75

Chapitre IV : Commande vectorielle de La Machine Synchrone à Aimant Permanent

1. Introduction	77
2. La commande vectorielle	78
2.1. Principe de l'orientation du flux rotorique	78
2.2. Description du système global de la commande	78
2.2.1. Découplage dynamique	80
2.2.2. Découplage par compensation	81
2.3. Détermination des régulateurs des courants	83
2.3.1. Généralités sur les régulateurs classiques (PI)	83
2.3.1.1. Principaux objectifs de la commande	84
2.3.1.2. Contrôle des courants	84
2.3.1.3. Description du correcteur PI	85
2.3.2. Etude de la régulation des courants de Park	86
2.3.2.1. Régulateur du courant « i_q »	86
2.3.2.2. Régulateur du courant « i_d »	88
2.3.3. Etude de la régulation de la vitesse rotorique	89
2.3.3.1. Détermination de la fonction de transfert	89
2.3.3.2. Dimensionnement du régulateur de vitesse	90
3. Simulation de la commande vectorielle de la MSAP	91
3.1. Application de la commande vectorielle "essais à vide"	92
3.2. Application de la commande vectorielle "essais en charge"	93
3.3. Application de la commande vectorielle "essais en charge avec changement de référence de vitesse"	94
3.4. Résultats de simulation	94
4. Conclusion	95
Conclusion générale	96
Annexe	97
Bibliographie	101

Liste des figures :

Chapitre I :

Figure I.1 : panneaux-solaires-photovoltaïques	17
Figure I.2 : Caractéristique typique d'une cellule photovoltaïque	18
Figure I.3 : L'éclairement et la température influence sur l'effet photovoltaïque	18
Figure I.4 : Caractéristique point de puissance maximale	19
Figure I.5 : courbe courant / tension d'une cellule pour 2 valeurs irradiantes	20
Figure I.6 : courbe puissance / tension d'une cellule pour 2 valeurs irradiantes	21
Figure I.7 : Influence de l'association série des cellules PV	21
Figure I.8 : Figure : Caractéristique résultante parallèle des cellules PV	22
Figure I.9 : Caractéristique idéale du générateur composé des modules en parallèle et de modules en série [7]	22
Figure I.10 : Caractéristique résultante d'un groupement mixte de (n_p+n_s) cellules identiques	22
Figure I.11 : Modèle idéal d'une cellule photovoltaïque	22
Figure I.12 : Schéma électrique équivalent de la cellule photovoltaïque Modèle à une diode	23
Figure I.13 : Algorithme de la méthode trois utilisée pour ajuster le modèle I - V	24
Figure I.14 : Courbes I – V et P – V ajustées aux points remarquables	
Figure I.15 : Caractéristiques Puissance-Tension d'un GPV	24
Figure I.16 : Caractéristiques Courant-Tension d'un GPV	24
Figure I.17 : Caractéristiques Puissance-Tension d'un GPV	25
Figure I.18 : Caractéristiques Courant-Tension d'un GPV	25

Chapitre II :

Figure II.1 : Schéma de principe d'un convertisseur Buck	28
Figure II.2 : Schéma équivalent du hacheur série	29
Figure II.3 : Le rapport de conversion $M(d)$ pour un hacheur série	30
Figure II.4 : Schéma de principe d'un convertisseur Boost	30
Figure II.5 : Schéma équivalent du hacheur survolteur quand $t \in [0, \alpha.T_s]$	31
Figure II.6 : Schéma équivalent d'un hacheur survolteur lorsque $t \in [\alpha.T_s, T_s]$	31
Figure II.7 : Allure du rapport de conversion en fonction du rapport cyclique	32
Figure II.8 : Convertisseur Buck-Boost	32
Figure II.9 : Circuit équivalent d'un Buck-Boost lorsque $t \in [0, \alpha T_s]$	32
Figure II.10 : Buck-Boost lorsque $t \in [\alpha T_s, T_s]$	33
Figure II.11 : Rapport de conversion en fonction du rapport cyclique	33
Figure II.12 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck	34
Figure II.13 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost	34
Figure II.14 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck Boost	35
Figure II.15 : Méthode avec contre réaction de tension	36
Figure II.16 : Organigramme de l'algorithme d'incrément de l'inductance	38
Figure II.17 : Signe de dI/dV à différentes positions de la courbe caractéristique de puissance	39
Figure II.18 : Organigramme de la méthode perturbation et observation	39
Figure II.19 : Les résultats après mesuré la tension et le courant (Hacheur)	41
Figure II.20 : Les résultats de la commande MPPT	42
Figure II.21 : La Simulation de Hacheur dans le Matlab	42

Chapitre III :

Figure III.1 : Machine synchrone à aimant permanent	46
Figure III.2 : Photographie du moteur à aimants permanents en géométries cylindriques	47
Figure III.3 : Quelques applications des machines synchrones à aimants permanents	49
Figure III.4 : Représentation symbolique de la MSAP	51
Figure III.5 : Schéma de la MSAP dans le repère abc	51
Figure III.6 : Machine équivalente au sens de Park	55
Figure III.7 : Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe (d,q)	56
Figure III.8 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension	60
Figure III.9 : Schéma Bloc MSAP dans Matlab/Simulink	62
Figure III.10 : Résultats de Simulation du démarrage à vide	63
Figure III.11 : Résultats de Simulation avec une application de couple ($C_r=10N.m$ à $t=0.5s$)	64
Figure III.12 : Structure d'un onduleur	65
Figure III.13 : Structure d'un onduleur	67
Figure III.14 : Signaux en sortie de l'onduleur sur une charge inductive	67
Figure III.15 : Spectre du courant en sortie d'un onduleur sur charge RL	67
Figure III.16 : Structure d'un onduleur	68
Figure III.17 : Spectre de courant en sortie d'un onduleur à commande décalée sur charge RL	69
Figure III.18 : Modulation de Largeur d'Impulsion interjective	70
Figure III.19 : Courant et tension en sortie d'un onduleur MLI (fréquence de porteuse 1 kHz)	71
Figure III.20 : Courant en sortie d'un onduleur MLI (fréquence de porteuse 10 kHz)	71
Figure III.21 : Décomposition de la tension en sortie d'un onduleur	72
Figure III.22 : Décomposition de la tension en sortie d'un onduleur sur charge RL	72
Figure III.23 : Structure d'un onduleur triphasé	73
Figure III.24 : Génération des signaux d'un onduleur triphasé	73
Figure III.25 : Simulation des tensions de sortie de l'onduleur triphasé	74

Chapitre VI :

Figure VI.1 : Schéma bloc global de la commande vectorielle de la MSAP	78
Figure VI.2 : Schéma global de simulation de la commande vectorielle avec Régulateurs PI	79
Figure VI.3 : Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du flux	80
Figure VI.4 : représente le couplage entre l'axe « d » et « q »	80
Figure VI.5 : Reconstitution des tensions v_d et v_q	81
Figure VI.6 : Principe de découplage par compensation	82
Figure VI.7 : Structure générale (machine - découplage par compensation)	83
Figure VI.8 : Commande découplée	83
Figure VI.9 : Schéma fonctionnel d'un processus règle	84
Figure VI.10 : Régulateur PI	86
Figure VI.11 : Boucle de régulation du courant i_q	87
Figure VI.12 : Boucle de régulation du courant d'axe direct i_d	88
Figure VI.13 : Boucle de régulation de vitesse	89
Figure VI.14 : Boucle de régulation de vitesse simplifiée	90

Figure VI.15 : Résultats de simulation de la commande vectorielle	92
Figure VI.16 : Application de la commande vectorielle "essais en charge"	93
Figure VI.17 : Application de la commande vectorielle "essais en charge avec changement de référence de vitesse"	94
Annexe :	
Schéma : Onduleur	97
Schéma : Hacheur	97
Schéma : Commande MPPT de photovoltaïque	98
Schéma : Transformation de Park	98
Schéma : Transformation de Park Inverse	98
Schéma : Alimentation directe de La MSAP	99
Schéma : Machine Synchrone à Aimant Permanent	99
Schéma : La Commande Vectorielle	99
Schéma globale de travail	100

NOMENCLATURE

d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
t	Temps (s)
v_s	Tensions instantanées des phases statoriques
i_s	Courants instantanés des phases statoriques
$[i_a \ i_b \ i_c]^t$	Courants des phases de la machine
$[\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^t$	Flux des phases de la machine.
φ_f	Flux des aimants.
$[v_a \ v_b \ v_c]^t$	Tensions des phases statoriques.
i_d, i_q	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
V_d, V_q	Tensions statoriques d'axe direct et en quadrature.
$L_{dq} = [L_d L_q]$	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d,q)
L_d	Inductance longitudinale
L_q	Inductance transversale
C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant
F	Coefficient de frottement visqueux [N.m /rad/s)
$p(\theta)$	Matrice de transformation de PARK.
P	Nombre de paire de pôles
i_f	Courant à l'entrée de l'onduleur.

J	Inertie d'entrainement.
L_d, L_q	Inductances cycliques directe et en quadrature.
L_f	Inductance de filtrage.
L_{sc}	Inductance cyclique propre.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
S	l'opération de Laplace.
ω_r	Pulsation électrique du rotor $m_r = p.0$
Ω	Vitesse angulaire du rotor.
τ_e	Constante du temps électrique.
τ_m	Constante du temps mécanique.
FOC	Flux Oriented Control.
E	Eclairement (W/m ²)
S	Surface active des panneaux (m ²)
P_m	Puissance maximale
I_{cc}	Courant de court-circuit
V_{co}	Tension de circuit ouvert
n_p	Nombre des cellules en parallèle
n_s	Nombre des cellules en série
R_p	Résistance parallèle

I_C	Courant de la capacité
I_L	Courant de l'inductance
V_L	Tension de l'inductance

Introduction générale :

Les entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en génie électrique, qui regroupe les connaissances dans plusieurs secteurs (machines électriques, électronique de puissance, théorie de commande, microcontrôleurs et microprocesseurs etc.).

Historiquement, les plus anciennes des machines tournantes industrielles, les machines à courant continu (M.C.C) ont été majoritairement utilisées dans les entraînements à vitesse et position variables. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout ses performances statiques et dynamiques sont exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteur et courant d'induit) quasiment indépendantes. Cependant, son principal défaut reste la fragilité du système balais-collecteur que l'on tolère mal dans certains environnements, Ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et fait augmenter les couts d'entretien.

Avec les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance d'une part, lie à l'apparition de composants a semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides et d'autre part le développement de la microélectronique et du génie informatique et à l'évolution des techniques de commande, ont permis aux machines alternatives, en particulier la machine synchrone, de se doter de la souplesse de contrôle et des performances dynamiques naturellement obtenues. D'où il est possible, à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. La robustesse, le faible cout, les performances et la facilite d'entretien font l'intérêt du moteur synchrone a aimant permanent dans de nombreuses applications industrielles.

L'absence du découplage naturelle entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus complexe que celle de la machine à courant continu, car il est difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple mécanique qu'il faut réguler indépendamment l'un de l'autre.

Parmi les nombreuses méthodes de commande développées dans la littérature technique, la commande vectorielle par « orientation du flux », qui se ramené a une structure de commande linéaire dite structure de régulation de type cascade, qui se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique, elle permette un découplage entre les variables de commande, elle a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Pour se faire deux boucles sont adoptées afin d'obtenir les réponses souhaitées. Dans un premier temps, on réalise la boucle interne qui assure la maitrise du courant, ensuite la synthèse d'une boucle externe permet d'asservir la vitesse et la position.

Cependant, les paramètres de la MSAP qui peuvent varier dans le temps et sa dynamique rapide rendent sa commande compliquée.

Le déficit majeur de notre travail de recherche est de concevoir une loi de commande pour la machine synchrone à aimants permanents plus performante au niveau de la poursuite de trajectoires, du rejet de perturbations, de la stabilité, et de la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques.

Le présent mémoire peut être structuré comme suit :

Le premier chapitre, on étudie les généralités des photovoltaïques et les effets des cellules PV et ces caractéristiques ainsi la modélisation et la simulation des générateurs photovoltaïques

Le deuxième chapitre, nous étudions les performances d'une commande de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) d'un générateur photovoltaïque (GPV) utilisant un convertisseur DC/DC (hacheur) BOOST avec la simulation

Le troisième chapitre est consacré à des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) tout en se basant sur ses différentes structures, son mode d'alimentation, et enfin la modélisation de la MSAP dans le référentiel de Park. De plus, une simulation de la MSAP alimentée par une source de tension triphasée, ainsi que la modélisation de l'alimentation et sa simulation

Le quatrième chapitre porte également la commande vectorielle par orientation de flux de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse. Nous avons utilisé cette commande de contrôle pour obtenir une bonne capacité de contrôle sur toute la plage de couple et de vitesse pour les machines synchrones à aimants permanents (PMSM). Nous avons alimenté la machine synchrone à aimant permanent par la source de la tension continue de la photovoltaïque qui traverse l'onduleur pour alimenter la MSAP. La vitesse est réglée par un régulateur proportionnel intégral (PI).

Divers résultats obtenus lors des tests de simulation illustrent le bon comportement obtenu avec la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimants permanents.

Finalement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

CHAPITRE I

MODÉLISATION ET SIMULATION DU Panneau PHOTOVOLTAÏQUE

1. Introduction

L'énergie solaire photovoltaïque est une énergie électrique produite à partir du rayonnement solaire qui fait partie des énergies renouvelables. La cellule photovoltaïque est un composant électronique qui est la base des installations produisant cette énergie. Elle fonctionne sur le principe de l'effet photoélectrique. Plusieurs cellules sont reliées entre-elles sur un module solaire photovoltaïque, plusieurs modules sont regroupés pour former une installation solaire. Cette installation produit de l'électricité qui peut être consommée sur place ou alimenter un réseau de distribution.

Le terme photovoltaïque désigne selon le contexte le phénomène physique - l'effet photovoltaïque - ou la technique associée [1].

2. L'effet photovoltaïque

L'effet photovoltaïque désigne l'émission d'un courant électrique par un matériau semi-conducteur, soumis à l'action de la lumière. Le nombre d'électrons émis est proportionnel à l'intensité de la source lumineuse.

La technologie la plus employée utilise du silicium comme matériau semi-conducteur, qui transforme cette énergie en courant. Une trame métallique assure la conduction du courant produit vers les câbles de sortie du panneau. L'émission d'électrons par les cellules photovoltaïques se produit dans un délai très faible après l'éclairage. L'effet photovoltaïque est donc presque immédiat[2].

3. La cellule photovoltaïque :

C'est un petit carré plat et de surface lisse, qui tient dans la main. Bien souvent, il est d'aspect noir mat, ou présent au contraire de fins reflets bleutés : voilà comment se présente la cellule photovoltaïque. Vous le savez peut-être, il s'agit d'un composant essentiel au fonctionnement d'un panneau solaire, qui en compte en général un grand nombre. Et c'est tout naturel : sans cellule photovoltaïque, pas de transformation des rayons du soleil en électricité ! [2].

Toute seule, une cellule est assez forte pour faire fonctionner un petit objet électrique, comme une montre, une calculatrice ou un éclairage de jardin. Mais c'est une fois associées que les cellules solaires démontrent toute leur puissance ! Reliées en série à la surface d'un panneau solaire, il n'y a pas de limite à ce que les cellules photovoltaïques permettent d'alimenter : lampadaire, parcmètre, avion, satellite, etc.

Mais comment une cellule photovoltaïque produit-elle de l'électricité ? Quel secret cachent ses fines couches de matériaux ? Quels avantages et inconvénients entre les différents types de cellules photovoltaïques ? Nous allons voir[2].



Figure I.1 : panneaux-solaires-photovoltaïques [12]

3.1. Caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque :

Ses caractéristiques s'expriment suivant une courbe courant - tension comme présentée sur la Figure 1

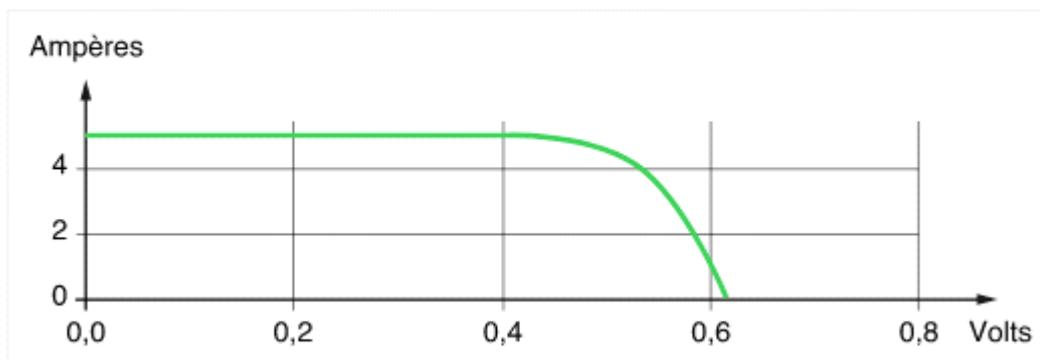


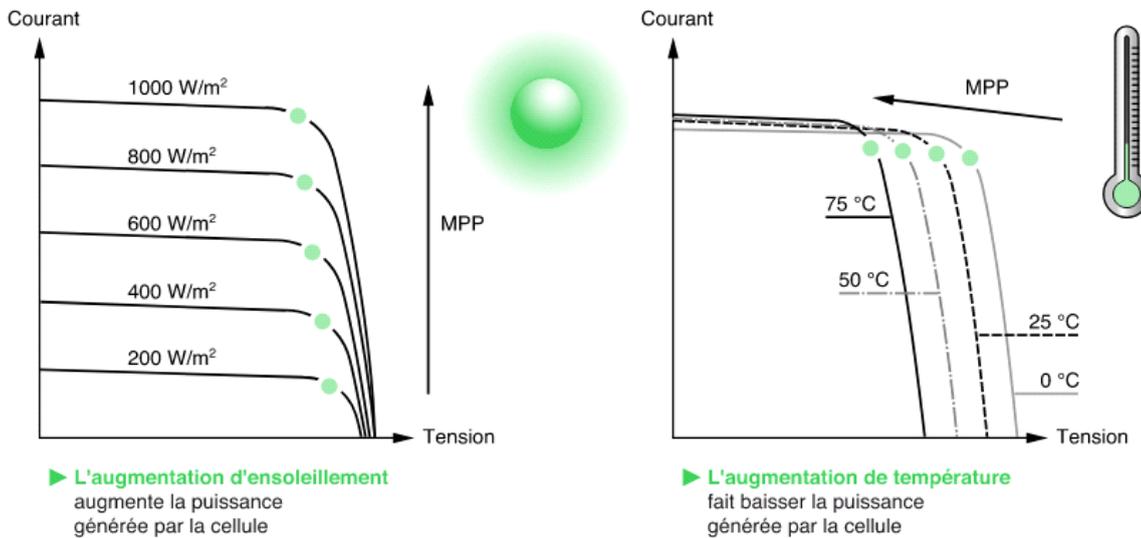
Figure I.2 : Caractéristique typique d'une cellule photovoltaïque [3]

L'effet photovoltaïque est fonction de deux grandeurs physiques (voir Fig.2) : l'éclairement et la température :

Lorsque l'éclairement E (W / m^2) augmente, il en va de même pour le courant et la puissance produits par la cellule,

lorsque la température T ($^{\circ}C$) de la cellule augmente, la tension de sortie diminue de manière significative, le courant augmente légèrement, de sorte que globalement la puissance de sortie diminue.

Afin de pouvoir comparer la performance des cellules photovoltaïques entre elles, il a été défini des Conditions Standard de Test (STC) correspondant à un éclairement de $1000W/m^2$ et à une température ambiante de $25^{\circ}C$. [3]



MPP : Point de Puissance Maximum

Figure I.3 : L'éclairement et la température influent sur l'effet photovoltaïque [3]

3.2. Paramètres d'une cellule photovoltaïque :

3.2.1 Rendement énergétique :

On définit le rendement énergétique d'une cellule par le rapport entre la puissance maximum et la puissance incidente :

$$\eta = \frac{P_m}{ES} \quad [4]$$

Avec :

E : éclairement (W/m²)

S : surface active des panneaux (m²)

P_m : Est la puissance maximum mesurée dans les conditions STC (Standard Test Conditions), c'est-à-dire sous un spectre AM1.5, une température de 25°C, et un éclairement de 1000 W/m². [4]

Le rendement d'une cellule photovoltaïque est dans le cas général assez faible, de l'ordre de 10 à 20%. Des rendements plus importants ont été obtenus à l'aide de nouveaux matériaux (en laboratoire, l'arséniure de gallium AsGa donne des rendements supérieurs à 25%) ou de techniques expérimentales (technologies multicouches), souvent difficiles et coûteuses à mettre en œuvre. [4]

Cependant, le matériau photovoltaïque le plus utilisé est le silicium, qui représente une solution économique. Pour de telles cellules, le rendement énergétique ne dépasse pas les 15%. [4]

D'après les caractéristiques courant-tension et puissance-tension, on peut déduire d'autres paramètres:

3.2.2. Courant de court-circuit (I_{cc}) :

- Le courant de court-circuit I_{cc}, soit le courant débité par la cellule quand la tension à ses bornes est nulle. En pratique ce courant est très proche du photocourant I_{ph}. [4]

3.2.3. Tension de circuit-ouvert (V_{co}) :

- La tension de circuit ouvert V_{co} , soit la tension qui apparaît aux bornes de la cellule quand le courant débité est nul. [4]
- Entre ces deux extrêmes, il existe un optimum donnant la plus grande puissance P_{max} ou MPP (Maximum Power Point). [4]

3.2.4. Facteur de forme :

- Le facteur de forme qui indique le degré d'idéalité de la caractéristique, soit le rapport :

$$FF = \frac{P_m}{V_{co} \cdot I_{cc}}$$

4. Générateur photovoltaïque et ses performances:

Un générateur photovoltaïque produit de l'électricité à partir des rayons du soleil.

Son fonctionnement est simple : le panneau photovoltaïque est formé de nombreuses cellules photovoltaïques qui créent du courant continu. Ensuite, à l'aide d'un onduleur, le courant est transformé en courant alternatif. [2]

4.1. Caractéristique courant-tension d'un générateur photovoltaïque:

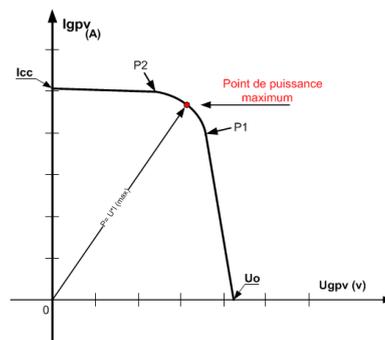


Figure I.4 : Caractéristique point de puissance maximale [5]

Un générateur photovoltaïque fournit une puissance "P" qui dépend de l'éclairement. Cette puissance est caractérisée par un courant sous une certaine tension. [5]

Si on analyse la caractéristique précédente on peut calculer en tout point la puissance fournit par le GPV. Elle sera maximum au point rouge (là où le vecteur "P" est maximum).[5]

U_0 : correspond à la tension à vide, c'est la tension aux bornes du GPV lorsque le courant $I_{gpv} = 0A$.

I_{cc} : c'est le courant de court-circuit avec $U_{gpv} = 0V$.

Remarque : Un GPV peut être mis en court-circuit sans être endommagé.[5]

4.2. Influence de l'éclairement et la température sur les courbes

$$I=f(V) \text{ et } P=f(V)$$

A température constante, la caractéristique $I = f(U)$ dépend évidemment fortement de l'éclairement :

sur la courbe suivante, on remarque que le courant de court-circuit augmente avec l'éclairement $G_1 > G_2$ alors que la tension à vide varie peu. [6]

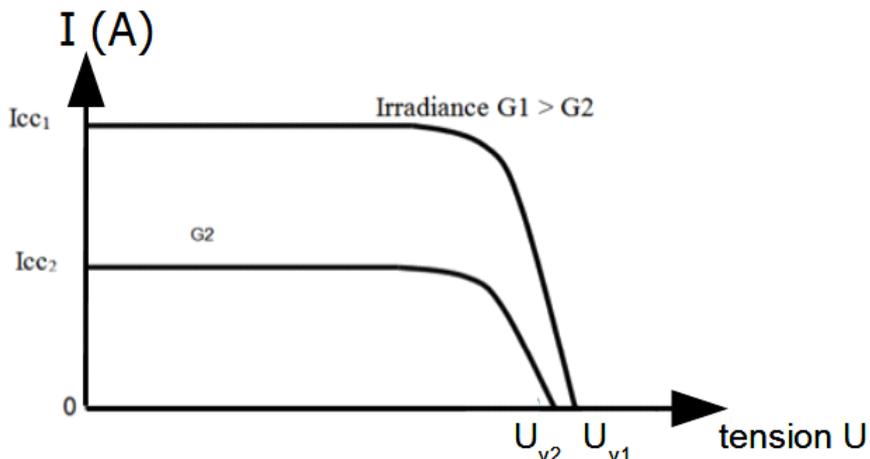


Figure I.5 : courbe courant / tension d'une cellule pour 2 valeurs irradiantes.[6]

A partir de la courbe précédente, on peut tracer les courbes de puissance $P = f(U)$ pour les 2 éclairagements. On remarque que la puissance maximum délivrée par la cellule augmente avec l'éclairement.

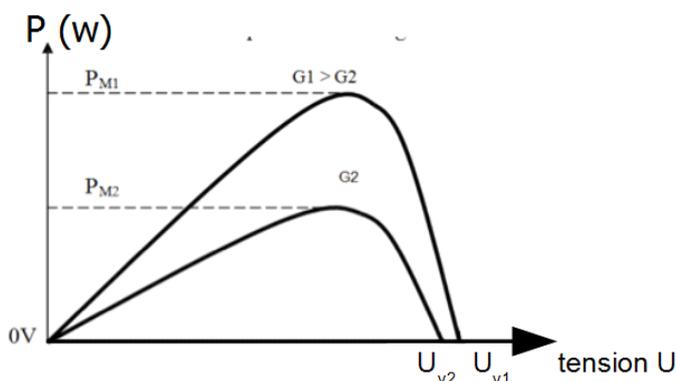


Figure I.6 : courbe puissance / tension d'une cellule pour 2 valeurs irradiantes.[6]

La tension à vide et la puissance maximum diminuent très faiblement lorsque la température augmente. [6]

4.3. Influence de l'association série des cellules PV :

Par association en série (appelée "String"), les cellules sont traversées par le même courant et la tension résultante correspond à la somme des tensions générées par chacune des cellules. [7]

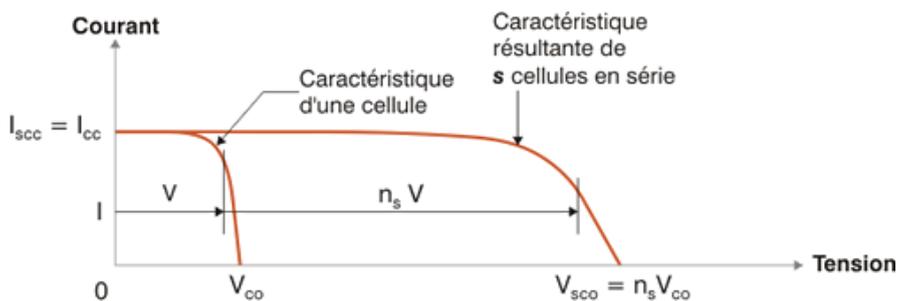


Figure I.7 : Influence de l'association série des cellules PV [7]

4.4. Influence de l'association parallèle des cellules PV

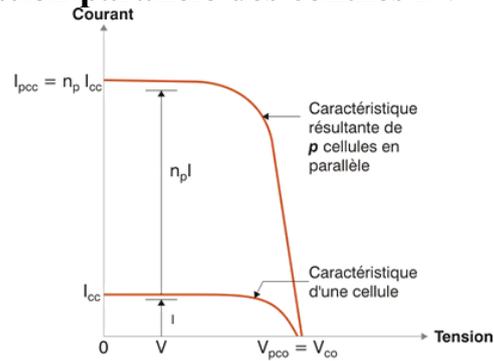


Figure I.8 : Caractéristique résultante parallèle des cellules PV

Par association en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et le courant résultant correspond à la somme des courants générés par chacune des cellules. [7]

Les caractéristiques globales d'une installation se déduisent donc d'une combinaison des caractéristiques des constituants des $n_s \cdot n_p$. [7]

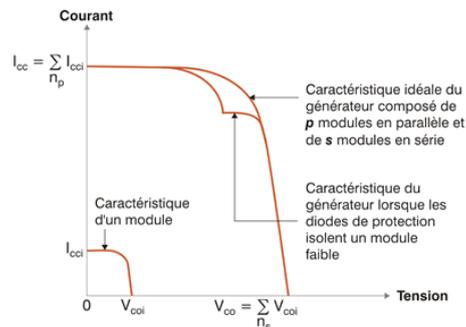


Figure I.9 : Caractéristique idéale du générateur composé des modules en parallèle et de modules en série [7]

4.5. Influence de l'association mixte (Série + Parallèle) des cellules PV

Selon l'association en série et/ou parallèle de ces cellules, les valeurs du courant de court-circuit total et de la tension à vide totale sont données par les relations [7] :

$$I_{cc}^t = n_p \cdot I_{cc}$$

$$V_{co}^t = n_s \cdot V_{co}$$

Avec :

n_p : Nombre des cellules en parallèle,

n_s : Nombre des cellules en série.

La figure montre la caractéristique résultante obtenue en associant, en série n_s et en parallèle n_p , cellules identiques. [7]

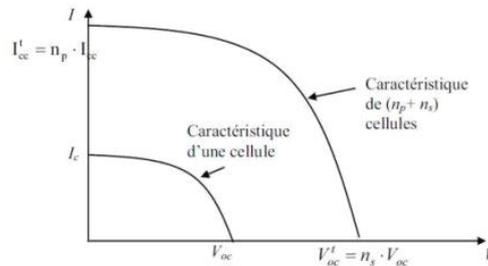


Figure I.10 : Caractéristique résultante d'un groupement mixte de (n_p+n_s) cellules identiques. [7]

Selon l'association en série et/ou parallèle de ces cellules, les valeurs du courant court-circuit I_{cc} et de la tension à vide V_{co} sont plus ou moins importantes. La caractéristique d'un générateur PV constitué de plusieurs cellules a une allure générale assimilable à celle d'une cellule élémentaire, sous réserve qu'il n'y ait pas de déséquilibre entre les caractéristiques de chaque cellule (irradiation et température uniformes). [7]

5. Modélisation et simulation du générateur photovoltaïque

5.1. MODELISATION DU GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

Il existe différents types de cellules solaires (photovoltaïques), et chaque type de cellules à un rendement et un coût qui lui est propre. Dans notre travail, nous étudions le modèle à deux diodes (double exponentielle) où la cellule est présentée comme un générateur de courant électrique dont le comportement est équivalent à une source de courant shuntée par deux diodes en parallèles. Pour tenir compte des phénomènes physiques au niveau de la cellule, le modèle est complété par une résistance série R shunt ou parallèle R_p . Le schéma électrique équivalent de la cellule photovoltaïque est donné par la Fig. [9]

Présentation du modèle à une diode

L'utilisation des circuits équivalents est convenable pour simuler les caractéristiques d'une cellule photovoltaïque. Deux modèles sont principalement utilisés: le modèle à une diode (figure 2) et le modèle à deux diodes (figure 3) [18].

Le modèle idéal (figure 1) d'une cellule est une source de courant en parallèle avec une diode. Pour tenir compte des effets dissipatifs, deux résistances ont été introduites: la résistance série et la résistance shunt [18].

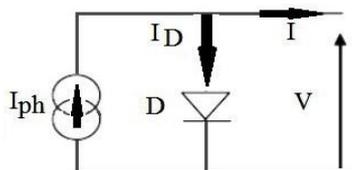


Figure I.11 : Modèle idéal d'une cellule photovoltaïque [18]

La résistance série est due à la contribution des résistances de base et du front de la jonction et des contacts face avant et arrière. La résistance shunt est due à un courant de fuite

au niveau de la jonction [18].

Le modèle à une diode est basé sur l'hypothèse selon laquelle, les pertes par recombinaison des porteurs de charge dans la zone de déplétion sont absentes.

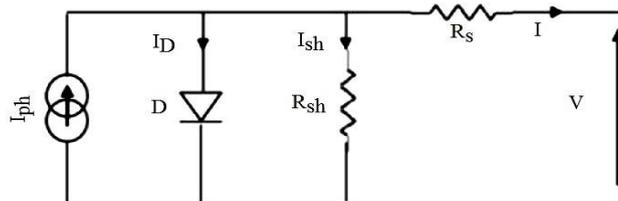


Fig I.12 : Schéma électrique équivalent de la cellule photovoltaïque Modèle à une diode [18]

Ce modèle consiste en un générateur de courant I_{ph} monté en parallèle avec une diode, une résistance série R_s et une résistance parallèle (résistance shunt) R_{sh} . Il est représenté par le circuit équivalent de la figure 2. Ce circuit peut être utilisé pour une seule cellule, de même que pour un module constitué de plusieurs cellules ou pour un champ constitué de plusieurs modules. Le courant généré par un module photovoltaïque constitué de N_s cellules en série, en fonction de la tension V aux bornes est donné par la relation [18] :

$$I = I_{ph} - I_0 e^{\frac{V+R_s I}{n V_t} - 1} - \frac{V+R_s I}{R_{sh}}$$

Avec: I_{ph} : Photo-courant du module. I_0 : Courant de saturation inverse de la diode. n : Facteur d'idéalité de la jonction ($1 \leq n \leq 1.5$); q , Charge de l'électron; k , Constante de Boltzmann; T , Température des cellules variant en fonction de l'éclairement et de la température ambiante par la relation :

$$T - T_a = G / 800 \times (\text{NOCT} - 20)$$

Avec: T_a , Température ambiante; NOCT , Tension nominale de fonctionnement de la cellule (Nominal Operating Cell Température) dans les conditions suivantes, $2 G = 800 \text{ W} / \text{m}^2$; $\text{AM}1.5$; $T_a = 20^\circ\text{C}$; Vitesse de vent supérieure à 1 m/s . V_t est la tension thermique du module pour un nombre N_s de cellules en série et définie par : $V_t = \frac{N_s K T}{q}$

Les paramètres du modèle sont: la résistance série R_s , la résistance shunt R_{sh} , le photocourant I_{ph} , le courant de saturation inverse de la diode I_0 et le facteur d'idéalité de la diode n .

Le Tableau 1 montre les paramètres fournis par le fabricant du module Ecoline LX-260P [18].

Tableau 1: Caractéristiques électriques du module Ecoline LX 260P dans les conditions standards (irradiance 1000 W/m^2 , température 25°C , $\text{AM}1.5$)

Puissance maximale du module P_m	260 W
Tension de circuit ouvert V_{co}	37.94 V
Courant de court-circuit I_{cc}	8.66 A
Tension maximale V_m	31.28 V
Courant maximal I_m	8.32 A
Coefficient de température de la tension de circuit ouvert K_V	-0.32 %/°C
Coefficient de température du courant de court-circuit K_I	0.05 %/°C
NOCT, (Nominal Operating Cell Temperature)	45 +/- 2°C
Nombre de cellules en série N_s	60

Pour démarrer le processus itératif les valeurs initiales de R_s et R_{sh} sont nécessaires. La résistance série est initialisée à zéro. La valeur initiale de la résistance shunt est donnée par la relation:

$$R_{sh} = \frac{V_m}{I_{cc,n} - I_m} - \frac{V_{cc,n} - V_m}{I_m}$$

Détermination des paramètres pour le modèle à une diode La figure montre l'organigramme simplifié du programme développé pour la détermination des paramètres. Le code script a été écrit sous le logiciel Matlab. La figure 4 montre les courbes I – V et P – V du module Ecoline LX-260P qui passent exactement par les trois points expérimentaux fournis par le fabricant sur la fiche technique. Ces courbes montrent la relation non linéaire qui existe entre l'intensité et la tension du module d'une part, et d'autre part entre la puissance et la tension du module. Elles permettent de comprendre le fonctionnement d'un module photovoltaïque soumis à un éclairement et à une température de fonctionnements donnés. [18]

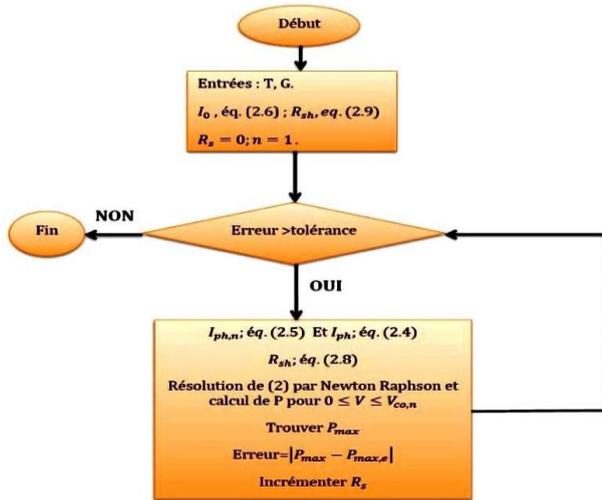


Figure I.13: Algorithme de la méthode trois utilisée pour ajuster le modèle I – V [18]

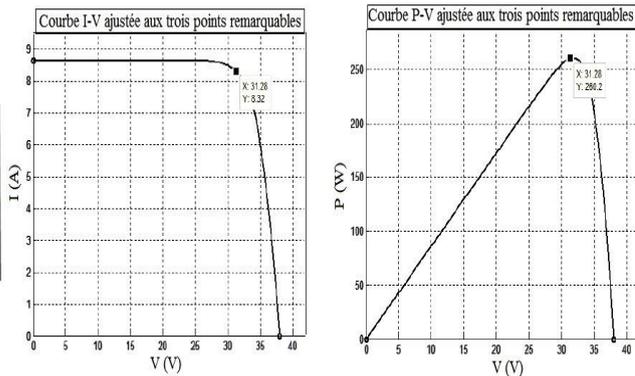


Figure I.14 : Courbes I – V et P – V ajustées aux points remarquables [18]

Les paramètres ajustés et les constantes du modèle sont listés dans le **Tableau 2**.

Tableau 2: Paramètres du module Ecoline LX-260P dans les conditions de référence: cas du modèle à une diode

I_m	V_m	I_{cc}	V_{co}	I_0	I_{ph}	a	R_s	R_{sh}
8.32A	31.28V	8.66A	37.94V	3.8510^{-10}	8.66002A	1.3	7003.4	0.182

5.2. Simulation du générateur PV

Dans le Matlab nous avons ces caractéristiques pour un modèle d' un panneau photovoltaïque :

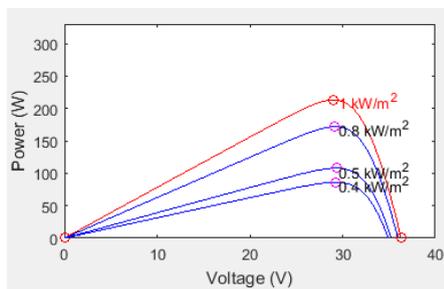


Figure I.15 : Caractéristiques Puissance -Tension d'un GPV

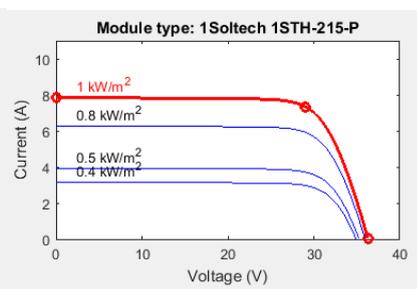


Fig I.16 : Caractéristiques Courant-Tension d'un GPV

Et ces caractéristiques sont de notre travail de la commande MPPT 2 séries et 8 parallèles :

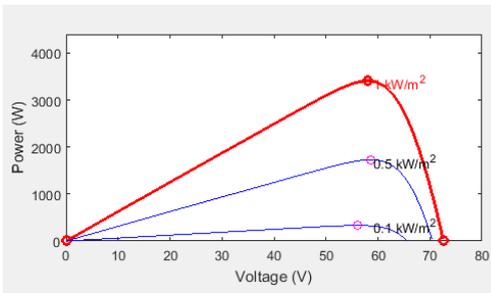


Figure I.17 : Caractéristiques Puissance -Tension d'un GPV

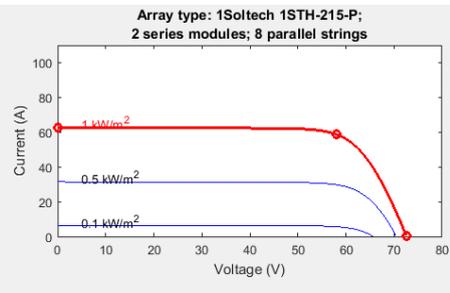


Fig I.18 : Caractéristiques Courant-Tension d'un GPV

6 - Conclusion :

Dans ce domaine, nous avons rappelé quelques notions de base de domaine photovoltaïque. Nous avons ensuite expliqué le fonctionnement des cellules photovoltaïques et leurs caractéristiques principales ainsi que les paramètres limitant leurs rendements, puis nous avons abordé l'influence de ces paramètres sur la caractéristique des cellules solaires, ainsi que l'architecture classique d'un générateur photovoltaïque, finalement, nous avons présenté les modules photovoltaïques. Dans le chapitre suivant nous aborderons l'aspect lié à la modélisation de la cellule ou du module solaire photovoltaïque (PV). [8]

CHAPITRE II

MODELISATION ET SIMULATION DU CONVERTISSEURS DC-DC ET LA COMMANDE MPPT

1. Introduction :

Aujourd'hui, la technologie photovoltaïque est suffisamment mûre et maîtrisée pour prendre un véritable essor dans le domaine des applications de puissance d'énergie, ainsi l'optimisation des systèmes photovoltaïques conduit sûrement à une meilleure exploitation de l'énergie solaire.

L'inconvénient majeur de cette énergie est le faible rendement des matériaux de conversion et le coût élevé qui reste à l'heure actuelle le plus élevé vis à vis du coût des autres formes d'énergie. Le deuxième problème majeur c'est que les GPV se comportent comme des générateurs non linéaires possèdent un point de fonctionnement optimale, appelé le point de puissance maximale (PPM), dépendant de la température de l'éclairement et les variations de la charge. Dans le but d'optimiser l'exploitation de la puissance délivrée par le générateur photovoltaïque, l'utilisation d'un convertisseur statique DC/DC commandé par un contrôleur MPPT nous permet d'extraire avec un bon rendement, son rôle essentiel est de poursuivre le point de puissance maximal (PPM) lorsque le système PV est exposé à des conditions météorologiques et de charge déterminées. Comme ce système est non raccordé au réseau figure1, la présence d'un dispositif de stockage est indispensable pour assurer l'alimentation des récepteurs d'une façon permanent. [10]

2 - Les convertisseurs DC-DC (hacheurs)

2.1 - Hacheur dévolteur (Buck converter)

Le convertisseur dévolteur (figure 2.1) peut être souvent trouvé dans la littérature sous le nom de hacheur Buck ou hacheur série. Ce dernier qui est un interrupteur ne peut relier que deux sources de type différent courant- tension ou l'inverse. L'utilisation du Buck dans les systèmes de conversion photovoltaïque est tout à fait adéquate, étant donné que le générateur photovoltaïque est une source de courant continu, tandis que le récepteur qui est généralement la batterie, à la nature d'une source de tension. Son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure, où le rapport de conversion $\alpha = V_o/V_i$ change avec le rapport cyclique du commutateur. [10]

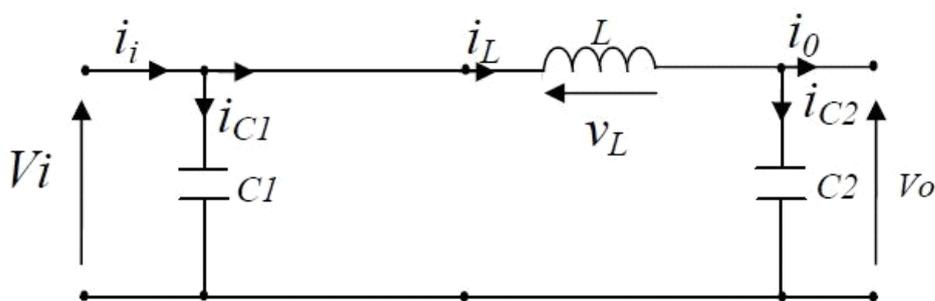


Figure II.1 : Schéma de principe d'un convertisseur Buck [10]

2.1.1. Modèle mathématique

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 par les deux états du commutateur et de tirer par suite le modèle mathématique reliant les variables d'entrées/sorties. La figure 2.2 montre le schéma du circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur avec le commutateur fermé pendant αT_s , tandis que la figure 2.1 représente le convertisseur dévolteur avec le commutateur ouvert pendant $(1 - \alpha) T_s$ [10]

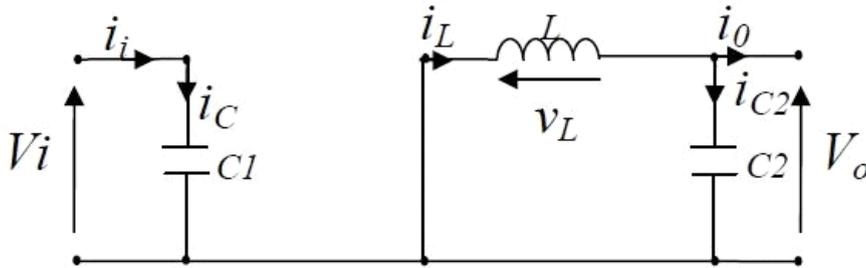


Figure II.2 : Schéma équivalent du hacheur série [10]

Quand $t \in [0, \alpha T_s]$ Lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff sur le circuit ci-dessus on aura les équations suivantes[10] :

$$\begin{cases} i_{C1}(t) = C1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i_i(t) - i_L(t) \\ i_{C2}(t) = C2 \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \\ v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_i(t) - V_o(t) \end{cases}$$

2.1.2. Rapport de conversion et rendement

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

$$M(\alpha) = \frac{V_o}{V_i} = \eta \alpha \quad [10]$$

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

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} \quad [10]$$

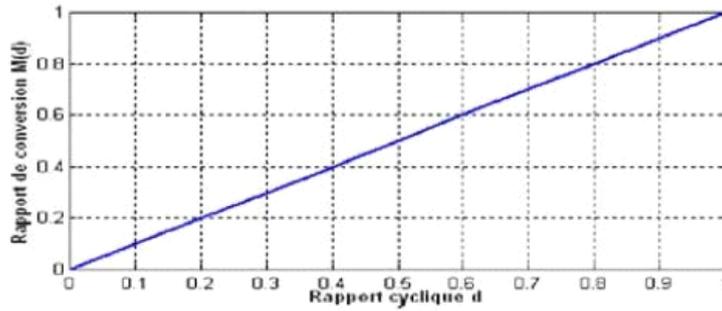


Figure II.3 : Le rapport de conversion $M(d)$ pour un hacheur série

[10]

2.2 - Hacheur survolteur (Boost converter)

Ce dernier est un convertisseur survolteur, connu aussi sous le nom de «boost »ou hacheur parallèle, il transforme n'importe quelle tension en une autre plus élevée, son circuit de base est celui de la figure. [10]

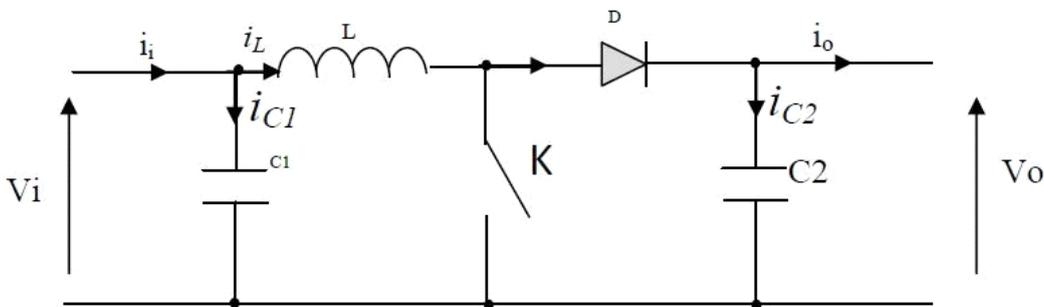


Figure II.4 : Schéma de principe d'un convertisseur Boost [10]

2.2.1. Principe de fonctionnement

Lorsque le commutateur K est fermé, pendant la durée t_{ON} c-à-d $t \in [0, \alpha T_s]$, le courant croit progressivement, ce qui laisse l'inductance stocker d'avantage d'énergie durant tout le temps de la fermeture de K. Puis le commutateur bascule en ouverture c-à-d pendant la durée t_{OFF} , $t \in [\alpha T_s, T_s]$, durant cette action de transition de la fermeture à l'ouverture, l'inductance L s'op- pose à la variation du courant I_L dans son circuit. Cette variation sollicite aussi la variation du flux magnétique dans son noyau, et donc elle généré une tension à ses bornes qui s'ajoute à la tension de source, le tout se retrouvant aux bornes du condensateur C2. [10]

2.2.2. Modèle mathématique équivalent

Afin de pouvoir synthétiser les fonctions du hacheur survolteur à l'état d'équilibre, il est nécessaire de présenter les schémas équivalents du circuit à chaque position de l'interrupteur K. celui de la figure I.13, présente le circuit équivalent du boost lorsque K est fermé c-à-d entre $[0,$

$\alpha.T_S]$ [10]

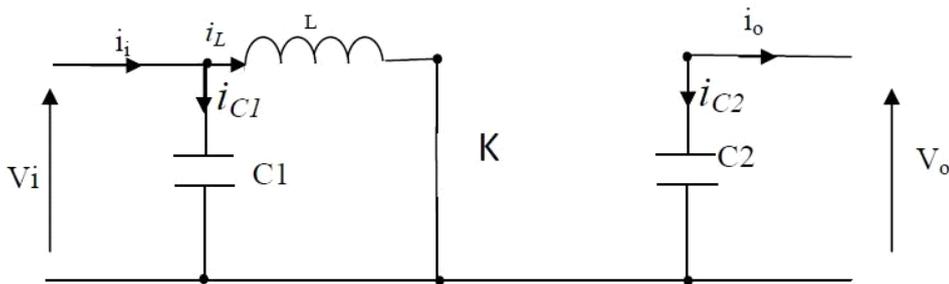


Figure II.5 : Schéma équivalent du hacheur survolteur quand $t \in [0, \alpha.T_S]$

Comme pour le circuit buck, l'application des lois de Kirchhoff sur les circuits équivalents des deux phases de fonctionnement donne [10] :

$$\begin{cases} i_{C1}(t) = C1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i_i(t) - i_L(t) \\ i_{C2}(t) = C2 \frac{dv_o(t)}{dt} = -i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_i(t) \end{cases} \quad [10]$$

À l'état ouvert de l'interrupteur K, le circuit équivalent au fonctionnement du Boost est le suivant [10] :

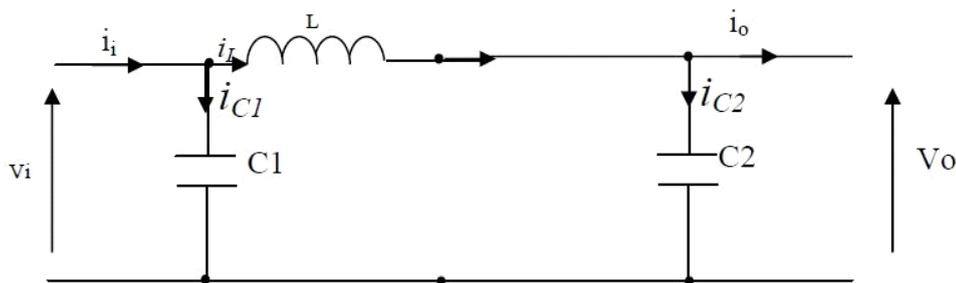


Figure II.6 : Schéma équivalent d'un hacheur survolteur lorsque $t \in [\alpha.T_S, T_S]$ [10]

$$\begin{cases} i_{C1}(t) = C1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i_i(t) - i_L(t) \\ i_{C2}(t) = C2 \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_i(t) - V_o(t) \end{cases} \quad [10]$$

2.2.3. Rapport de conversion et rendement

On peut calculer le rapport de conversion

$$M(\alpha) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad [10]$$

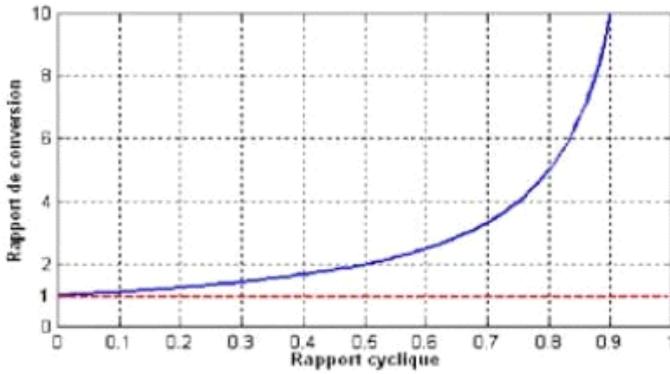


Figure II.7 : Allure du rapport de conversion en fonction du rapport cyclique [10]

2.3 - Hacheur dévolteur-survolteur (Buck- Boost converter)

Ce convertisseur combine les deux fonctionnalités précédentes à savoir élévateur /abaisseur, il transforme n'importe quelle tension d'entrée en une tension inférieure ou supérieure suivant les besoins, son schéma de principe est illustré dans la figure 2.8. [10]

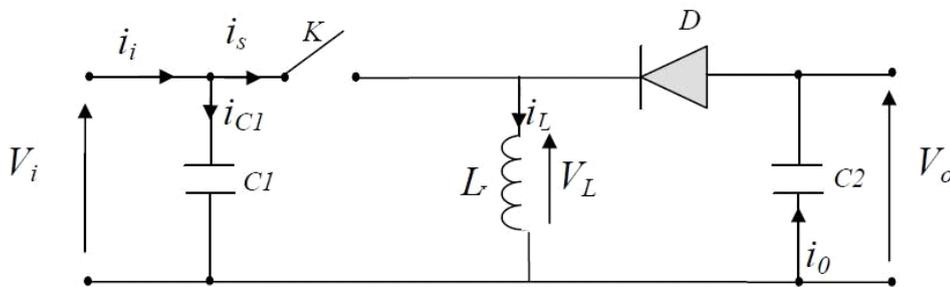


Figure II.8 : Convertisseur Buck-Boost

2.3.1. Principe de fonctionnement

Lorsque le commutateur K est fermé, pendant la durée " t ON c-à-d t ∈

[0, αTS], la diode est bloquée, tandis que le courant croît linéairement à l'intérieur de la self avec une pente égale à $\alpha = \frac{V_i}{L}$ [10].

Ce qui laisse l'inductance stocker davantage d'énergie durant tout le temps de la fermeture de K.

Lorsque le commutateur s'ouvre c-à-d durant tOFF t ∈ [αTS, TS] la diode conduit à travers l'inductance, dans laquelle le courant décroît aussi linéairement avec une pente égale à $\beta = \frac{-V_o}{L}$.

[10]

Lorsque l'interrupteur K est fermé le circuit équivalent est montré sur la figure 2.9

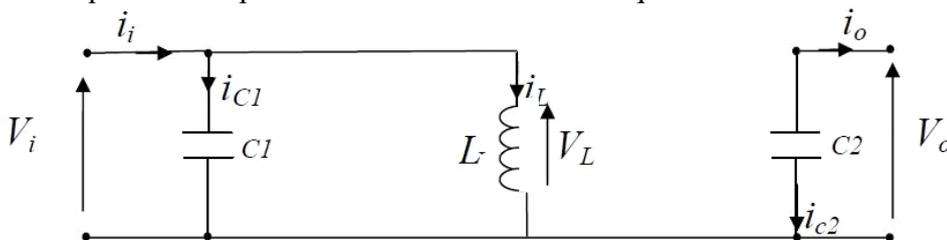


Figure II.9 : Circuit équivalent d'un Buck-Boost lorsque $t \in [0, \alpha T_s]$ [10]

En appliquant la loi de Kirchoff à ce circuit on obtiendra les équations suivantes :

$$\begin{cases} i_{C1}(t) = C1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i_i(t) - i_L(t) \\ i_{C2}(t) = C2 \frac{dv_o(t)}{dt} = -i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_i(t) \end{cases} \quad [10]$$

Lorsque l'interrupteur K est ouvert le circuit équivalent apparaît à la figure

équivalent d'un Buck-Boost lorsque $t \in [\alpha T_s, T_s]$

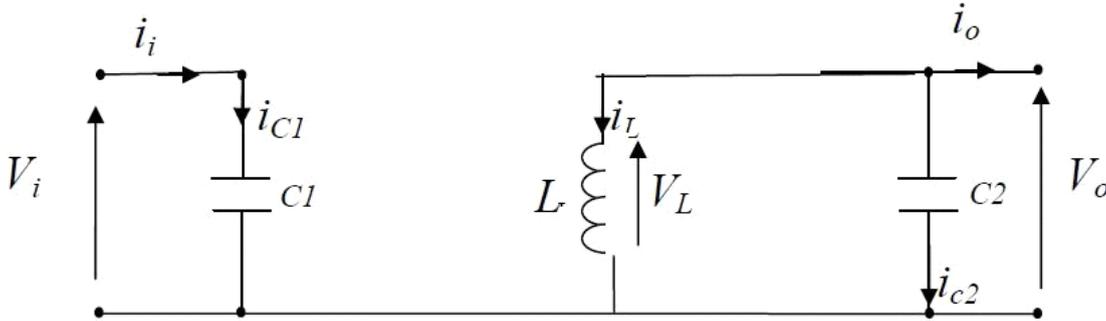


Figure II.10 : Buck-Boost lorsque $t \in [\alpha T_s, T_s]$ [10]

Le modèle d'équation dans cette configuration est comme suit :

$$\begin{cases} i_{C1}(t) = C1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i_i(t) \\ i_{C2}(t) = C2 \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_o(t) \end{cases} \quad [10]$$

2.3.2. Rapport de conversion et rendement

Le rapport de conversion se calcule comme suit

$$M(\alpha) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\alpha}{1-\alpha} \quad [10]$$

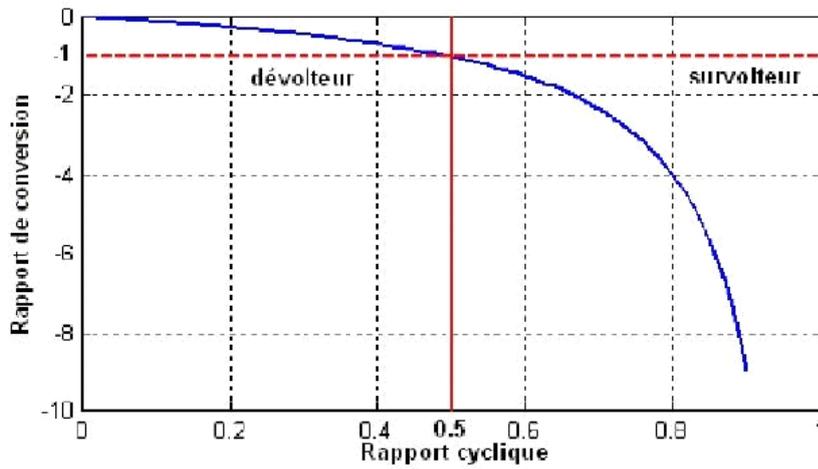


Figure II.11 : Rapport de conversion en fonction du rapport cyclique. [10]

3. Modélisation et simulation du hacheur survolteur

3.1. Mode de conduction continu

On dit que le convertisseur travail en mode de conduction continu lorsque le courant traversant l'inductance ne s'annule jamais. On montre ci-dessous les différentes formes d'ondes pour les trois convertisseurs : [10]

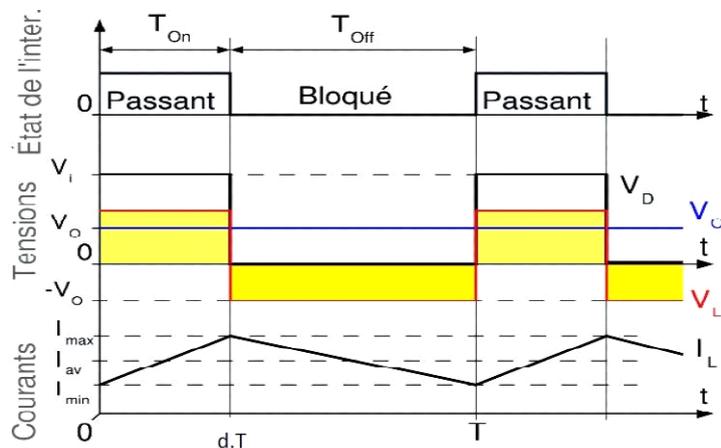


Figure II.12 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck. [10]

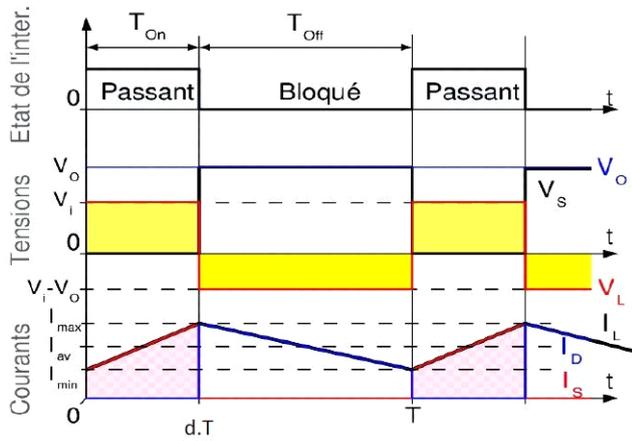


Figure II.13 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost[10].

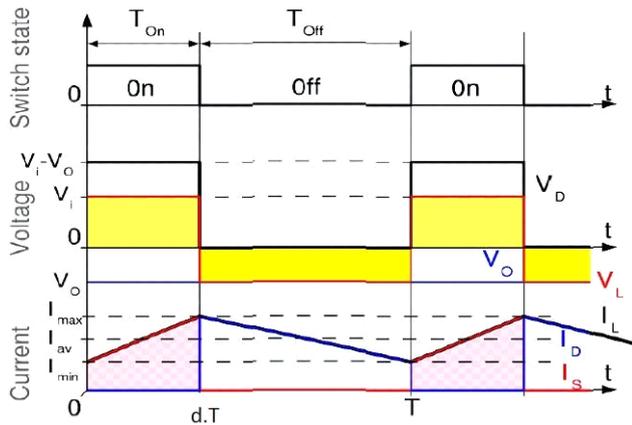


Figure II.14 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck Boost[10].

3.2. Mode de conduction discontinu

Dans certain cas la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas le courant traversant l'inductance s'annule pendant la période de commutation, donc on parle de mode de conduction discontinu. [10]

Dans ce travail nous avons exposé brièvement les principaux convertisseurs DC-DC à savoir le boost, le Buck et le Buck-boost, ces derniers constituent l'étage d'adaptation entre le générateur photovoltaïque et la charge. Le convertisseur est modélisé selon le besoin de l'application et il constitue l'élément clé du système à commander. Pour notre application on a adopté pour le hacheur boost qui assure une tension supérieure à la sortie vis-à-vis la tension générée par le panneau photovoltaïque. Dans le chapitre suivant on parlera de quelques techniques de commandes qui sont dites MPPT appliqués sur les convertisseurs DC-DC. [10]

L'inconvénient de cette technique est que le système n'est pas capable de s'adapter dans le cas de changement des conditions environnementales telles que l'insolation et la température. [10]

4.1.2. Méthodes à contre réaction de courant

Il existe deux méthodes qui sont la méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit I_{sc} et la méthode à maximisation du courant de sortie [10]

4.1.3. Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit I_{sc}

Par analogie avec la méthode de contre réaction de tension. Le courant de court-circuit du panneau solaire permet de savoir la valeur du courant optimal pour laquelle le panneau doit fonctionner pour extraire le maximum de puissance. Le courant optimal est proportionnel au courant de court-circuit, cette proportionnalité n'est pas constante mais elle est variable en fonction des conditions d'ensoleillement et de température. [10]

4.1.4. Méthode à maximisation du courant de sortie

Cette méthode a été présentée par Sullivan et Power, en utilisant une mesure du courant pour avoir l'information sur le point de fonctionnement qui lui correspond c'est à dire que la maximisation de la puissance de sortie revient à maximiser le courant de charge de la charge. [10]

4.1.5. Méthodes à contre réaction de puissance

Les méthodes à contre réaction de puissance se basent sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point de fonctionnement du panneau afin que la puissance générée soit maximale sans interruption de fonctionnement du système. La puissance extraite du panneau est calculé à partir des mesures de courant I et de tension V du panneau et la multiplication de ces deux grandeurs [10]

$$P = V \cdot I$$

4.1.6. Algorithme d'incrémental de l'inductance

Méthode d'incrémental de l'inductance Cette commande se résulte de la recherche de la pente de la caractéristique Puissance tension au point de puissance maximale PPM par le calcul de la dérivée de la puissance du panneau PV par rapport à la tension qui est égale à zéro à ce point. La pente est positive à gauche du point MPP et négative à droite [10].

La puissance du panneau solaire est donnée par : $P=I*V$

La dérivé partielle $\frac{dP}{dV}$ est donnée par :

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV}$$

$$\frac{I}{V} \frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV}$$

On définit la conductance de la source $G = \frac{I}{V}$ et l'incrémentale conductance $\Delta G = \frac{\Delta I}{\Delta V}$ puisque la tension V du panneau est toujours positive, les relations (II.70) expliquent que le point de puissance maximale MPP est atteint si la conductance de la source G égale l'incrémentale conductance ΔG de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque conductance G est supérieure à l'incrémentale conductance ΔG et vice-versa comme suit[10] :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 & \text{si } \frac{I}{V} > -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} = 0 & \text{si } \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} < 0 & \text{si } \frac{I}{V} < -\frac{dI}{dV} \end{cases}$$

La figure suivante présente l'organigramme de poursuite du PPM par la méthode d'incrémentalation d'inductance [10]:

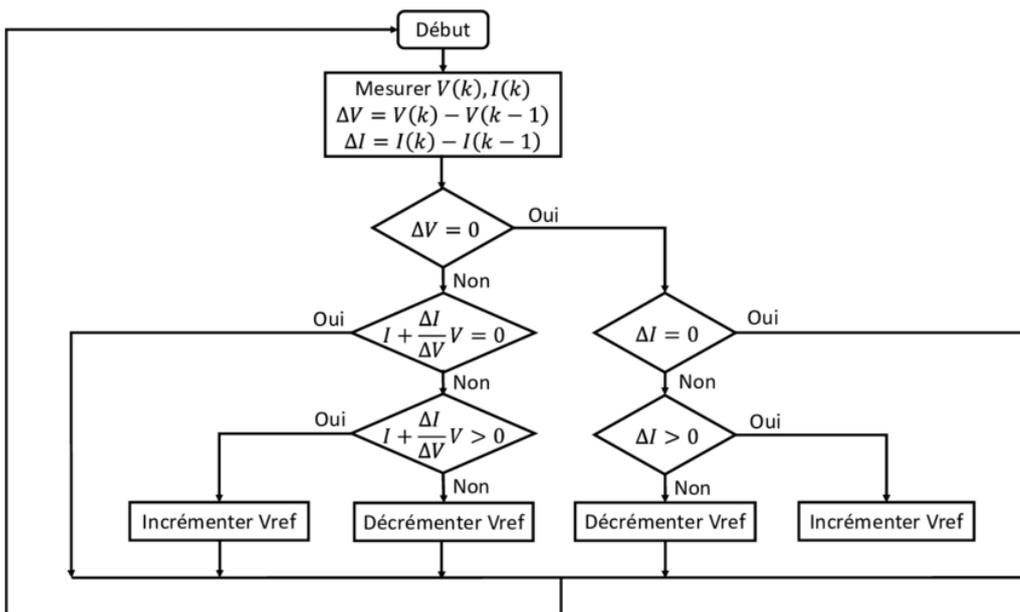


Figure II.16 : Organigramme de l'algorithme d'incrémentalation de l'inductance [10]

4.1.7. Méthode de perturbation et d'observation (P&O)

La méthode P&O est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et sa facilité de réalisation. Comme son nom l'indique cette méthode fonctionne en perturbant le système et observant l'impact sur la puissance à la sortie du GPV. Sur la figure, on voit que si la tension de fonctionnement est perturbée dans une direction donnée et que la puissance augmente ($dP/dV > 0$,

alors il est clair que la perturbation a déplacé le point de fonctionnement vers le MPP [40]. L'algorithme P&O continuera à perturber la tension dans la même direction. Par contre, si la puissance diminue ($dP/dV < 0$), alors la perturbation a éloigné le point de fonctionnement du MPP. L'algorithme inversera la direction de la perturbation suivante. Cet algorithme est résumé sur le tableau 3.1 et son organigramme sur la figure 3.3 [10].

L'algorithme peut être représenté mathématiquement par l'expression :

$$\alpha(k) = \alpha(k - 1) + \text{Delta.sign}(dP/dV) \quad [10]$$

Le processus est répété périodiquement jusqu'à ce que le MPP soit atteint. Le système oscille alors autour du MPP, ce qui provoque des pertes de puissance. L'oscillation peut être minimisée en diminuant la taille de la perturbation. Cependant, une taille de perturbation trop petite ralentit considérablement la poursuite du MPP. Il existe alors un compromis entre précision et rapidité

Perturbation	Changement de la puissance	Perturbation
Positive	Positif	Positive
Négative	Négatif	Positive
Négative	Positive	Négative
Positive	Négatif	Négative

Tableau explicatif de la méthode P&O [10]

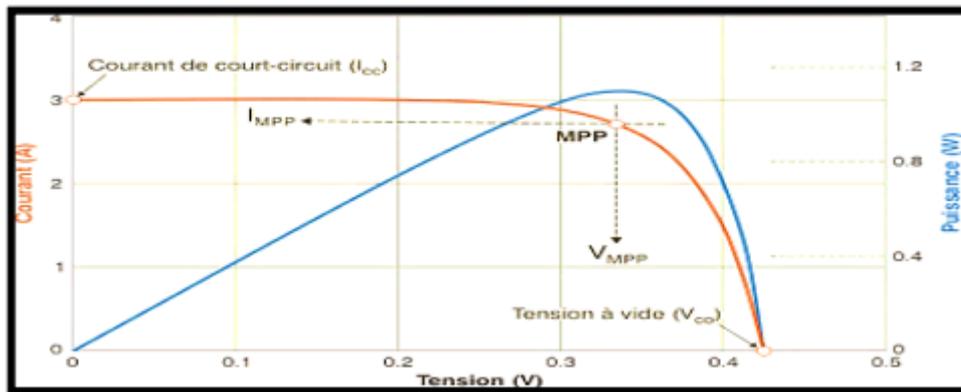


Figure II.17 : Signe de dI/dV à différentes positions de la courbe caractéristique de puissance [13]

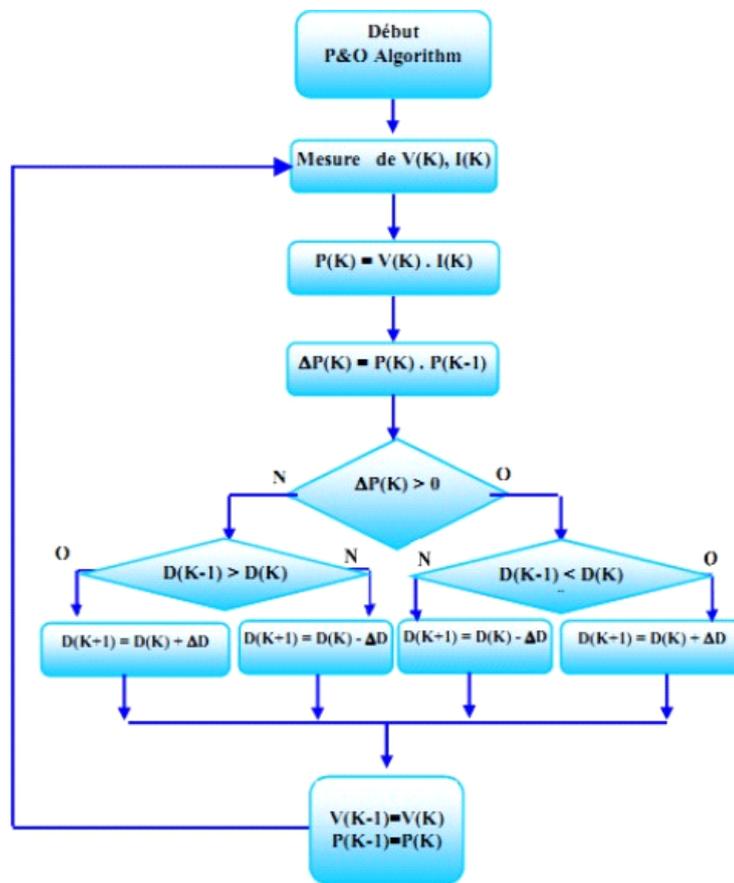


Figure II.18 : Organigramme de la méthode perturbation et observation [10]

5. Notation :

Il est important de noter qu'avec l'algorithme P&O, la variable à contrôler peut être soit la tension soit le courant du GPV. Cependant, la variable idéale qui caractérise le MPP est celle qui varie peu lors d'un changement climatique. Sachant que la variation du rayonnement affecte davantage le courant que la tension photovoltaïque. Par contre, la variation de la température modifie plus la tension du GPV. Néanmoins, la dynamique de la température est lente et varie sur une plage réduite. Par conséquent, il est préférable de contrôler la tension du GPV [10].

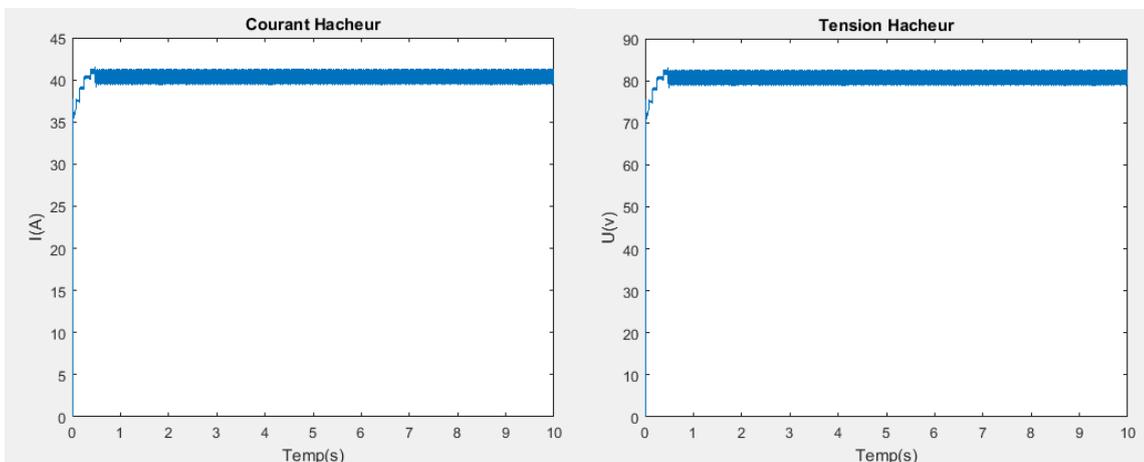
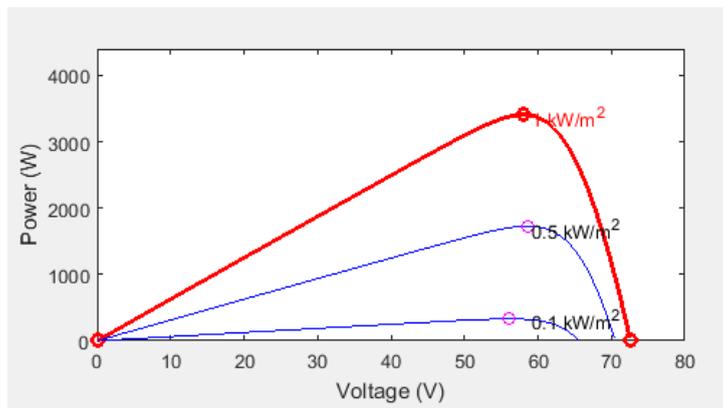
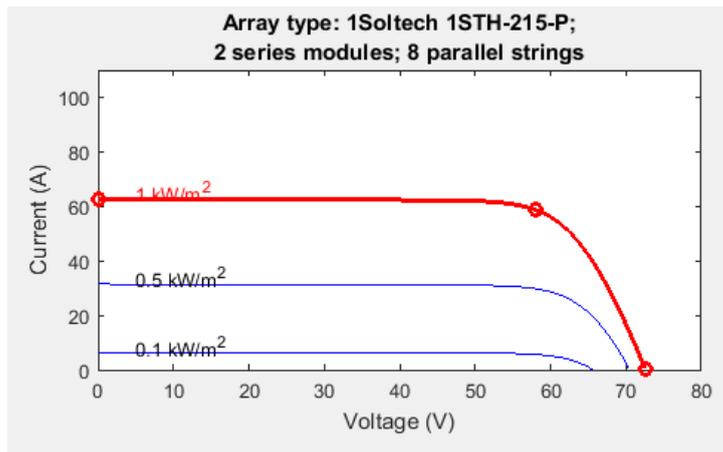
Un inconvénient de la méthode P&O est qu'elle peut échouer lors d'un rapide changement des conditions atmosphériques comme l'illustre la figure 5.16. Commencant par un point de fonctionnement A, si les conditions climatiques restent constantes, une perturbation ΔV dans la tension V amènera le point de fonctionnement au point B, et le sens de la perturbation sera inversé à cause de la diminution de la puissance. Par contre, si l'éclairement augmente et déplace la courbe de puissance de P1 à P2, sur un cycle du MPPT, le point de fonctionnement sera déplacé de A vers C. Cela représente une augmentation de la puissance, l'algorithme croit que ceci est le résultat de sa propre action et le sens de la perturbation restera le même. Par conséquent, le point

de fonctionnement s'éloigne du MPP et continuera à s'éloigner si l'éclairement augmente (ou diminue) progressivement. Pour palier à ce problème, on pourra ajouter le poids d'un troisième point et le comparer aux deux autres avant de prendre une décision sur le sens de la perturbation. Une autre solution serait de diminuer le cycle du MPPT. [10]

6. Simulation de la méthode MPPT

La simulation des photovoltaïques dans logicielle de Matlab

Avec ces caractéristiques : (2 séries + 8 parallèle)



Courant

Tension

Figure II.19 : Les résultats après mesuré la tension et le courant (Hacheur)

Et ces résultats de la commande MPPT :

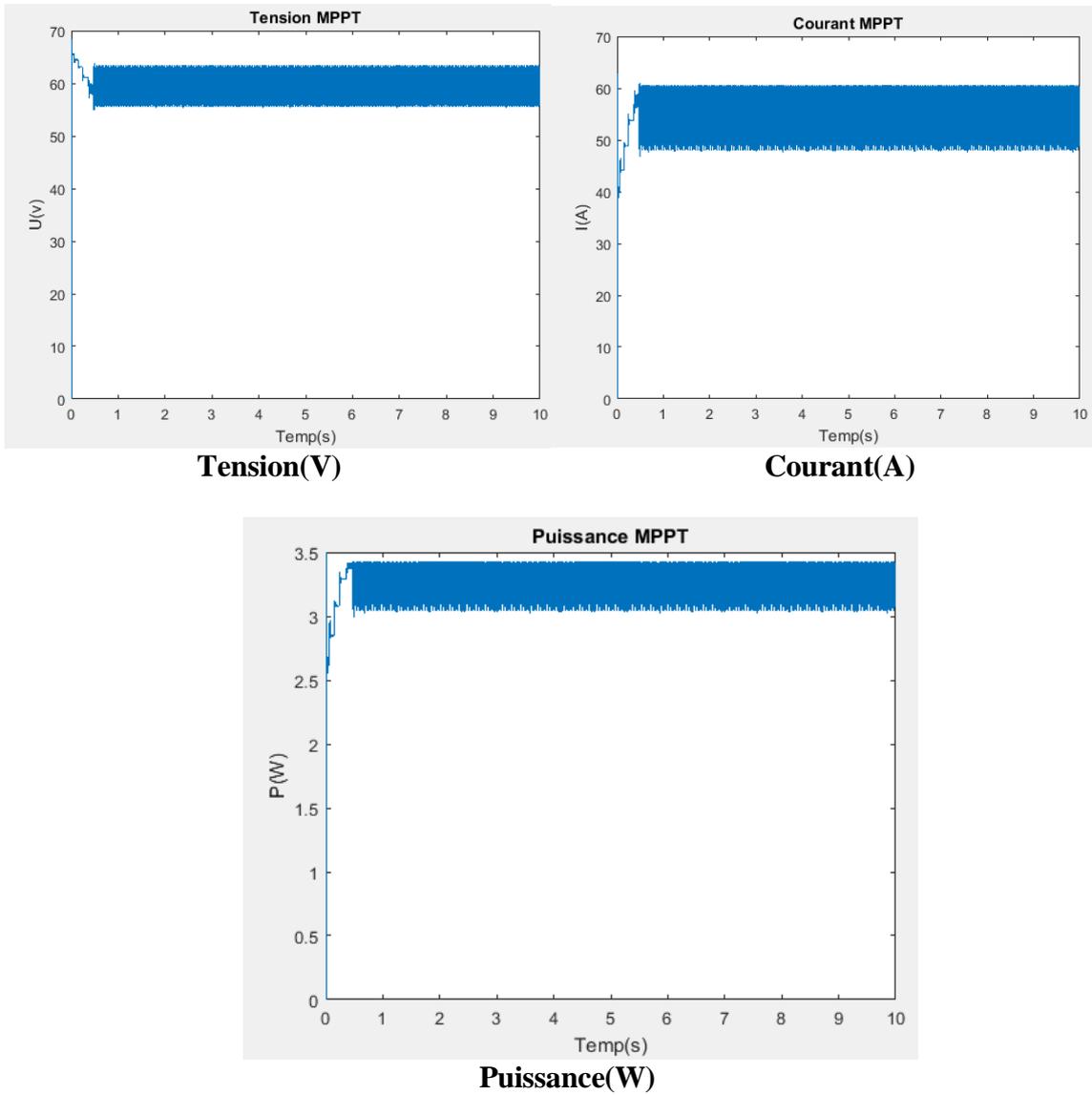


Figure II.20 : Les résultats de la commande MPPT

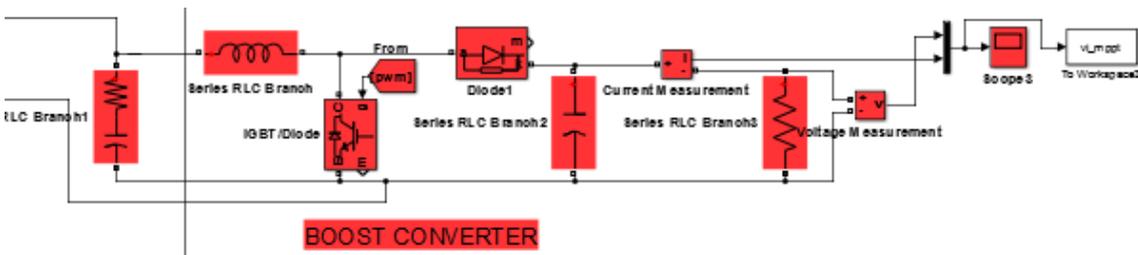


Figure II.21 : La Simulation de l'Hacheur dans le Matlab

7. Conclusion

Dans ce travail, nous avons procédé à la modélisation d'un générateur photovoltaïque en utilisant le modèle à double exponentiel. La simulation effectuée nous a permis d'obtenir des caractéristiques très proches de celles du générateur PV réel, ce qui nous a permis de valider notre modélisation. Comme les caractéristiques de générateur photovoltaïque dépend fortement des paramètres météorologiques, il nous a paru nécessaire de présenter une méthode de recherche du point maximal de puissance afin d'obtenir le rendement maximal du générateur à tout instant malgré les variations des paramètres météorologiques (température et/ou éclairement). Pour cela nous avons utilisé la méthode P&O qui nous a donné des résultats satisfaisants, car malgré les différentes variations de l'éclairement ou de la température, le générateur nous fournit une puissance optimale. Et afin d'assurer l'alimentation des récepteurs en toute période, un dispositif de stockage est ajouté. [9]

CHAPITRE III

MODELISATION ET SIMULATION DU

CONVERTISSEURS DC-AC

ET

LA MACHINE SYNCHRONE À

AIMANT PERMANANT (MSAP)

1. Introduction

La très grande majorité des machines électriques dans l'industrie fait appel à des technologies comme depuis très longtemps, moteur asynchrone à cage d'écuriel et alternateur synchrone à roue libre et excitatrice. Cependant, certaines structures de machines (machine synchrone à aimants permanents avec flux axial, radial ou transversal) sont apparues grâce aux avancées technologiques dans l'électronique de puissance, les matériaux et les calculs numériques.

Actuellement, la littérature témoigne d'un grand intérêt porté à la MASP. En effet, elle a une large utilisation dans le domaine d'entraînements électriques à vitesse variable. En effet, sous le nom de machine synchrone, on regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator, pour obtenir un fonctionnement en moteur ou en générateur, le champ magnétique du rotor est généré soit par des aimants permanents, soit par un circuit d'excitation. La position du champ rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique[11].

Cette famille de machine synchrone à aimants permanents regroupe en effet plusieurs sous-familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts aux moteurs de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins la structure de tous ces machines est relativement proche. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages, une faible inertie et un couple massique élevé[11].

Ce chapitre est consacré à une généralité sur la machine synchrone à aimants permanents, on présentera son principe de fonctionnement et sa modélisation, en vue d'être associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI). [11]

2. Description de la machine synchrone à aimant permanent :

2.1. Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents

Accrocher une machine synchrone au réseau, elle fonctionne spontanément en moteur synchrone en absorbant de l'énergie électrique du réseau pour fournir l'énergie mécanique demandée par la charge. [11]

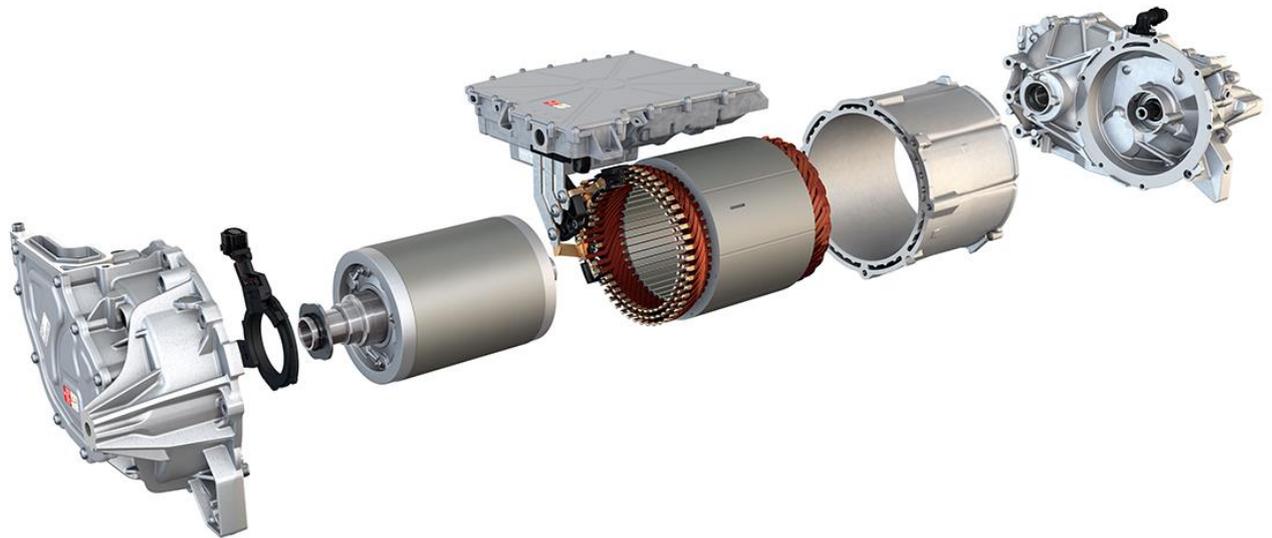


Figure III.1 : Machine synchrone à aimant permanent [8]

2.1.1. Définition de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents sont munies au rotor d'un système d'aimants permanents assurant une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. L'effet de ce système peut être assimilé à celui d'un bobinage alimenté par un courant continu constant. [11]

Le stator, parti fixe, est généralement constitué d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) triphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120 degrés électriques, et par des tôles magnétiques feuilletées (afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer) traversées par des encoches ou les enroulements triphasés sont logés. [11]

Du côté du rotor, parti mobile, en général, il est constitué d'aimants permanents alternant pôles nord pôles sud, qui présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation, cependant on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. La mince zone localisée en ces deux éléments est appelée entrefer. [11]

La figure suivante présente une machine synchrone à aimants permanents.



Figure III.2 Photographie du moteur à aimants permanents en géométries cylindriques [11].

2.1.2. Principe de fonctionnement de la MSAP

La machine étudiée est un moteur, le stator de celui est branché sur le réseau, il produit ainsi un champ qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90 degrés, la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator. [11]

2.1.3. Avantages de l'utilisation de la MSAP

Les avantages de ces machines sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer.

- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- Faible inertie.
- Couple volumique et la puissance massique importants permettant une meilleure compacité.
- Rendement et facteur de puissance élevés.
- Absence de contact glissant.
- Suppression des bagues et des ballais, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes.
- Vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien.
- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- La densité du flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique. [11]

2.1.4. Inconvénients de la MSAP

- Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce phénomène. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux).
- La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités (champs coercitif, tenue en chaleur, etc.) par rapport aux aimants « ferrites » mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé [11].
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. À cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant [11].
- Risque de désaimantation (irréversible) limite de température maximale, courant maximum, de fluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage [11].
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants [11]

2.1.5. Domaines d'application

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les moteurs à aimants permanents ont été adoptés dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergies renouvelables, des divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides [11].

Pour toutes ces applications, les MSAP sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en particulier les applications spécifiques (servomoteur et vitesse variable). La figure illustre quelques applications de ces machines [11].

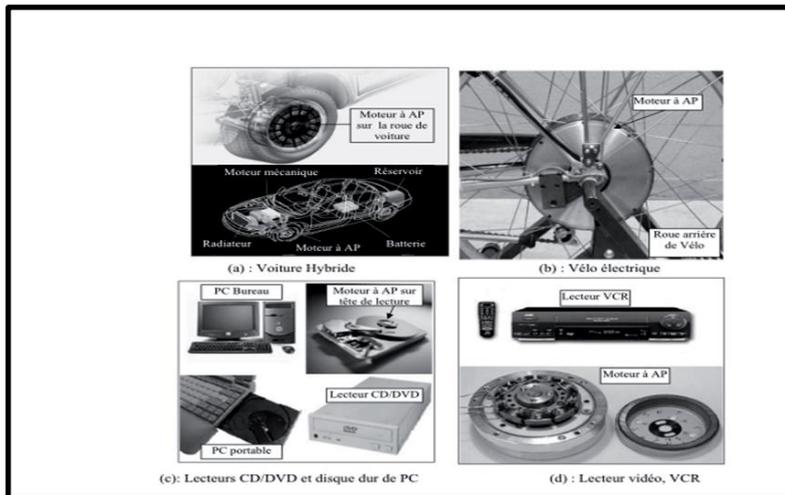


Figure III.3 : Quelques applications des machines synchrones à aimants permanents. [11]

3. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout une connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement (sortie) dans les différents modes de fonctionnements envisagés lorsqu'on le soumet à une sollicitation (entrée) connue [11].

Cette modélisation est la recherche d'un modèle mathématique ou numérique, modèle réduit plus simple que l'originale, interne décrivant le fonctionnement physique du dispositif en s'appuyant sur les lois de l'électromagnétisme et de la mécanique [11].

Pour l'application de la commande en vitesse variable, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents repose sur les paramètres électriques, magnétiques et mécaniques (le moment d'inertie, le frottement visqueux, résistances et inductances, flux d'excitation des aimants..) qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques, et sur les hypothèses simplificatrices citées ci-dessous [11].

En effet, la transcription du modèle dynamique sous forme de schéma bloc est à envisager de manière à pouvoir simuler le modèle à l'aide du logiciel Matlab-Simulink

En outre, elle est d'un appoint précieux en permettant d'une part, de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement, et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale [11].

3.1. Hypothèses simplificatrices

Le modèle établi au système lors de fonctionnement de la MSAP, est basé sur des phénomènes physiques qui peuvent être partiellement ou totalement pris en compte. Le modèle sera plus simple par un nombre d'hypothèses plus grand. La modélisation classique de l'actionneur s'appuie sur les hypothèses de la machine bien construite au sens de Park [11].

- ✓ Hypothèses du « premier harmonique » dans l'entrefer, le champ magnétique a une distribution sinusoïdale en fonction de la variable d'espace [11].
- ✓ Hypothèses de linéarité: les flux sont proportionnelles aux courants qui les ont créés. [11]
- ✓ Hypothèses de « symétrie » les enroulements triphasés sont identiques. [11]
- ✓ D'autres hypothèses: on néglige la saturation du circuit magnétique, hystérésis et les courants de Foucault, l'effet pelliculaire. [11]

3.2. Représentation de la MSAP dans l'espace électrique

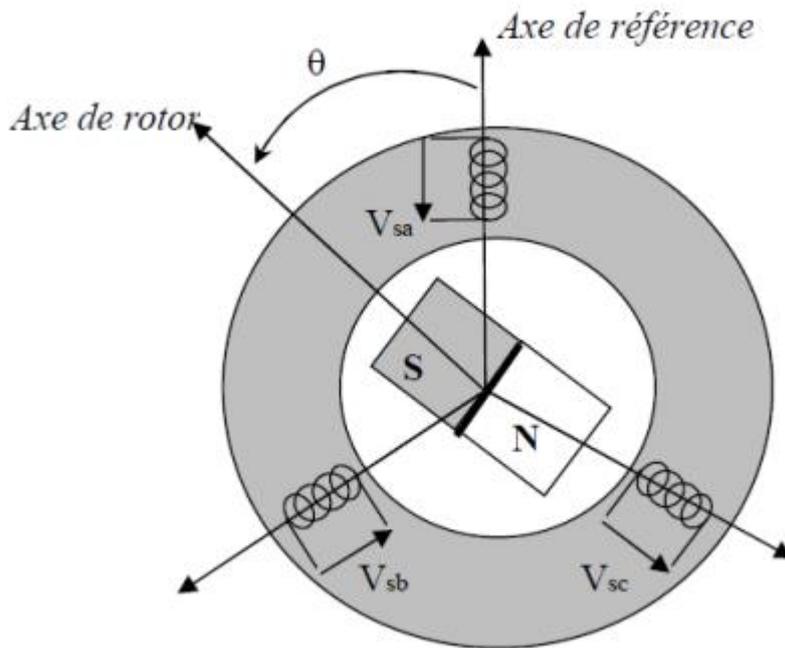


Figure III.4 Représentation symbolique de la MSAP.

3.3. Mise en équations de la MSAP

Le modèle de commande des machines électriques est généralement caractérisé par deux types d'équations : les équations électriques (loi d'Ohm généralisée) et celles mécaniques (deuxième loi de Newton). On peut modéliser le moteur synchrone selon différentes méthodes en fonction des objectifs recherchés. On développe dans ce chapitre les modèles suivants [11].

- Le modèle (a, b, c), découle les équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont essentiellement utilisés pour l'étude des régimes permanents [11].
- Le modèle en (d, q), issu de la transformation de Park, utilise couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des moteurs [11].

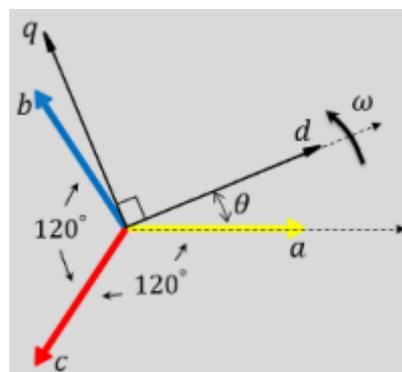


Figure III.5 : Schéma de la MSAP dans le repère abc [14].

3.3.1. Equations électriques :

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent [11]:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad [11]$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T, \quad [I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T, \quad [\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T \quad [11]$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [11]$$

Ou :

$$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T : \text{ Vecteur tensions statoriques.} \quad [11]$$

$$[I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T : \text{ Vecteur courants statoriques.} \quad [11]$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T : \text{ Vecteur flux statoriques.} \quad [11]$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{ Matrice résistance du stator.} \quad [11]$$

3.3.2. Equations magnétiques :

Les flux statoriques et rotoriques :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [\Phi_{fabc}] \quad [11]$$

Et :

$$[\Phi_f] = \Phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_s] = [\mathbf{L}_{ls}] + [\mathbf{L}_{ms}(\theta)]$$

Le terme $[\mathbf{L}_{ls}]$ est de :

$$[\mathbf{L}_s] = [\mathbf{L}_{ls}] \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

Le terme $[\mathbf{L}_{s2}(\theta)]$ s'écrit , dans le cadre de la théorie du premier harmonique :

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_s][I_s] + [\varphi_f])$$

Nous pouvons les définir également comme ceci [14]:

La formule matricielle générale de l'inductance :

$$L_s = \begin{bmatrix} L(\theta) & M(\theta) & M(\theta) \\ M(\theta) & L(\theta) & M(\theta) \\ M(\theta) & M(\theta) & L(\theta) \end{bmatrix}$$

Ici, nous avons divisé l'inductance en une fuite L_{ls} et

Inductance magnétisante, L_m : $L(\theta) = L_{ls} + L_{ms}(\theta)$

Avec :

L_{ls} : Inductance

L_{ms} : Mutuelle inductance

$$V_{abcs} = I_{abcs} R_s + \frac{d\varphi_{abcs}}{dt} \quad \text{Avec : Le Flux : } \Phi = L_s I_{abcs} + \varphi_m$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{is} + L_A + L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2} L_A + L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2} L_A + L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2} L_A + L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{is} + L_A + L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2} L_A + L_B \cos 2(\theta_r - \pi) \\ -\frac{1}{2} L_A + L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2} L_A + L_B \cos 2(\theta_r - \pi) & L_{is} + L_A + L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec : } \varphi_m = \varphi'_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Donc quand : φ'_m est l'amplitude des liaisons de flux établies par l'aimant permanent vue depuis la phase du stator les enroulements et L_A et L_B sont des paramètres qui dépendent des propriétés géométriques et magnétiques du moteur martial [11].

On remarque que l'équation V_s est non linéaire et couplée pour supprimer ce problème on adopte des changements de variable et des transformations qui réduisent la complexité du système. Dans ce cas nous procédons à la Transformation de Park, qui consiste à transformer les enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tourne avec le rotor [11].

3.3.2.1. Transformation de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor :

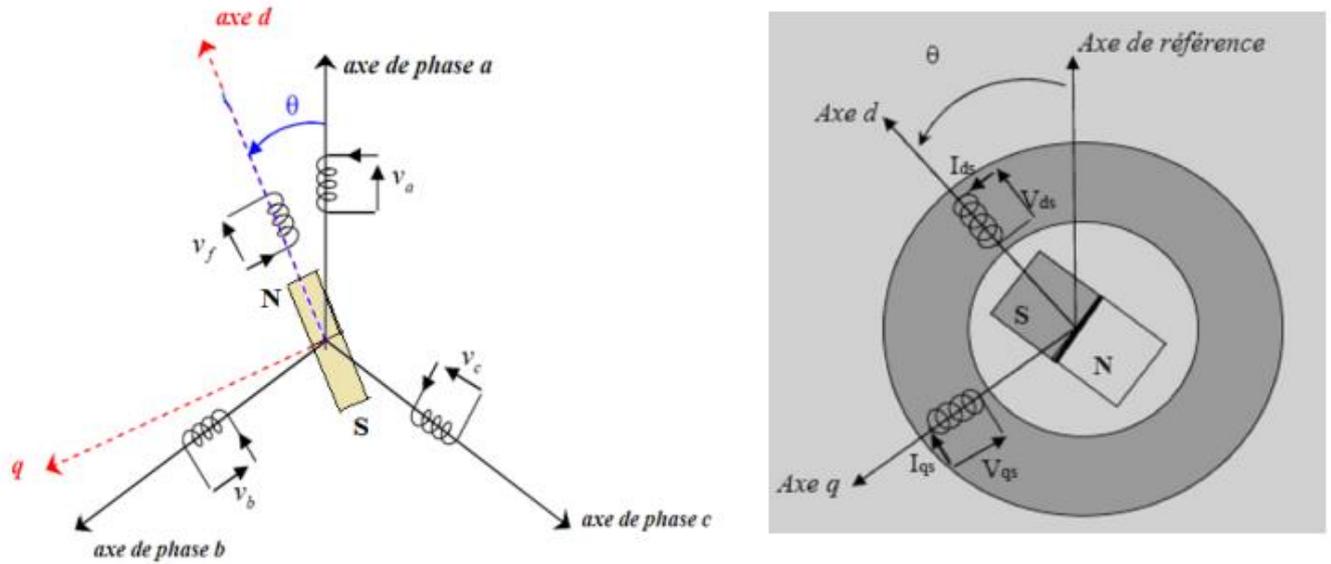


Figure III.6 : Machine équivalente au sens de Park [11].

Après développement des équations, on obtiendra les équations de tensions dans le repère de Park qui constitue un modèle électrique dynamique pour l'enroulement équivalent [11].

$$[P(\theta)][V_{dqhs}] = [V_s]$$

$$[P(\theta)][I_{dqhs}] = [I_s]$$

Avec:

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

$[P(\theta)]$ étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statorique $[V_s]$, $[\Phi_s]$ et $[I_s]$ à leurs composants relatives $[V_{dqhs}]$ et $[I_{dqhs}]$ [11].

L'application de la transformation de Park à l'équation donne :

$$[P(\theta)][V_{dqhs}] = [R_s][P(\theta)][I_{dqhs}] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][P(\theta)][I_{dqhs}]) + \frac{d[\Phi_f]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}$$

$$\text{Avec : } \frac{d}{dt} = s \quad ; \quad R_s = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Si on pré multiplie tous ces termes par $[p(\theta)]^{-1}$ on peut écrire les équations simplifiées des tensions :

$$V_{dqhs} = [R_s][I_{dqhs}] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][p(\theta)][I_{dqhs}] + \frac{d[\Phi_f]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt})$$

Avec :

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

Les équations électriques dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} \frac{d}{dt} \Phi_{qs} - \omega \Phi_{ds} \end{cases}$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_d I_{ds} + \Phi_f \\ \Phi_{qs} = L_q I_{qs} \end{cases}$$

En introduisant les équations on aura le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} - \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_{ds} \end{cases}$$

3.3.2.2. Schéma équivalent en régime transitoire

Traditionnellement, le circuit équivalent par phase de la machine synchrone de la Figure 1.6 est exploité pour l'analyse et la simulation numérique des entraînements de ce type de machine en régime transitoire. Les équations V_{ds} et V_{qs} permettent de dessiner le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q présente ci-dessous [11].

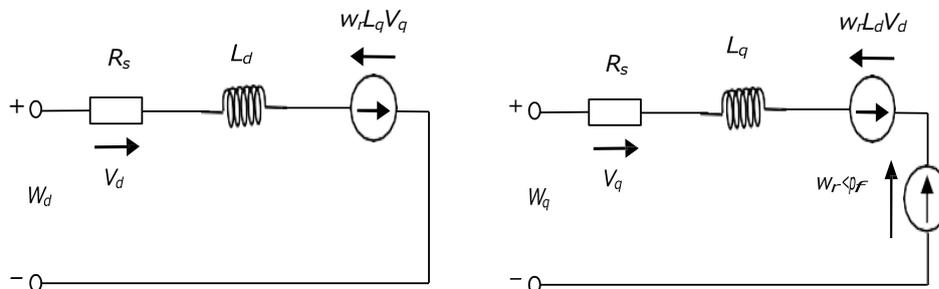


Figure III.7 : Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe (d, q) [11].

Expression de la puissance et du couple électromagnétique Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit [11]:

$$P(t) = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}$$

En remplaçant V_{ds} et V_{qs} par leur expressions il vient [11]:

$$P(t) = \frac{2}{3} [R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2) - (I_{ds} \frac{d}{dx} \Phi_{ds} + I_{qs} \frac{d}{dx} \Phi_{qs}) + \frac{d}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})]$$

D'où [11]:

Le 1er terme représente la chute de tension Ohmiques (pertes par effet joule).

Le 2ème terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

Le 3ème terme représente la puissance transférée du stator au rotor à travers

L'entrefer (puissance électromagnétique).

Equation électrique de la vitesse :

$$\omega_e = \frac{d\theta}{dt} \quad \text{Avec :} \quad [P] \frac{d}{dt} [P]^{-1} = \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La tension et le couple :

$$V_d = r i_d - \omega_e \varphi_q + \frac{d\varphi_d}{dt} \quad \rightarrow \quad \varphi_d = L_d i_d + \varphi_{pm} \quad \rightarrow \quad V_d = r i_d - \omega_e L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt}$$

$$V_q = r i_q - \omega_e \varphi_d + \frac{d\varphi_q}{dt} \quad \rightarrow \quad \varphi_q = L_q i_q \quad \rightarrow \quad V_q = r i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \varphi_{pm} + L_q \frac{di_q}{dt}$$

$$V_0 = r i_0 + \frac{d\varphi_0}{dt} \quad \rightarrow \quad \varphi_0 = L_0 i_0$$

Relation entre vitesse mécanique et vitesse électrique :

La vitesse électrique et la vitesse mécanique sont liées en fonction du nombre de pôles de la machine, p

$$\omega_e = \frac{p}{2} \omega_m$$

L'équation électrique avec la vitesse :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} V_d - \frac{r}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_e i_q$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} V_q - \frac{r}{L_d} i_q + \frac{L_d}{L_q} \omega_e i_d - \frac{\varphi_{pm}}{L_q} \omega_e$$

L'équation de couple électromagnétique :

L'énergie de l'entrée = L'énergie de sortie + Les pertes

$$C_{em}\omega_m + P_{pertes} = \frac{3}{2}(v_q i_q + v_d i_d + 2v_0 i_0)$$

Ajouter les équations des tensions dans l'équation :

$$C_{em}\omega_m + P_{pertes} = \frac{3}{2}r(i_q^2 + i_d^2 + 2i_0^2) + \frac{3}{2}(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)\omega_e + \frac{3}{2}\left(i_q \frac{d\varphi_q}{dt} + i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + 2\varphi_0 i_0\right)$$

Utilisée la relation entre la vitesse électrique et la vitesse mécanique et les coefficients :

$$C_{em} \frac{2}{p} \omega_e + P_{pertes} = \frac{3}{2}r(i_q^2 + i_d^2 + 2i_0^2) + \frac{3}{2}(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)\omega_e + \frac{3}{2}\left(i_q \frac{d\varphi_q}{dt} + i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + 2\varphi_0 i_0\right)$$

L'équation de couple électromagnétique : $C_{em} = \left(\frac{p}{2}\right) \frac{3}{2}(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)$

3.3.3. Equations mécaniques :

Équation dynamique de l'arbre moteur :

Appliquer la deuxième loi de Newton pour le système mécanique rotatif [14]

$$\sum C = J \frac{d\omega}{dt} \quad \rightarrow \quad J_{totales} = \frac{d\omega_m}{dt} + b\omega_m = C_M - C_L$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_t} C_M - \frac{1}{J_t} C_L - \frac{b}{J_t} \omega_m$$

J : Total moment d'inertie total vu par l'arbre du moteur

b : Coefficient de frottement visqueux

C_M : Couple mécanique généré par le moteur

C_L : Perturbation de charge Couple

$$P_e = C_e \cdot \Omega$$

D'où:

$$C_e = \frac{3}{2} P [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}]$$

En remplaçant Φ_{ds} et Φ_{qs} par leur expressions il vient :

$$C_e = \frac{3}{2} P (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P (\varphi_f I_q + L_d I_d I_q - L_q I_q I_d)$$

Avec :

P est nombre de paire de pôles

L'équation de mouvement de la machine est :

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt}$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes .

C_r : Couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique.

C_e : Couple électromagnétique.

Ω : vitesse mécanique de rotation.

f : Coefficients des frottements visqueux.

Φ_f : Flux des aimants permanents.

3.3.4. Schéma Fonctionnelle De MSAP :

D'après les équations, on obtient le système d'équations suivant

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases}$$

Alors dans la forme matricielle nous avons :

$$\begin{cases} [\dot{x}] = [A][x] + [B][u] \\ [y] = [C][x] + [D][u] \end{cases}$$

Et :

$$\frac{dx}{dt} = [A][x] + [B][u]$$

Avec :

$$[x] = (I_{ds} \ I_{qs})^T$$

$$[V] = [V_{ds} \ V_{qs} \ \Phi_f]^T$$

Et :

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{ds}} & -\omega \frac{L_{qs}}{L_{ds}} \\ -\omega \frac{L_{ds}}{L_{qs}} & -\frac{R_s}{L_{qs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} & \frac{\omega}{L_{qs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \Phi_f \end{bmatrix}$$

Et on pose :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{ds}} & -\omega \frac{L_{qs}}{L_{ds}} \\ -\omega \frac{L_{ds}}{L_{qs}} & -\frac{R_s}{L_{qs}} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} & \frac{\omega}{L_{qs}} \end{bmatrix}$$

On peut écrire la matrice [A] comme suit:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_{qs}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{L_{qs}}{L_{ds}} \\ -\frac{L_{ds}}{L_{qs}} & 0 \end{bmatrix}$$

On peut écrire la matrice [B] comme suit:

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{qs}} \end{bmatrix}$$

Le schéma de MSAP alimenté par une tension triphasé :

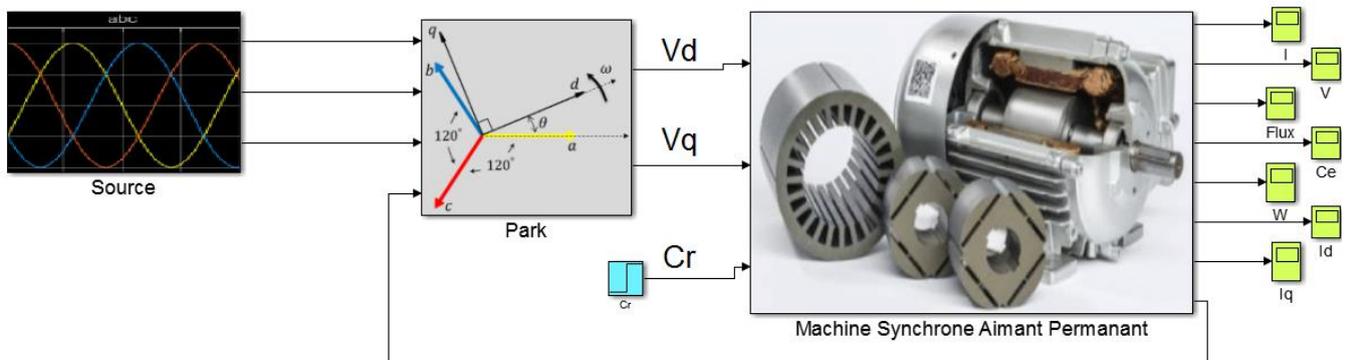


Figure III.9 : Schéma de MSAP dans matlab

4. Résultats de simulation :

4.1. Résultats de Simulation démarrage à vide :

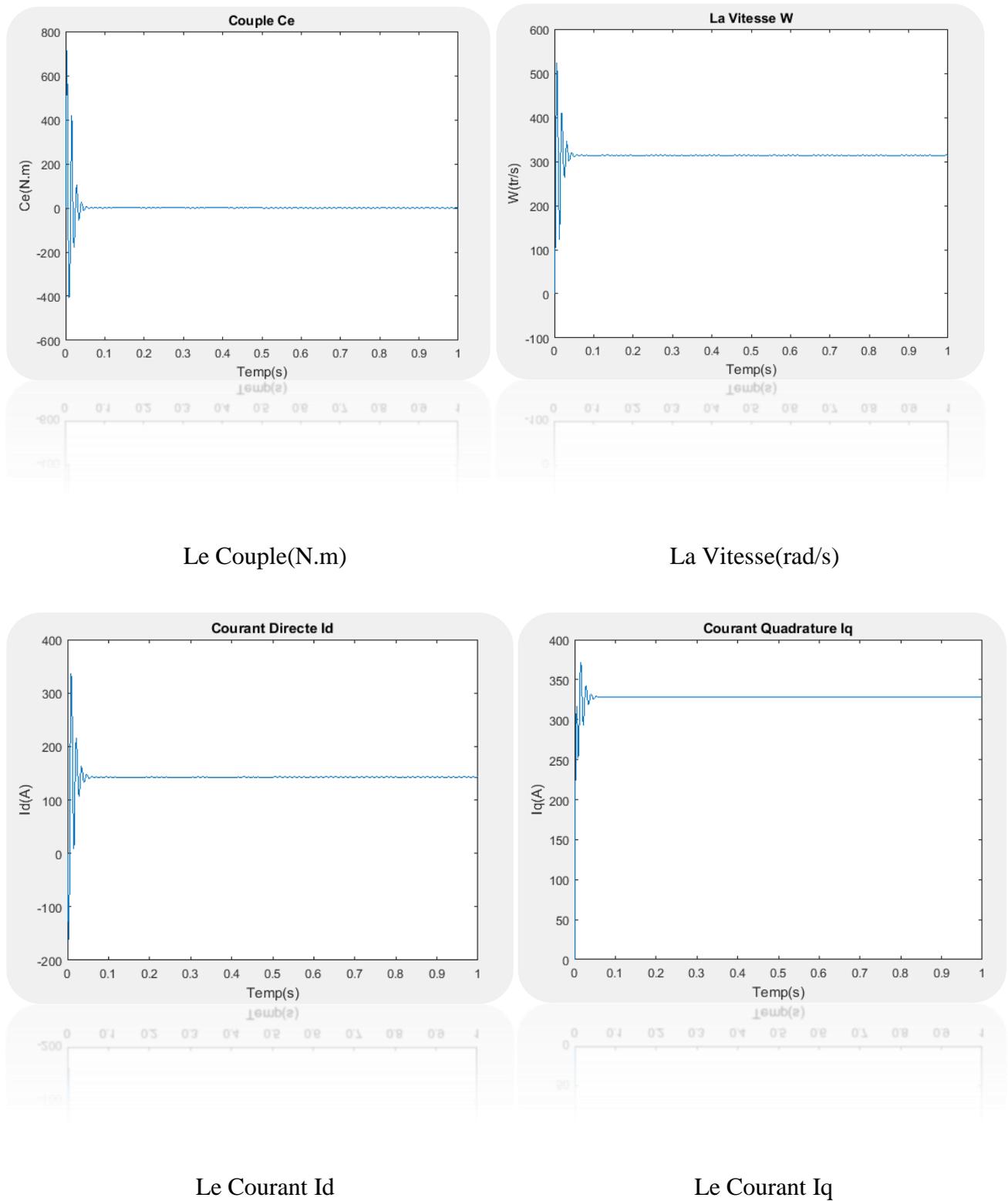
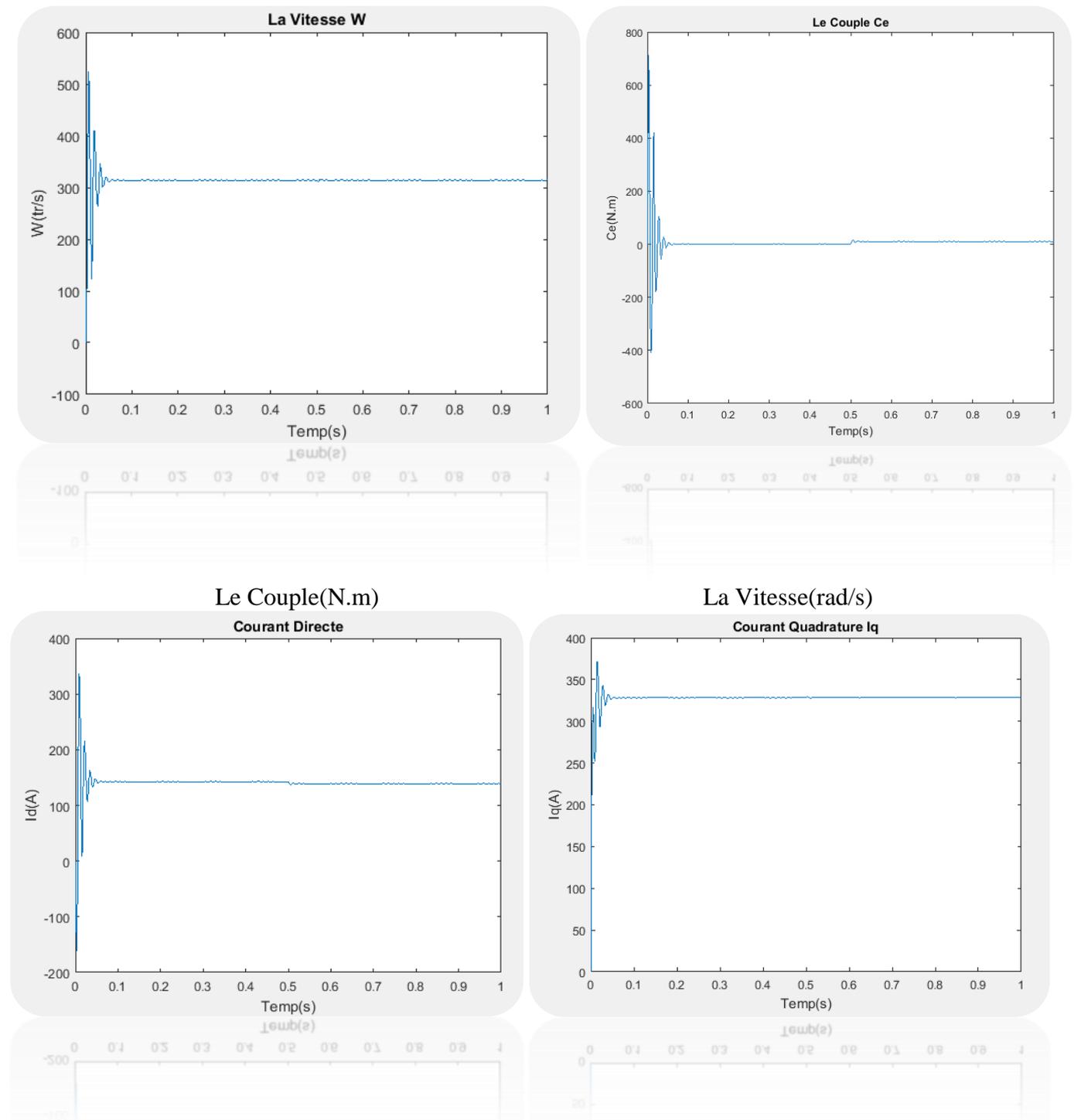


Figure III.10 : Résultats de Simulation du démarrage à vide.

4.1.1 Interprétation des résultats :

i_d et i_q ont des valeurs positives, sur le démarrage il y a des variations rapide après prendre des valeurs constantes, le fonctionnement est à vide donc le couple est nulle et la vitesse prend une valeur constante.

4.3. Résultats de Simulation lors du démarrage avec l'application de couple au régime permanent ($C_r=10N.m$ à $t=0.5s$) :



Le Courant Id

Le Courant Iq

Figure III.11 : Résultats de Simulation avec une application de couple ($C_r=10N.m$ à $t=0.5s$).

4.4. Interprétations des résultats :

On voit la valeur de couple qui nous avons appliquée augmenter dans $t=5\text{sc}$ et continuer d'une façon constante, la vitesse n'est pas changée qui dit que notre machine fonctionne très bien. i_d et i_q ont des valeurs positives, sur le démarrage il y a des variations rapides après prendre des valeurs constantes.

5. Convertisseur DC AC



Ce travail traite des onduleurs, dont la fonction est de convertir une tension continue en une tension sinusoïdale dont les caractéristiques de tension efficace et de fréquence sont réglables [17].

Leurs domaines d'application sont essentiellement :

- Le pilotage des machines asynchrones et synchrones. Dans ce cas, la tension d'alimentation d'origine est celle du réseau triphasé, qui est redressé puis ensuite converti en tension sinusoïdale dont les caractéristiques sont maîtrisées. [17]
- Les alimentations sans interruptions, afin de protéger les équipements sensibles ou qui ne tolèrent pas d'interruption de leur source d'alimentation. Dans ce cas, la tension d'alimentation d'origine est issue de batteries qui fournissent une tension continue qui sera ensuite convertie par l'onduleur. Il s'agit alors le plus fréquemment d'onduleurs en monophasé [17].

5.1. Structure d'un onduleur

Les onduleurs vont utiliser le même principe que les hacheurs, à savoir le découpage d'une tension continue de façon à moduler la tension délivrée aux bornes de la charge. C'est la façon dont cette tension est découpée qui distinguera les onduleurs des hacheurs [17].

Les composants utilisés sont donc les mêmes, à savoir des interrupteurs commandés (transistors MOSFET, IGBT) auxquels on associe des diodes afin d'assurer la réversibilité en courant [17].

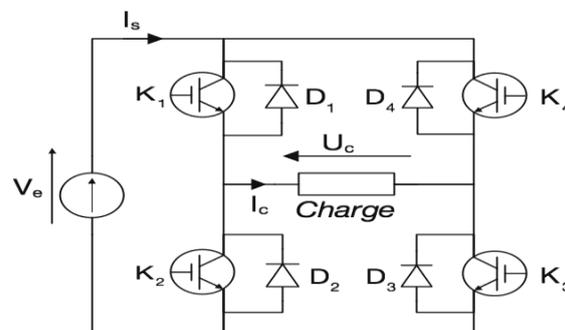


Figure III.12 : Structure d'un onduleur [17]

5.2. Convertisseur en pont à commande symétrique

5.2.1 Principe de fonctionnement

La structure dans le cas d'un onduleur est représentée page suivante. La charge est supposée inductive R+L (respectant ainsi les règles d'association des sources) [17].

La notion de rapport cyclique α vue lors de l'étude des hacheurs est reprise ici. On notera T la période de découpage [17].

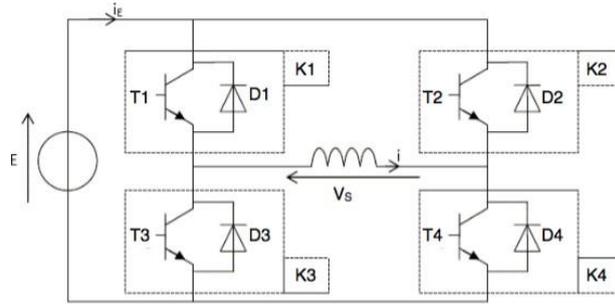


Figure III.13 : Structure d'un onduleur [17].

Comportement pour $0 \leq t < \alpha T$

T1 et T4 sont commandés, et la tension de sortie V_S vaut $V_S = E$.

Comportement pour $\alpha T \leq t < T$

T2 et T3 sont commandés, et la tension de sortie V_S vaut $V_S = -E$.

5.2.2. Forme d'onde et spectre de fréquence

Le régime transitoire s'installe à chaque commutation, et la forme d'onde est alors la suivante [17] :

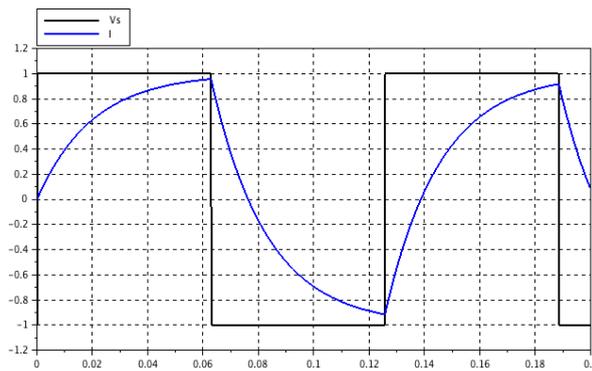


Figure III.14 : Signaux en sortie de l'onduleur sur une charge inductive [17]

Ce type de commande génère de nombreux harmoniques, préjudiciables au facteur de puissance et à la qualité du signal (ci-dessous le spectre de fréquence pour un signal de fréquence souhaitée de 50 Hz)

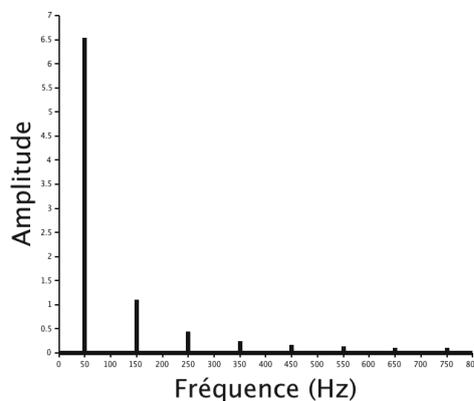


Figure III.15 : Spectre du courant en sortie d'un onduleur sur charge RL [17].

5.3. Convertisseur en pont à commande décalée

5.3.1. Principe

Dans cette commande, les interrupteurs K2/K4 commutent de façon alternative, de même que les interrupteurs K1/K3, mais le cycle de commutation de ces derniers est décalé de t_0 [17] :

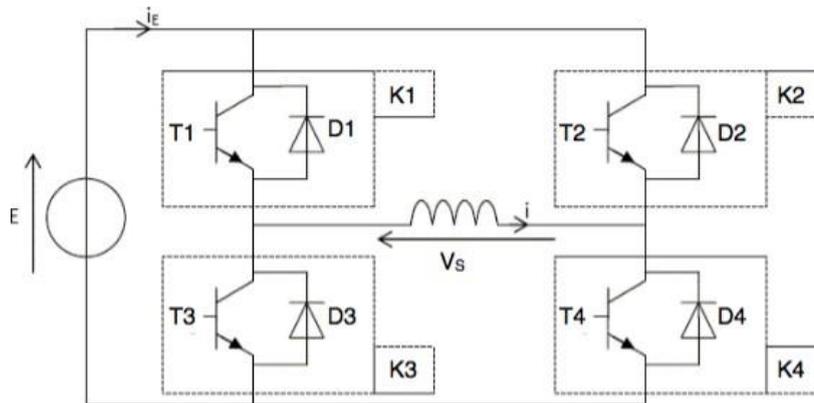


Figure III.16 : Structure d'un onduleur [17]

Comportement pour $0 \leq t < t_0 T$

T4 et T3 sont commandés, et la tension de sortie V_S vaut $V_S = 0$.

$$\leq t < \frac{T}{2}$$

Comportement pour

t_0

T4 et T1 sont commandés, et la tension de sortie V_S vaut $V_S = E$.

Comportement pour $\frac{T}{2} \leq t < \frac{T}{2} + t_0$

T2 et T1 sont commandés, et la tension de sortie V_S vaut $V_S = 0$.

Comportement pour $\frac{T}{2} + t_0 \leq t < T$

T2 et T3 sont commandés, et la tension de sortie V_S vaut $V_S = -E$.

5.3.2. Forme d'onde et spectre de fréquence

La forme d'onde est à présent la suivante [17] :

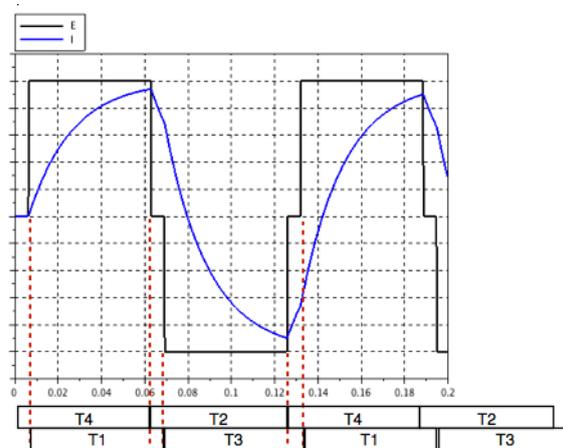


Figure III.17 : Spectre de courant en sortie d'un onduleur à commande décalée sur charge RL [17].

On constate que le spectre de fréquence présente une fondamentale marquée à 50Hz, et essentiellement un harmonique de rang 3 [17].

5.4. Convertisseur en pont à MLI

5.4.1. Principe

La structure reste la même, mais le pilotage est plus sophistiqué, avec des *largeurs d'impulsion variables*.

La structure de l'onduleur reste identique, mais le pilotage est plus sophistiqué, avec des largeurs d'impulsion variables [17].

Le principe consiste à comparer le signal à générer, appelé modulate, avec un signal triangulaire appelé porteuse. Si l'amplitude de la modulate est supérieur à celle de la porteuse, alors une impulsion est générée [17].

Les commandes des interrupteurs de l'onduleur sont obtenues par le résultat de cette comparaison entre la modulate et la porteuse [17].

On appelle taux de modulation le rapport entre l'amplitude de la modulate et l'amplitude de la porteuse [17].

On appelle indice de modulation le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de la modulate [17].

Comme pour les hacheurs, on distingue le pilotage unipolaire et le pilotage bipolaire [17] :

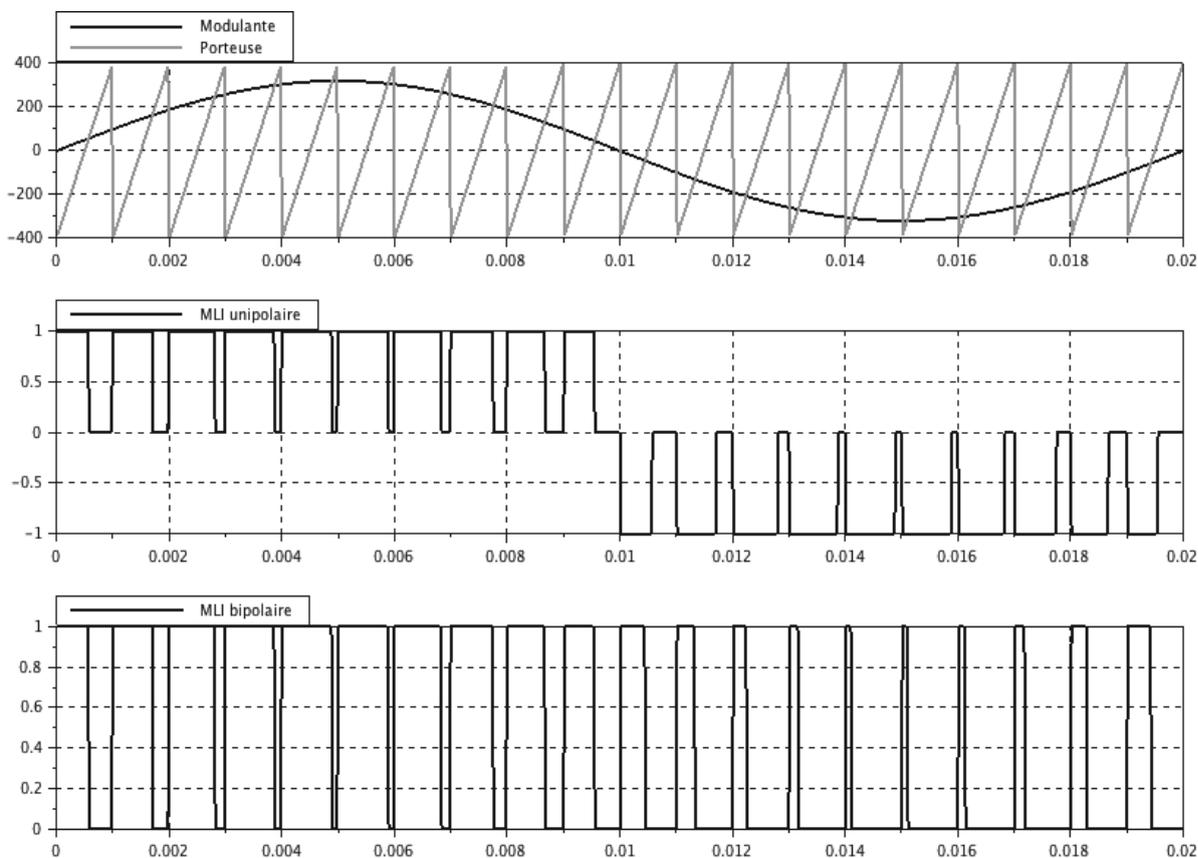


Figure III.18 : Modulation de Largeur d’Impulsion intersective [17]

Cette MLI (Modulation de Largeur d’Impulsion) dite intersective est appelée loi "sinus-triangle".

Elle nécessite une fréquence de la porteuse nettement supérieur à celle de la modulante.

L’amplitude du signal généré est réglée en adaptant l’amplitude de la modulante [17].

5.4.2 Forme des signaux sur charge RL

Sur une charge RL, l’allure du courant dans la charge et de la tension à ses bornes est représentée ci-dessous, pour deux fréquences différentes de porteuse (1 kHz et 10 kHz) [17] :

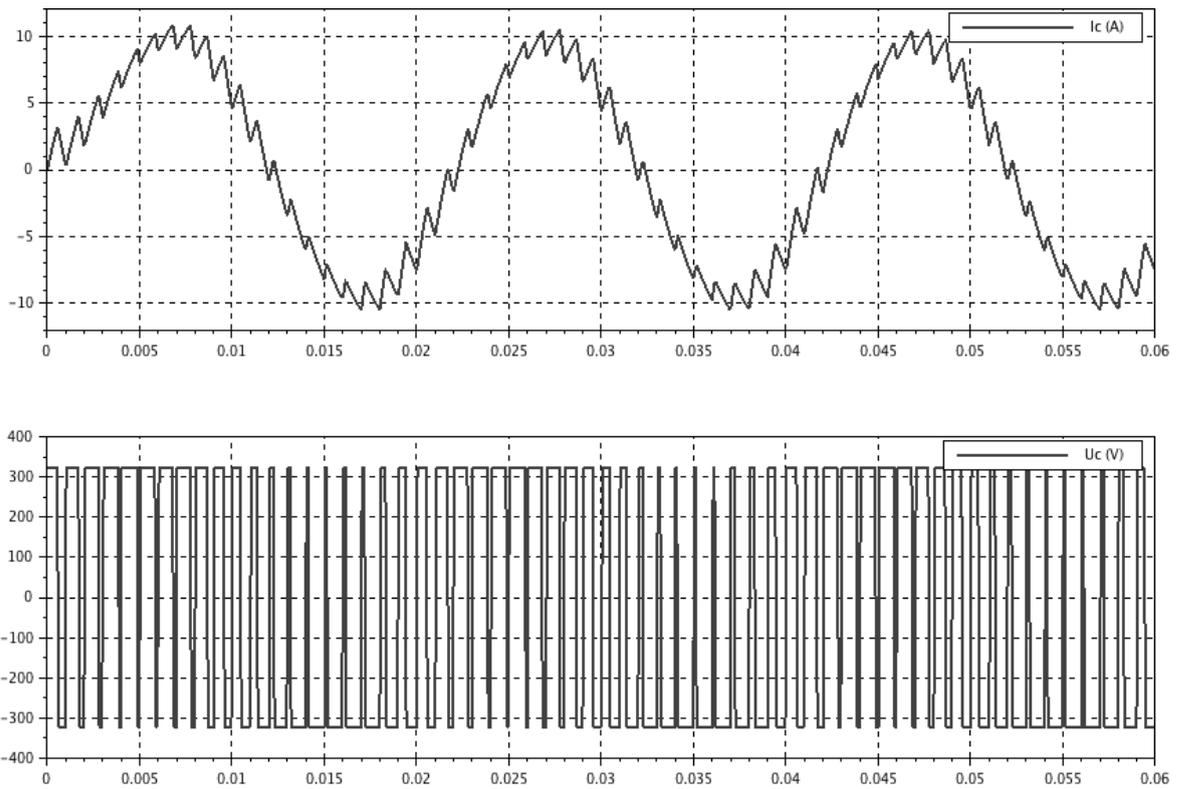


Figure III.19 : Courant et tension en sortie d'un onduleur MLI (fréquence de porteuse 1 kHz)

[17]

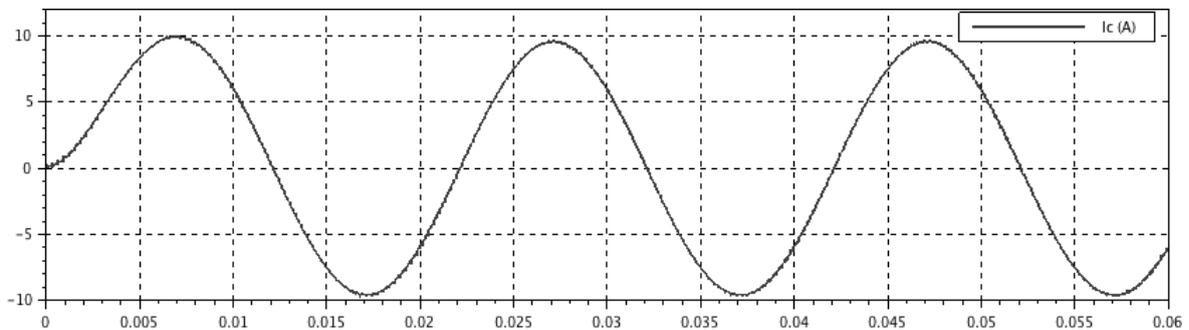


Figure III.20 : Courant en sortie d'un onduleur MLI (fréquence de porteuse 10 kHz) [17]

5.4.3. Décomposition spectrale de la tension

Les harmoniques de l'onduleur dépendent de certains paramètres, tels que l'indice de modulation et le taux de modulation [17].

Le spectre de Fourier ci-dessous est issu de la décomposition d'une modulante de fréquence 50 Hz et d'une porteuse de fréquence 1 kHz, avec un taux de modulation égal à 0.8 [17].

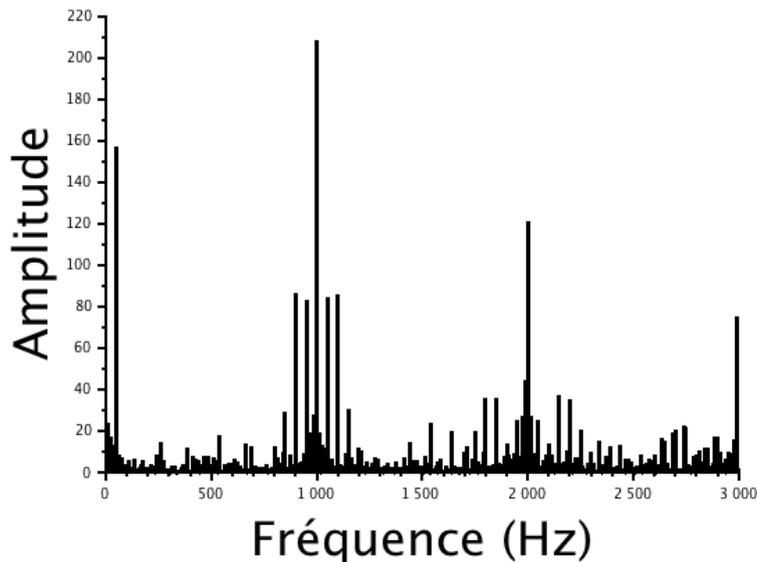


Figure III.21 : Décomposition de la tension en sortie d'un onduleur [17]

Outre la fréquence du signal généré (ici 50 Hz), on observe des raies centrées sur les multiples de la fréquence de découpage [17].

Sur une charge RL, le courant lissé par l'inductance présente des harmoniques nettement moins marquées, toujours centrées sur la fréquence de découpage [17] :

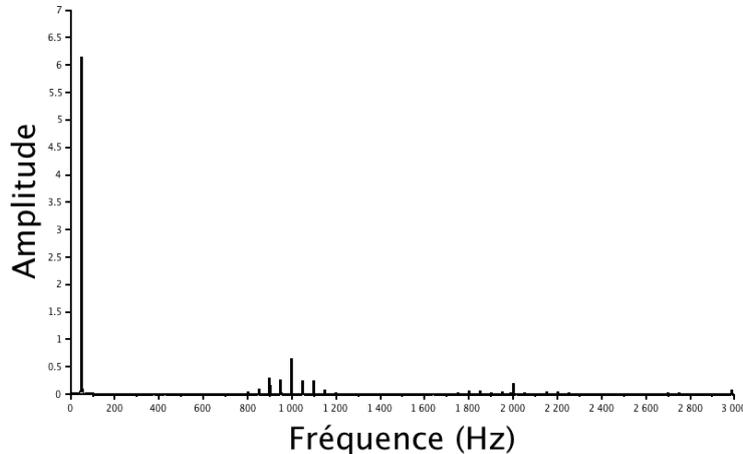


Figure III.22 : Décomposition de la tension en sortie d'un onduleur sur charge RL [17]

5.5. Onduleur triphasé MLI

Les onduleurs précédemment abordés délivrent une tension sinusoïdale simple, entre une phase et un neutre. Or les moteurs asynchrones et synchrones nécessitent une alimentation triphasée, et il est donc nécessaire de générer 3 signaux sinusoïdaux déphasés de $2\pi/3$.

L'onduleur triphasé permet de répondre à cette problématique [17].

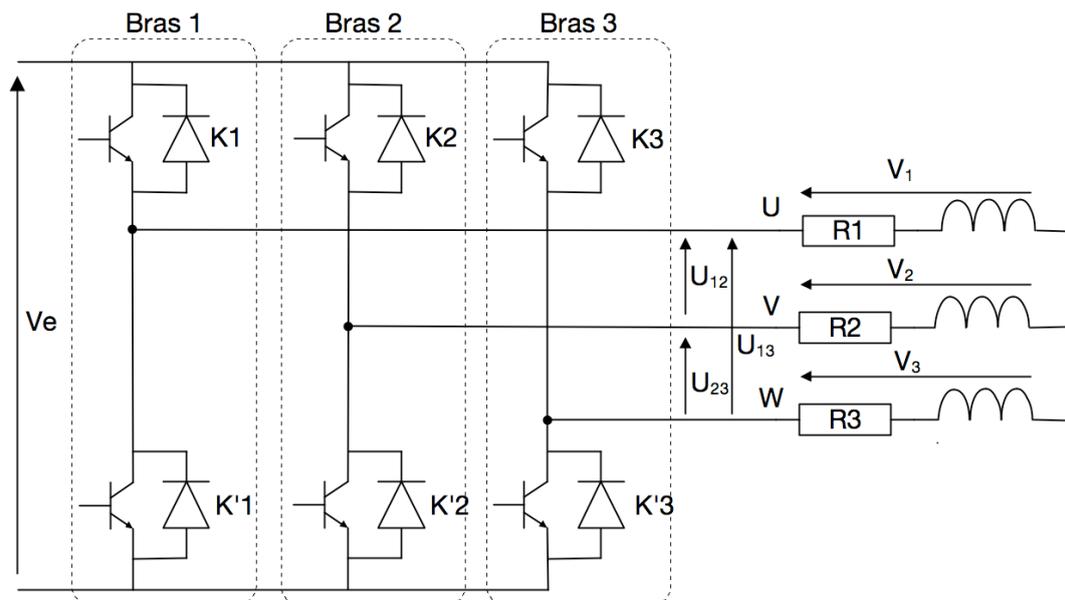


Figure III.23 : Structure d'un onduleur triphasé [17]

Les transistors de chacun des bras de l'onduleur sont pilotés en MLI de façon complémentaire, avec une loi intersective «sinus-triangle». La modulante de chacun des bras est une sinusoïde, chacune déphasée de $2\pi/3$. [17]

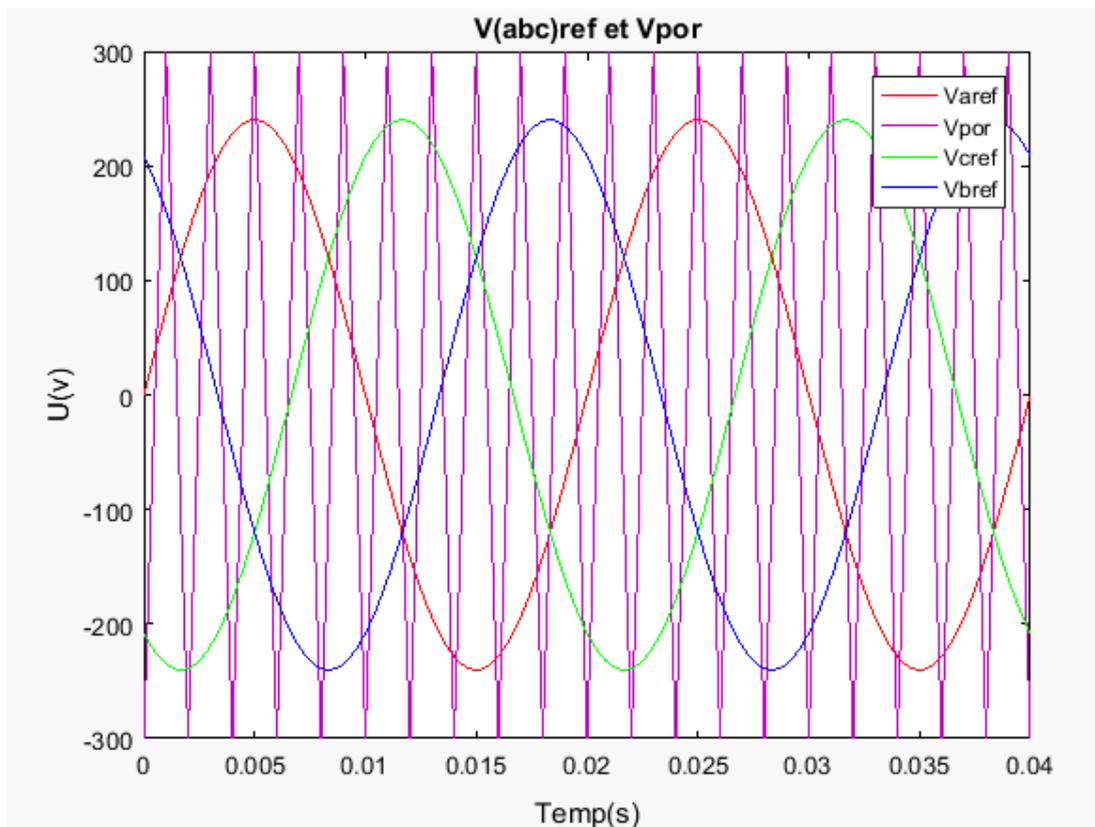


Figure III.24 : Génération des signaux d'un onduleur triphasé

La simulation de la connexion de cet onduleur triphasé sur des charges inductives RL fournit les résultats suivants, avec une fréquence de porteuse égale à 5 kHz :

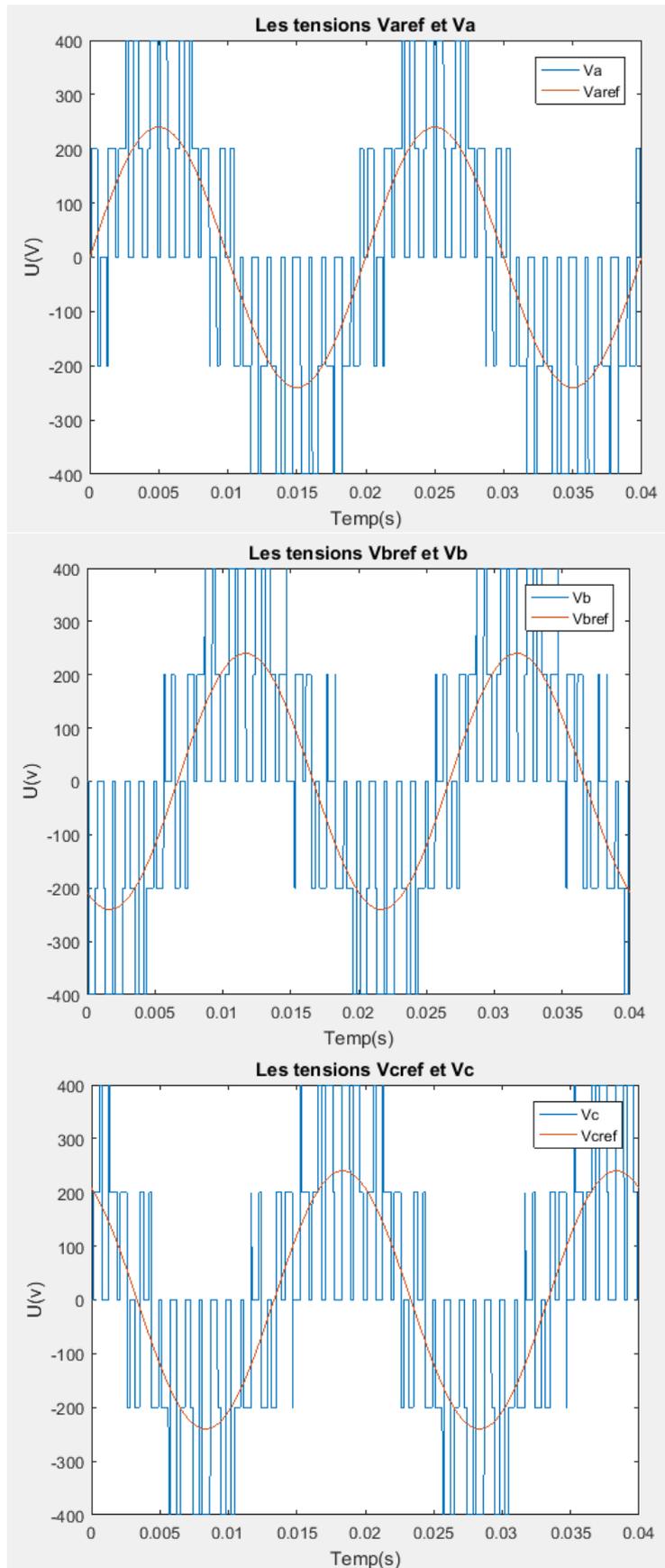


Figure III.25 : Simulation des tensions de sortie de l'onduleur triphasé

6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présente des généralités sur la machine synchrone a aimants permanents en se basant sur différentes structures telles que les caractéristiques des aimants permanents, ainsi ces avantages et inconvénients et son domaine d'application. Ensuite, on a présenté le modèle dynamique triphasé de la MSAP et on approuve que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires a coefficients variables dans le temps, difficile à étudier. Et c'est à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits, afin d'être simulé à l'aide du logiciel Matlab-Simulink. Nous avons modélisé par la suite le convertisseur statique, et nous avons pris connaissance que la commande du système est difficile. En effet cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage entre le couple électromagnétique et le flux. Tl est donc intéressant de trouver un moyen de rendre le contrôle de ces deux grandeurs indépendant afin d'améliorer les performances de ces machines [11].

CHAPITRE IV

COMMANDE

VECTORIELLE DE LA

MACHINE SYNCHRONE

À AIMANTS

PERMANENTS

1 - Introduction

Pendant longtemps le moteur à courant continu a été utilisé dans le domaine de la vitesse variable à cause de l'avantage de la machine en termes de découplage naturel entre le flux et le couple. Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Le flux étant maintenu à sa valeur nominale tandis que le couple est maximal à tout instant. Le principal défaut de la machine à courant continu reste son collecteur mécanique qui ne peut effectuer de grand transfert d'énergie et qui tolère mal le fonctionnement dans certains environnements pollués faisant augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif qui ne disposent cependant pas de découplage naturel telle que les machines à courant continu [11].

En 1971, BLASCKE a proposé une théorie de commande par champ orienté (Field oriented control) qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courant continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90 degrés avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelque soit la vitesse de rotation. Pour réaliser le contrôle, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le courant générant le couple, ainsi nous obtenons un modèle de la machine où le flux et le couple électromagnétique sont découplés de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, puisque le couple dépend uniquement du courant I_q , ce qui va permettre l'obtention de performances considérables relatives à la réponse du système en régime dynamique, semblables à celles des machines à courant continu [11].

Les lois de commande correspondant à ce mode d'action dynamique sont rassemblées sous le nom de « commande vectorielle », dont l'objectif principale est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Compte tenu de l'importance de la contrainte thermique dans la machine électrique, le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes joules à couple donné [11].

Le but de ce chapitre est de présenter la méthode de la commande par orientation du champ appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, afin de pouvoir commander le flux et le couple séparément [11].

Nous présenterons d'abord la méthode d'orientation du champ (orientation du courant statorique) ensuite, nous montrerons le découplage obtenu entre le couple et le flux inducteur d'un moteur synchrone commandé par ce type de contrôle [11].

2. La commande vectorielle :

2.1. Principe de l'orientation du flux rotorique

La commande vectorielle est l'une des méthodes de commande appliquées aux machines alternatives qui permet d'assurer le découplage entre les variables internes de la machine et d'obtenir le fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants [11].

Cette commande consiste à orienter le vecteur courant suivant l'axe (q) afin de rendre le comportement de la machine synchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Donc, il faut maintenir i_d nul, et assurer le contrôle par la composante en quadrature i_q . Ceci revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux inducteur, ce qui donne un couple maximale, et de réguler la vitesse par le courant I_q via la tension V_q [11].

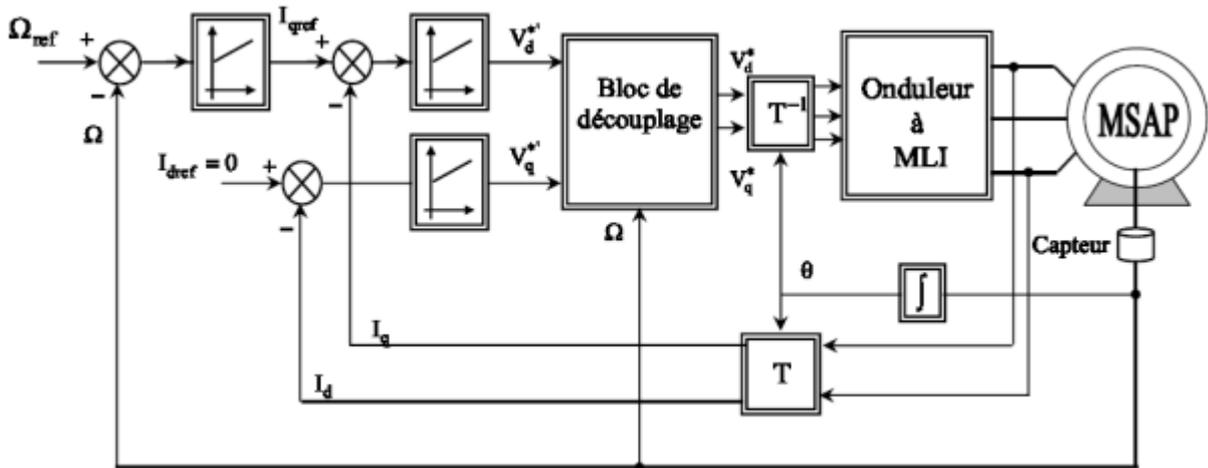


Figure VI.1 : Schéma bloc global de la commande vectorielle de la MSAP [11].

2.2. Description du système global de la commande

La référence du courant direct $i_{d\text{ ref}}$ est fixée égale à zéro et la sortie du régulateur de vitesse $i_{q\text{ ref}}$ constitue la consigne du couple $C_{e\text{ ref}}$. Les références des courants $i_{q\text{ ref}}$ et $i_{d\text{ ref}}$ sont comparées séparément avec les courants réels de la machine i_d et i_q .

Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références $v_{d\text{ ref}}$ et $v_{q\text{ ref}}$ [11].

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant $i_{q\text{ ref}}$. Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant $i_{d\text{ ref}}$ est imposé nul dans ce cas [11].

Les sorties du bloc de découplage $v_{d\text{ ref}}$ et $v_{q\text{ ref}}$ passent par une transformation biphasée vers

Avec :

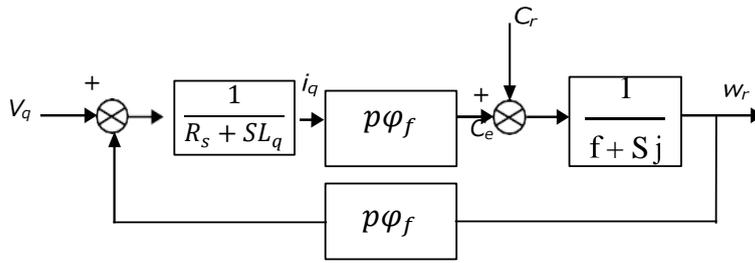


Figure VI.3 : Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du flux [11].

Cette dernière figure montre que l'axe q de la machine se réduit alors à un schéma équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée [11].

2.2.1. Découplage dynamique

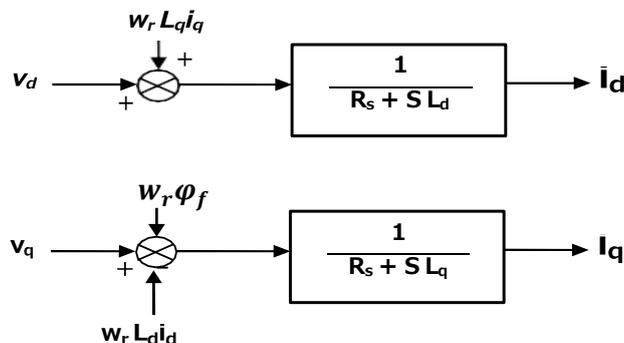
Pour commander ce moteur, il est impératif de contrôler le couple, celui-ci dépendant uniquement des composantes des courants statoriques dans le repère $(d-q)$. Comme il est loisible de le remarquer, les courants i_d et i_q dépendent simultanément des grandeurs d'entrée i_{dd} et V_q . Nous avons ici un système multi variable 2 entrées 2 sorties couplées.

Afin de pouvoir mettre en place des commandes mono variables nous allons à partir des équations régissant le régime dynamique du moteur rechercher une contre réaction non linéaire qui découple le système [11].

A partir des équations, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - w_r L_q i_q \\ V_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + w_r (L_q i_q + \varphi_f) \end{cases}$$

La Figure VI.4 représente le couplage entre l'axe « d » et « q » :



On est donc amené à implanter un découplage qui consiste à l'introduction des perturbations à compenser

(termes compensatoires e_d , e_q), d'où en plus du bloc de la structure de la commande, il y'a un bloc de compensation dont les équations sont données comme suit [11] :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases}$$

Cette stratégie est appelée « Découplage par compensation ».

Nous pouvons a partir les équations des tensions (avec les nouvelles entrées v_{d1} et v_{q1}) de définir deux transmittances mono variables suivantes [11] :

$$\begin{cases} V_{d1} = (L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d) \\ V_{q1} = (L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q) \end{cases}$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega_r L_q i_q \\ e_q = \omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases}$$

2.2.2. Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients de régulation [11].

Les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de v_d et le courant i_q ne dépend que de v_q . En passant par la transformée de Laplace, on obtient Leurs expressions qui s'écrivent comme suit [11]:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases}$$

S est l'opérateur de Laplace.

Les tensions V_d et V_q sont alors reconstituées a partir des tensions V_{d1} et V_{q1} et illustrées sur la Figure 2.5 ci-dessous [11].

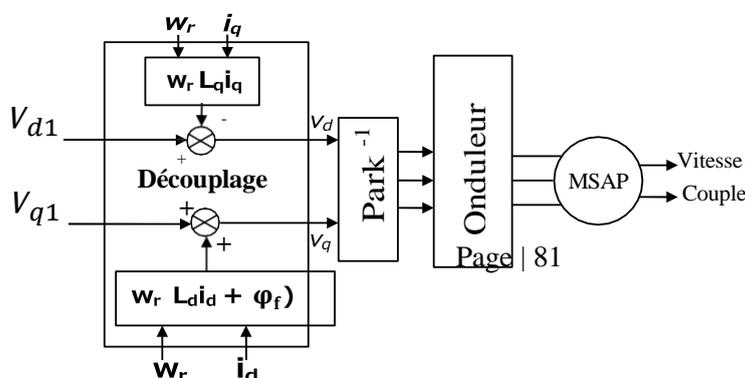


Figure VI.5 : Reconstitution des tensions V_d et V_q [11].

Après avoir présente les termes de couplages dans les équations statoriques, nous tenterons dans la section qui suit l'étude de la régulation des courants directs et en quadrature. Ce principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statoriques a partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI. Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la Figure [11].

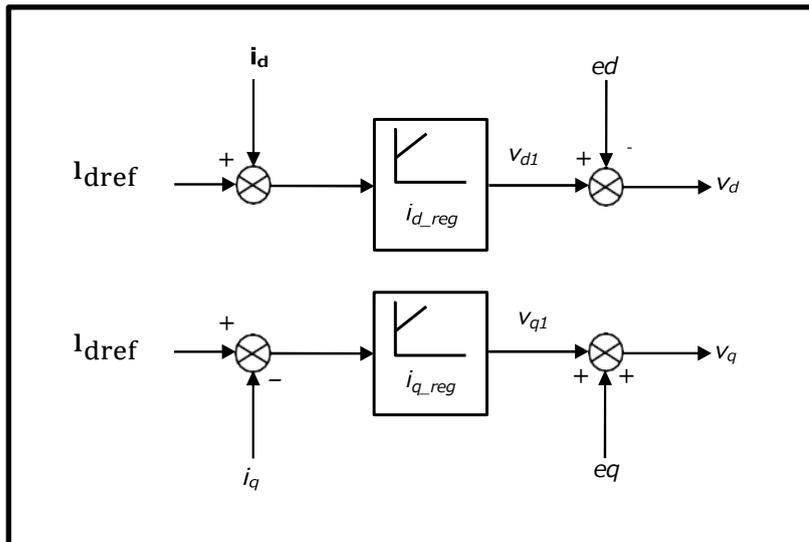


Figure VI.6 : Principe de découplage par compensation [11].

Le moteur et son découplage revient donc à avoir 2 transmittances du premier ordre dont les nouvelles grandeurs de commande sont V_{d1} et V_{q1} [11]:

V_{d1} : La tension a la sortie de régulateur de courant « i_d ».

V_{q1} : La tension a la sortie de régulateur de courant « i_q ».

En associant la MSAP avec le bloc de compensation on obtient la Figure

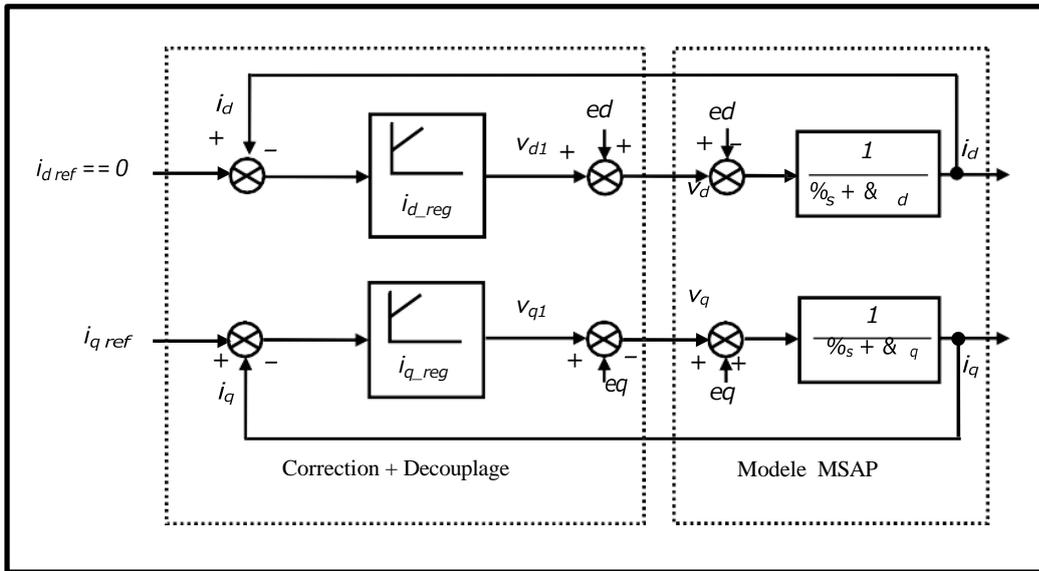


Figure VI.7 : Structure générale (machine - découplage par compensation) [11].

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées et représentées par la Figure

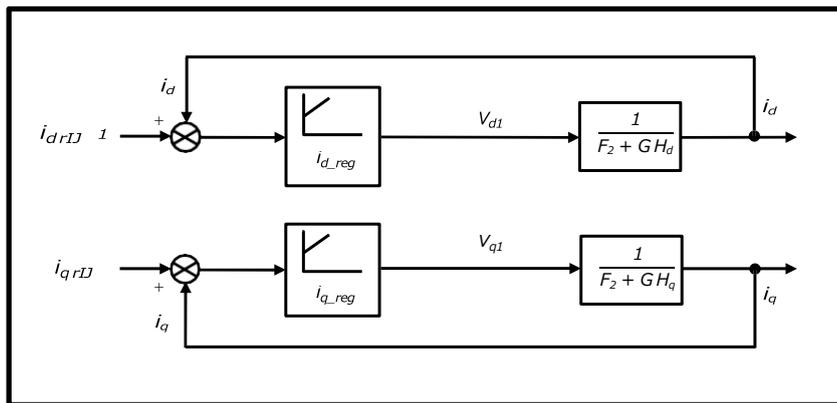


Figure VI.8 : Commande découplée [11].

2.3. Détermination des régulateurs des courants

Asservir un système consiste à chercher un régulateur faisant un compromis entre rapidité, précision et stabilité. Puisque la dynamique, selon les axes d et q est du premier ordre, il est judicieux de choisir un correcteur de type Proportionnel Intégrale (PI) qui est suffisant pour chaque boucle de courant [11].

2.3.1. Généralités sur les régulateurs classiques (PI)

On appelle régulateur ou (contrôleur) la partie d'un système de commande comparant le signal de mesure $y(t)$ avec le signal de consigne $r(t)$ afin de générer un signal de commande $u(t)$ [11].

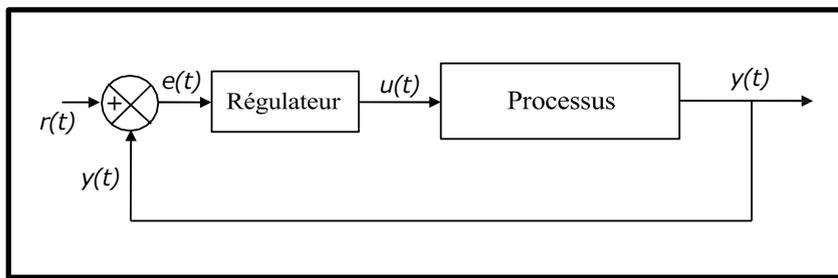


Figure VI.9 : Schéma fonctionnel d'un processus réglé [11].

On peut classer les régulateurs selon deux grandes familles : les régulateurs de type classique et les régulateurs avancés [11].

2.3.1.1 Principaux objectifs de la commande

Précision ou poursuite : on quantifie la précision en comparant le signal de sortie au signal d'entrée, le signal résultant est noté $e(t)$. Cette grandeur représente donc la différence entre la consigne et la mesure.

En régime permanent, on parlera de la précision statique ou encore l'erreur statique [11].

Précision en régulation : on peut juger ce critère pour la rapidité d'un système en mesurant sa réponse indicielle, soit le temps de réponse (à 5 % et 10 %), soit le temps de montée ou on considérant ces deux grandeurs à la fois. Le dépassement est un facteur que l'on peut aussi prendre en compte [11].

Robustesse : la robustesse représente la capacité d'une commande à garder ses performances malgré les variations des paramètres du système à commander et les perturbations qui l'affectent [11].

2.3.1.2. Contrôle des courants

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus, Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Le problème de synthèse d'un correcteur n'est plus qu'un problème de réglage des actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Comme les méthodes doivent être en milieu industriel, elles se doivent simples et rapides à mettre en œuvre, tout en étant les plus précises et efficaces possibles. Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions [11].

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs [11].

Dans le cas de notre étude, on se limite à la technique de contrôle par des régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle imbriquée. Le grand avantage de cette structure est de séparer en deux parties la commande [11]:

- ▶ Le mode électrique (mode rapide : boucle interne dont le rôle de contrôler le couple à travers le courant et de détecter plus rapidement la perturbation et de compenser ses effets).
- ▶ Le mode mécanique (mode lent : boucle externe dont le rôle de contrôler la vitesse de la charge à l'aide du couple) [11].

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) pour compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation [11].

Les performances d'un contrôleur PI classique sont déterminées par ses paramètres proportionnels k_p qui permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale k_i qui sert à réduire l'écart ou l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne donc de réduire le dépassement [11].

Une augmentation de k_p accélère la réponse du procédé, provoque une diminution de l'écart résiduel (l'erreur statique E), mais rend la mesure de plus en plus oscillatoire. La valeur optimale de k_p est celle qui donne la réponse la plus rapide avec un bon amortissement. Comme dans le cas de l'action proportionnelle, une augmentation excessive de l'action intégrale k_i peut être source d'instabilité [11].

2.3.1.3. Description du correcteur PI

PT (proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un correcteur P et d'un correcteur T. Le correcteur à action (PT) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale.

Le régulateur PT classique relie directement le signal de commande $u_r(t)$ au signal d'écart (d'erreur) $E(t)$ [11].

Sa description temporelle est la suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(t)}{\varepsilon(t)} = k_p + \frac{k_i}{s}$$

Où k_p et k_i sont les paramètres à réguler.

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain integral

T_i : Constante de temps d'intégration; avec $T_i = \frac{1}{i}$

Le régulateur PT est donné par la figure suivante :

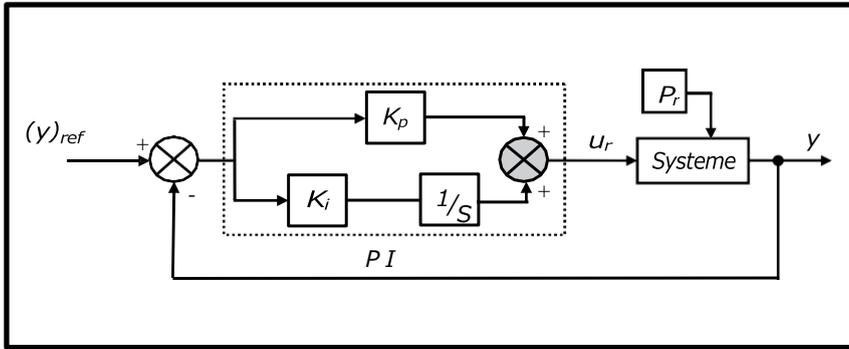


Figure VI.10 : Régulateur PI [11].

La transmittance du régulateur PT utilisée dans notre étude peut être exprimée de la manière suivante [11]:

$$\frac{u_r}{\varepsilon} = k_p + \frac{k_i}{S}$$

u_r et ε sont les signaux d'entrée et de sortie du contrôleur.

On peut aussi l'écrire sous la forme suivante [11] :

$$PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1+ST_1}{ST_2}$$

Avec :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases}$$

2.3.2. Etude de la régulation des courants de Park

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascade, l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse [11].

2.3.2.1. Régulateur du courant « i_q »

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants i_d et i_q , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence $i_{q\ ref}$, le courant i_d est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs PT pour avoir l'erreur statique nulle ($\varepsilon = 0$) [11].

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q}$$

Et que la forme générale du régulateur PT est : $\frac{1+ST_1}{ST_2}$

On aboutit au schéma de la Figure :

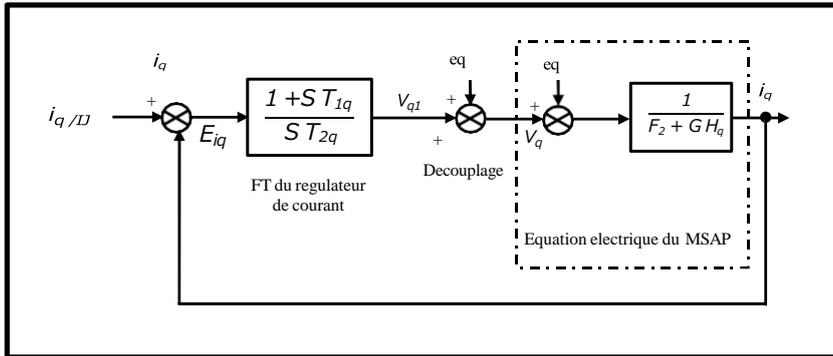


Figure VI.11 : Boucle de régulation du courant i_q [11].

$$FTBO = \frac{1+ST_1}{ST_{2q}(R_s+SL_q)}$$

$$FTBO = \frac{1+ST_1}{ST_{2q} R_s \left(1 + \frac{SL_q}{R_s}\right)}$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura

$$1 + ST_1 = 1 + \frac{SL_q}{R_s} \text{ Ce qui se traduit par la condition:}$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q$$

Avec $\frac{SL_q}{R_s}$: constante de temps électrique.

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte représentée par l'équation se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{ST_{2q} R_s}$$

Pour la fonction de Transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO}$$

$$FTBF = \frac{1}{1+ST_{2q} R_s} \text{ de la forme } \left(\frac{1}{1+S \tau_q} \right)$$

Par identification on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s}$$

On imposant le temps de référence :

$$t_r = aT_q(\text{Critère de } \pm 5\%)$$

$$T_{2q} = \frac{t_r}{\alpha R_s}$$

t_r : Temps de réponse impose.

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_s} : \text{Constante de temps électrique de l'axe "q" de la machine.}$$

En remplace les équations, On obtient : $K_i = \frac{R_s}{\tau_q}$

$$\text{Et finalement : } \begin{cases} K_{pq} = \frac{aT_q}{t_r} \\ K_{iq} = \frac{aR_s}{t_r} \end{cases}$$

2.3.2.2. Régulateur du courant « i_d »

La méthode de commande par orientation du flux rotorique permet de contrôler les grandeurs réelles des courants suivant l'axe direct et en quadrature. La comparaison de ces grandeurs avec celles de référence, nous permet d'avoir les tensions de références nécessaires pour la commande de l'onduleur de puissance. Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation du courant i_d par un régulateur PT est donne par la figure suivante [11] :

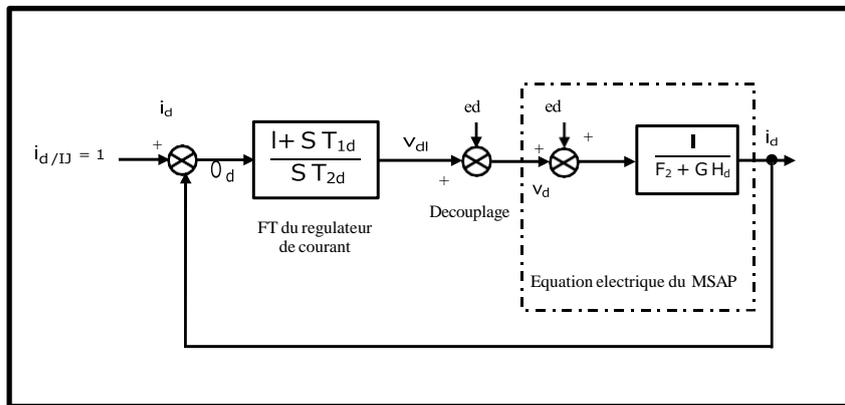


Figure VI.12 : Boucle de régulation du courant d'axe direct i_d [11].

Pour la régulation du courant i_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_q [11].

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d} \left(1 + \frac{sL_a}{R_s} \right)}$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sT_{2d} R_s}$$

$$\tau_d = T_{1d} = \frac{L_d}{R_s}$$

On impose : $T_r = \beta \tau_d$

$$\tau_d = R_s T_{2d} \rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s}$$

On remplace l'équation on obtient :

$$T_{1d} = \frac{T_r}{\beta R_s}$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$ Constante de temps électrique de l'axe "d" de la machine.

α et β caractérisent l'accélération de la boucle de courant et correspondent au rapport entre la dynamique réelle et la dynamique souhaitée [11].

2.3.3. Etude de la régulation de la vitesse rotorique

2.3.3.1. Détermination de la fonction de transfert

Une fois la régulation de la boucle du courant est validée, il est alors possible de mettre en cascade une boucle de vitesse souhaitée [11].

L'objectif de la régulation de vitesse est de pouvoir rejeter la perturbation du au couple de charge (C_r). Pour cela, une boucle de rétroaction incluant un régulateur PI est souvent suffisante. Notre choix pour un tel régulateur est guide par [11].

- L'amélioration de stabilité en boucle fermée.
- La connaissance et la maîtrise de ce type de régulateur et son application dans l'industrie :
- La robustesse de sa commande.

Le processus à commander est décomposé en deux sous-systèmes [11] :

- ▶ Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi.
- ▶ Sous système de la partie mécanique.

La figure ci-dessous montre schématiquement la régulation de vitesse du système découplé.

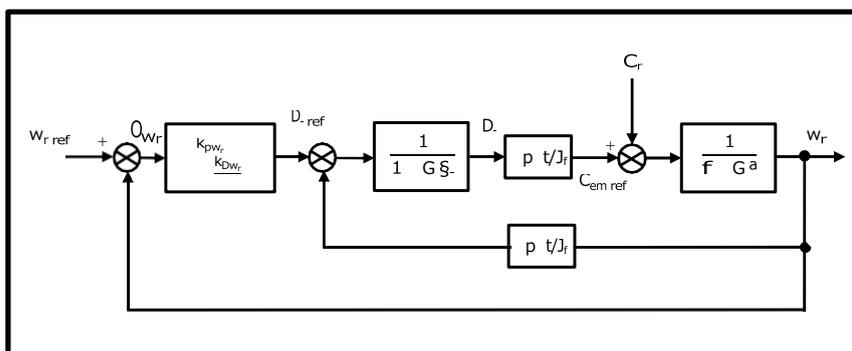


Figure VI.13 : Boucle de régulation de vitesse [11].

Le schéma de la Figure VI.13 peut être simplifié par la Figure [11]:

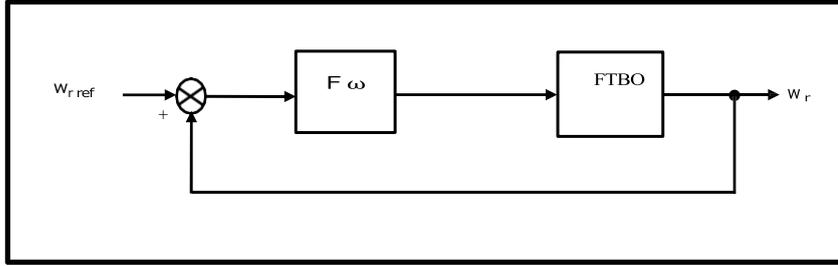


Figure VI.14 : Boucle de régulation de vitesse simplifiée [11].

Soit le régulateur de vitesse PI défini par la fonction de transfert suivante $F_{r\omega}(s)$:

$$F_{r\omega}(s) = K_{p\omega} + \frac{F_{i\omega}}{S} = \frac{1 + ST_{1\omega}}{ST_{2\omega}}$$

$$\text{Ou : } \begin{cases} k_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ k_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases}$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($Cr=0$) :

$$F_0(s) = \frac{p\varphi_f}{f(1 + S\tau_q)(1 + S\tau_m)}$$

$$\tau_m = \frac{j}{f} \text{ Constante mécanique de la machine.}$$

La fonction de transfert en boucle fermée FTBF est donnée par [11] :

$$\text{FTBF} = \frac{F_{r\omega}(S)F_0(S)}{1 + F_{r\omega}(S)F_0(S)}$$

Après les calculs on trouve:

$$\text{FTBF} = \frac{p\varphi_f k_{p\omega} S + k_{i\omega}}{j\tau_q S^3 + (j + f\tau_q)S^2 + (p\varphi_f k_{p\omega} + f)S + p\varphi_f k_{i\omega}}$$

2.3.3.2. Dimensionnement du régulateur de vitesse

Après les simplifications nécessaires, Si on néglige ($j\tau_r$) et ($f\tau_r$) devant (j) , on déduit l'équation caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée suivante qui caractérise un système asservi du deuxième ordre [11] :

$$P(S) = jS^2 + (p\varphi_f k_{p\omega} + f)S + p\varphi_f k_{i\omega}$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés [11].

En prenant $S_{1,2} = p(-1 \pm i)$: pôles complexes conjugués ,

L'équation du dénominateur peut s'écrire :

$$P(S) = S^2 + 2\rho S + \rho^2$$

Par identification terme à terme, à partir des deux dernières équations, nous obtenons ces paramètres de régulation [11] :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2\rho - f}{p\varphi_f} \\ k_{i\omega} = \frac{\rho^2}{p\varphi_f} \end{cases}$$

Où : $\rho = \xi \omega_r$

ω_r : Pulsation propre du système

ξ : Coefficient d'amortissement

3. Simulation de la commande vectorielle de la MSAP

Dans cette partie, nous avons pu mettre en évidence les performances des correcteurs de vitesse et des courants de Park qui assure un découplage entre le flux et le couple de la machine [11].

3.1 Application de la commande vectorielle "essais à vide":

- Premièrement nous avons fait l'essai à vide dans 10sc
- Deuxième essai nous avons appliqué un couple de 10N.m dans $t=5sc$
- Troisième essai on a fait un changement de la référence de la vitesse de 50hz à 75hz dans le moment $t=3sc$ et appliquée un couple de $C_e = 10N.m$ dans $t=5sc$.

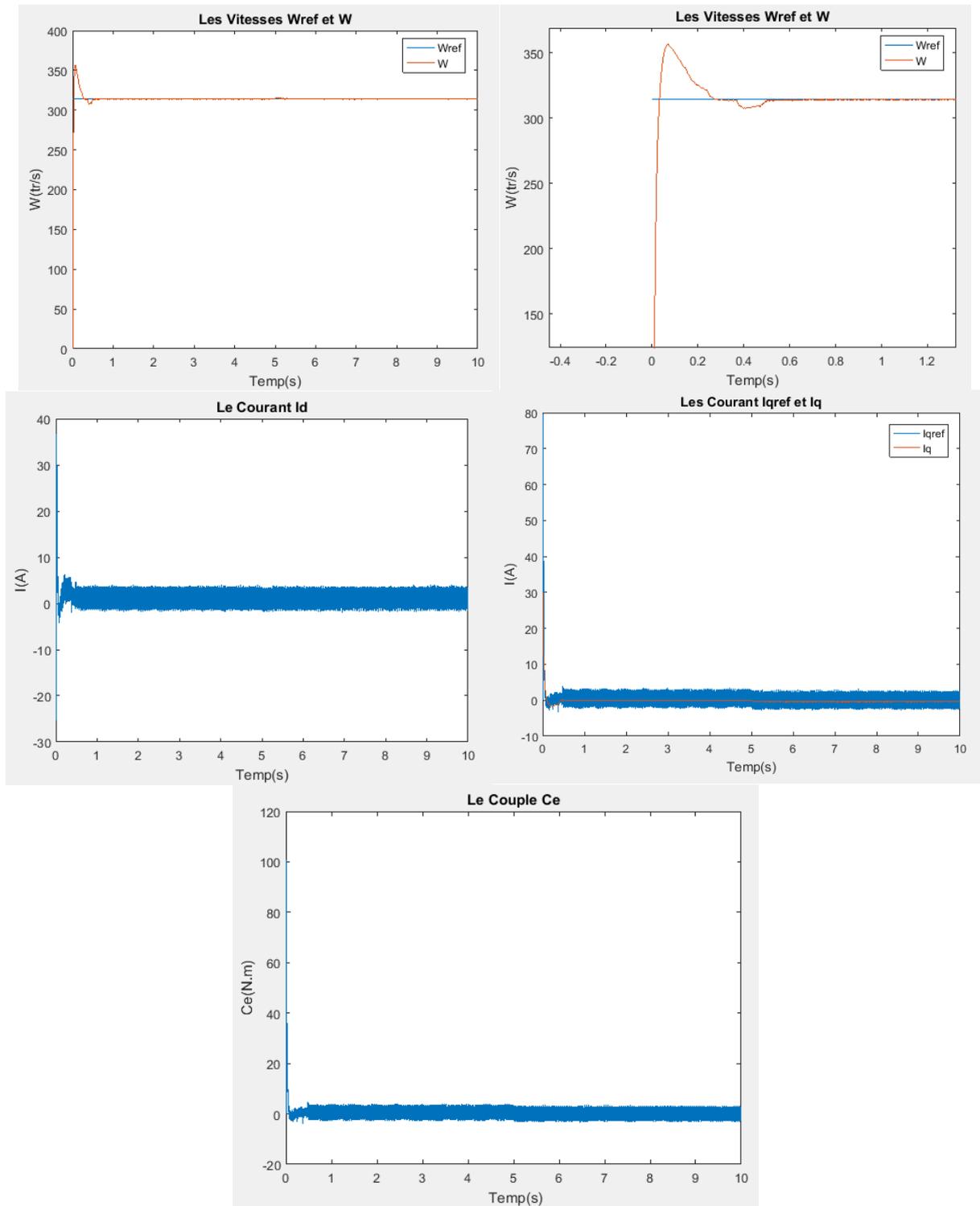
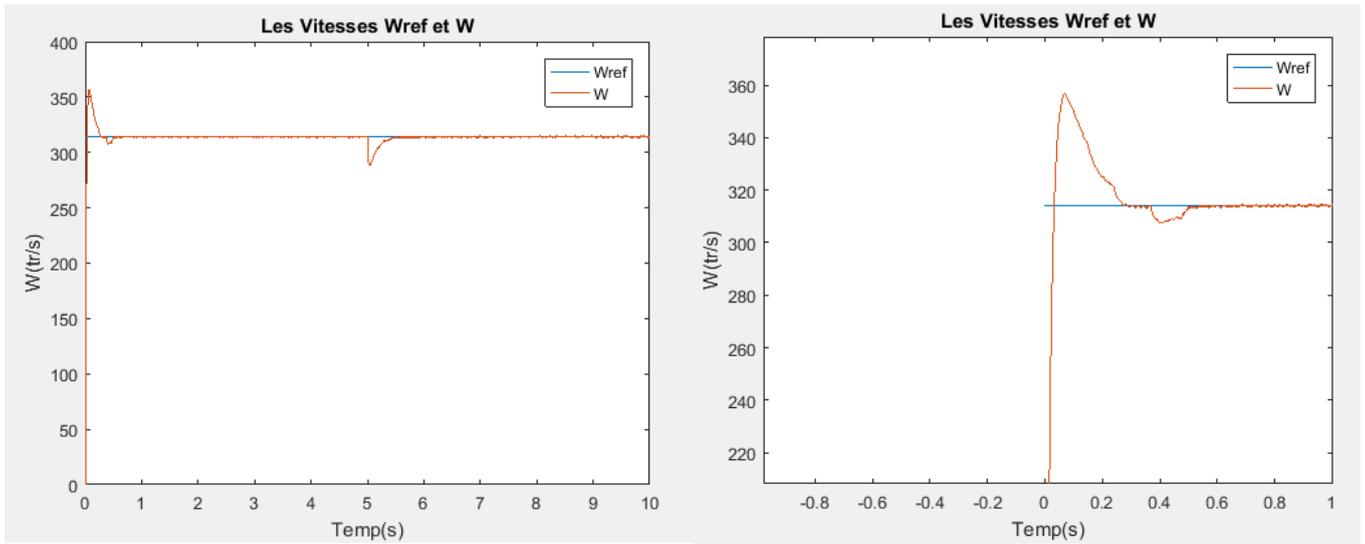
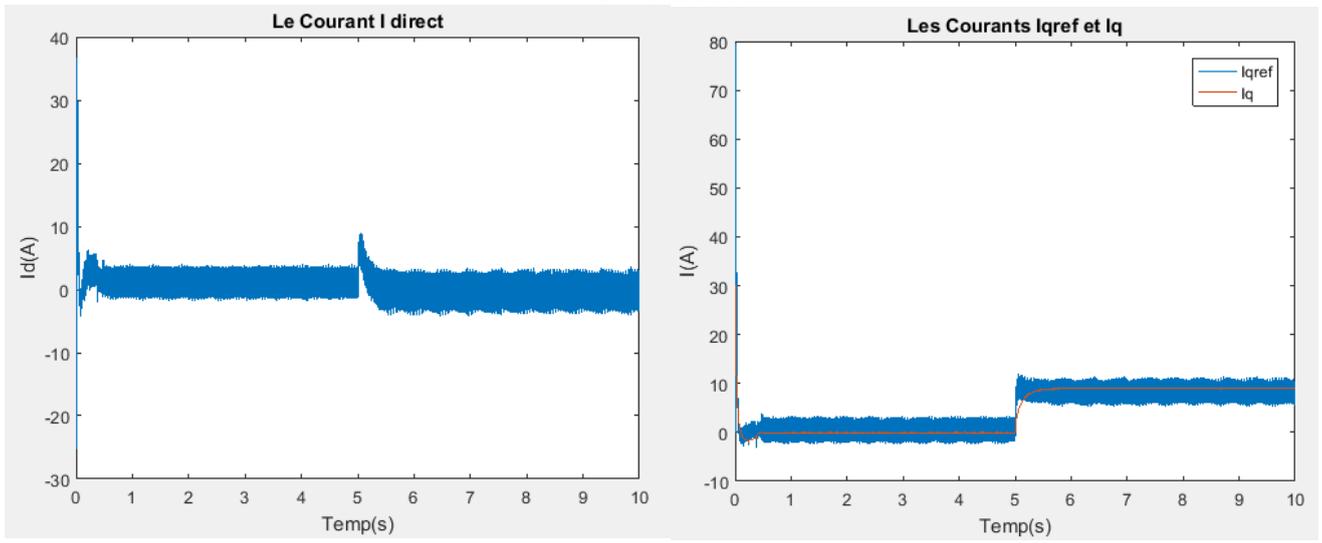


Figure VI.15 : Résultats de simulation de la commande vectorielle

3.2. Application de la commande vectorielle "essais en charge" Figure VI.16 :

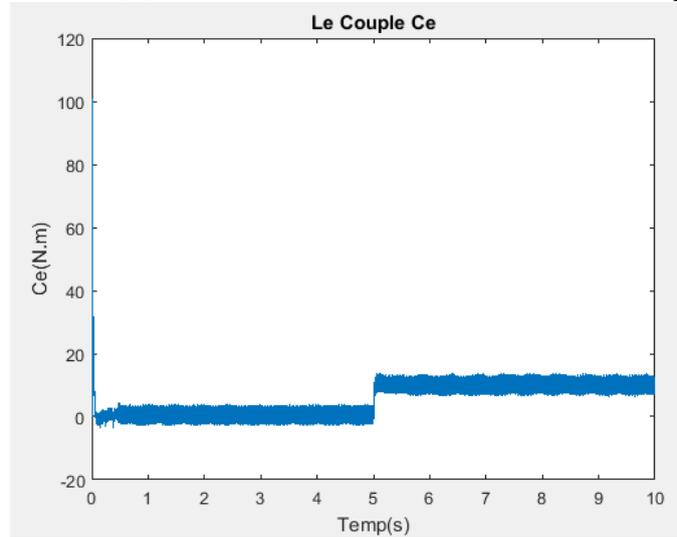


La vitesse W



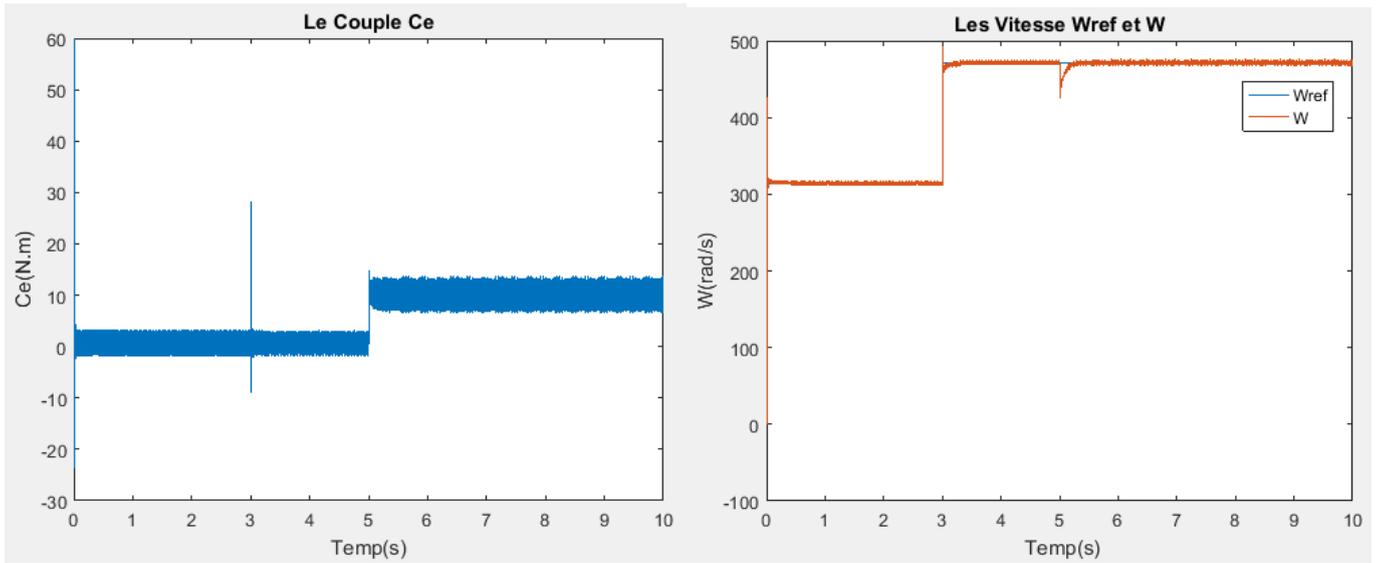
Courant I_d (A)

Courant I_q (A)



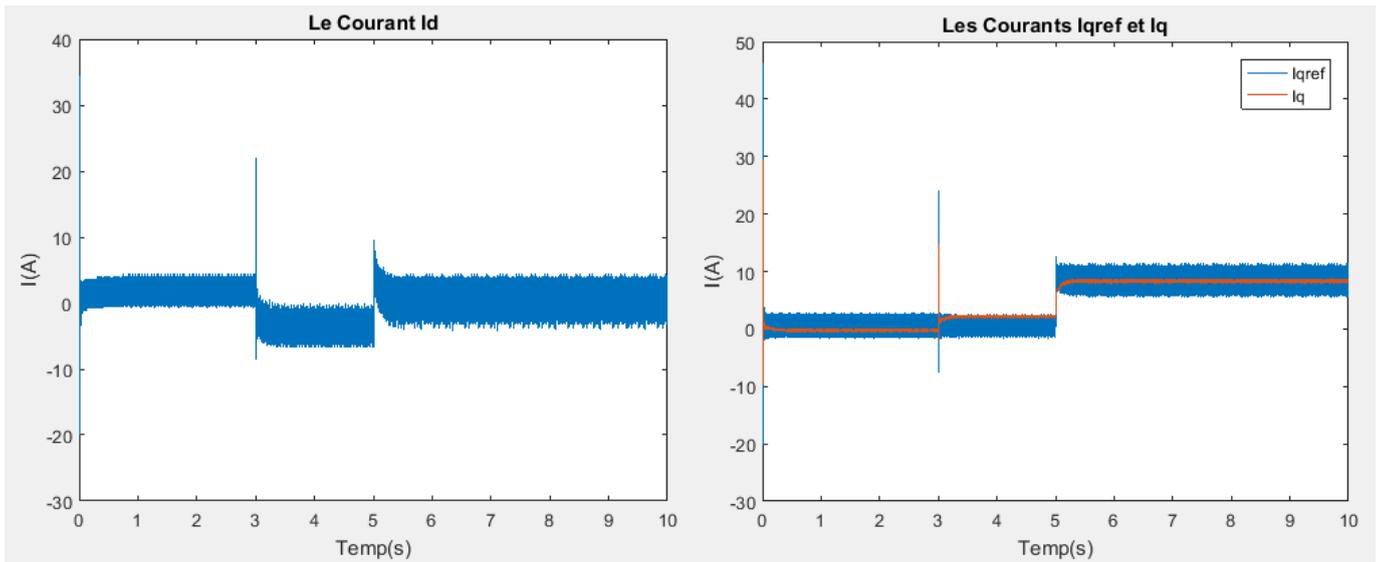
Le Couple(N.m)

3.3. Application de la commande vectorielle "essais en charge avec changement de référence de vitesse" Figure VI.17 :



Le Couple

La Vitesse W(tr/s)



Le Courant Id (A)

Le Courant Iq(A)

3.4. Résultats de simulation :

Nous avons vu que les variables W, Iq suivent leurs valeurs de référence et Id a une valeur nulle tout le temps

Les résultats sont bons, ce tableau donne quelques détails [11]:

Les variables de commande	Les Résultats
Le Démarrage : Iq et W	Avec un dépassement notable
Variation du couple de charge	Rejet de perturbation faible
La Vitesse et sa Variation	Bonne et efficace
Id	Bonne

4. Conclusion :

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande vectorielle dans le plan de PARK de la MSAP alimentée par un onduleur de tension et nous ont permis d'obtenir des performances dynamiques du couple satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillations transitoires. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. À partir d'un modèle non linéaire et couple, nous avons obtenu un modèle simple et découplé, qui permet de contrôler la vitesse du rotor [11].

Le contrôle vectoriel en boucle fermée, nous réalise les meilleures performances dynamiques du système, grâce à la régulation classique PT. Ce réglage de vitesse de la MSAP a donné des résultats agréables, à savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent [11].

Pour tester les performances de cette commande, une analyse de la robustesse par rapport de la variation des paramètres a été mise en œuvre [11].

Puisque les régulateurs classiques PT sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine.

La commande vectorielle présente une grande sensibilité aux incertitudes paramétriques. C'est à dire peut entraîner une dégradation des performances de contrôle lors des variations paramétriques. Ceci a amené les chercheurs à introduire de nouvelles techniques de réglage afin d'obtenir les performances désirées [11].

Conclusion générale :

Notre travail présente dans ce mémoire les photovoltaïque et ces caractéristique avec sa commande mppt et avec cette source de tension nous avons utilisé le convertisseur hacheur DC/DC et puis alimenté la machine synchrone à aimant permanent par l'onduleur triphasé

Nous avons commencé par présenter la MSAP a savoir, ses différentes structures et son alimentation, ainsi que les modelés, les équations, la transformation de Park qui permet de travailler dans un référentiel (d,q) ou les grandeurs électriques ne dépendent pas de la position. Ce modelé de Park met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique [11].

Ensuite, la structure de la commande vectorielle par orientation du flux FOC a MLI de la MSAP est présentée : Elle comporte trois correcteurs (PI) pour commander les courants (I_d) et (I_q) et la vitesse. En revanche cette structure imbriquée comporte deux boucles, l'une interne dont le rôle de contrôler le couple et l'autre externe pour la commande en vitesse. La détermination des différents paramètres des régulateurs a été réalisée par la méthode de compensation des pôles [11].

Nous avons remarqué, d'après les différents résultats de simulation obtenus, que la commande vectorielle nous a permis d'obtenir de bonnes performances dynamiques du système, grâce à la régulation classique (PI). Le réglage de la vitesse de la MSAP a donné des résultats satisfaisants, a savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent [11].

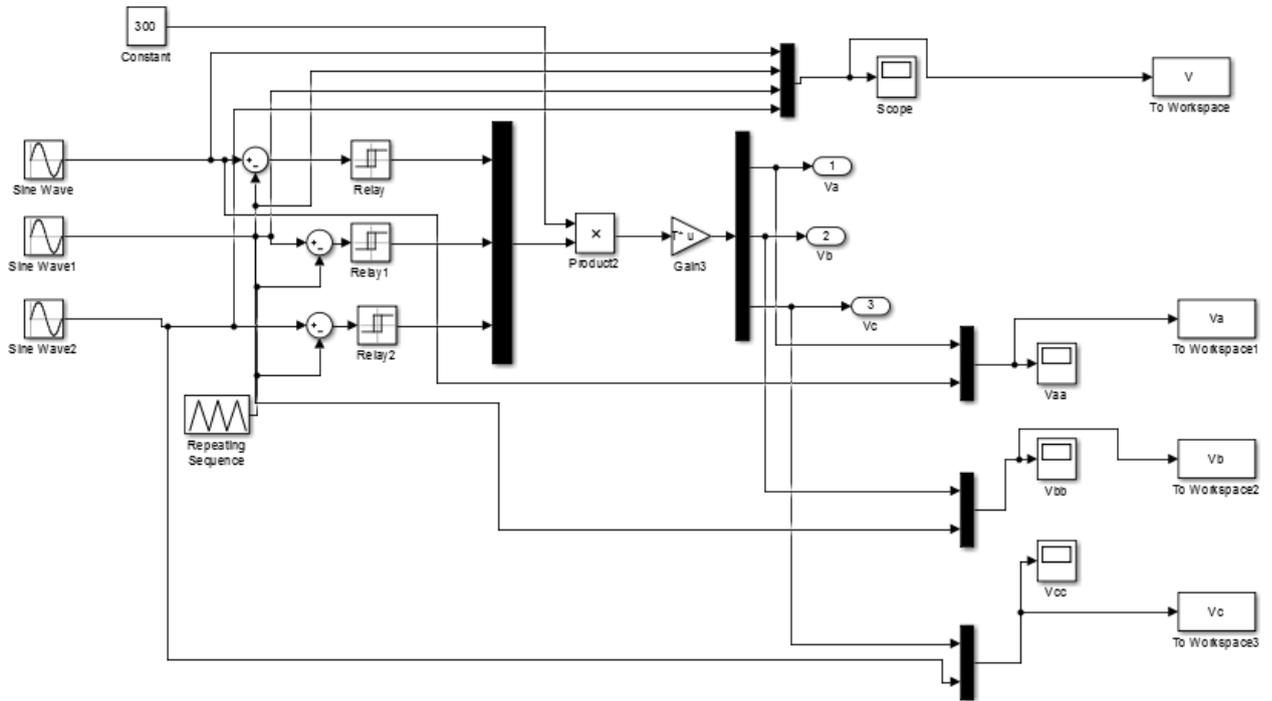
La simulation de commande vectorielle montre un très bon découplage entre les composantes du flux statorique, ce qui se traduit par une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique et un contrôle indépendant des deux axes de la machine. Ce qui permet l'approche des performances de la machine à courant continu.

La commande vectorielle de la MSAP alimentées par un onduleur de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente des inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations [11].

Annexe :

Dans le Matlab nous avons ces schémas bloc :

L'Onduleur :



Le Hacheur :

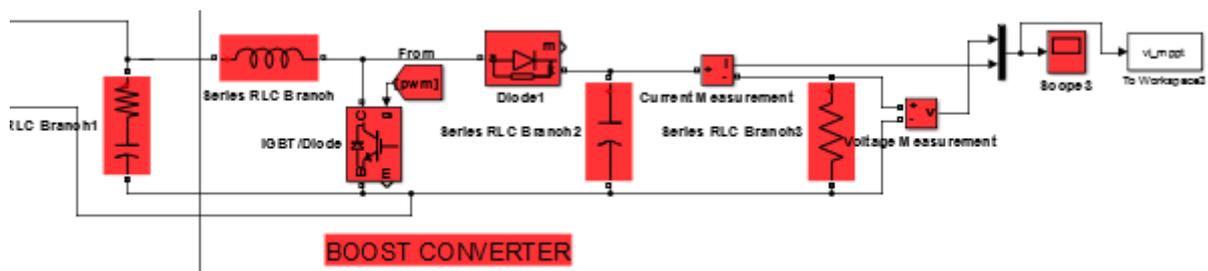


Schéma de Commande MPPT de Photovoltaïque :

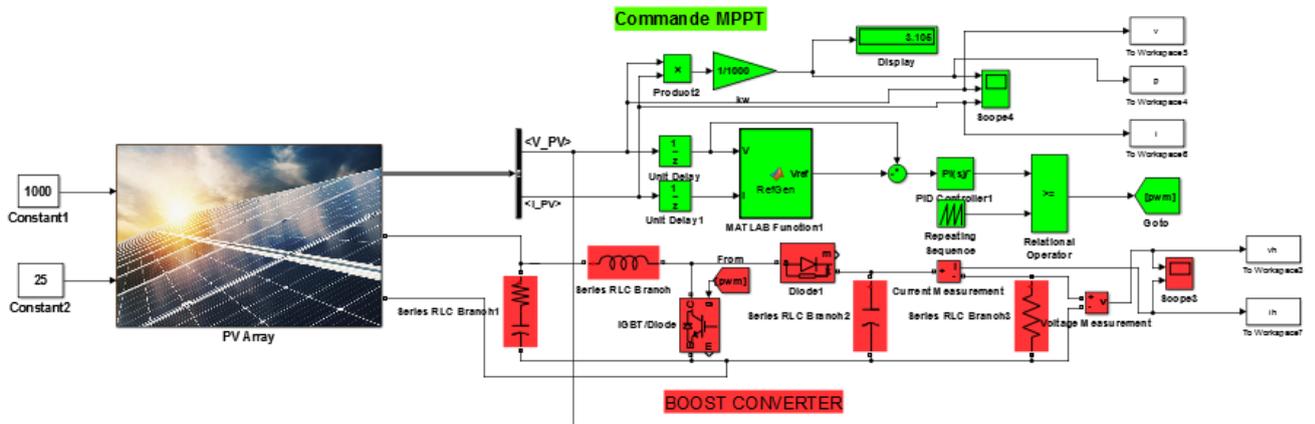


Schéma de Transformation de Park :

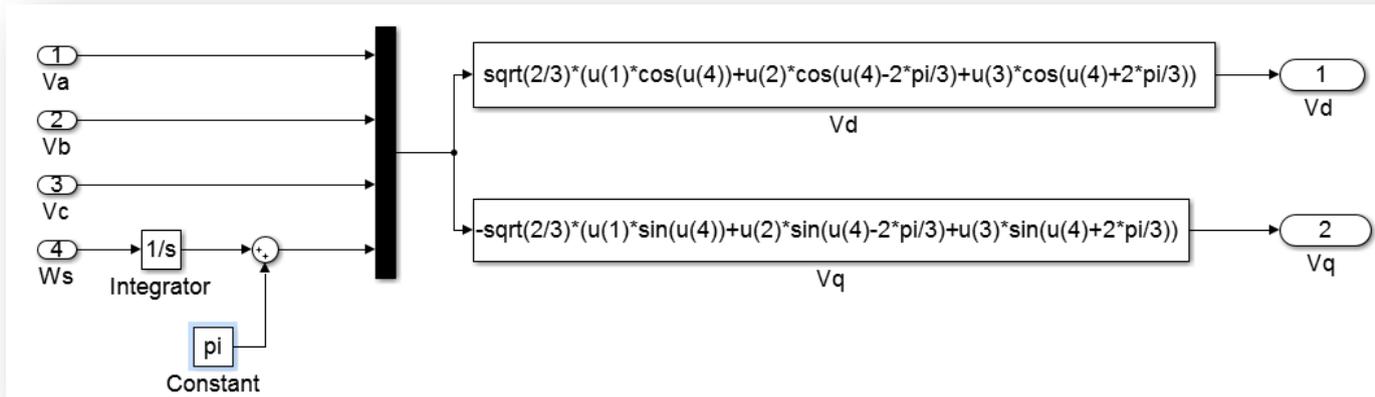
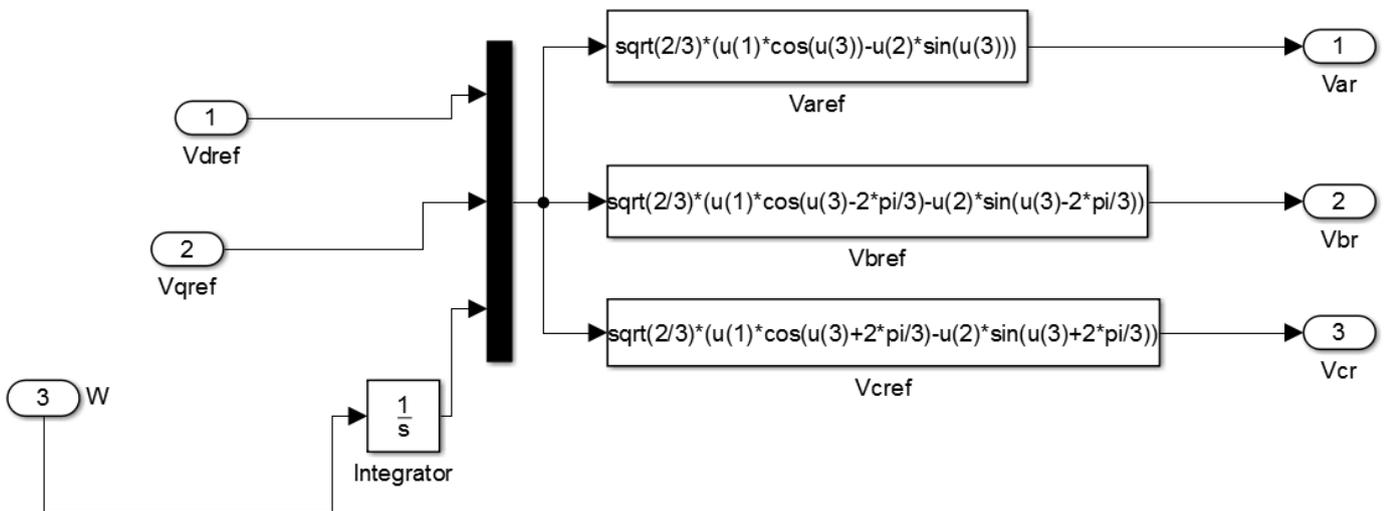
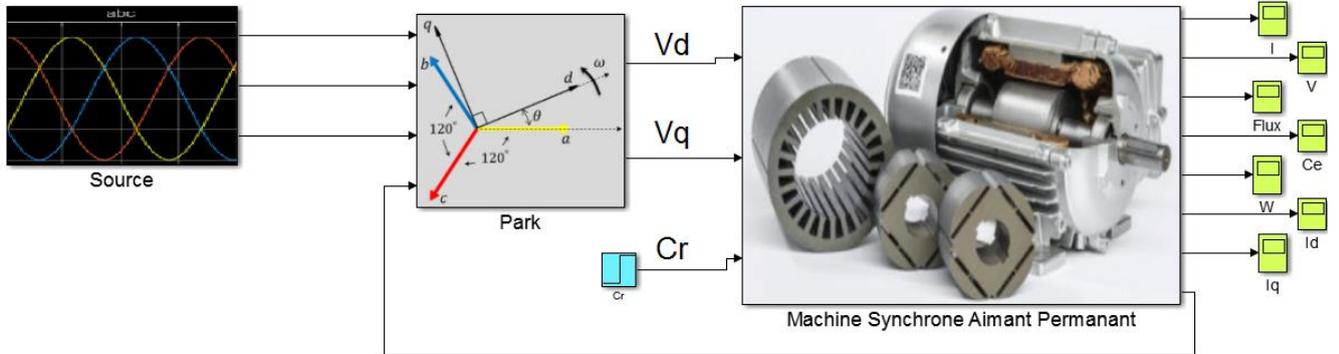


Schéma de Transformation de Park Inverse :



Schema d'alimentation directe de La MSAP :



La Machine Synchronre à Aimant Permanent :

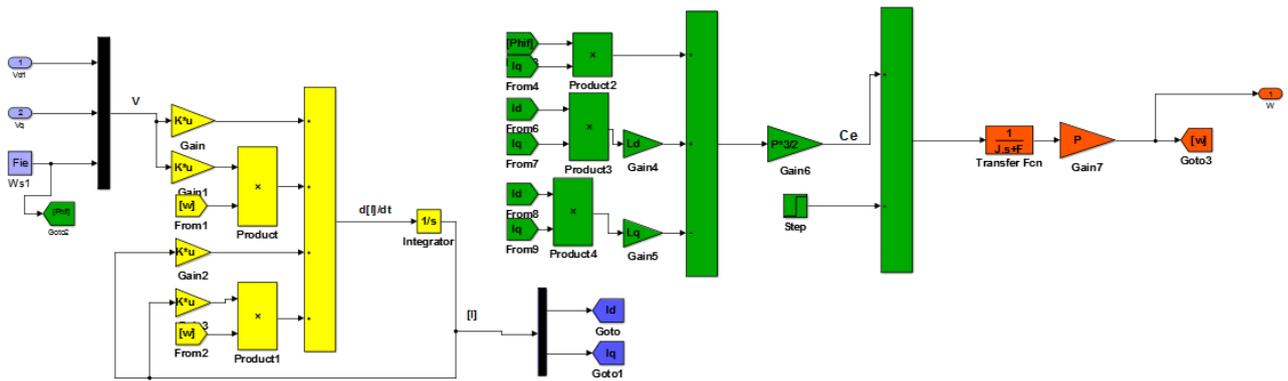


Schéma de La Commande Vectorielle :

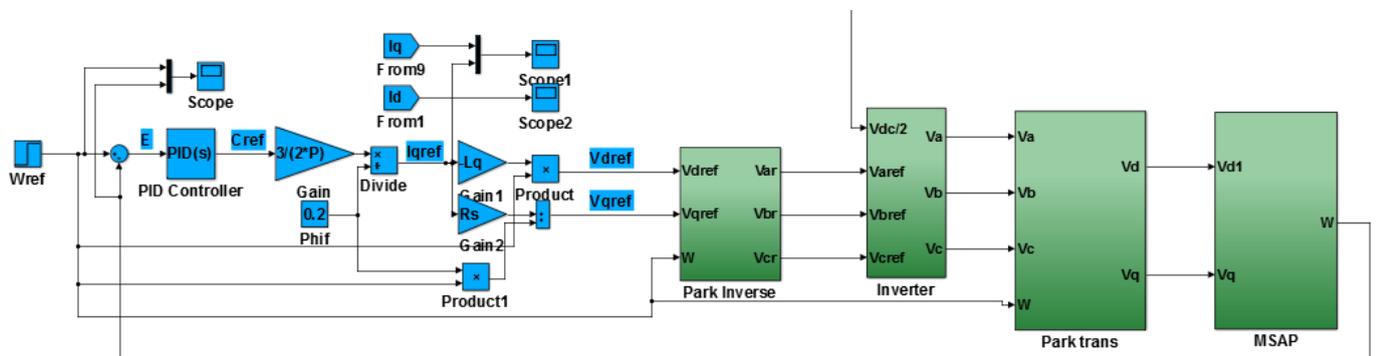
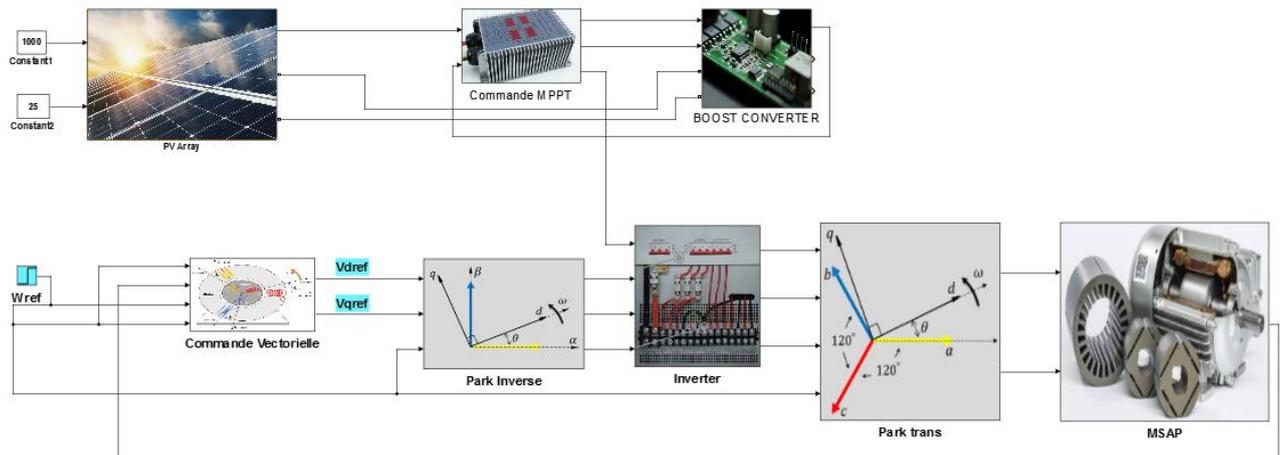


Schéma globale de travail :



Les Caractéristiques de La MSAP :

$R_s=0.6$
 $L_d=1.4e-3$;
 $L_q=2.8e-3$;
 $F=0.0014$;
 $J=0.002$;
 $P=4$;
 $F_{ie}=0.2$;
 $A1=[-R_s/L_d \ 0; \ 0 \ -R_s/L_q]$
 $A2=[0 \ L_q/L_d; \ -L_d/L_q \ 0]$
 $B1=[1/L_d \ 0 \ 0; \ 0 \ 1/L_q \ 0]$
 $B2=[0 \ 0 \ 0; \ 0 \ 0 \ -1/L_q]$

Bibliographie

- 1 - TECHNO SCIENCE - Wikipédia sous licence CC-BY-SA 3.0I
- 2 - EDF ENR
- 3 - Schneider Electric - Wiki Installation Electrique
- 4 - sites.uclouvain.be
- 5 - mytopschool.net/mysti2d
- 6 - public.iutenligne.net/
- 7 - energieplus-lesite.be/
- 8 - automobile-propre.com
- 9 - article d'Alia, 16111 Bab-Ezzouar (Laboratoire d'Instrumentation)
- 10 - E.N.P- 10, Avenue Hassen Badi
- 11 - Book International Book Market Service Ltd., member of OmniScriptum Publishing Group
- 12 - La Maison Saint-Gobain
- 13 - Researchgate
- 14 - ENG. HASSAN AL-IRAQE - Analysis of Electric Machinery and Drive Systems by Paul C. Krause
Industrial Motion Control - Motor Selection, Drives, Controller Tuning, Applications (2015, Wiley) Hakan
Gürocak
- 15 - sellfr.towncabco.com
- 16 - wikipedia Wonham 1985
- 17 - tsi.ljf.free.fr/ATS
- 18 - Revue des Energies Renouvelables Vol. 19 N°4 (2016) 633 - 645