



وزارة البحث العلمي والتعليم العالي
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عبد الحميد بن باديس مستغانم
Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
كلية العلوم والتكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



N° d'ordre : M...../GE/2022

MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de

MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Par

ELAHOUEL Oussama

MEFLAH Fethi

Intitulé du sujet :

**Commande Robuste d'une Machine Asynchrone pour un pompage
Photovoltaïque Optimale**

Soutenu le / / 2022 devant le jury composé de :

Président :	Chaouch Abdellah	MCB	Université de Mostaganem.
Examineur :	Omari Hamza	MAA	Université de Mostaganem
Rapporteur :	Boutlilis Fatima	MCA	Université de Mostaganem
Co-Rapporteur :	Bekkouche Benaissa	MCA	Université de Mostaganem

Année Universitaire 2021/2022

Remerciement

Remerciements

*Tout d'abord, nous tenons à remercier profondément le **Dieu**, le tout Puissant de nous avoir donné le courage, la patience, la volonté ainsi que la santé pour réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements et nos sincères reconnaissances à **Mme F. BEKKOUCHE**, pour sa disponibilité, ses conseils judicieux,, ses directives et ses orientations concernant le travail proposé tout en nous accordant sa confiance et en nous faisant profiter de sa large expérience tout au long de la réalisation de ce projet de fin d'étude.*

*Nos remerciements vont également à **Mr S.SOUAG** , pour son aide précieuse à la réalisation de ce modeste travail.*

Nous remercions les membres du jury qui ont fait l'honneur de participer au jugement de ce travail.

Nous remercions profondément les étudiants du groupe Master 2 en IND ainsi que les fonctionnaires de la bibliothèque des thèses.

Enfin, nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicaces



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents, mes sœurs et

mes frères

A mon ami Sofiane Yazid et sa

famille

A mes famille

A mon mon ami Zohir

A mon très chère frère Toufik

A mes chères amis Abdelillah , Boualem et Abdelkarim





Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

*La mémoire de mon cher père que DIEU les accueille en son
vaste Paradis.*

Ma très chère mère.

*Ma sœur Kenza et
Mama.*

Mes frères : Zoubir et Kadiro.

Mes amis (es).

Mes proches.

Toute la communauté de l'Electrotechnique.



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
مَنْ عَمِلَ صَالِحًا مِمَّا كَسَبَ
سُجِّدْنَا لَهُ سُنَّةَ مَنْ
قَدِ اسْتَمْسَكَ بِذُرِّيَّتِهِ
مُتَّقِينَ

Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
<i>Chapitre I : Modélisation de la MAS</i>	
Introduction	3
I.2. Description générale	3
I.2.1. Le stator	3
I.2.2. Le rotor	4
I.2.2.1. Le rotor à cage d'écureuil	4
I.2.2.2. Le rotor bobiné	5
I.3. Principe de fonctionnement	5
I.3.1 Définitions de quelques paramètres de la machine asynchrone	7
I.3.1.1. La vitesse de synchronisme	7
I.3.1.2. Le glissement	8
I.3.1.3. Force électromagnétique (F.E.M)	8
I.4. Schéma équivalent	8
I.4.1. Schéma équivalent selon l'analogie avec le transformateur	8
I.4.1. 1. Moteur à rotor ouvert	9
I.4.1. 2. Cas du moteur à rotor fermé	10
I.5. Avantages du moteur asynchrone	12
I.6. Problèmes posés par le moteur asynchrone	12
I.7. Mode de fonctionnement du système à contrôler	12
I.8. Alimentation de la machine asynchrone	13
I.8.1.Principe de la commande à MLI	16
I.9. Modèle de la machine asynchrone	18
I.9. 1. Hypothèses simplificatrices	19
I.9.2. Notion de vecteur tournant	19
I.9.2.1 Equations électriques	20
I.9.2.2 Equations magnétiques	21
I.9. 3. Transformation du système triphasé	21
I.9.3.1. La transformation de Concordia	21
I.9.3.2. La transformation de Park	22
I.9.3.3. Les équations électriques dans le repère de Park (d, q)	23
I.9.3.4. Equations des tensions	24
I.9.3.5.Expression du couple électromagnétique	24
I.9.3.6.Equation mécanique	25

I.9.3.7.Choix du repère (d, q)	25
I.9.3.8.Représentation sous forme d'état de la MAS	26
I.11. CONCLUSION	28

Chapitre II : Étude d'un système de pompage photovoltaïque

Introduction	30
II.3. Générateur photovoltaïque	31
II.3.1. Modélisation du générateur photovoltaïque (GPV)	31
II.3.2. Dimensionnement du générateur photovoltaïque	35
II.4. Les convertisseurs	36
II.4.1. Modélisation des convertisseurs	38
II.5. Les Pompes	44
II.5.1. Modélisation de la pompe	48
a. Caractéristique débit- vitesse	48
b. Caractéristique couple – vitesse	48
c. Caractéristique débit-hauteur	50
II.5.2. Dimensionnement de la pompe	52
II.6. Énergie requise pour la pompe	52
II.7. CHOIX DE MATERIEL	54
II.7. 1.Choix de la pompe	54
II.8. Conclusion	56

Chapitre III: Commande de la MAS et optimisation GVP

Introduction	58
III.2. Principe de la commande vectorielle	59
III.2.1.Choix d'orientation de flux	59
III.2.2.Types de la commande vectorielle	60
III.2.2.1.Commande vectorielle directe	60
III.2.2.2.Commande vectorielle indirecte	60
III.3.Découplage entré-sortie	61
III.3.1.Découplage par compensation	61
III.4.Les problèmes posés par le découplage	62
III.5.Bloc de défluxage	63
III.6.Types de MLI	64
III.7.La régulation	65
III.7.1.Conception des régulateurs	65
III.7.2.Action proportionnelle (p)	65
III.7.3.Action intégrale (I)	65
III.7.4.Les caractéristiques des régulateurs	66
III.7.5.Les régulateurs des courants statoriques	66
III.7.6.Régulation du courant statorique directe I_{sd}	66
III.7.7.Régulation de courant statorique i_{sq}	67
III.7.8.Régulation de la vitesse	68
III.6 Optimisation du générateur photovoltaïque.	69
III.6.1.Différents types de la commande MPPT	70
III.6.2. Méthode de recherche analogique	71
III.6.3. Méthode de recherche numérique	71
III.6.4. Techniques de commande MPPT	71
III.6.4.1. Méthode d'incrémentatation de l'inductance	71
III.6.4.2. Méthode de perturbation et d'observation (P&O)	73
III.6.4.3. Méthode Open-and-Short-Circuit	74
II.9.Conclusion	75

Chapitre IV : Simulation

IV.1.Introduction **Error!**
Bookmark not defined.

IV.2. Objectifs **Error!**
Bookmark not defined.

IV.3. Schéma du système global de simulation
Error! Bookmark not defined.

IV.3.1 Description du système de pompage étudié
Error! Bookmark not defined.

IV.3.2 Choix de la motopompe et du générateur PV
Error! Bookmark not defined.

IV.4.1 Fonctionnement sous des conditions constantes
Error! Bookmark not defined.

IV.4.2 Résultats de simulation
Error! Bookmark not defined.

Cote GPV **Error!**
Bookmark not defined.

Cote la MAS **Error!**
Bookmark not defined.

IV.5.1 Fonctionnement sous des conditions d'éclairnement variable
Error! Bookmark not defined.

IV.5.2 Résultats de simulation
Error! Bookmark not defined.

Coté GPV **Error!**
Bookmark not defined.

Coté la MAS **Error!**
Bookmark not defined.

IV.5.CONCLUSION
Error! Bookmark not defined.

Liste des Figures

Figure I-1	La constitution générale d'un moteur asynchrone à cage.....	4
Figure I-2	principe simplifié du champ tournant.....	6
Figure I-3	La répartition triphasée des axes (stator Rotor).....	7
Figure I-4	Schéma équivalent à une phase du moteur dont le rotor est ouvert.....	9
Figure I-5	Schéma équivalent du moteur à rotor ouvert avec R_f et L_f	10
Figure I-6	Schéma équivalent du moteur asynchrone avec rotor fermé.....	10
Figure I-7	Schéma électrique simplifié du moteur asynchrone.....	11
Figure I-8	Schéma général du système à contrôler.....	13
Figure I-9	Onduleur de tension.....	14
Figure I-10	Réglage de tension V_s	14
Figure I-11	La stratégie MLI pour un bras de l'onduleur.....	17
Figure I-12	Principe de création d'un vecteur champ tournant.....	19
Figure I-13	Représentation d'une machine asynchrone triphasée et définition des repères statoriques et rotoriques.....	20
Figure I-14	Transformation triphasée Biphasée.....	23
Figure I-15	Enroulements triphasés représentés dans le repère de Park.....	23
Figure II-1	Structure de la station de pompage PV.....	30
Figure II-2	Composantes d'un générateur de modules photovoltaïques.....	31
Figure II-3	Schéma équivalent du modèle à une diode.....	32
Figure II-4	Schéma bloc du générateur photovoltaïque.....	33
Figure II-5	L'influence de E_s et T_j sur la caractéristique.....	34
Figure II-6	L'influence de E_s et T_j sur la caractéristique (P-V).....	34
Figure II-7	Le schéma de principe du hacheur série.....	36
Figure II-8	Le schéma de principe du hacheur parallèle.....	38
Figure II-9	Schéma de principe d'un onduleur triphasé en pont.....	38
Figure II-10	Circuits équivalents du convertisseur BOOST.....	38
Figure II-11	La tension à la sortie du hacheur.....	39
Figure II-12	Modèle simplifié de l'onduleur triphasé.....	40
Figure II-13	principe de la commande MLI sinusoïdale.....	42
Figure II-14	Signal de commande.....	43
Figure II-15	La tension à la sortie de l'onduleur.....	43
Figure II-16	Pompe centrifuge.....	45
Figure II-17	Caractéristiques d'une pompe centrifuge.....	45
Figure II-18	Pompe volumétrique.....	46
Figure II-19	Caractéristiques d'une pompe volumétrique.....	47
Figure II-20	La caractéristique débit- vitesse d'une pompe centrifuge.....	48
Figure II-21	La caractéristique débit- vitesse d'une pompe centrifuge.....	49
Figure II-22	Caractéristiques de la pompe $H_m(Q)$ et de la canalisation.....	51
Figure II-23	Caractéristique de la pompe utilisée.....	55
Figure II-24	Catalogue et abaque des pompes.....	55

Figure III-1	Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer.....	59
Figure III-2	Schéma de principe de découplage de la MAS/MAC.....	59
Figure III-3	Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	61
Figure III-4	Commande découplée–Expression de Φ_r et C_e	62
Figure III-5	Exemple de commande vectorielle d'un moteur triphasé, où l'angle de Park (la position du rotor) est mesuré par un capteur à effet Hall.....	63
Figure III-6	Bloc de défluxage.....	64
Figure III-7	Représentation de la commande par PI.....	65
Figure III-8	Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sd}	66
Figure III-9	Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}	67
Figure III-10	Schéma bloc de régulation de vitesse.....	68
Figure III-11	Régulation de vitesse par la commande vectorielle.....	69
Figure III-12	: Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide puis en charge.....	70
Figure III-13	Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de $\Omega^*=150$ rad/s $t=2s$	70
Figure III-14	Fluctuations de P pour G constant et T variable.....	70
Figure III-15	Trajectoire par Incrémentation de Conductance.....	72
Figure III-16	Algorithme d'incrémentement de la conductance.....	72
Figure III-17	Schéma du principe de la méthode P&O.....	73
Figure III-18	Algorithme de la méthode Perturb & Observ.....	74
Figure IV-1	Bloc de simulation du système complet.....	78
Figure IV-2	L'allure de l'évolution du courant a la sortie du le PV(I_{pv}) en fonction de temps	80
Figure IV-3	L'allure de l'évolution de puissance absorbée dans PV en fonction de temps	80
Figure IV-4	L'allure de l'évolution de la tension dans le PV(V_{pv}) en fonction de temps.....	81
Figure IV-5	Tension du bus continu V_{dc}	81

Figure IV-6 L'allure de le courant de sortie i_{sd} et i_{sq}	82
Figure IV-7 L'allure de l'évolution de Le flux magnétique en fonction de temps	83
Figure IV-8 l'allure d'évolution Couple Mesuré et la référence	83
Figure IV-9 L'allure de l'évolution de La puissance de MAS en fonction de temps.....	84
Figure IV-10 L'allure de l'évolution de courant Rotorique en fonction de temps	84
Figure IV-11 Vitesse de Rotation	85
Figure IV-12 L'irradiance (W/m^2).....	86
Figure IV-13 la puissance solaire résultante.....	86
Figure IV-14 L'allure de l'évolution de le courant I_{pv} du panneau photovoltaïque....	87
Figure IV-15 L'allure de l'évolution de La tension de panneau V_{pv} en fonction de temps.	87
Figure IV-16 la tension DC de la sortie V_o	88
Figure IV-17 L'allure de courant en fonction de temps	89
Figure IV-18 L'allure de courant statorique de l'entrée	89
Figure IV-19 L'allure de l'évolution du couple en fonction de temps.....	90
Figure IV-20 L'allure de l'évolution de puissance absorbée en fonction de temps.....	90
Figure IV-21 L'allure de l'évolution de vitesse de rotor	91
Figure IV-22 Les paramètres utilisés	91

Introduction Général

Introduction Générale

L'énergie solaire est la source d'énergie la plus encourageante (gratuite) et la plus puissante parmi les énergies renouvelables. L'électricité photovoltaïque est le résultat d'une transformation directe de la lumière du soleil en électricité au moyen des cellules PV. [1]

L'énergie est au centre de l'économie pour tous les pays et à la base de toute activité humaine. Ses sources se sont diversifiées au cours du temps afin de satisfaire une demande toujours croissante. Les pays développés sont ainsi passés du bois au charbon, à des hydrocarbures plus avancés, à l'hydroélectricité puis, enfin, au nucléaire. Cependant, les réserves de combustibles fossiles et nucléaires sont limitées. De plus, l'utilisation des combustibles fossiles est responsable des pluies acides et du réchauffement de la planète, et l'exploitation de l'énergie nucléaire présente des risques d'accidents graves sans parler de ceux induits par la gestion des déchets résultants dont la dangerosité radioactive peut durer plusieurs milliers d'années.[2]

Parmi les avantages importants de la conversion photovoltaïque, nous pouvons citer, la décentralisation de la production d'énergie pour de petites communautés très dispersées comme le prouve déjà, les pompes solaires dont le fonctionnement s'est révélé très acceptable et l'autonomie du système photovoltaïque, autonomie de lieu mais tout aussi importante est l'autonomie de fonctionnement.[2,3]

L'énergie fournie par le générateur photovoltaïque est une énergie chère malgré l'abaissement du coût du kilowatt-crête/heure. Il est donc nécessaire de faire fonctionner ces générateurs à leur puissance optimale. L'approche du problème consiste à intercaler entre le générateur et le récepteur un convertisseur statique (hacheur) pour effectuer le transfert. [1]

Ce mémoire se concentre sur le contrôle des systèmes de pompage photovoltaïques, Il est divisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré la machine asynchrone à rotor à cage dans le monde des actionneurs en d'écrivant sa technologie et ces principales paramètres utilisant ainsi le mode d'alimentation. Pour simplifier la modélisation de la MAS, les équations électriques sont exprimées dans le repère de Clark puis dans le repère de Park. Cependant, pour valider le modèle mathématique obtenu, des simulations numériques de la MAS alimentée par une tension biphasée, puis par un onduleur de

tension commandé à MLI, ont été effectuées, un modèle qui simplifie sa commande, par la suite, nous représenterons sous forme d'état ces équations en alimentant la machine en tension ainsi , modèle de l'alimentation constituée d'une cascade redresseur, filtre passe bas et onduleur commandé en courant, dont la stratégie de commande de l'onduleur dans ce travail est la commande par hystérésis.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons différents modèles mathématiques de chaque élément qui compose ce système Nous allons présenter aussi la méthode de dimensionnement d'un système de pompage photovoltaïque, qui nous permis de dimensionner une installation de pompage photovoltaïque pour satisfaire les besoins en eau d'une consommation bien déterminée, on termine par la caractérisation de la pompe utilisée dans le projet.

Le troisième nous allons présente la commande des deux parties du projet. On premier temps on a étudié le principe de la commande vectorielle, ainsi que ses différents types à savoir la commande directe et indirecte. Le régulateur Proportionnel intégral (PI) qui a le rôle d'assurer le bon fonctionnement et obtenir un système de haute performance a été aussi adapté.

On deuxième lieu on va présenter l'optimisation de l'énergie photovoltaïque par les différentes méthodes MPPT.

Dans le dernier chapitre, la finalité de notre travail, le dernier chapitre on va appliquer la commande MPPT par la méthode perturbe et observe c'est-à-dire la simulation du système complet.

On finalise le travail par une Conclusion Général.

Chapitre 1:

Modélisation de la MAS

Chapitre I : Modélisation de la MAS

I.1. Introduction

Les moteurs asynchrones trouvent actuellement une très forte utilisation dans le domaine industriel, ainsi que domestique, ils sont construits avec des puissances comprises entre une fraction de watt et plusieurs mégawatts.

Le but des constructeurs est la production d'une machine robuste, légère et moins cher, entraîneront de plus en plus l'augmentation de la puissance unitaire. Ce type de machine a fait l'objet de différentes études concernant leur conception et leur commande, particulièrement à vitesse variable.

Nous essayons dans ce présent chapitre de situer la machine asynchrone à rotor à cage dans le monde des actionneurs en décrivant sa technologie et ces principales paramètres utilisent ainsi le mode d'alimentation. Pour simplifier la modélisation de la MAS, les équations électriques sont exprimées dans le repère de Clark puis dans le repère de Park. Cependant, pour valider le modèle mathématique obtenu, des simulations numériques de la MAS alimentée par une tension biphasée, puis par un onduleur de tension commandé à MLI, ont été effectuées.

I.2. Description générale

Le moteur asynchrone comprend deux parties distinctes :

I.2.1. Le stator

C'est la partie fixe du moteur. Il est constitué d'une carcasse, sur laquelle est fixée une couronne de tôles d'acier de qualité spéciale munies d'encoques. Des bobinages de section appropriée sont répartis dans ces dernières et forment un ensemble d'enroulements qui comportent autant de circuits qu'il y a de phases sur le réseau d'alimentation [1].

I.2.2. Le rotor

C'est la partie mobile du moteur. Il est placé à l'intérieur du stator et est constitué d'un empilage de tôles d'acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Parmi les types les plus utilisés on distingue [1] :

I.2.2.1. Le rotor à cage d'écurieil (rotor en court-circuit)

a- Rotor à simple cage (figure I-1)

Dans des encoches disposées vers l'extérieur du cylindre et parallèlement à son axe sans placer des conducteurs. A chaque extrémité, ceux-ci sont raccordés sur une couronne métallique. L'ensemble a l'aspect d'une cage d'écurieil, d'où le nom de ce type de rotor. Sur certains moteurs, la cage d'écurieil est entièrement moulée. L'aluminium injecté sous pression est fréquemment utilisé ; les ailettes de refroidissement, coulées ces moteurs ont un couple de démarrage relativement faible et l'intensité absorbée lors de la mise sous tension et très supérieur à l'i

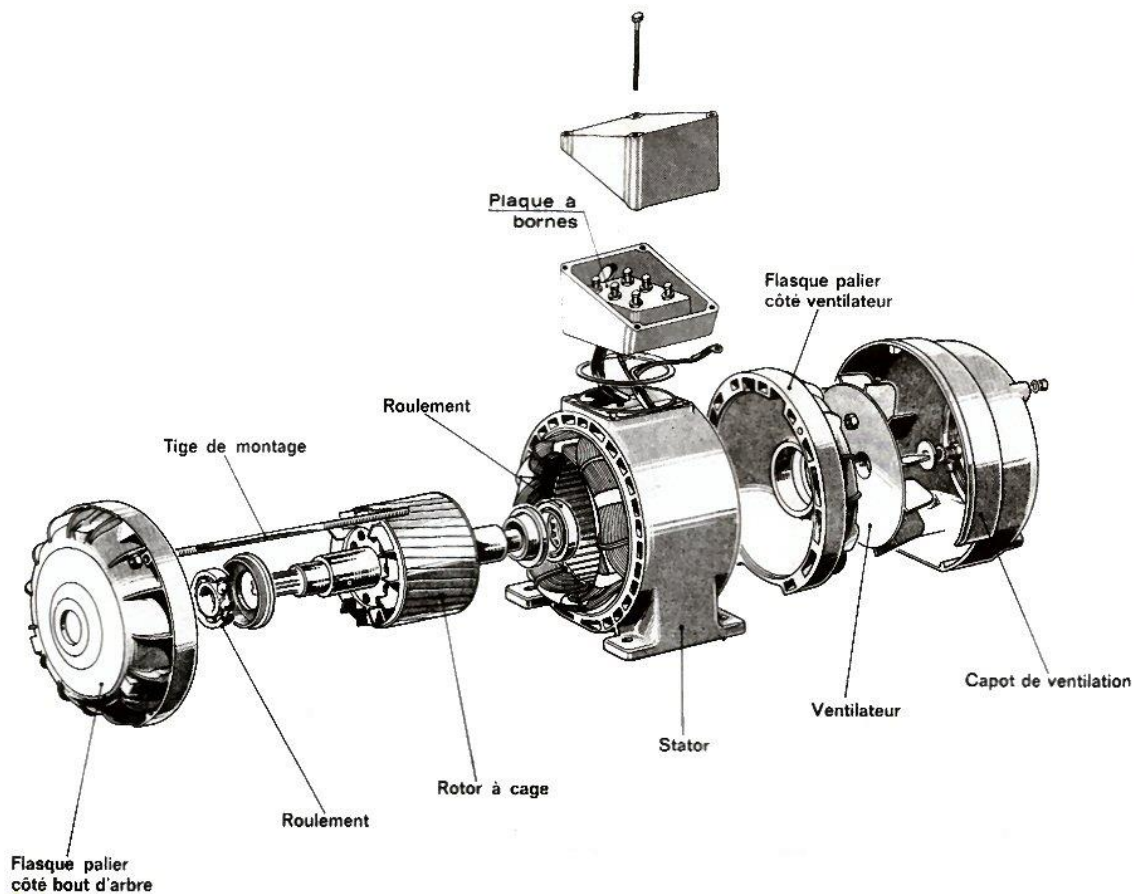


Figure I-1 : La constitution générale d'un moteur asynchrone à cage

B - Rotor à double cage

Ce rotor comporte deux cages concentriques, l'une extérieure assez résistante, l'autre intérieure de résistance plus faible. Au début de démarrage, le flux étant à fréquence élevée, les courants induits s'opposent à sa pénétration dans la cage intérieure, le couple produit par la cage extérieure résistante et importante et l'appel de courant est réduit.

En fin de démarrage, la fréquence diminue dans le rotor, le passage du flux à travers la cage intérieure est plus facile, le moteur se comporte alors sensiblement comme s'il était construit avec une seule cage peu résistante.

En régime établi, la vitesse correspondante au couple nominal n'est que très légèrement inférieure à celle du moteur à simple cage. Le moteur tri cage est également utilisé ; le couple de démarrage est encore plus grande et l'intensité plus faible [1].

I.2.2.2. Le rotor bobiné (rotor à bagues)

Dans des encoches pratiquées sur les tôles constituant le rotor sont logés des enroulements, identiques à ceux du stator. Généralement le rotor est triphasé.

Une extrémité de chacun des enroulements est reliée à un point commun (couplage étoile). Les extrémités libres peuvent être raccordées sur un coupleur centrifuge ou sur trois bagues en cuivre isolé et solidaires du rotor.

Sur la bague viennent frotter des balais en graphite raccordés au dispositif de démarrage. En fonction de la valeur des résistances insérées dans le circuit rotorique, ce type de moteur peut développer un couple de démarrage s'élevant jusqu'à 2,5 fois le couple nominal ; la pointe d'intensité au démarrage est sensiblement égale à celle du couple [1].

I.3. Principe de fonctionnement

Le principe du fonctionnement du moteur asynchrone (MAS) est basé sur la production d'un champ tournant. Considérant un aimant permanent NS (figure I-2) et un disque de cuivre monté sur un axe XY et susceptible de tourner autour.

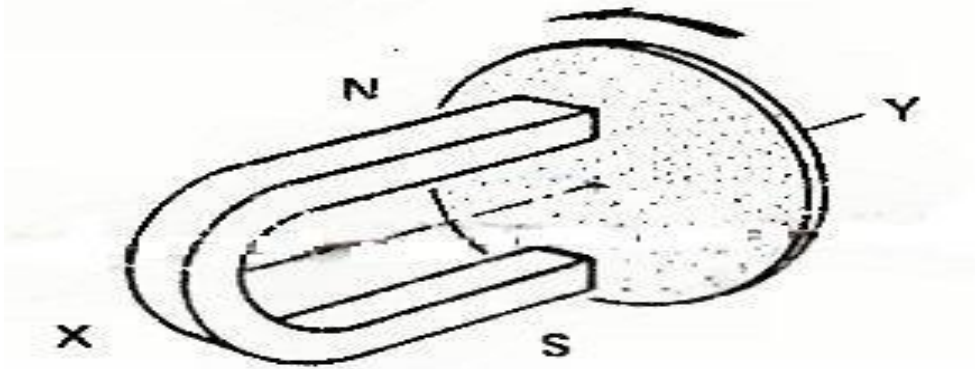


Figure I-2 : principe simplifié du champ tournant

Lorsque l'aimant, entraîné par un artifice quelconque, tourne, le champ magnétique qui est produit tourne également et balaye le disque. Celui-ci est alors parcouru par des courants induits dû à la rotation du champ magnétique fourni par l'aimant.

Ces courants réagissent sur le champ en donnant un couple moteur suffisant pour vaincre le couple résistant dû aux frottements et provoquer la rotation du disque.

Le sens de la rotation indiqué par la loi de Lenz, tend à s'opposer à la variation du champ magnétique qui a donné naissance aux courants. Le disque est donc entraîné dans le sens du champ tournant à une vitesse légèrement inférieure à celui-ci (glissement). Si le disque tournait à la même vitesse que le champ (vitesse de synchronisme), il n'y aurait plus de courants induits et le couple exercé serait nul, C'est parce que la vitesse du disque (au rotor) est inférieure à celle du champ tournant que ce type de moteur est dit « asynchrone » [1].

Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes, géométriquement décalés de 120° (figure I-3) et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique. Les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante.

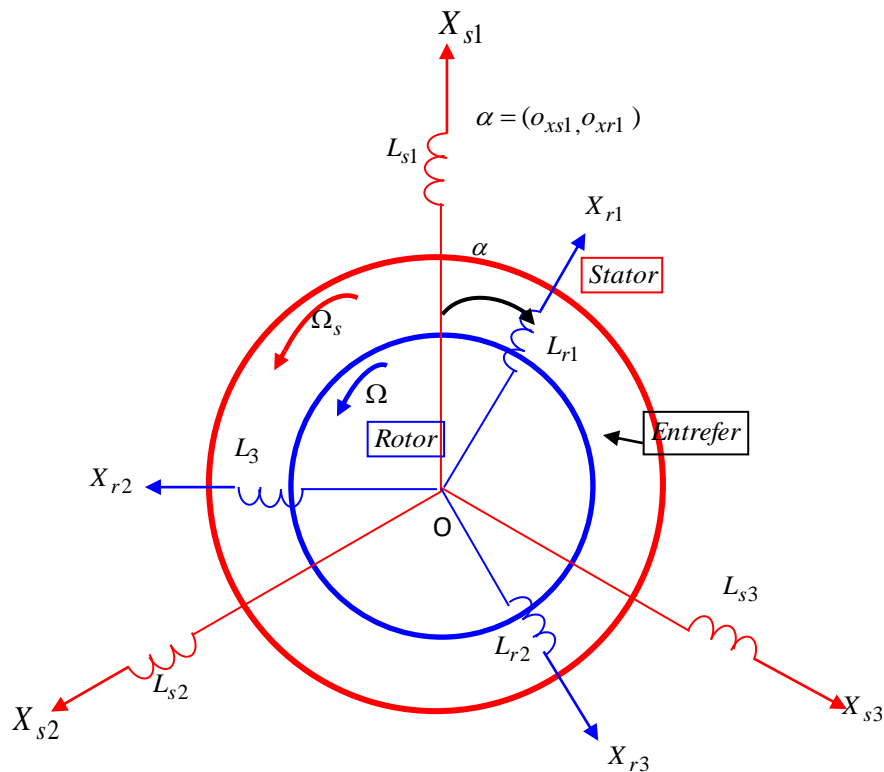


Figure I-3 : La répartition triphasé des axes (stator- rotor)

Cas du moteur à cage

Les barres métalliques constituant la cage d'écureuil sont coupées par le champ tournant produit par le stator, ce qui donne les sens à des courants induits intenses. Ceux-ci réagissent sur le champ tournant en donnant un couple moteur qui provoque la rotation de la cage.

I.3.1 Définitions de quelques paramètres de la machine asynchrone

I.3.1.1. La vitesse de synchronisme

Le moteur est alimenté par le réseau à la fréquence : $f = 50\text{Hz}$, la vitesse du synchronisme s'écrit sous forme suivante :

$$n_s = \frac{f}{p} \cdot 60 \quad (\text{I-1})$$

n_s : La vitesse de synchronisme [tr/mn] ;

p : Nombre de paire de pôles.

f : La fréquence en Hertz.

I.3.1.2. Le glissement

On appelle glissement la grandeur :

$$g = (n_s - n)/n_s = (\Omega_s - \Omega)/\Omega_s \quad (\text{I-2})$$

Avec :

Ω_s : la vitesse de synchronisme [rad/s] ;

Ω : la vitesse rotorique [rad/s] ;

I.3.1.3. Force électromagnétique (F.E.M)

La force électromagnétique (F.E.M) court-circuitée sur l'enroulement va donner naissance à un courant. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. On notera que ce couple n'existe que si la F.E.M est non nulle c'est-à-dire si f_r est non nulle : le rotor ne doit pas tourner au synchronisme pour qu'il y ait couple d'où le nom de machine asynchrone [2].

La valeur efficace de la fem est :

$$E_r = (\pi / 2) K_{Br} N_r f_r \Phi_p \quad (\text{I-3})$$

Avec :

K_{Br} : facteur de bobinage d'un enroulement rotorique.

N_r : nombre de brins de chaque enroulement rotorique.

Φ_p : le flux sous un pôle du champ glissant.

$$f_r = g f_s$$

Donc

$$E_r = (\pi / 2) K_{Br} N_r g f_s \Phi_p \quad (\text{I-4})$$

I.4. Schéma équivalent

I.4.1. Schéma équivalent selon l'analogie avec le transformateur

On suppose les enroulements statoriques primaires couplés en étoile [2]. La machine est alimentée par un système triphasé de tensions équilibrées.

- Le stator représente le primaire du transformateur :

Où

V_s : valeur efficace de la tension appliquée sur un enroulement de phase

f_s : fréquence de cette tension

R_s : résistance d'un enroulement

l_s : inductance de fuite d'un enroulement

E_s : fem développée aux bornes du bobinage statorique

$$E_s = (\pi / 2) K_{Bs} N_s f_s \Phi_p \quad (1-5)$$

Le rotor représente le secondaire du transformateur :

Où f_r : fréquence rotorique

R_r : résistance d'un enroulement

l_r : inductance de fuite d'un enroulement

E_r : fem développée aux bornes du bobinage rotorique

$$E_r = (\pi / 2) K_{Br} N_r f_r \Phi_p \quad (1-6)$$

I.4.1. 1. Moteur à rotor ouvert

Dans ce cas, le rotor n'est pas entraîné : $n_s = 0$ ou $g = 1$. On peut donc dessiner un schéma équivalent de type transformateur comme suit:

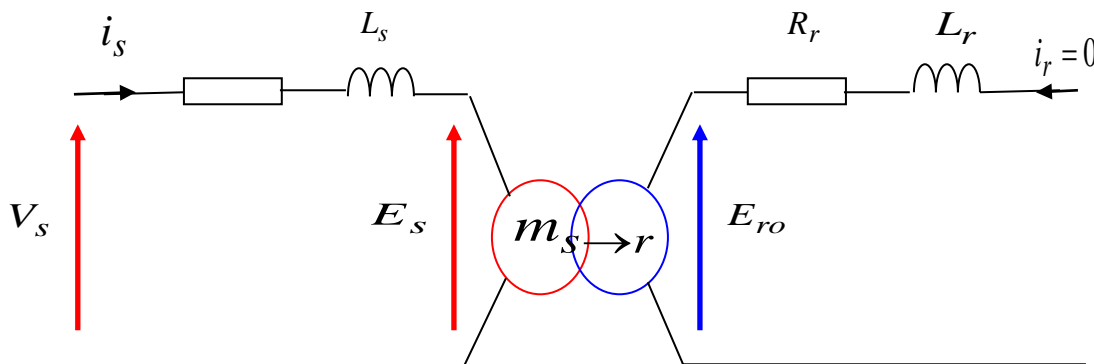


Fig I-4 : Schéma équivalent à une phase du moteur dont le rotor est ouvert.

Le rapport de transformation m « mutuelle » (nombre sans dimension) est défini par

$$m_{s \rightarrow r} = \frac{K_{Br} N_{Rr}}{K_{Bs} N_s} \quad (I-7)$$

Pour prendre en compte l'existence de l'entrefer et des pertes fer du moteur [2]. , le modèle peut être affiné en rajoutant l'ensemble $R_f // L_f$ comme indiqué sur la figure suivante.

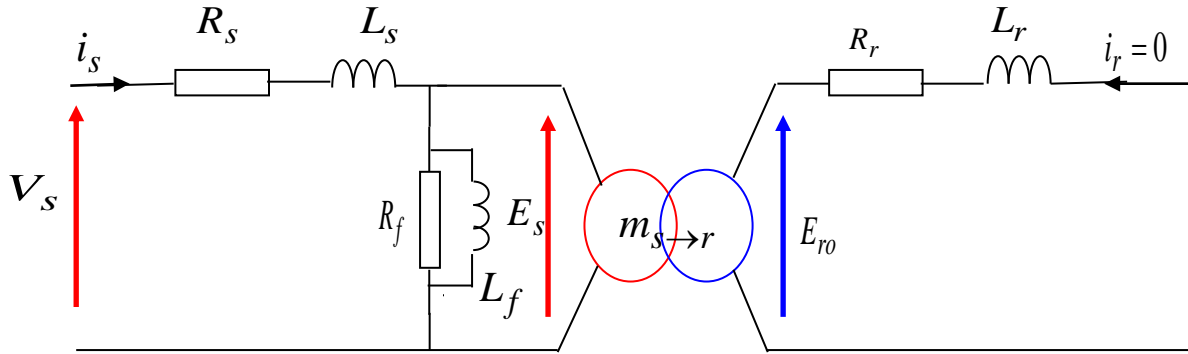


Figure I-5 : Schéma équivalent du moteur à rotor ouvert avec R_f et L_f

I.4.1. 2. Cas du moteur à rotor fermé

Dans ce cas : $g \neq 0$ et $g \neq 1$. Si le secondaire est court-circuité, on peut écrire :

$$E_r = (R_r + jg\omega_s L_r) i_r \tag{I-8}$$

En divisant par g , on obtient :

$$E_r / g = (R_r / g + j\omega_s L_r) i_r = E_{ro} \tag{I-9}$$

On constate alors que le rapport E_r/g ne dépend plus de g et a la même valeur que dans un fonctionnement à rotor ouvert : E_{ro} . Par ailleurs, la pulsation apparaît comme étant la même que celle du primaire [22]. On peut donc adopter le schéma du transformateur modifié comme suit :

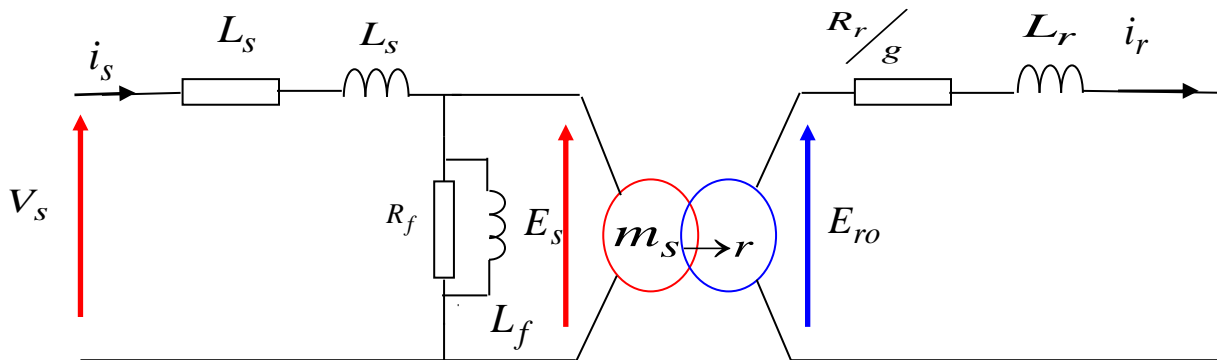


Figure I.6 : Schéma équivalent du moteur asynchrone avec rotor fermé

En réalité, ce schéma n'est justifié que pour les tensions. Or, les 2 ronds imbriqués représentent un transformateur parfait pour les tensions et les courants.

Pour justifier ce schéma pour les courants, on peut remarquer que si la chute de tension dans l'impédance $R_s + j\omega_s L_s$ au primaire est faible, on a pratiquement

$$v_s \approx E_s = (\pi / 2) K_{Bs} N_s f_s \Phi_p \quad (\text{I-10})$$

Cette expression montre que Φ_p est imposé par la tension d'alimentation V_s .

La machine asynchrone : fonctionne à flux forcé sous réserve que l'approximation énoncée plus haut soit correcte. Ceci complète l'analogie avec le transformateur. On en déduit un schéma simplifié par cette approximation. D'après le schéma on pose la question suivante: que signifie le terme R_r/g ?

Signification physique de la résistance R_r/g :

On constate que le schéma est purement électrique et qu'il ne comporte pas la traduction de la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique. On peut toutefois écrire :

$$\frac{R_r}{g} = R_r + \frac{R_r}{g} - R_r \left(\frac{1-g}{g} \right) \quad (1.11)$$

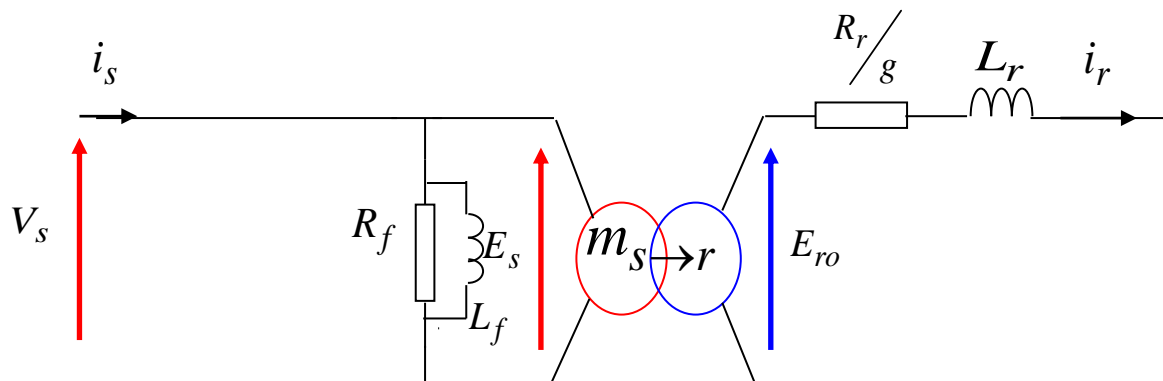


Figure I.7 : Schéma électrique simplifié du moteur asynchrone

Le 1er terme R_r de la dernière égalité représente la résistance réelle de l'enroulement alors que le

2ème $R_r \left(\frac{1-g}{g} \right)$ est une résistance fictive qui traduit la transformation de l'énergie.

1.5. Avantages du moteur asynchrone

- Robuste
- -Fiable
- Economique
- -Standard
- -Très utilisé en industrie

1.6. Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus.

D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique à travers leur action sur le stator.

1.7. Mode de fonctionnement du système à contrôler

Le processus à contrôler est un moteur asynchrone Alimenté par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion, et munie d'un capteur de vitesse permettant d'accéder à la grandeur w_r . Un calculateur permet d'élaborer la Consigne de pulsation de l'onduleur :

$$\omega_s = \omega_r \pm p\Omega \quad (1-12)$$

La pulsation w_s sera choisie en fonction du niveau de couple souhaité et l'on prendra un signe (+) dans le cas d'un fonctionnement moteur et le signe (-) pour un fonctionnement La pulsation w_s en freinage. permet de fournir une consigne de tension V_s pour l'onduleur :

$$v_s = K\omega_s \quad (1-13)$$

Ce type de commande correspond à un fonctionnement autopiloté au sens où la fréquence est générée par l'onduleur, et est fonction de la vitesse réelle de la machine. Il existe bien sûr des commandes plus simples qui ne nécessitent pas de capteur de vitesse. Le schéma général d'un tel système est donné par la figure (I.8).

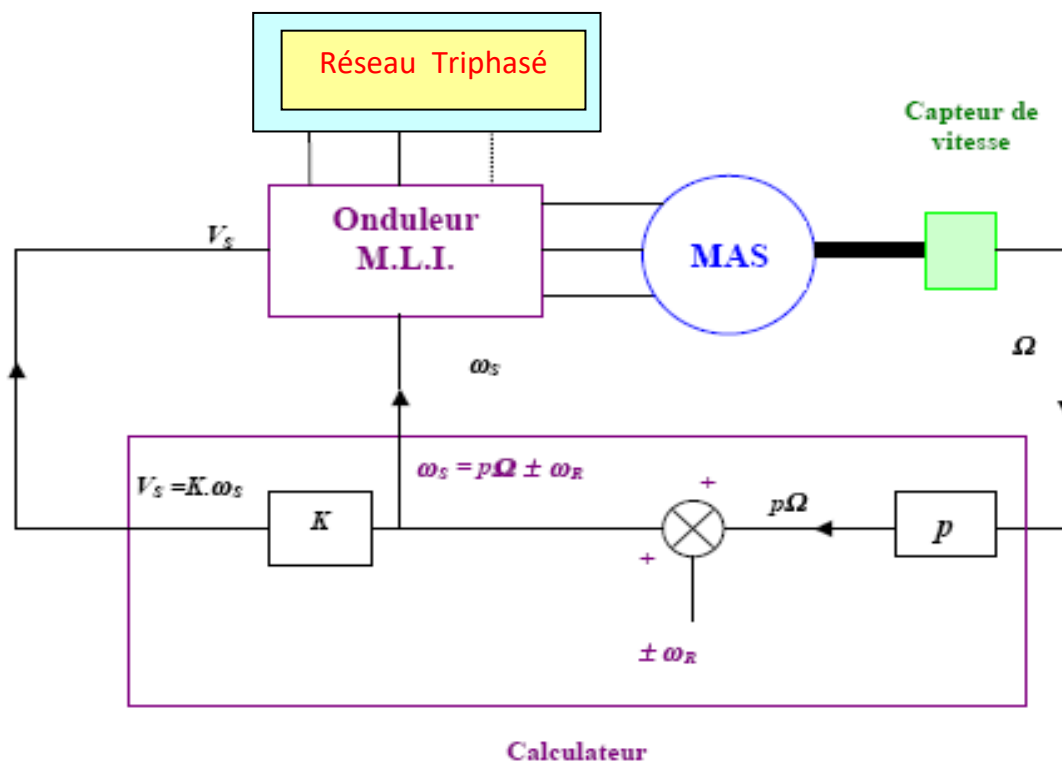


Figure I.8. Schéma général du système à contrôler

I.8. Alimentation de la machine asynchrone

Le convertisseur statique réalisant cette alimentation est un onduleur en tension (fig. 1.9). Dans la mesure où le variateur à courant alternatif doit fonctionner à fréquence variable, il est indispensable de faire varier l'amplitude de la tension ($V_s / f_s = \text{constante}$ si f_s varie, V_s doit varier). Cela veut dire que le convertisseur statique alimentant la machine doit être capable, de par sa structure et sa commande, d'imposer aux bornes de la machine une tension alternative dont l'amplitude du fondamentale soit variable

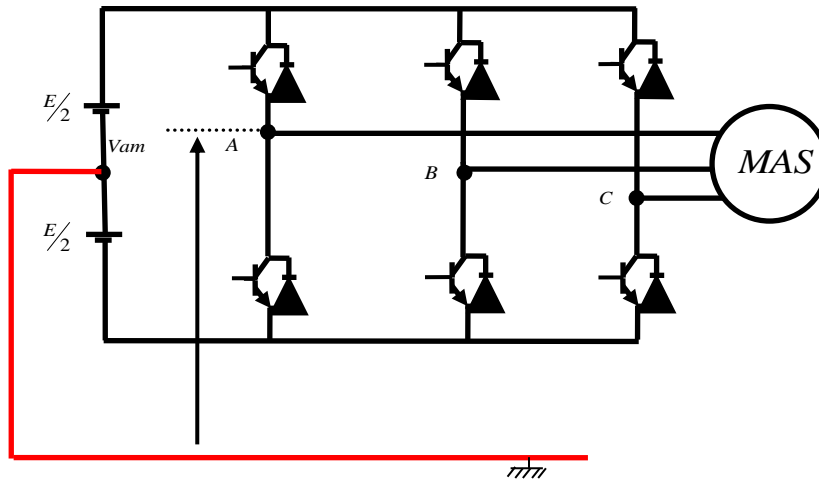


Figure I.9 : Onduleur de tension

Parmi les structures envisageables, il ne reste que deux, nous les présentons sur les figures (1.10.a) et (1.10.b). Dans le cas (a), le réglage de la tension de l'onduleur se fait d'une façon externe. Cette structure est constituée de deux convertisseurs, comprenant un hacheur à courant continu réglant la tension U_c de l'onduleur.

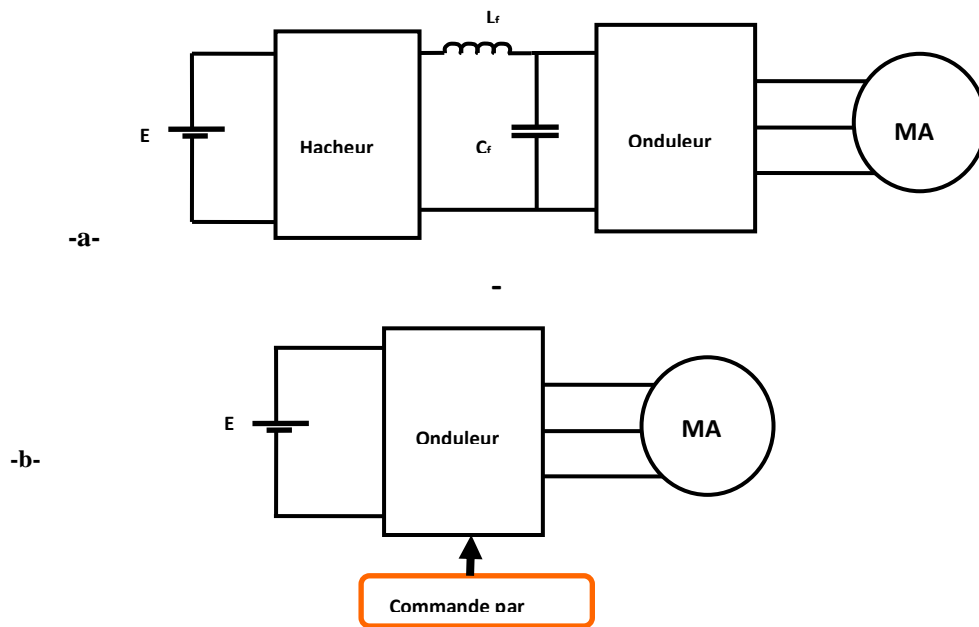


Figure I.10 : Réglage de tension V_s

-a- : structure “ hacheur – onduleur ”

-b - : structure“ onduleur à MLI

Cette solution est intéressante au niveau de l'onduleur dont la commande se réduit à la génération de signaux 180° . Par contre, la structure du hacheur s'avère assez complexe à cause du filtre de sortie soumis à des fréquences variables du côté de la machine. De plus, il faudra prévoir une structure réversible du hacheur si une récupération de l'énergie est possible (cas du fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple- vitesse).

Il est possible de réaliser un réglage interne de la tension, la fonction hacheur est intégrée et remplacée par le procédé de la modulation de largeur d'impulsion qu'on applique à l'onduleur. En effet, on obtient dans ce cas une structure de l'onduleur MLI (fig.1.10.b) Pour notre application, nous choisissons la deuxième solution où l'amplitude du fondamentale sera réglée selon un procédé de modulation adéquat. En principe, dans un onduleur, on peut distinguer les stratégies de la modulation de largeur d'impulsion suivantes :

a- Procédé de la modulation à rapport cyclique constant

Les instants de commutation sont définis pour l'intersection d'un signal triangulaire avec les trois signaux rectangulaires (120° et 180°) déphasés de $2\pi/3$ [13].

b- procédé de la modulation à rapport cyclique variable

On recherche le point d'intersection "onde triangulaire – sinusoïdale". Deux cas sont possibles dans cette méthode, la fréquence de la porteuse (signal triangulaire) peut être fixe, elle se situe aux alentours de 1kHz, ou elle peut varier en fonction de la fréquence du fondamentale (modulation synchrone).

c- procédé utilisant l'élimination des harmoniques

Cette méthode "modulation par élimination des harmoniques", permet d'éliminer les harmoniques non désirées (du rang bas) et de contrôler l'amplitude du fondamentale [16]. Elle a été choisie pour la réalisation expérimentale, car elle garantit la suppression des ondulations du couple électromagnétique.

d- procédé de la modulation optimale

Cette méthode a été étudiée au LEEI et dans le monde [17][18] et prend en considération un ensemble d'harmoniques par rapport au fondamentale. Il s'agit d'une commande garantissant un taux d'harmonique le plus faible possible par rapport au signal souhaité. Pour l'instant une phase de cette commande concernant l'analyse spectrale de la tension à la sortie de l'ondeur est réalisée en temps différé, par contre, la commande elle-même est réalisée en temps réel. Les

travaux de recherche à ce sujet sont poursuivis afin de rendre ce procédé de modulation globalement réalisable en temps réel.

I.8.1.Principe de la commande à MLI

L'onduleur de tension à MLI triphasé (fig.1.10) permet l'échange d'énergie entre une source de tension continu et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à deux ou trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en anti- parallèle pour obtenir la réversibilité en courant [19].

Un signal $w(L)$, en dents de scie à fréquence élevée de période T , que nous appellerons signal d'allumage (ou modulatrice ou porteuse) est comparé à chaque instant à trois signaux de commande $V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}$, ces signaux sont les images des tension que l'on souhaite appliquer sur chaque phase. Les commutations des interrupteurs ont lieu quand on a une égalité entre la porteuse et un signal de commande [20] ; par exemple :

$$V_{ref1}(t) = w(t)$$

La figure (I.11) illustre le principe de la stratégie MLI pour

Un bras de l'onduleur. Sur chaque bras, le rapport cyclique de la commande des interrupteurs est modulé sinusoïdalement à une fréquence f qui est très inférieure à la fréquence de commutation de l'interrupteurs f_c ($f_c > 10$ à $100 f$).

On peut montrer que le rapport cyclique concernant l'interrupteur "a" est donné par la relation suivante :

$$\alpha_a = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_{ref1}(t)}{w_m} \right) \quad (I-14)$$

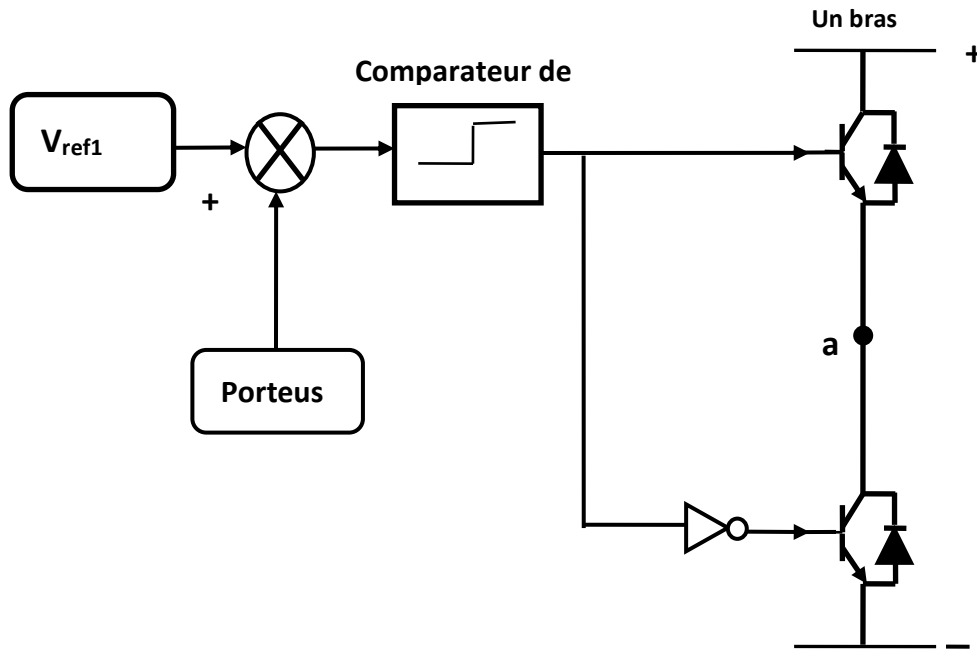


Figure I.11 : La stratégie MLI pour un bras de l'onduleur

Où w_m : est L'amplitude de la porteuse $w(t)$.

Soit en triphasé :

$$\begin{bmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \\ \alpha_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \frac{V_{ref1}}{w_m} \\ 1 + \frac{V_{ref2}}{w_m} \\ 1 + \frac{V_{ref3}}{w_m} \end{bmatrix} \quad (I-15)$$

En pratique, les commandes des onduleurs sont déterminées en fonction des tension moyennes que l'on veut obtenir, alors la valeur moyenne de $V_{aM(t)}$ varie sinusoïdalement et s'exprime par :

$$V_{aMo}(t) = \frac{E}{2w_m} V_{ref1}(t) \quad (I-16)$$

$V_{aMo}(t)$ Correspond ici au fondamental de la tension $V_{aM}(t)$ notée $V_{af}(t)$

En fonctionnement normal, les composantes fondamentales des tensions $V_{aM}(t), V_{bM}(t), V_{cM}(t)$ forment un système triphasé équilibré dont M est le point neutre [19].

Alors ;

$$\begin{aligned}
 V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2\omega_m} V_m \cos \omega t \\
 V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2\omega_m} V_m \cos(\omega t - 2\pi / 3) \\
 V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2\omega_m} V_m \cos(\omega t + 2\pi / 3)
 \end{aligned}
 \tag{I-17}$$

La relation (1.12) montre que l'onduleur de tension se comporte comme un amplificateur idéal caractérisé par un gain relatif aux valeurs moyennes, noté G_0 tel que :

$$G_0 = \frac{E}{2\omega_m} \tag{I-18}$$

Pour éviter les passages en saturation, il faut que l'amplitude maximale de tension de référence V_m soit donnée par [20].

$$V_m = \omega_m$$

Et on a dans ce cas :

$$\begin{aligned}
 V_{aMo}(t) &= \frac{1}{2} \cos \omega t \\
 V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2} \cos(\omega t - 2\pi / 3) \\
 V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2} \cos(\omega t + 2\pi / 3)
 \end{aligned}
 \tag{I-19}$$

I.9. Modèle de la machine asynchrone

Le choix d'un modèle de représentation, qu'il soit formel ou issu d'une identification se fait toujours en fonction de type de commande à réaliser. Dans le cadre de ce travail, nous sommes intéressés aux modèles de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire ainsi à ceux qui débouche sur une commande suivant un schémas de contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique

I.9. 1. Hypothèses simplificatrices

Ce paragraphe est consacré aux hypothèses simplificatrices que nous retiendrons pour la MAS en les respectant tout au long de ce mémoire, car la modélisation des systèmes électromagnétique s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses .elles sont les suivantes :

- Parfaite symétrie ;
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que bobinage statorique .
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage ;
- Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.

I.9.2. Notion de vecteur tournant

Au stator comme au rotor, les courants triphasés parcourant des enroulements triphasés créent des champs magnétiques pulsateurs dont les superpositions génèrent des champs magnétiques tournants.

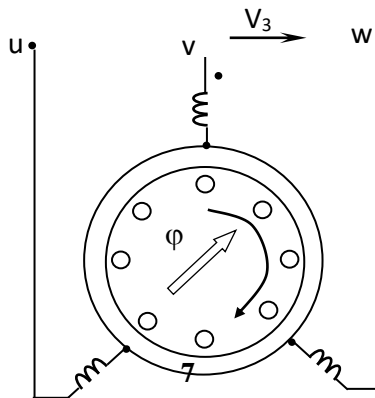


Figure I.12 : Principe de création d'un vecteur champ tournant

Compte tenu des relations entre les différentes grandeurs, il est possible d'étendre la notion de vecteur tournant à tout ensemble de grandeurs triphasées : $[I_s]$, $[\Phi_s]$, $[V_s]$, $[\Phi_r]$,...

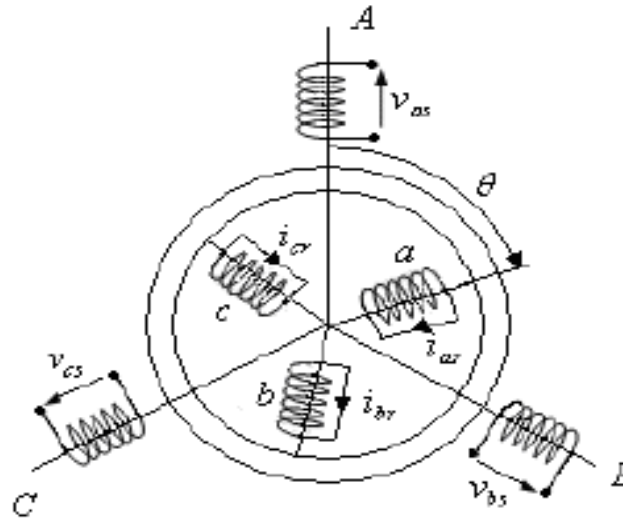


Figure I.13 : Représentation d'une machine asynchrone triphasée et définition des repères statoriques et rotoriques. [5]

I.9.2.1 Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm et la loi de Faraday aux enroulements du stator et du rotor, on trouve une écriture sous forme matricielle : [5]

$$\begin{cases} V_S = R_S I_S + \frac{d\varphi_S}{dt} \\ V_r = R_r I_r + \frac{d\varphi_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Les matrices de tensions, de courants et du flux sont données :

$$V_S = \begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix}, V_r = \begin{pmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{pmatrix}, \varphi_S = \begin{pmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{pmatrix}, \varphi_r = \begin{pmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{pmatrix}, I_S = \begin{pmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{pmatrix}, I_r = \begin{pmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{pmatrix}$$

Les matrices de résistances statoriques et rotoriques sont :

$$R_S = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

I.9.2.2 Equations magnétiques

A partir des hypothèses (section I.2.1), on trouve des équations des flux statoriques et rotoriques linéaires, elles sont données par : [5]

$$\begin{cases} \varphi_S = L_S I_S + M_{sr} I_r \\ \varphi_r = L_r I_r + M_{rs} I_S \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Les matrices des inductances s'écrivent :

$$L_S = \begin{bmatrix} I_S & M_S & M_S \\ M_S & I_S & M_S \\ M_S & M_S & I_S \end{bmatrix}, L_r = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix}$$

$$M_{sr} = (M_{rs})^t = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

I.9.3. Transformation du système triphasé

La mise en équations de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficients variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent.

Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle [4,3]. Avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement.

I.9.3.1. La transformation de Concordia

La transformation de Concordia est une transformation triphasée-biphasée normée, elle est schématisée par la figure I.14 dont les matrices de transformations sont définies par

[6], [3] :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{23} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

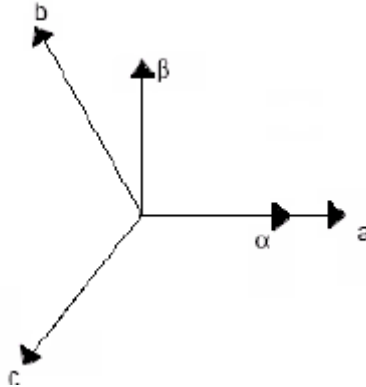


Figure I.14 : Transformation triphasée biphasée.

I.9.3.2. La transformation de Park

La transformation de Park est la plus utilisée dans la littérature, elle permet d'exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques dans un repère biphasé tournant (d, q), ce repère forme avec le repère fixe (a, b) un angle q appelé angle de Park [4], [3].

La matrice de transformation de Park est donnée par [BAG99]:

$$P(\theta) = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

Et sa matrice inverse est donnée par :

$$(P(\theta))^{-1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

On note par θ_s et θ_r les angles de Park statorique et rotorique ; pour simplifier les équations de la machine, ces angles doivent être choisis de telle sorte que les repères de transformations de Park pour les grandeurs statoriques et rotoriques coïncident, ceci implique que $\theta_s = \theta + \theta_r$, le principe est donné en *figure I.15*, où θ est l'angle électrique entre la phase A statorique et la phase *a* rotorique [4].

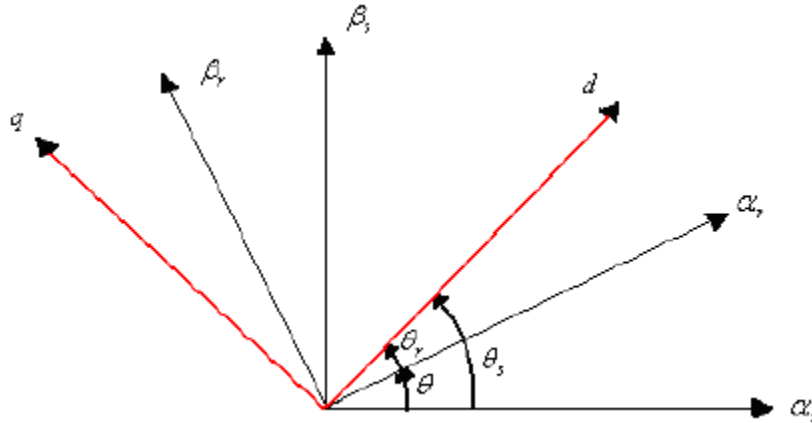


Figure I.15 : Transformation de Park et choix des angles de Park.

Cette coïncidence ramène deux repères l'un statorique et l'autre rotorique vers le troisième repère commun qu'on note (d, q) (*figure. I.3*) au lieu de les ramener vers deux repères différents (d, q) statorique et (d, q) rotorique.

I.9.3.3. Les équations électriques dans le repère de Park (d, q)

En appliquant la transformation de Park aux équations du système (I.1). On obtient les équations électriques pour le stator et le rotor dans le repère (d, q) , les composantes homopolaires sont toujours nulles car le système est équilibré.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_g \\ \omega_g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.27)$$

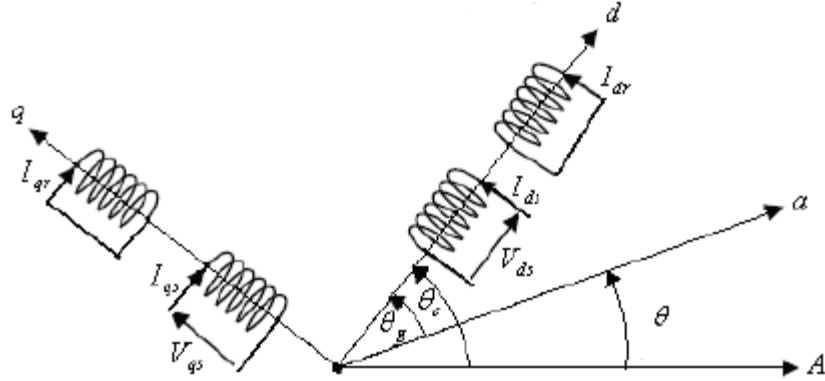


Figure I.16 : Enroulements triphasés représentés dans le repère de Park. [4]

En appliquant la transformation de Park au système d'équations (I.2), on obtient les équations magnétiques pour le stator et le rotor dans le repère d, q :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 & M & 0 \\ 0 & L_S & 0 & M \\ M & 0 & L_S & 0 \\ 0 & M & 0 & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

I.9.3.4. Equations des tensions

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & -L_S\omega_c & 0 & -M\omega_c \\ L_S\omega_c & R_S & M\omega_c & 0 \\ 0 & -M\omega_g & R_r & -L_r\omega_g \\ M\omega_g & 0 & L_r\omega_g & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_S & 0 & M & 0 \\ 0 & L_S & 0 & M \\ M & 0 & L_S & 0 \\ 0 & M & 0 & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{dr} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

I.9.3.5. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est obtenu à l'aide d'un bilan de puissance [3]. La puissance électrique consommée par la machine est exprimée dans le repère (d, q) par :

$$P_e = V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs} \quad (\text{I.30})$$

Cette dernière se décompose en trois termes :

- 1) puissance dissipée par pertes Joule :

$$\Delta P_j = R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r(I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{I.31})$$

2) puissance représentant les échange de l'énergie électromagnétique avec la source :

$$I_{ds}(d\varphi_{ds}/dt) + I_{qs}(d\varphi_{qs}/dt) + I_{dr}(d\varphi_{dr}/dt) + I_{qr}(d\varphi_{qr}/dt) \quad (\text{I.32})$$

3) puissance mécanique :

$$P_m = (\varphi_{ds}I_{qs} - \varphi_{qs}I_{ds})\omega_c + (\varphi_{dr}I_{qr} - \varphi_{qr}I_{dr})\omega_g \quad (\text{I.33})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$\Gamma_e = P_m/\Omega = P(P_m/\omega) \quad (\text{I.34})$$

D'après le système d'équations (I.9) on peut avoir plusieurs expressions du couple :

$$\begin{cases} \Gamma_e = PM(I_{dr}I_{qs} - I_{qr}I_{ds}) \\ \Gamma_e = P(\varphi_{ds}I_{qs} - \varphi_{qs}I_{ds}) \\ \Gamma_e = P(\varphi_{dr}I_{qr} - \varphi_{qr}I_{dr}) \\ \Gamma_e = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr}I_{qs} - \varphi_{qr}I_{ds}) \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

I.9.3.6. Equation mécanique

La loi de la mise en rotation du moteur est donnée par l'équation générale de la dynamique :

$$\sum \Gamma_{exe} = \Gamma_e - \Gamma_r - \Omega k_j = J_t \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.36})$$

Où J_t est le moment d'inertie totale ramené à l'arbre du moteur.

I.9.3.7. Choix du repère (d, q)

Le choix de repère se fait selon l'objectif de l'application, on distingue trois choix plus importants [4]:

- Repère (d, q) lié au stator : ce repère est fixe par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude de démarrage et de freinage de la machine. Il est caractérisé par : $\omega_c = 0$ et $\omega_g = -\omega$

- Repère (d, q) lié au rotor : ce repère est fixe par rapport au rotor, il est utilisé pour la simulation des régimes transitoires des machines. Il est caractérisé par $\omega_c = \omega$ et $\omega_g = 0$.
- Repère lié au synchronisme : ce repère est fixe par rapport au champ tournant, il est utilisé pour la commande vectorielle de la machine, il est caractérisé par $\omega_c = \omega_g$, ce qui implique que les grandeurs de réglage sont continues.

I.9.3.8.Représentation sous forme d'état de la MAS

A. La représentation d'état

Nous représentons les équations de la machine asynchrone sous forme d'état, cette représentation à la forme suivante :

$$\begin{cases} (\dot{X}) = (A)(X) + (B)(U) \\ (Y) = (C)(X) + (D)(U) \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

- (X) : vecteur d'état qui représente l'ensemble des variables du système.
- (U) : vecteur d'entrée ou de commande.
- (Y) : vecteur de sortie.
- (A) : matrice d'état dite également matrice d'évolution.
- (B) : matrice d'entrée.
- (C) : matrice de sortie.
- (D) : matrice de transmission ou de transfert directe.

B.Modèle d'état de la machine asynchrone

Le choix du vecteur d'état dépend de l'objectif tracé [3], pour notre étude on choisit :

$$\text{Le vecteur de commande : } (U) = (V_{ds} V_{qs})^t \quad (\text{I.38})$$

$$\text{Le vecteur d'état : } (X) = (I_{ds} I_{qs} \varphi_{dr} \varphi_{qr} \Omega)^t \quad (\text{I.39})$$

$$\text{Le vecteur de sortie : } (X) = (I_{ds} I_{qs})^t \quad (\text{I.40})$$

En manipulant les systèmes d'équations (I.9) et (I.10), on obtient une représentation du modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} (\dot{X}_1) = (A)(X_1) + (B)(U) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J_t} (\Gamma_e - \Gamma_r - k_f \Omega) \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

Où les paramètres A , B et U sont donnés par :

$$(A) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) & \omega_c & \frac{(1-\sigma)}{T_r M \sigma} & \frac{(1-\sigma)}{M \sigma} \omega \\ -\omega_c & \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{M \sigma} \omega & \frac{(1-\sigma)}{T_r M \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_g \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_g & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, (B) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, (U) = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

Le vecteur $1 X$ est donné par :

$$(X_1) = (I_{ds} \quad I_{qs} \quad \varphi_{ds} \quad \varphi_{qs})^t$$

En plus de l'équation mécanique (I.35):

$$J_t \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r - k_f \Omega$$

Le couple électromagnétique $e \Gamma$ est donné par (I.35) :

$$\Gamma_e = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qr} - \varphi_{qr} I_{dr})$$

Le vecteur qui donne le couple résistant $r G$ est considéré, on le note Z .

Donc, le système s'écrit :

$$\begin{cases} (\dot{X}) = (A)(X) + (B)(U) + (Z) \\ (Y) = (C)(X) + (D)(U) \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

C. Représentation d'état dans le repère lié au stator

Dont le but de simuler le démarrage de la machine, on fait une représentation du modèle dans le repère lié au stator, c'est-à-dire le repère (a, b).

La représentation d'état dans ce repère est donnée par le système (I.37) suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} \\ \dot{\varphi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{(1-\sigma)}{T_r M\sigma} & \frac{(1-\sigma)}{M\sigma}\omega \\ -\omega_c & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & \frac{(1-\sigma)}{M\sigma}\omega & \frac{(1-\sigma)}{T_r M\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

La matrice de transmission est nulle et la matrice de sortie est donnée par :

$$(C) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Cette matrice donne le vecteur de sortie Y.

I.11. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a représenté le modèle triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation en utilisant le modèle de Park, Puis, au modèle de l'alimentation constituée d'un onduleur commandé.

Dans le chapitre suivant on va étudier un système de pompage photovoltaïque.

Chapitre 2 :
Étude d'un système
de pompage photovoltaïque

Chapitre II : Étude d'un system de pompage photovoltaïque

II.1. INTRODUCTION

La modélisation est une étape essentielle qui doit précéder toute phase de dimensionnement, d'optimisation ou de simulation du système. Le système étudié est un système de pompe à eau photovoltaïque, notamment composé d'un générateur photovoltaïque (GPV), d'un convertisseur statique et d'un groupe motopompe.

Dans ce chapitre, nous présenterons différents modèles mathématiques de chaque élément qui compose ce système.

II.2. PRESENTATION DU LA STRUCTURE DE SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE

La structure étudiée est constituée d'un générateur photovoltaïque, d'un convertisseur dc/dc fonctionnant en MPPT, d'un onduleur de tension à MLI et d'un moteur asynchrone de 1.5 kW de puissance couplé à une pompe centrifuge (**Fig II-1**).

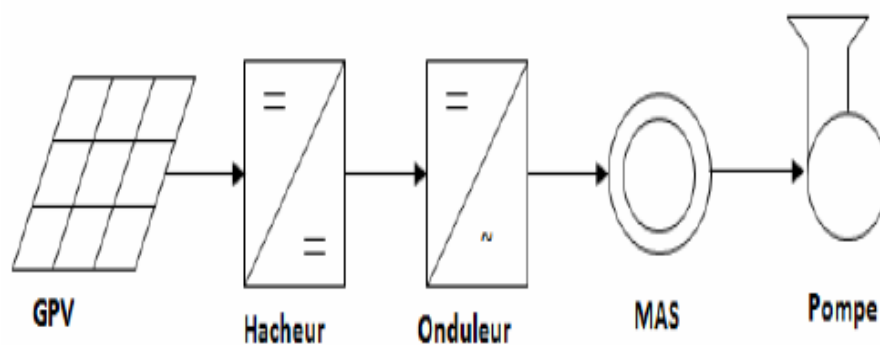


Figure II-1 : Structure de la station de pompage PV.

II.3. Générateur photovoltaïque

Un générateur photovoltaïque se compose d'un certain nombre de modules formés par un certain nombre de cellules photovoltaïques, connectées ensemble en série et en parallèle pour fournir le courant et la tension nécessaires. La performance du générateur dépend de la variabilité des modules que comprend le générateur et les cellules comprises par les modules. La tension de sortie du générateur photovoltaïque dépend du nombre de modules en série alors que le courant de sortie dépend du nombre de modules en parallèle. L'ensemble intégré des modules photovoltaïques est défini comme rangé photovoltaïque, montré par la figure (I-15) [11].

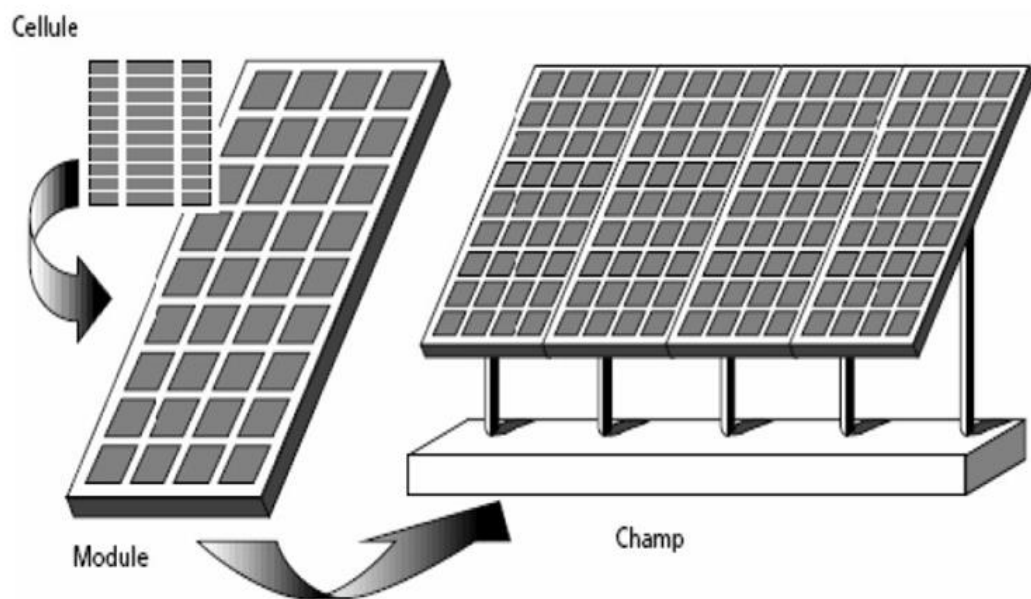


Figure II-2 : Composantes d'un générateur de modules photovoltaïques [12].

II.3.1. Modélisation du générateur photovoltaïque (GPV)

Le schéma du circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque qui est largement utilisé dans la littérature, est représenté sur la figure (II-2).

Ce modèle sert à étudier les caractéristiques courant-tension (I-V) et puissance-tension (P-V) du générateur photovoltaïque ainsi que son comportement en fonction des paramètres solaires à savoir l'éclairement dans le plan des panneaux (E_c) et la température de jonction (T_j) [17].

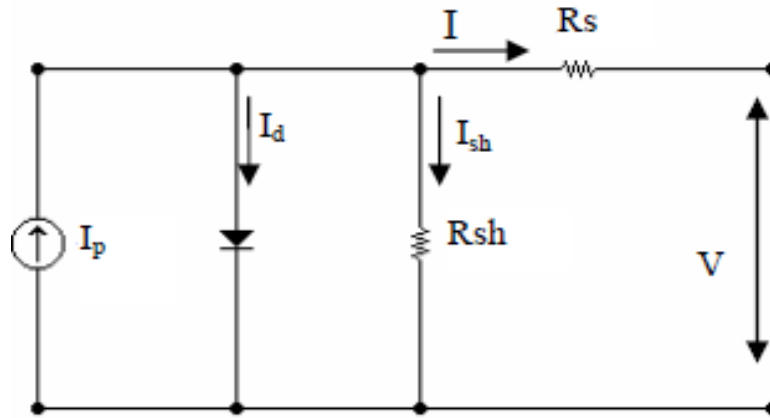


Figure II-3 : Schéma équivalent du modèle à une diode [19].

Dans la figure (II-2), la résistance R_{ch} caractérise le courant de fuite au niveau de la jonction et la résistance R_c représente les diverses résistances de contact et de connexion [11].

Le courant généré par le module est donné par la loi de Kirchhoff comme suivant:

$$I = I_p - I_d - I_{ch} \quad (\text{II-1})$$

Le courant I_p dépend directement du rayonnement solaire E_c et de la température de la cellule T_j , il est donné par la relation suivante [12]:

$$I_p = P1.E_c.[1 + P2.(E_c - E_{ref}) + P3.(T_j - T_{jref})] \quad (\text{II-2})$$

La température de la cellule peut être calculée à partir de la température ambiante et celle d'irradiation comme suit :

$$T_j = T_a + E_s \left(\frac{N_{oct} - 20}{800} \right) \quad (\text{II-3})$$

Où :

T_a : Température ambiante.

N_{oct} : Condition de température nominale de fonctionnement de la cellule qui est donnée par le constructeur (45°C).

Le courant de la diode est donné par :

$$I_d = I_{sat} \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{A.n.s.k.T_j} \right) - 1 \right] \quad (\text{II-4})$$

Avec :

I_{Sat} : Courant de saturation, il est fortement dépendant de la température ; il est donné par l'expression suivante :

$$I_{Sat} = P_4 T_j^3 \cdot \exp\left(\frac{-E_g}{k.T_j}\right) \quad (\text{II-5})$$

Le courant de la résistance shunt est calculé par :

$$I_{Sh} = \frac{(V+R_s I)}{R_{sh}} \quad (\text{II-6})$$

Le courant du module I est donné par :

$$I = I_p(E_s, T_j) - I_d(V, I, T_j) - I_{sh}(V) \quad (\text{II.7})$$

$$I = P_1 E_s \cdot [1 + P_2 \cdot (E_s - E_{ref}) + P_a \cdot (T_j - T_{ref})] - P_4 T_j^3 \cdot \exp\left(\frac{-E_s}{k.T_j}\right) \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V+R_s I)}{n_s \cdot A_k \cdot T_j}\right) - 1 \right] - \frac{(V_{ph} + R_s I)}{R_{sh}} \quad (\text{II.8})$$

Le schéma bloc du générateur photovoltaïque est présenté sur la figure (II.3), avec :

- Les deux variables d'entrées sont :
 E_s ensoleillement dans le plan des panneaux (W/m^2) et T_j température de jonction des cellules ($^{\circ}\text{C}$).
- Les deux variables de sortie sont :
 I courant fourni par le GPV (A) et V tension aux bornes du GPV (V).

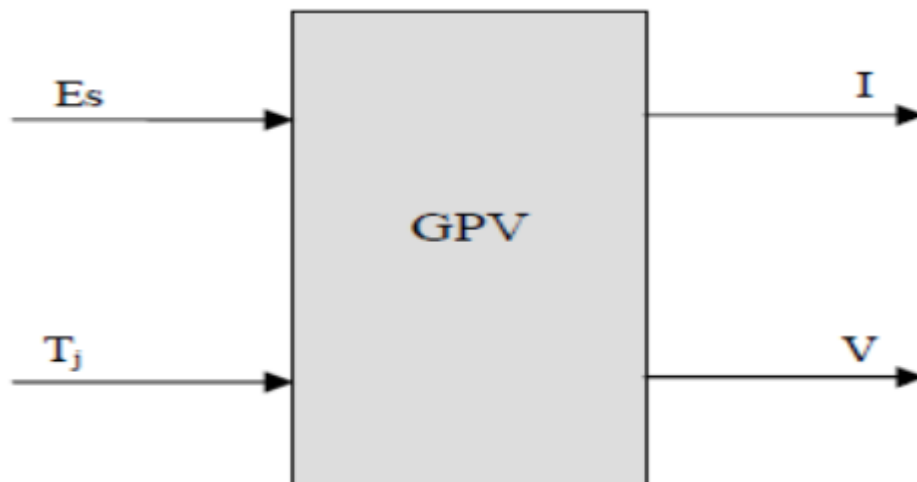


Figure II.4 : Schéma bloc du générateur photovoltaïque.

Les résultats de simulation sont représentés par les courbes (II-4) et (II-5):

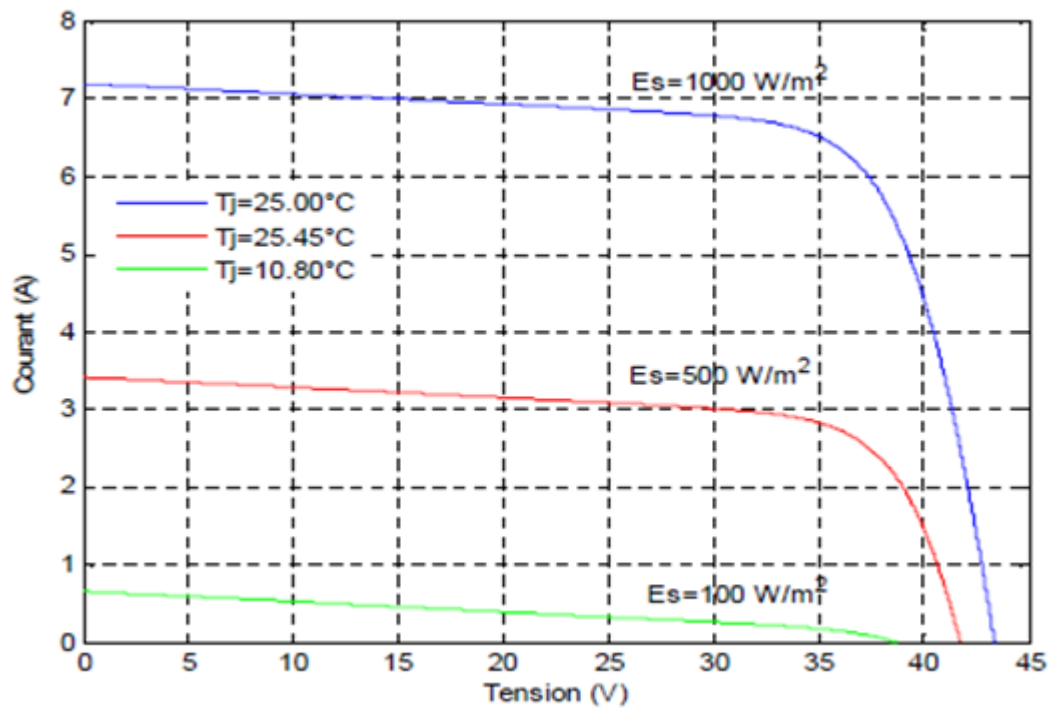


Figure II.5 : L'influence de E_s et T_j sur la caractéristique (I-V).

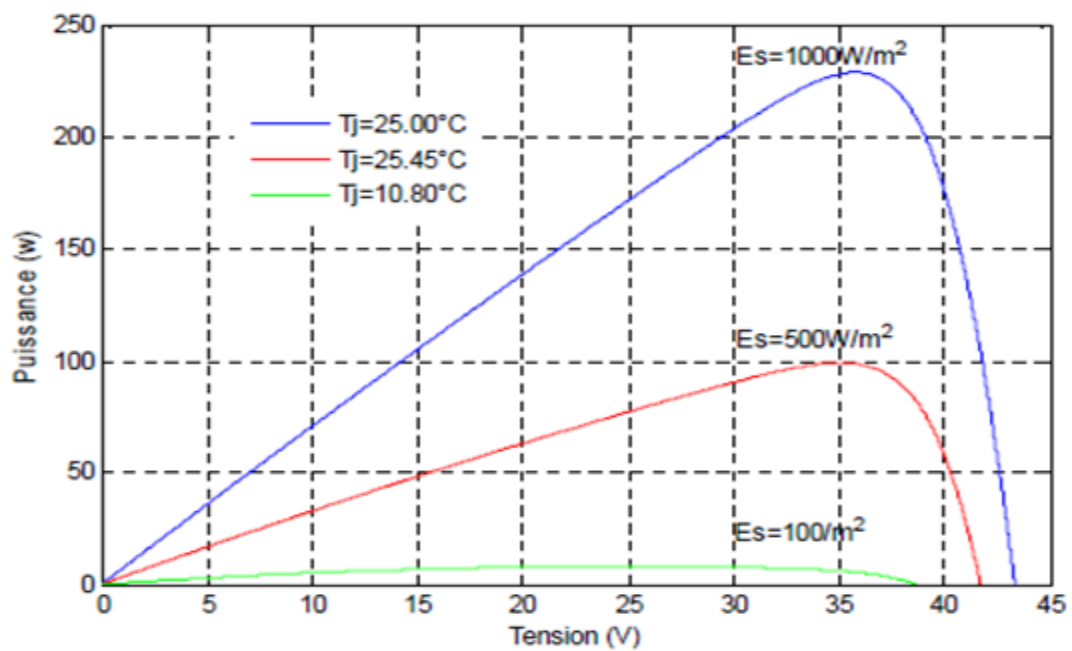


Figure II.6: L'influence de E_s et T_j sur la caractéristique (P-V).

II.3.2. Dimensionnement du générateur photovoltaïque

La puissance de sortie d'un générateur photovoltaïque sous les conditions standards de mesure, CSM, (éclairage $E_s = 1000 \text{ W/m}^2$ et température de cellule $T_{jref} = 25 \text{ °C}$) est [13]

$$P_p = \eta_s A E_s \quad (\text{II-9})$$

Où

P_p : puissance de sortie sous CSM (W).

η_s : rendement du générateur à la température de référence (25°C).

A : surface active du générateur (m^2).

E_s : éclairage dans les CSM (1000 W/m^2).

L'énergie électrique journalière E_e est donnée par :

$$E_e = \eta_{PV} A E_m(\beta) \quad (\text{II-10})$$

Où

η_{PV} : Rendement moyen journalier du générateur dans les conditions d'exploitation.

$E_m(\beta)$: Irradiation moyenne journalière incidente sur le plan des modules à l'inclinaison β ($\text{kWh} / m^2 / \text{jour}$).

Le rendement η_{PV} peut être calculé à l'aide de l'expression :

$$\eta_{PV} = F_m [1 - \gamma(T_j - T_{jref})] \eta_g \quad (\text{II-11})$$

Où

F_m : Facteur de couplage, défini comme le rapport entre l'énergie électrique générée sous les conditions d'exploitation et l'énergie électrique qui se générerait si le système travaillait au point de puissance maximum.

γ : Coefficient de température des cellules. γ Prend des valeurs entre 0,004 et 0,005 / °C pour des modules au silicium mono et polycristallin, et entre 0,001 et 0,002 pour des modules au silicium amorphe.

T_j : Température moyenne journalière des cellules durant les heures d'ensoleillement.

L'énergie électrique nécessaire est liée avec l'énergie hydraulique par l'expression :

$$E_e = \frac{E_h}{\eta_{MB}} \quad (\text{II-12})$$

E_h : Énergie hydraulique moyenne mensuelle (kWh).

η_{MB} : Rendement du sous-système moteur-pompe.

En substituant les équations (II-10), (II-11) et (II-12) dans (II-9), nous obtenons pour la puissance crête du générateur :

$$P_p = \frac{E_s}{F_m [1 - \gamma (T_j - T_{jref})] E_m(\beta) \eta_{MB}} E_h \quad (\text{II-13})$$

II.4. Les convertisseurs

Les convertisseurs sont des systèmes permettant d'adapter l'énergie électrique à un récepteur donné. Selon le type de machine à piloter et la nature de l'alimentation électrique, il existe plusieurs familles de convertisseurs : [14]

a. Convertisseur DC/DC (Hacheur)

Les convertisseurs DC/DC dont pour fonction de fournir une tension continue variables à partir d'une tension continue fixe. Cette conversion d'énergie s'effectue grâce à un "découpage" haute fréquence caractérisée par un rendement élevé [20].

a.1) Convertisseur Buck (hacheur série)

Un convertisseur Buck, ou hacheur série convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur.

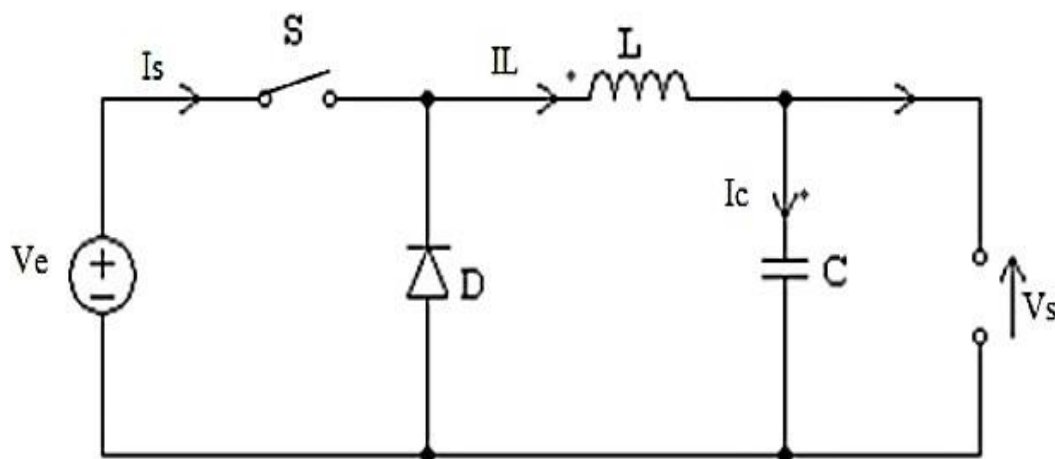


Figure II-7: Le schéma de principe du hacheur série.

Les composants L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation due au hachage de la tension et du courant de sortie.

a.2) Convertisseur Boost (Hacheur parallèle)

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.

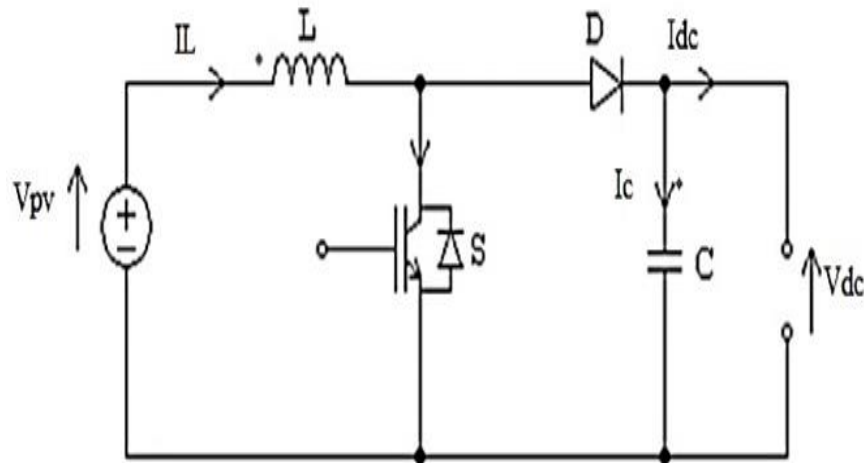


Figure II-8 : Le schéma de principe du hacheur parallèle.

L'inductance permet de lisser le courant appelé sur la source. La capacité C permet de limiter l'ondulation de tension en sortie.

b. Convertisseur DC/AC (Onduleur)

Les onduleurs sont des circuits statiques qui transforment une puissance électrique sous forme continue en une puissance sous forme alternative, à une valeur désirée de tension ou du courant et de fréquence. La tension de sortie d'un onduleur à une forme d'onde périodique qui n'est pas sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde souhaitée [14].

b.2) Onduleur triphasé

Ce type d'onduleur est généralement recommandé pour les applications de forte puissance. La structure de ce convertisseur est constituée de trois onduleurs monophasés demi-pont (ou pont) connectés en parallèle, fournissant trois tensions de sortie déphasées de 120° l'une par rapport à l'autre [14].

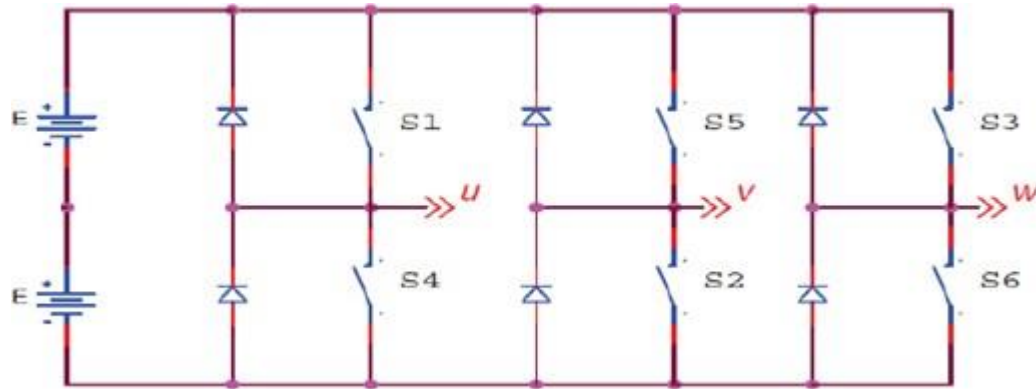


Figure II-9 : Schéma de principe d'un onduleur triphasé en pont.

II.4.1. Modélisation des convertisseurs

a. Modélisation du hacheur

- **Modèle mathématique équivalent**

Pour extraire le modèle mathématique du convertisseur, il faut l'étudier dans les deux phases de fonctionnement (S fermé, et S ouvert), ensuite donner son modèle approximé.

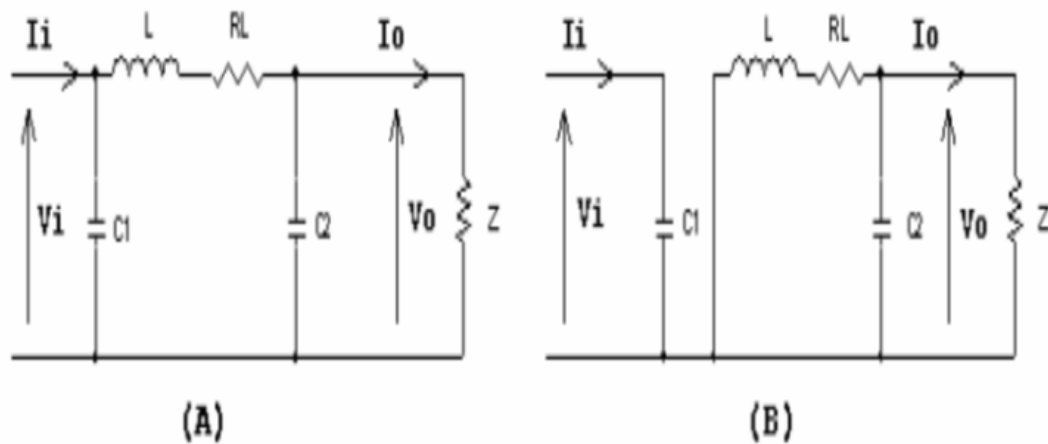


Figure II-10 : Circuits équivalents du convertisseur BOOST, (A): S fermé, (B) : S ouvert.

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les deux circuits précédents, on obtient les systèmes d'équations suivantes :

$$\begin{cases} i_{c1} = C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i - i_L \\ i_{c2} = C_2 \frac{dv_0}{dt} = i_i - i_0 \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - v_0 - R_L i_L \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Pour la deuxième période $(1-\alpha) T_s$:

$$\begin{cases} i_{c1} = C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i - i_L \\ i_{c2} = C_2 \frac{dv_0}{dt} = -i_0 \\ v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_i - R_L i_L \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

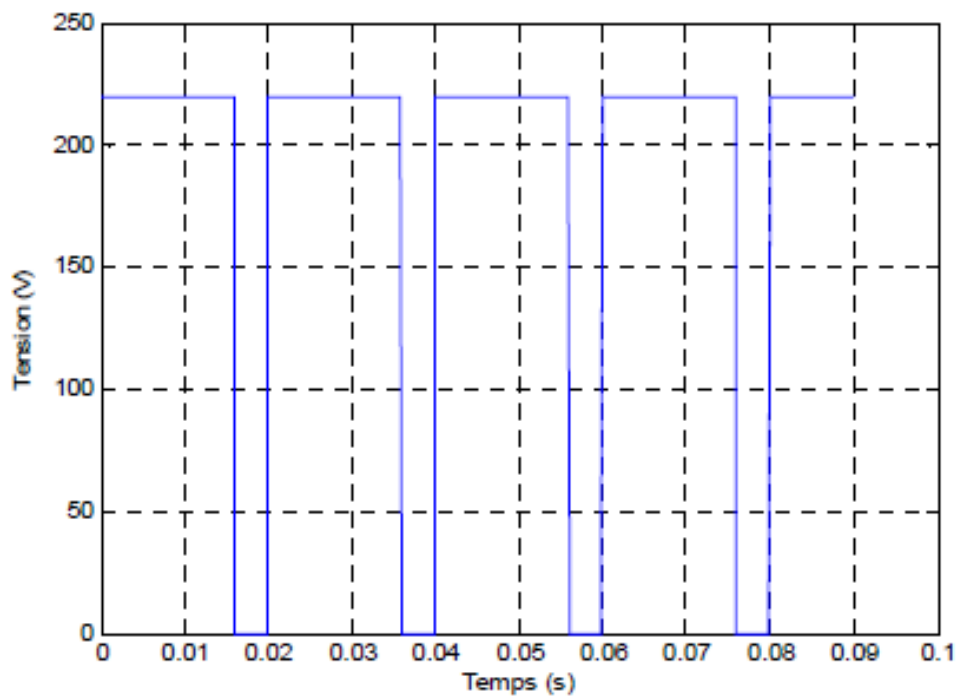


Figure II-11 : La tension à la sortie du hacheur.

b. Modélisation de l'onduleur

• Modèle de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude, on suppose que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.
- Les interrupteurs sont totalement commandables.
- Pour éviter le court-circuit d'un bras et éviter l'ouverture d'une phase d'une charge inductive ($F_1=1-F_1'$).

En s'appuyant sur ces hypothèses, on aboutit au schéma simplifié de la figure (II-13).

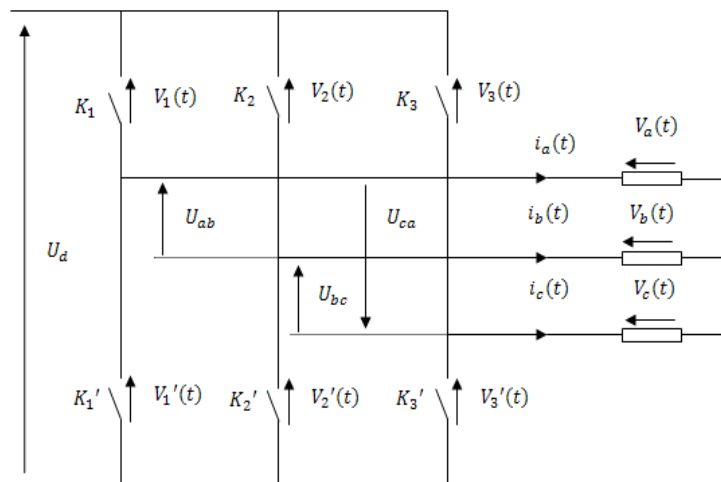


Figure II-12 : Modèle simplifié de l'onduleur triphasé.

$v_a(t), v_b(t), v_c(t)$: Les tensions simples délivrées par l'onduleur.

$U_{ab}(t), U_{bc}(t), U_{ca}(t)$: Les tensions composées délivrées par l'onduleur.

Les équations des tensions composées sont données par les relations suivantes : [15]

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

D'autre part, on a les relations entre les tensions simples et les tensions composées comme suit:

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{a}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{a}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{a}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

L'hypothèse d'un système de tension équilibré implique :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{II.18})$$

Les interrupteurs k_j, k_j' ($j = 1, 2, 3$) sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant.

On associe à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion

F_j ($j = 1, 2, 3$) correspondant aux signaux de commande des interrupteurs.

F_j ($j = 1, 2, 3$) est définie comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } k_j \text{ fermé} \\ 0 & \text{si } k_j \text{ ouvert} \end{cases} \quad (j=1, 2, 3) \quad (\text{II-19})$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } F_j = 1 \Rightarrow V_1 = 0 \\ \text{si } F_j = 0 \Rightarrow V_1 = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_1 = -(F_1 - 1)U_f \quad (\text{II-20})$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } F_j = 1 \Rightarrow V_2 = 0 \\ \text{si } F_j = 0 \Rightarrow V_2 = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_2 = -(F_2 - 1)U_f \quad (\text{II-21})$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } F_a = 1 \Rightarrow V_a = 0 \\ \text{si } F_a = 0 \Rightarrow V_a = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_a = -(F_a - 1)U_f \quad (\text{II-22})$$

Exprimons les tensions composées en fonction des états logiques des interrupteurs :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_2 - V_1 \Rightarrow U_{ab} = (F_1 - F_2)U_f \\ U_{bc} &= V_a - V_2 \Rightarrow U_{bc} = (F_2 - F_a)U_f \\ U_{ca} &= V_1 - V_a \Rightarrow U_{ca} = (F_a - F_1)U_f \end{aligned} \quad (\text{II-23})$$

Ce qui donne la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_f \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_a \end{bmatrix} \quad (\text{II-24})$$

L'expression (II-17) sous forme matricielle s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{a} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{II-25})$$

En remplaçant (II-24) dans (II-25), on aura le système matriciel (II-21) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{a} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_a \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

Les figures (II-14, II-15) présente la stratégie de commande à modulation de largeur d'impulsion.[15]

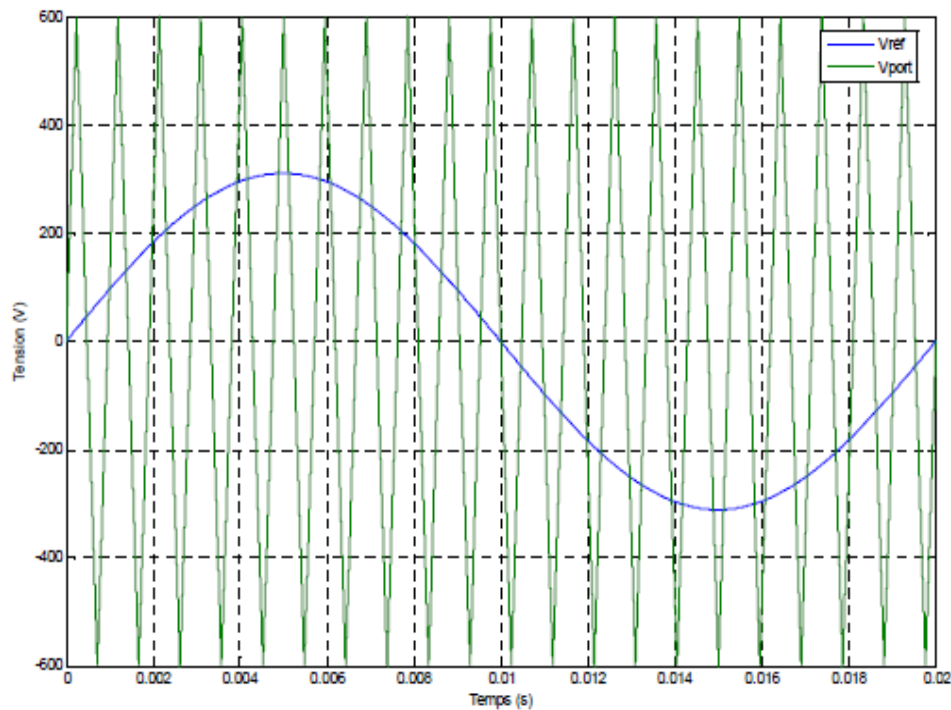


Figure II-13 : principe de la commande MLI sinusoïdale

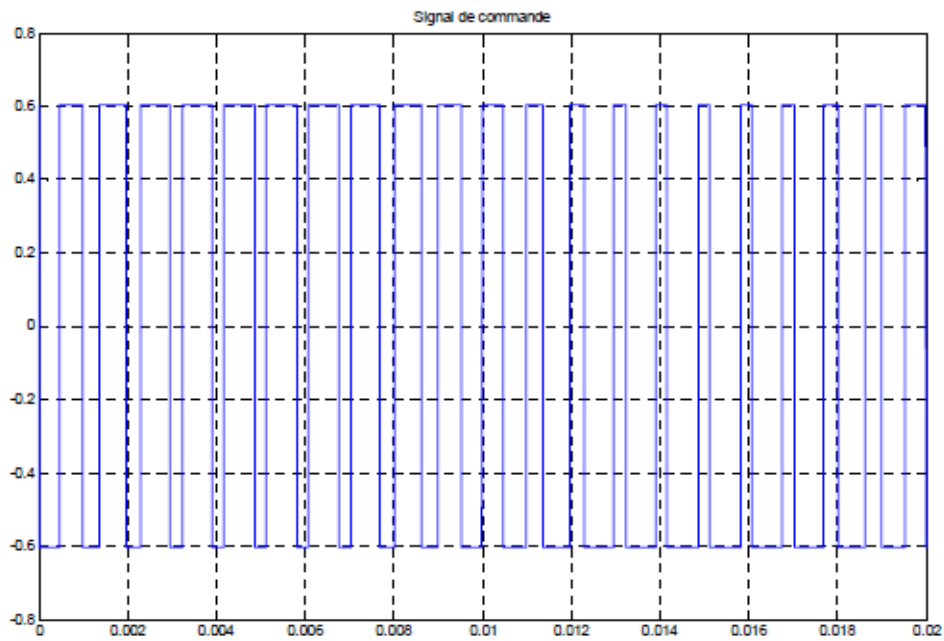


Figure II-14 : Signal de commande

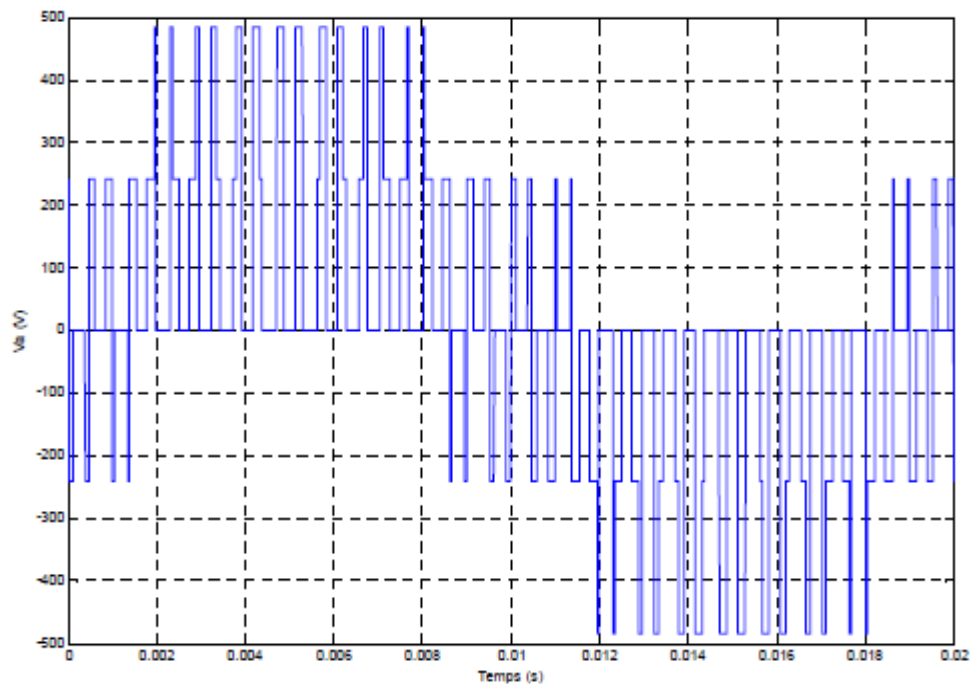


Figure II-15 : La tension à la sortie de l'onduleur.

II.5. Les Pompes

Les pompes à eau sont généralement classées selon leur principe de fonctionnement, à déplacement volumétrique ou centrifuge. En plus de ces deux classifications, que nous décrirons plus loin, nous distinguons également deux autres types de pompes en fonction de leur emplacement physique par rapport à l'eau pompée ; les pompes d'aspiration et les pompes de refoulement.

La hauteur d'aspiration de toute pompe est limitée à une valeur théorique de 9,8 mètres (pression atmosphérique, eau en mètres), et une limite pratique de 6 ou 7 mètres. Par conséquent, la pompe d'aspiration est toujours installée en dessous de cette hauteur. Ces pompes doivent également être activées, c'est-à-dire que la partie amont de la pompe doit être remplie d'eau pour déclencher l'aspiration.

La pompe de refoulement est immergée dans l'eau, et son moteur est soit immergé avec la pompe (pompe monobloc), soit le moteur est posé au sol ; la transmission de puissance s'effectue alors par l'axe long reliant la pompe au moteur. Dans les deux cas, la conduite de refoulement après la pompe permet une hauteur de plusieurs dizaines de mètres, selon la puissance du moteur [16].

a. Pompe centrifuge

Ils utilisent le changement de vitesse du fluide pompé combiné à l'action de la force centrifuge pour augmenter la pression. L'énergie cinétique conférée à l'eau fluide est fournie par la rotation d'une roue munie d'aubes ou d'ailettes, et fait partie de cette énergie, qui est convertie en pression par décélération. Dans le cas des modules photovoltaïques, les caractéristiques des pompes centrifuges sont particulièrement intéressantes :

- Le couple d'entraînement de la pompe est pratiquement nul au démarrage et peut fonctionner même en cas de très faible ensoleillement, mais une certaine vitesse du moteur est nécessaire pour obtenir une pression d'eau suffisante pour s'écouler à l'extrémité du tuyau. la fourniture.
- La puissance absorbée est bien adaptée aux modules photovoltaïques, fournissant un bon rendement global [16].

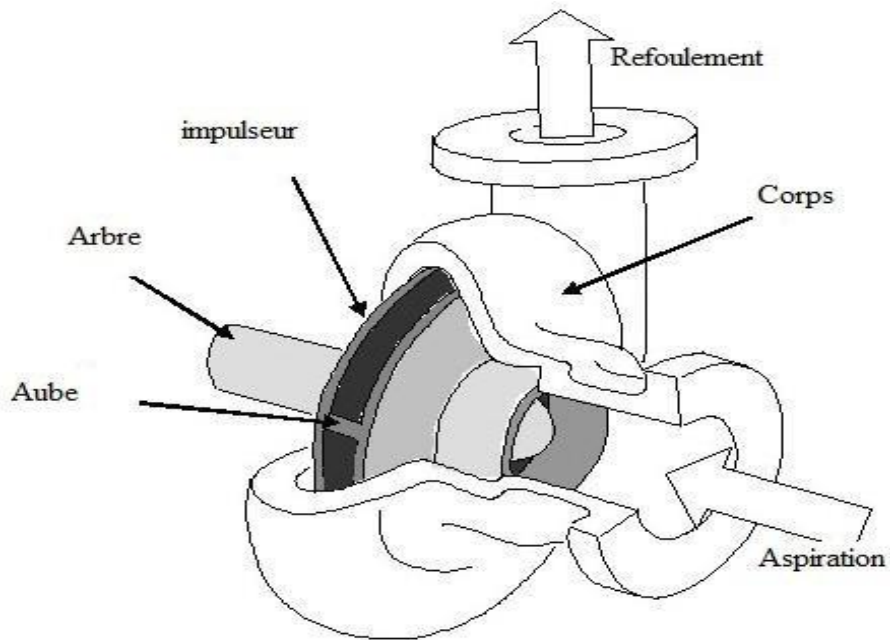


Figure II.16: Pompe centrifuge.

- Caractéristique couple et débit en fonction de la vitesse

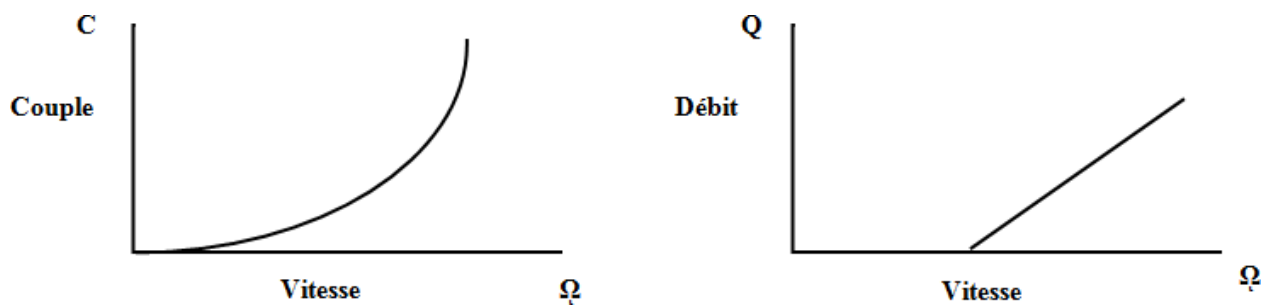


Figure II.17 : Caractéristiques d'une pompe centrifuge.

b. Pompes volumétriques

Dans ces pompes, le fluide est mis en mouvement par une variation du volume qui le contient. Les pompes volumétriques sont de deux sortes, les pompes volumétriques alternatives (exemple : pompe à piston, à membranes, etc.) et les pompes volumétriques rotatives (pompe à vis, etc.)

Leurs principaux atouts sont les suivants :

- Elles sont destinées aux faibles débits (inférieur à 5 m³/h) et aux grandes hauteurs.
- Elles ont de bons rendements, et les pompes de surface sont à auto-amorçages.

Le couple de démarrage d'une pompe volumétrique (de 3 à 5 fois le couple nominal) et la caractéristique $I=f(V)$ de ce type de pompe font que son fonctionnement en direct sur un panneau photovoltaïque n'est pas économiquement viable.

Pour pallier au problème de surdimensionnement du générateur résultant de cette inadaptation, un adaptateur d'impédance est utilisé pour permettre un rendement aussi élevé que possible de l'ensemble du système [16].

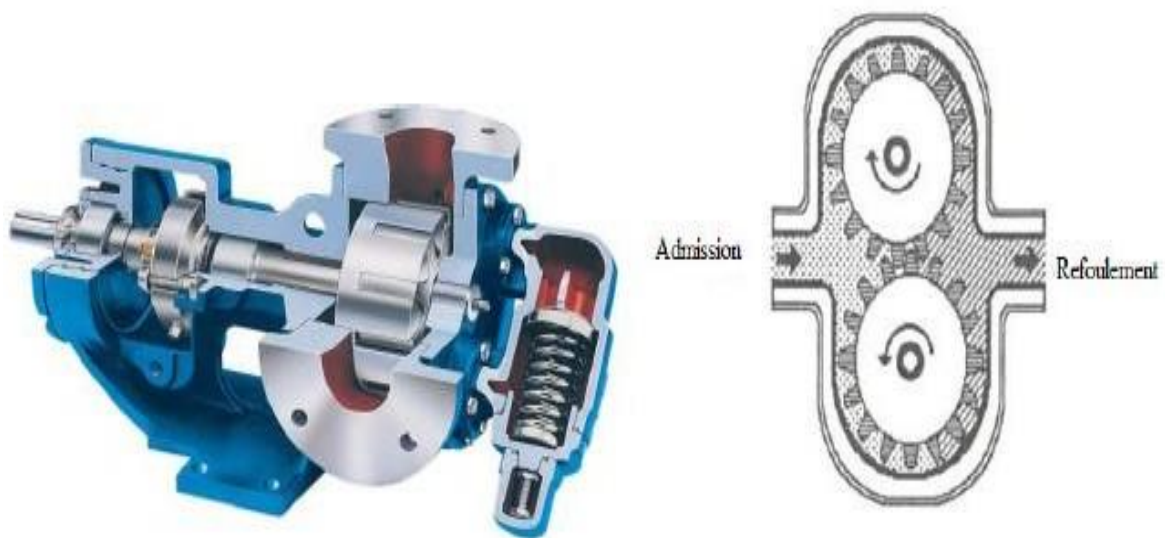


Figure II.18: Pompe volumétrique.

- **Caractéristique couple et débit en fonction de la vitesse :**

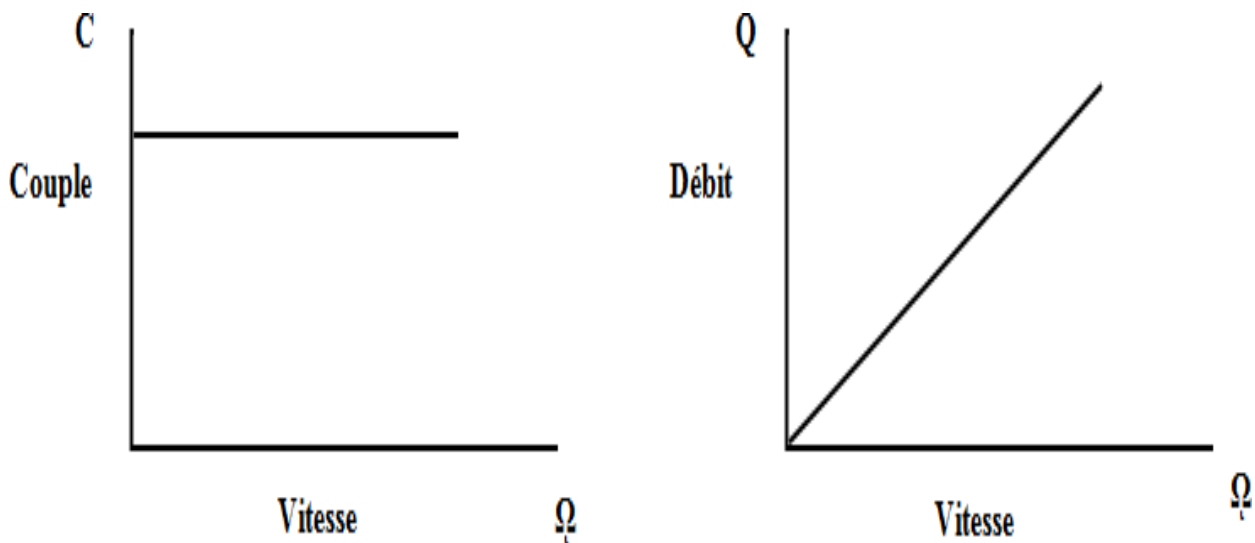


Figure II.19 : Caractéristiques d'une pompe volumétrique.

c. Comparaison entre la pompe centrifuge et la pompe volumétrique

	Pompe centrifuge	Pompe volumétrique
Mécanique	Met le liquide en mouvement, ce qui crée une pression à la sortie (une pression apparaît, entraînant un débit)	Isole une certaine quantité de liquide et la transfère de l'orifice d'aspiration à celui de refoulement (un débit est créé, entraînant une pression)
Performance	Le débit dépend de la pression variable	Le débit est constant quelle que soit la pression.
Viscosité	Le rendement diminue avec l'augmentation de la viscosité du fait des pertes par frottement dans la pompe	Le rendement Augmente avec la viscosité.
Rendement	Rendement optimal en un point. À des pressions différentes, le rendement diminue	Le rendement augmente avec la pression.
Conditions d'entrée	Le liquide doit être dans la pompe pour créer un différentiel de pression. Auto-amorçage d'une pompe à sec impossible	Une pression négative est créée à l'orifice d'entrée. Auto-amorçage d'une pompe à sec possible.

Tableau I.1 : Comparaison entre la pompe centrifuge et la pompe volumétrique [16].

La pompe centrifuge présente d'innombrables avantages par rapport aux autres types de pompes, elle a un volume moins encombrant, un service relativement silencieux et une mise en œuvre faible avec tous les types de moteurs électriques disponibles sur le marché. Elle s'adapte aussi aisément à tous les problèmes de traitement des liquides, et elle répond aux exigences spécifiques des installations [16]. Tous ces avantages nous emmènent à choisir comme pompe pour notre système de pompage, la pompe centrifuge.

II.5.1. Modélisation de la pompe

Les courbes principales qui caractérisent une pompe centrifuge et qui expriment ses performances sont, pour une vitesse de rotation donnée.

a. Caractéristique débit- vitesse

Le débit de cette pompe est proportionnel à la vitesse de rotation du moteur. Toutefois il faut une vitesse minimale à une H_m donnée pour obtenir un débit.

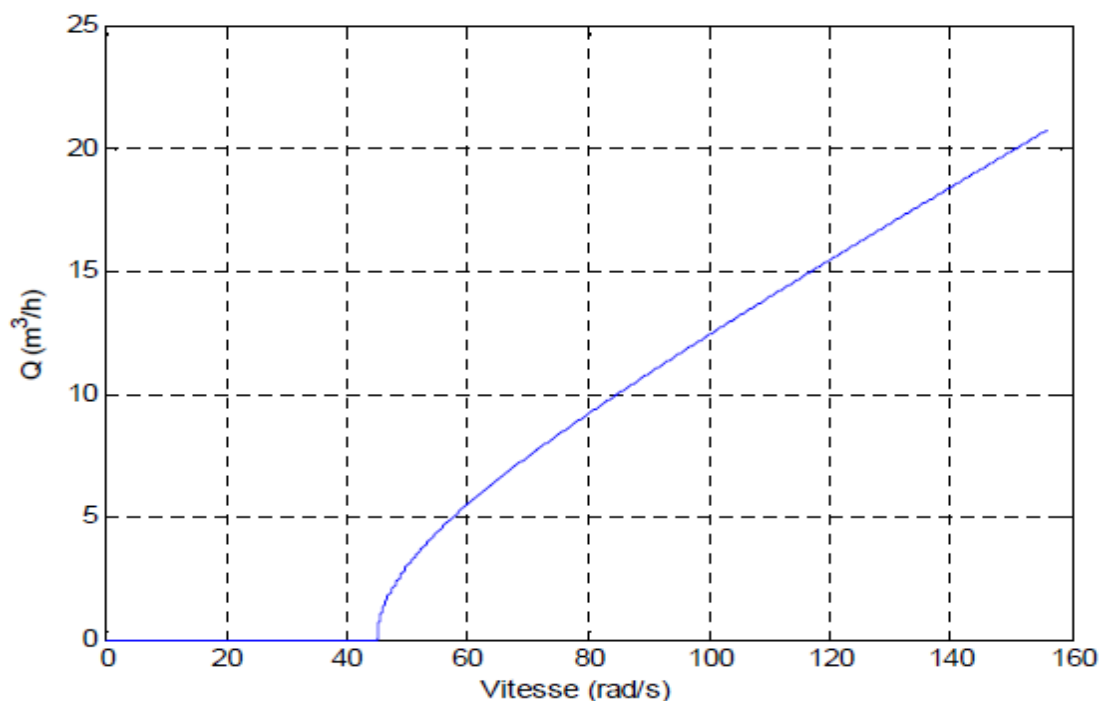


Figure II.20 : La caractéristique débit- vitesse d'une pompe centrifuge.

b. Caractéristique couple – vitesse

Le couple du moteur augmente très rapidement en fonction de cette vitesse et la hauteur de refoulement est fonction du carré de la vitesse du moteur. La vitesse de rotation du moteur devra donc être très rapide pour assurer un bon débit.

Parce le couple de démarrage est limité au couple de frottement de la pompe à vitesse nulle (qui est plus important qu'en rotation), la pompe requiert une vitesse minimale à une H_m donnée pour obtenir un débit de départ non nul.[15]

Donc la pompe centrifuge oppose un couple résistant C_r :

$$C_r = k_r w^2 + C_S \quad (\text{II-27})$$

Avec :

Kr : coefficient de proportionnalité [$\text{Nm}/(\text{rd. S}^{-1})^2$].

C_S : couple statique, très petit [Nm].

w : vitesse de rotation [rd. S^{-1}].

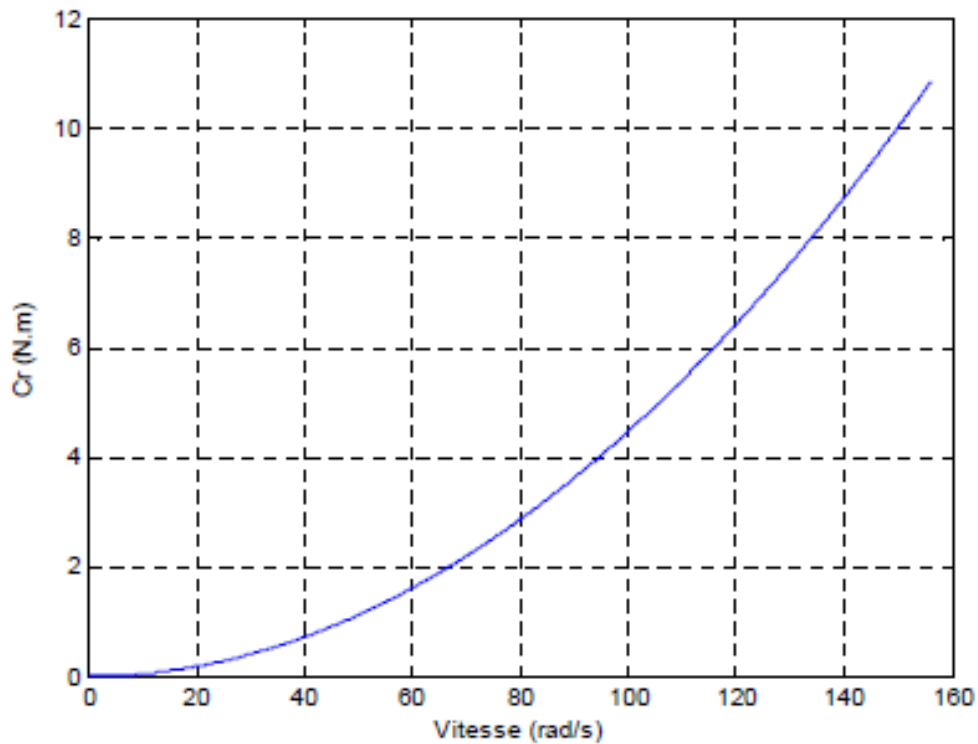


Figure II.21 : Caractéristique couple - vitesse d'une pompe centrifuge.

L'équation de puissance mécanique de la pompe est aussi déterminée en fonction de la vitesse est donnée par la relation suivante :

$$P_{mec} = k_p w^3 \quad (\text{II-28})$$

c. Caractéristique débit-hauteur

La courbe débit-hauteur, exprime les variations des différentes hauteurs de relèvement en fonction du débit.

Les constructeurs sont en mesure de fournir au client la courbe $Q(H_m)$ correspondant aux diamètres, maximal et minimal possibles de la roue.

Si la charge du moteur est une pompe émergée monocellulaire à roue radiale. Elle est caractérisée par un modèle qui sert à déterminer la dépendance de la hauteur manométrique totale H_m en fonction du débit Q . En prenant comme paramètre la vitesse de rotation du moteur, le modèle utilisé est identifié par l'expression de « PELEIDER-PETERMAN »

$$H_m = C_1 w Q - C_a Q^2 \quad (\text{II-29})$$

Avec :

C_1 , C_2 et C_3 : des constantes propres de la pompe données par le constructeur.

w : la vitesse de rotation [rd. S⁻¹].

H_m : la hauteur manométrique [m].

Q : débit [m³/S].

Lorsque la quantité d'eau est nulle, cela se manifeste par le phénomène de 'barbotage' qui se traduit par la hauteur de barbotage H_1 , et l'équation précédente devient comme suit :

$$H_1 = C_1 w^2 \quad (\text{II-30})$$

Le banc d'essai étudié est constitué d'un puits, la conduite de refoulement est déterminée par des conditions économiques, son diamètre et sa longueur.

Alors la caractéristique $H_m(Q)$ peut être tracée et la caractéristique résistante $Q(H_m)$ de la canalisation est ensuite déterminée. Cette dernière se met sous la forme suivante:

$$H_c = H_g + \Delta H \quad (\text{II-31})$$

Avec :

H_g : Hauteur géométrique, égale à la différence des hauteurs entre les niveaux libres du liquide côté d'aspiration et côté de refoulement.

ΔH : désigne la somme de toutes les pertes de charges dues au frottement du fluide contre les parois et divers changements de sections.

$$\Delta H = k_h Q^2 \quad (\text{II-32})$$

Avec :

Kh : constante donnée de la pompe.

La courbe $H_m(Q)$ comme indiquée sur la figure (II-22) est une parabole. Le point de rencontre de la courbe $H_m(Q)$ avec l'axe des ordonnées est le point à débit nul, on l'appelle point à vanne fermée ou encore point de barbotage [17].

Le point de fonctionnement de la pompe est le point d'intersection des deux courbes.

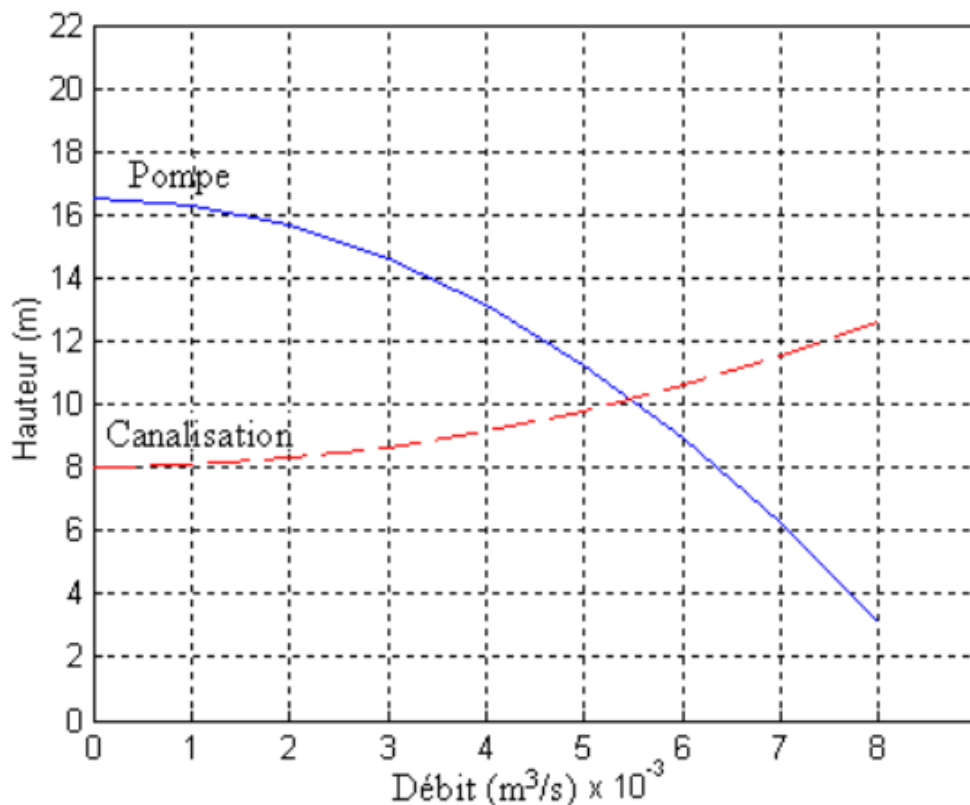


Figure II.22 : Caractéristiques de la pompe $H_m(Q)$ et de la canalisation.

II.5.2. Dimensionnement du générateur photovoltaïque et la pompe

Le débit crête Q (m^3/h) est calculé par la relation :

$$Q = \frac{3.6Ph}{g_h} \quad (\text{II-33})$$

Où

Ph : Puissance hydraulique nécessaire (W).

g : Accélération de la pesanteur (9.81 m/s^2).

h : Hauteur manométrique totale (m).

La puissance hydraulique crête (P_h) nécessaire en fonction de la puissance électrique crête fournie par le générateur photovoltaïque (P_e) est donnée par :

$$Ph = Pe \eta_{MB} \quad (\text{II-34})$$

Où

η_{MB} : Rendement crête du sous-système moteur-pompe.

II.6. Énergie requise pour la pompe

$$E_{elec} = \frac{\text{constante hydraulique} * \text{le débit journalier} * HMT}{\text{Rendement du groupe motopompe}} \quad (\text{II-35})$$

$$E_{elec} = \frac{C_H * Q \left(\frac{m^3}{j} \right) * HMT(m)}{\eta_p} \quad (\text{II-36})$$

Où

E_{elec} : est habituellement exprimé en kWh

$$C_H = g * \vartheta = \frac{9.81(m.s^{-2}) * 10 \left(\frac{kg}{m^3} \right)}{3600 \left(\frac{s}{h} \right)} = 2.725 \left(\text{kg} \cdot \text{s} \cdot \frac{h}{m^2} \right) \quad (\text{II-37})$$

Où

g : La constante de la gravité ($9,81 \text{ m/s}^2$) ;

ϑ : La densité de l'eau (1000 kg/m^3) ;

η_p : Le rendement des groupes motopompes est de 30% à 45%, selon le type de pompe et de moteur.

- ✓ **Projet** : Irrigation d'une oasis de 365 de palmiers.
- ✓ **Site** : Ville de Tougourt
- ✓ **Irradiation quotidienne** : 5.71 kWh/m²/jour.
- ✓ **Débit maximum** : 8 m³/h
- ✓ **Forage** : HMT = 60 m.
- ✓ **Module photovoltaïque choisi** :
Poly-cristallin IBC Solo Sol
- ✓ Comportement lors de conditions de test standard (STC*)
- ✓ Puissance au point de puissance maximale Pmax = 225.14Wc
- ✓ Tension à vide Uoc = 36.7 V
- ✓ Tension au point de puissance maximale = 29.9 V
- ✓ Courant de court-circuit Isc= 8,18 A
- ✓ Courant au point de puissance maximale Impp = 7,53 A

➤ **Énergie hydraulique**

$$E_c = \frac{C_H * Q * HMT}{\eta_p} = 8,720 \text{ Wh/j} \quad (\text{II-38})$$

$$\eta_p = 0.6$$

Énergie hydraulique est : $E_c = 8,720 \text{ Wh/j}$.

➤ **Énergie électrique**

$$K = 0.7$$

$$E_p = \frac{E_c}{k} = 12,457.14 \text{ Wh/j.} \quad (\text{II-39})$$

Énergie électrique $EP = 12,457.14 \text{ Wh/j}$.

➤ **Puissance crête des panneaux photovoltaïques**

$$I_R = 5.71 \text{ kWh/m}^2/\text{jour}$$

$$P_{pv} = E_p / I_R = 2181.63 \text{ W} \quad (\text{II-40})$$

➤ **Nombre total de panneaux**

$$N_T = \frac{P_{pv}}{P_{Panneaux}} = \frac{2181.63}{225.14} = 9.69 \text{ panneaux} \quad (\text{II-41})$$

➤ **Nombre de panneaux en série**

$$N_s = \text{Ent} \left(\frac{U_{\text{ond.max}}}{U_{\text{co}} * 1,15} \right) = \text{Ent} \left(\frac{400}{36.7 * 1,15} \right) = 9.47 \text{ donc: } 10 \text{ panneaux} \quad (\text{II-42})$$

➤ **Nombre de branche en parallèle**

$$N_p = \text{Ent} \left(\frac{N_T}{N_s} \right) = \text{Ent} \left(\frac{10}{9.10} \right) = 1 \text{ donc } 1 \text{ branches} \quad (\text{II-43})$$

➤ **Donc le nombre de branche des panneaux en parallèle sera :**

$$N_p = 1 \text{ branches}$$

Donc le nombre panneaux corrigé sera: 10 panneaux donc la puissance crête corrigé est de $10 \times 225.14 = 2251.4 \text{ W} = 2.25 \text{ Kw}$

$$P_c = 2251.47 \text{ Wc}$$

On 10 panneaux car $10 \times 225.147 = 2251.47 \text{ Wc} = 2.25 \text{ Kw}$

II.7. CHOIX DE MATERIEL

II.7. 1. Choix de la pompe

On choisit la pompe en fonction du débit et de la hauteur manométrique totale, on calcule le débit horaire par la formule suivante :

$$Q_h = \frac{Q \left(\frac{\text{m}^3}{\text{jour}} \right)}{h} \quad (\text{II-44})$$

Avec :

h : Nombre d'heures d'ensoleillement moyens (Environ 4 heures).

Q : Débit voulu ($32 \text{ m}^3/\text{jour}$).

$$Q_h = \frac{32}{4} = 8 \frac{\text{m}^3}{\text{h}}$$

Sachant que la hauteur manométrique totale est de 60 m, alors on choisit une pompe. Qui a les caractéristiques suivantes [28]:

A partir de la documentation sur les pompes on détermine le type de pompe à utiliser.

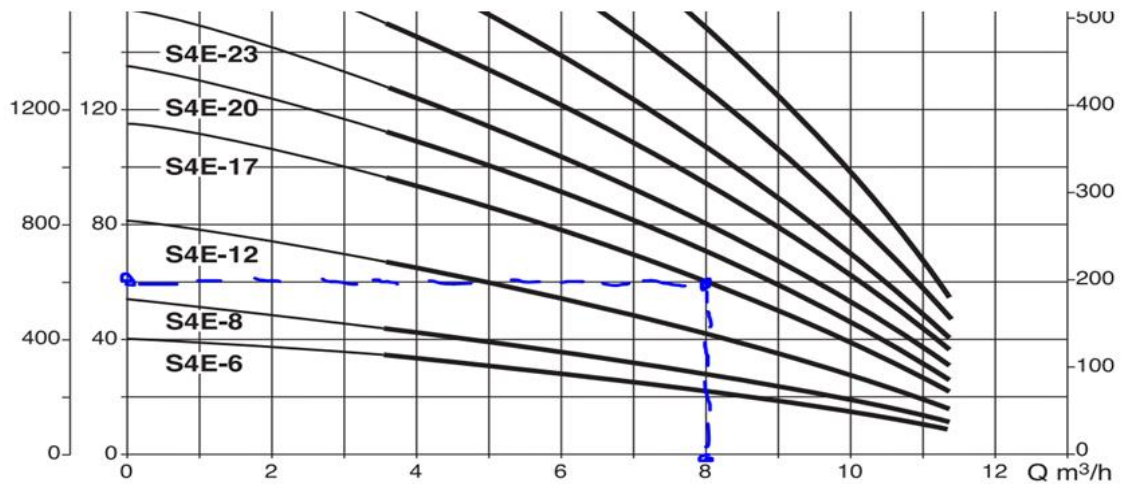


Figure II.23 : Caractéristique de la pompe utilisée.

MODÈLE	DONNÉES ÉLECTRIQUES				
	MOTEUR	P2 NOMINALE		ALIMENTATION 50 Hz	In A
		kW	ch		
S4 E 17	4GGT	2,2	3	3x400 V ~	5,9
	40LT	2,2	3	3x400 V ~	6
S4 E 20	4GGT	3	4	3x400 V ~	8,3
	40LT	3	4	3x400 V ~	7,9
S4 E 23	4GGT	3	4	3x400 V ~	8,3
	40LT	3	4	3x400 V ~	7,9
S4 E 27	4GGT	4	5,5	3x400 V ~	10
	40LT	4	5,5	3x400 V ~	10,2

Figure II.24 : Catalogue et abaque des pompes.

A partir de la documentation sur les pompes immergé, on détermine sur l'abaque $H = f(Q)$ le type de pompe à utiliser voir figure(II.24).

Les caractéristiques de la pompe choisie

Type : DAB. - ~~S4E-17~~

-Débit nominal : 8m³/h.

-Tension d'entrée : 3x400 v.

-Immersion : Jusqu'à 60 m

II.8. Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons étudié la modélisation des différents éléments de la chaîne de pompage tel que : le GPV, les convertisseurs et la pompe à eau. Nous avons présenté aussi la méthode de dimensionnement d'un système de pompage photovoltaïque, qui nous a permis de dimensionner une installation de pompage photovoltaïque pour satisfaire les besoins en eau d'une consommation bien déterminée, on a terminé par la caractérisation de la pompe utilisée dans le projet.

Chapitre 3 :

Commande de la MAS

Et Optimisation GVP

Chapitre III : Commande de la machine asynchrone et optimisation GVP

III.1.Introduction

La grande exploitation du contrôle de la machine à induction a commencé par l'invention du contrôle vectoriel par flux orienté à la fin des années 60. Avant cette époque le contrôle de la machine à induction était limité aux commandes scalaires.

Les commandes scalaires de la machine asynchrone, n'assurent pas un découplage entre le flux et le couple moteur. Cette limitation est observée aussi bien dans une alimentation en courant qu'en tension. Pour illustrer ceci, nous rappelons que pour augmenter le couple d'un moteur asynchrone à cage par une augmentation du glissement, le flux est affecté d'une diminution. La commande du couple ne se fait absolument pas indépendamment de celui du flux. Le couplage inhérent entre ces deux variables est responsable du peu de dynamique des techniques classiques [19 ,20].

Les techniques de la commande vectorielle appelées aussi commande à orientation du flux ont pour but d'assurer un certain découplage dans les moteurs à courant alternatif de façon à ce que le flux et le couple de ces moteurs soient commandés indépendamment. Ces techniques tirent leur idée de base du modèle "dq" du moteur asynchrone dans le repère synchrone et de la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés. Elles sont basées sur l'orientation du flux dans la machine selon l'axe d, ce qui assure de ce fait que sa composante quadrature demeure tout le temps nulle. Le couple et le flux peuvent être contrôlés par deux différentes composantes du courant statorique. En maintenant le flux constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux.

Pour réaliser ces conditions, une commande vectorielle nécessite la connaissance de la position du flux à orienter. Ceci peut être réalisé par une mesure directe à l'aide de capteurs de flux, d'où le nom de commande directe, ou par une estimation indirecte d'où le nom de commande indirecte

A l'exception du cas de la désexcitation, la commande vectorielle impose un flux constant à la machine ce qui permet d'obtenir un fonctionnement à couple maximum et garantir les meilleures performances. Nous montrerons dans ce chapitre que la commande à flux variable offre des réponses similaires à celles de la commande classique en améliorant et en optimisant un critère énergétique donné.

III.2. Principe de la commande vectorielle

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu.

Le référentiel (d, q) lié au champ tournant est choisi de telle façon que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux (I_{sd}) et que l'axe (q) coïncide avec la direction de la composante (I_{sq}) donnant le couple électromagnétique [19][20].

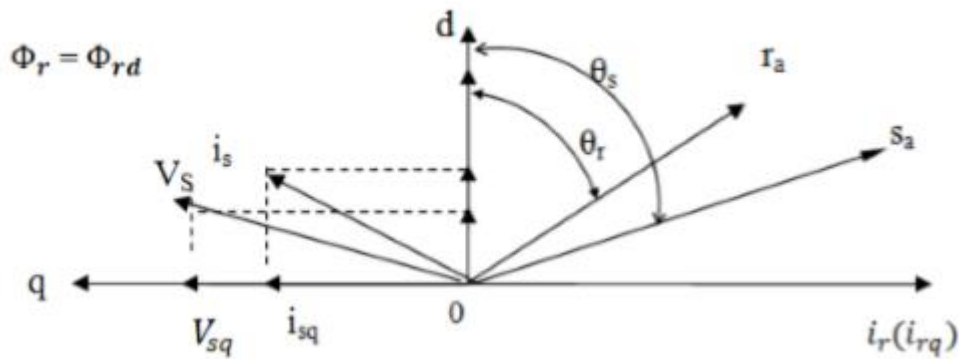


Figure III-1 : Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer).

III.2.1. Choix d'orientation de flux

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

- Commande vectorielle à flux rotorique orienté.
- Commande vectorielle à flux statorique orienté.
- Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique.

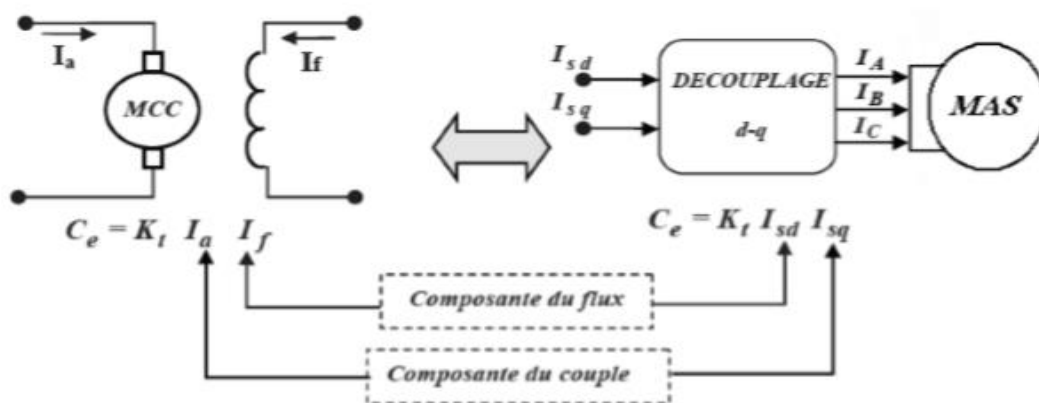


Figure III-2 : Schéma de principe de découplage de la MAS/MAC

III.2.2.Types de la commande vectorielle

Il existe deux modèles les plus utilisés dans les travaux de recherche, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse.

III.2.2.1.Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du vecteur flux (module et position), et elle est basée sur l'estimation ou la mesure des variables couple et flux. Et pour déterminer sa position du flux il faut utiliser le capteur à effet HALL placés sur les dents de stator.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- non fiabilité de la mesure du flux.
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

III.2.2.2.Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{dr} . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. [22]

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux [23] :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique [24].

Le problème de cette méthode, elle utilise un circuit de commande compliqué et aussi la sensibilité d'estimation les paramètres de la machine et les variations de la température.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sd} + s\frac{M}{L_r}\Phi_r - \omega_s\sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sq} + s\frac{M}{L_r}\Phi_r - \omega_s\sigma L_s I_{sd} \\ \Phi_r = \frac{M}{1+sT_r}I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r\Phi_r}I_{sq} \\ C_e = \frac{pM}{L_r}\Phi_r I_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{III.1})$$

III.3. Découplage entré-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [21]

III.3.1. Découplage par compensation

Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et facile, de définir ainsi deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} [27].

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{sd} = -\omega_s\sigma L_s I_{sq} - R_r \frac{M}{L_r^2} \Phi_r \\ e_{sq} = \omega_s\sigma L_s I_{sd} + R_r \frac{M}{L_r} \Phi_r \omega_r \end{array} \right. \quad (\text{III.3})$$

Les tensions V_{sd1} et V_{sq1} vont reconstruire les tensions V_{sd} et V_{sq}

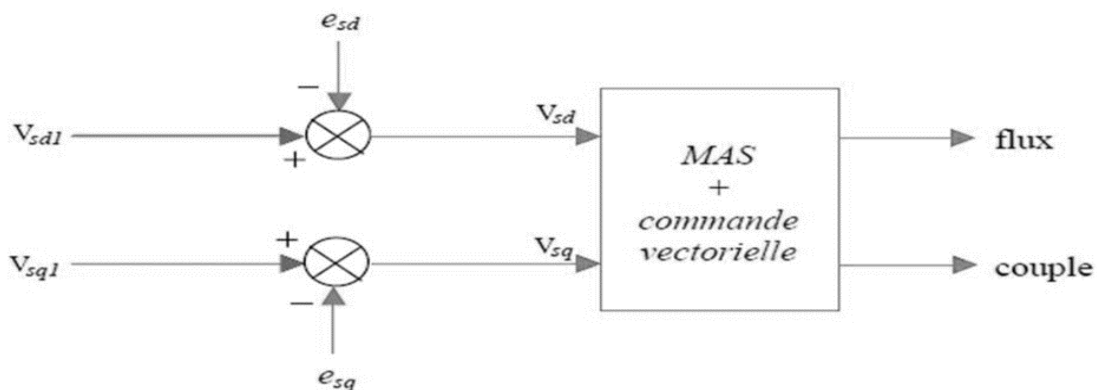


Figure III-3 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous définissons ainsi un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + (R_s + \frac{Lm^2}{L_r^2}) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + (R_s + R_r \frac{Lm^2}{L_r^2}) I_{sq} \end{cases} \quad (III.4)$$

A partir de là, Les actions sur les axes (d, q) sont donc découplées. En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons [28] :

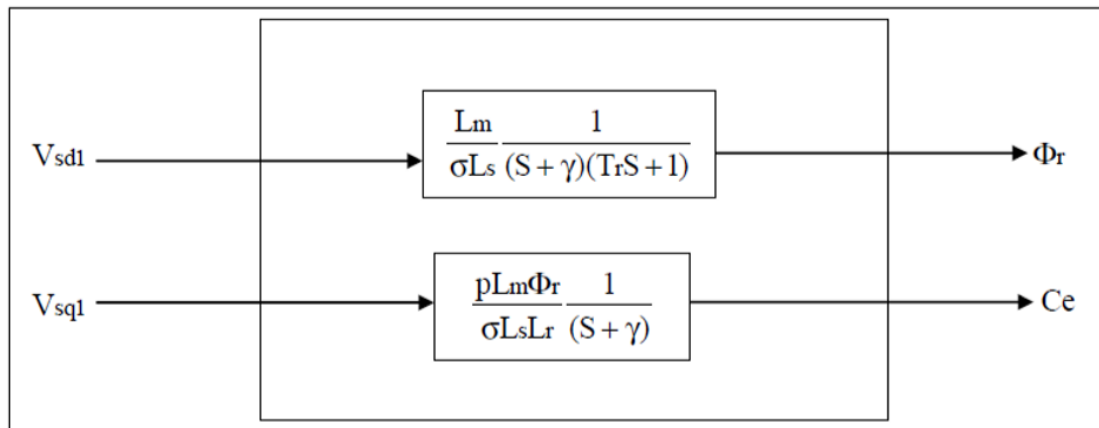


Figure III-4 : Commande découplée –Expression de Φ_r et C_e

Avec : $\gamma = \frac{R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}$

III.4. Les problèmes posés par le découplage

Dans ce cas du découplage, si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation sur l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement d'une action, et donc divergence du système. Et on constate qu'il y aura un risque d'instabilité et cela pose aussi un problème de robustesse de la commande.

Une solution consiste par exemple à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. Cette technique est très utile pour l'implantation réelle de la commande.

A partir du modèle du moteur et des équations du découplage, nous pouvons obtenir un schéma de principe de la commande vectorielle.

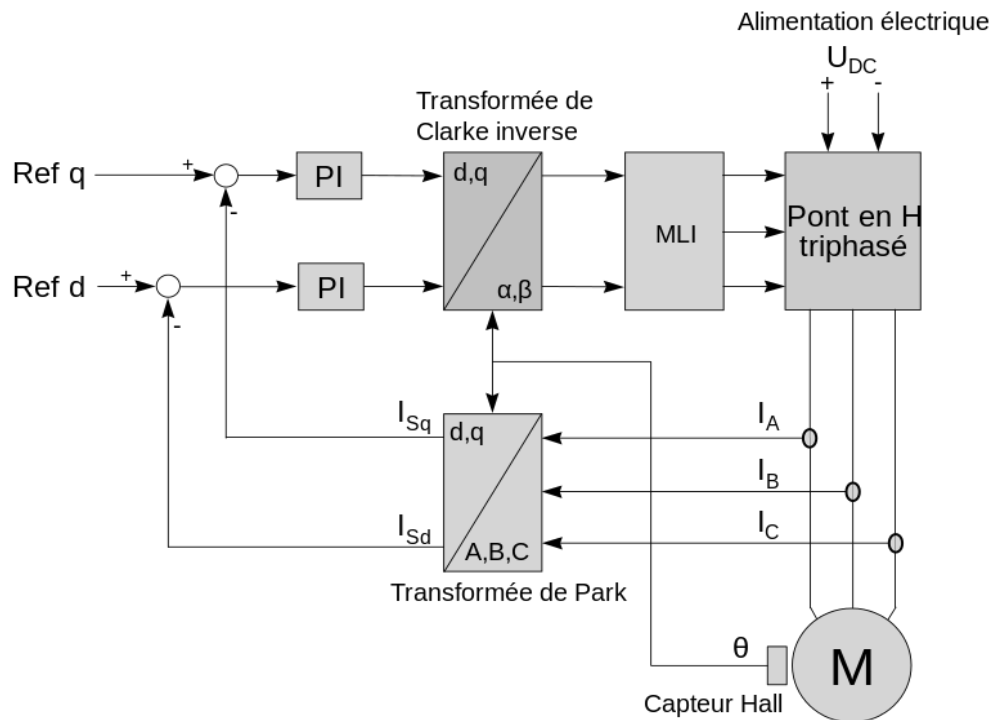


Figure III-5 : Exemple de commande vectorielle d'un moteur triphasé, où l'angle de Park (la position du rotor) est mesuré par un capteur à effet Hall

III.5.Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, et aussi permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\text{Sous vitesse : } \Phi_r = \Phi_{rnom} \text{ pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom} \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Sur vitesse : } \Phi_r = \frac{\Phi_{rnom}}{|\Omega_r|} \Omega_{rnom} \text{ pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

Ω_{rnom} : vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale

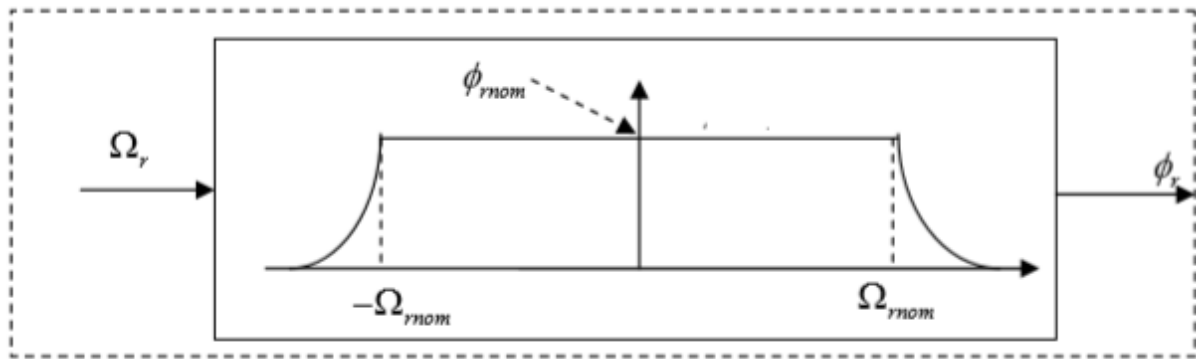


Figure III-6 : Bloc de défluxage.

III.6.Types de MLI

Les différents types de modulation de largeur d'impulsion [29]:

✓ **MLI naturelle ou interjective**

Le calcul des instants de commutation se fait par intersection du signal de référence avec un signal triangulaire.

✓ **MLI avec contrôle d'amplitude**

L'amplitude crête est constante et pour la valeur efficace du fondamental, on agit sur la largeur des impulsions. Pour maintenir $U/f = \text{Cte}$, il faut modifier la valeur des angles d'amorçage de MLI pour chaque valeur de vitesse. Ceux-ci sont donc pré calculés et stockés dans une mémoire.

✓ **MLI vectorielle**

Les instants de commutation sont calculés en ligne. En ce qui nous consternons pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI naturelle consistant à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

III.7.La régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle PI. Le régulateur proportionnelle – intégrale PI est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie où ses qualités de correction s'appliquent à de multiples grandeurs physiques [30].

Le régulateur ou le correcteur PI améliore la stabilité de la réponse et l'élimination de l'erreur statique en régime permanent.

L'objectif de la régulation, en général, est d'avoir un système de hautes performances.

III.7.1.Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre, et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

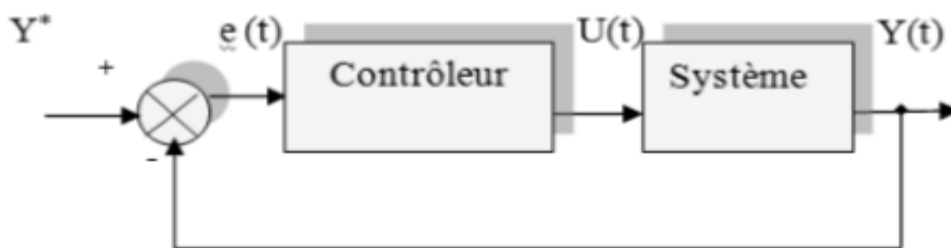


Figure III-7 : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_1 \int e(t) \quad (\text{III.7})$$

III.7.2.Action proportionnelle (p)

- Si k_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît

- Si k_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

III.7.3.Action intégrale (I)

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

III.7.4. Les caractéristiques des régulateurs

❖ La stabilité

On dit que le système est stable si pour une entrée bornée, la sortie reste bornée quelles que soient les perturbations. Ou aussi la stabilité traduit la propriété d'un système de tendre ou de revenir vers un état d'équilibre.

❖ La rapidité

La rapidité caractérise le temps de réaction d'un système à une variation de la consigne. Elle est caractérisée par le temps de réponse à 5%.

❖ La précision

La précision d'un système est caractérisée par l'écart en régime permanent.

III.7.5. Les régulateurs des courants statoriques

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI). [31]

III.7.6. Régulation du courant statorique directe I_{sd}

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de schéma et par l'annulation de E_d par le terme de compensation [32].

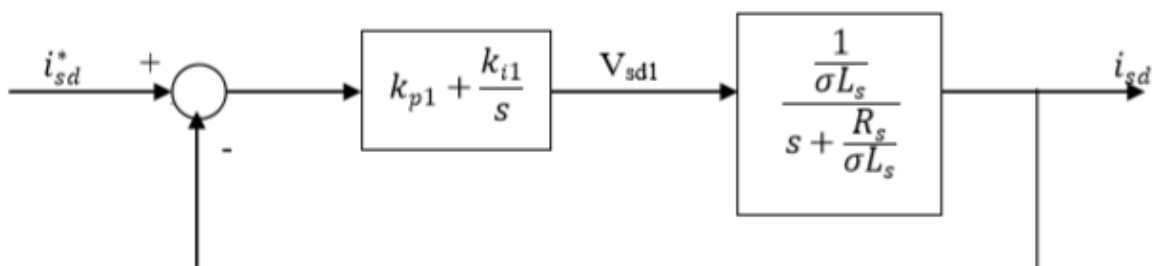


Figure III-8 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit

$$F_{i_{sd}} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = k_{p1} \frac{s + \frac{k_i}{k_{p1}}}{s} \frac{1/\sigma L_s}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{III.8})$$

Compensons le pôle $(s + \frac{R_s}{\sigma L_s})$ par $(s + \frac{k_i}{k_{p1}})$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{k_i}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II.9})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{i_{sd}} = \frac{k_{p1}}{s\sigma L_s} \quad (\text{III.10})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{i_{sd}} = F_{i_{sd}} = \frac{F_{i_{sd}}}{1 + F_{i_{sd}}} = \frac{1}{\frac{s\sigma L_s}{k_{p1}} + 1}, \tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (\text{III.11})$$

Nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constante de temps

$$\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (\text{III.12})$$

Pour un temps de réponse imposé $T_{\text{rép1}} (5\%)$, nous obtenons la condition suivante:

$$3\tau_1 = \tau_{\text{rép1}(5\%)} \quad (\text{III.13})$$

Donc

$$k_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{\tau_{\text{rép1}(5\%)}} \quad (\text{III.14})$$

Et, d'après l'équation :

$$k_{i1} = \frac{3R_s}{\tau_{\text{rép1}(5\%)}} \quad (\text{III.15})$$

III.7.7. Régulation de courant statorique i_{sq}

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la figure [33] :

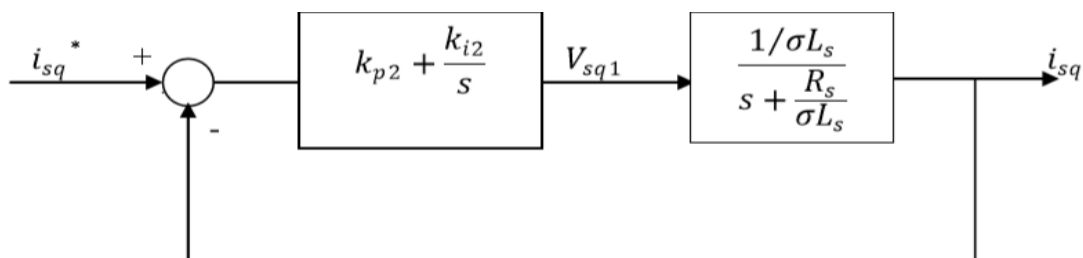


Figure III-9 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$k_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{\tau_{\text{rép2(5\%)}}} \quad (\text{III.16})$$

Et, d'après l'équation :

$$k_{i2} = \frac{3R_s}{\tau_{\text{rép2(5\%)}}} \quad (\text{III.17})$$

III.7.8. Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure

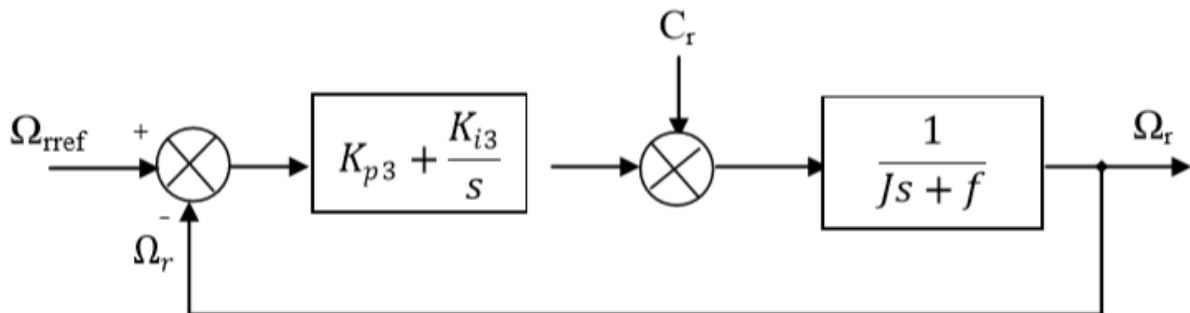


Figure III-10 : Schéma bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F_{\Omega_r} = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{III.18})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$F_{\Omega_r} = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{Js^2 + (k_{p3} + f)s + k_{i3}} \quad (\text{III.19})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2eme ordre, dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\omega_n^2 s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{III.20})$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}^*} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{III.21})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n^*} = \frac{k_{p3} + f}{k_{i3}} \quad (\text{III.22})$$

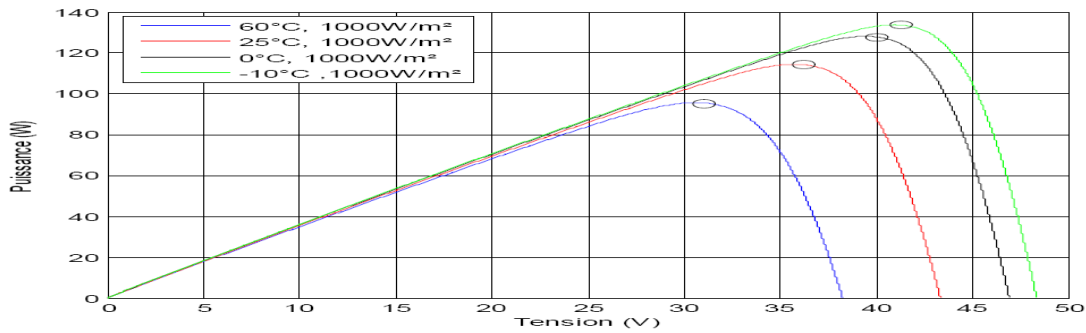


Figure III.12: Variations de P pour G constant et T variable [36]

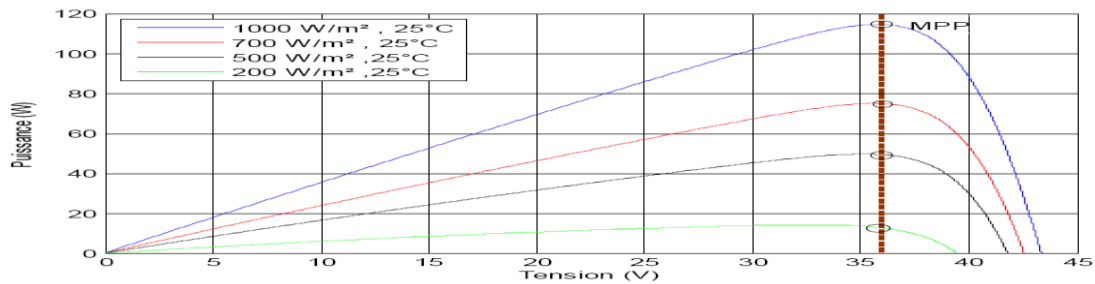


Figure III.13 : Variations de P pour T constant et G variable [36]

Les courbes précédentes, extraites de [36], matérialisent bien la nécessité d’un algorithme d’optimisation d’extraction de la puissance ; cela d’autant plus que dans la réalité, contrairement aux deux figures ci-dessus, la température et l’ensoleillement varient en même temps.

Il faut apparaît donc nécessaire d’adjoindre un algorithme MPPT à chaque panneau photovoltaïque. Toutefois, une question demeure : existe-t-il un algorithme encore plus performant que d’autre ?

Nous allons à présent passer en revue les solutions MPPT actuellement disponibles sur le marché.

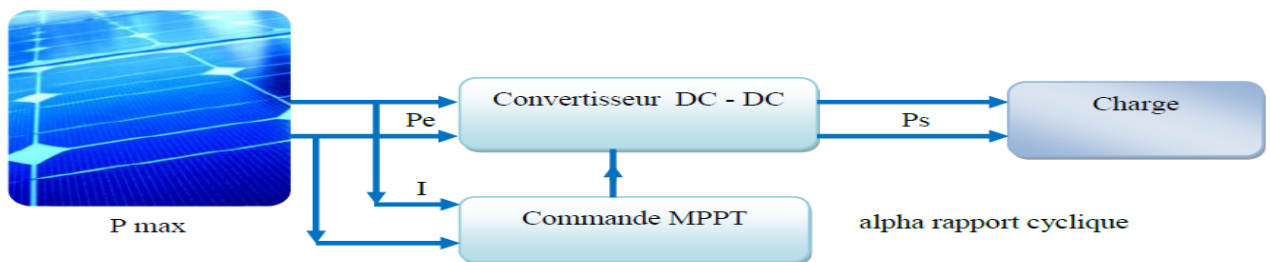


Figure III.14 : Chaîne de conversion d’énergie solaire comprenant une commande MPPT.

III.8. Différents types de la commande MPPT

Dans la recherche du point de fonctionnement optimal MPPT (Maximum Power Point Tracking) il s’agit de suivre continûment l’optimum de la puissance délivrée par le générateur PV. Pour cela, on décrira dans ce qui suit deux méthodes: analogique et numérique.[37]

III.8.2. Méthode de recherche analogique

Dans cette méthode, on impose une tension initiale V à laquelle sera superposée une petite variation ΔV de forme sinusoïdale. La puissance P obtenue présente aussi une variation ΔP . Trois cas peuvent avoir lieu:

Lorsque V se trouve à gauche du point de fonctionnement optimal, le produit $\Delta V \cdot \Delta P$ est supérieur à zéro ($\Delta V \cdot \Delta P > 0$), il faut alors augmenter la valeur de V ,

Lorsque V se trouve à droite du point de fonctionnement optimal, le produit $\Delta V \cdot \Delta P$ est inférieur à zéro ($\Delta V \cdot \Delta P < 0$), il faut alors réduire la valeur de V ,

Enfin, au point de fonctionnement optimal, le produit $\Delta V \cdot \Delta P$ s'annule ($\Delta V \cdot \Delta P = 0$), la tension V représente alors la tension optimale.

Cette stratégie de recherche convient particulièrement si les circuits de commande et de réglage sont réalisés analogiquement [38].

III.8.3. Méthode de recherche numérique

Cette méthode est itérative, elle est basée sur le principe suivant:

A partir d'un certain point initial de fonctionnement (V_0, P_0), on fait varier la tension V d'une valeur ΔV relativement grossière. Après un laps de temps Δt , afin de permettre la stabilisation du nouveau point de fonctionnement, on mesure la puissance P et on calcule la différence ΔP entre la nouvelle valeur et la valeur précédente:

Si $\Delta P < 0$, on procède dans la même direction avec le même pas ΔV ,

Si $\Delta V < 0$, il faut changer la direction de variation de la tension continue en partageant par deux le pas du gardian.

Cette procédure est poursuivie jusqu'à ce que le pas ΔV soit devenu suffisamment petit, et dans ce cas, le point de fonctionnement optimal est atteint [36].

III.8.4. Techniques de commande MPPT

Dans la littérature, il existe différents types d'algorithmes effectuant la recherche du point de puissance maximale (PPM). Les deux méthodes les plus utilisées sont : Perturb & Observ (P&O) et l'incrément de conductance (IncCond).

III.8.4.1. Méthode d'incrément de l'inductance (IncCond)

L'avantage de cet algorithme est la vitesse de recherche du point de puissance maximale quand les conditions atmosphériques changent rapidement ; la description de l'algorithme sera présentée par la suite [38].

La puissance produite par le générateur PV peut être exprimé par:

$$P_{pv} = I_{pv} \cdot V_{pv} \quad (\text{III.25})$$

La conductance et l'incrément de la conductance peuvent être identifiées en dérivant l'équation par rapport à la tension Ppv.

$$\frac{1}{v} \frac{dPpv}{dVpv} = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{dI_{pv}}{dVpv} \tag{III.26}$$

Ainsi on a noté avec G la conductance et avec ΔG l'incrément de la conductance :

$$G = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \tag{III.27}$$

$$\Delta G = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \tag{III.28}$$

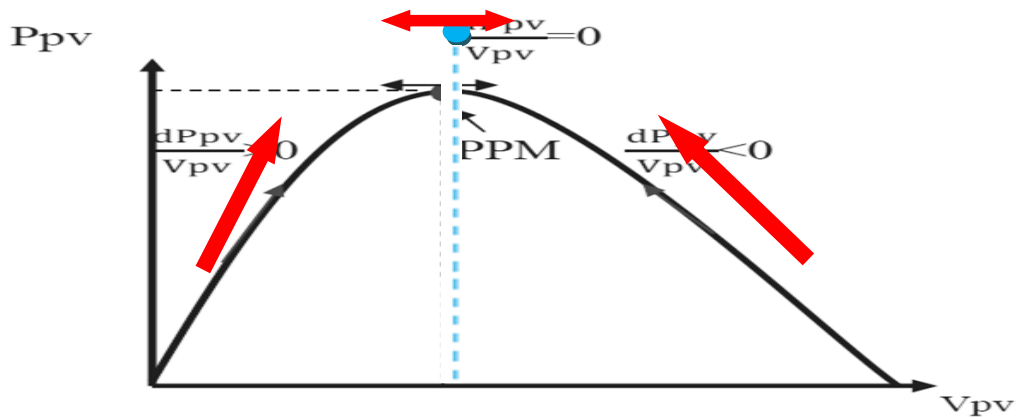


Figure III.15: Trajectoire par Incrémentation de Conductance.

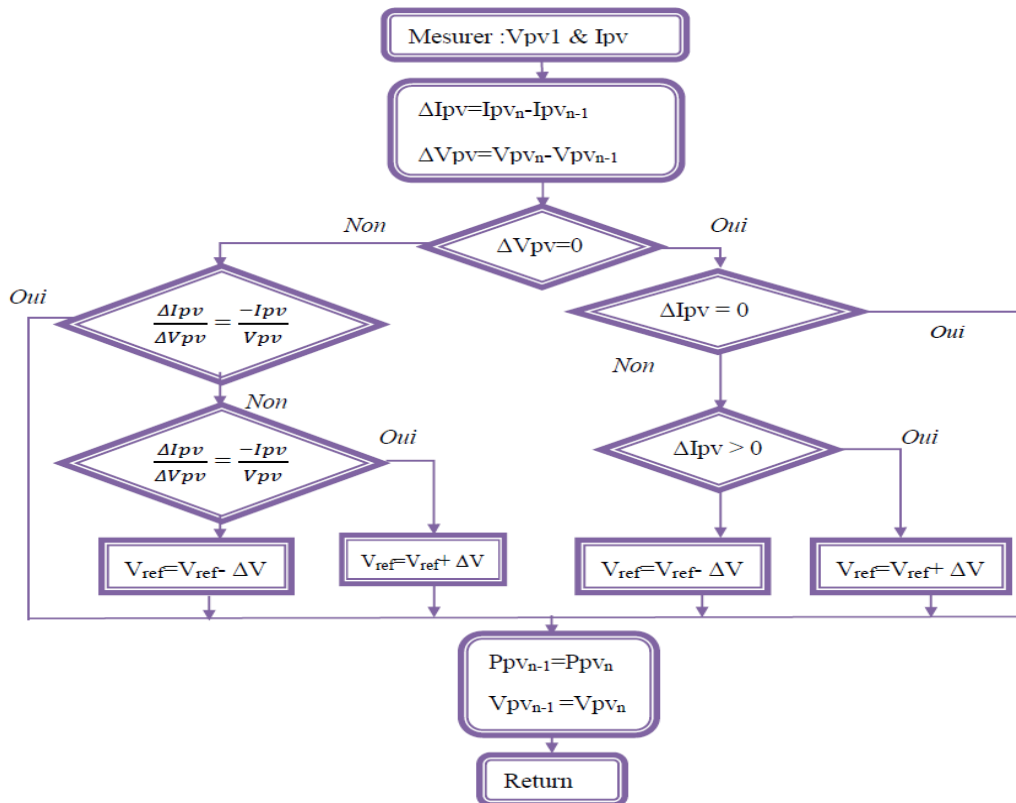


Figure III.16 : Algorithme d'incrément de la conductance [39]

On peut écrire aussi:

$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0$: Le point de fonctionnement est à gauche du PPM.

$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$: Le point de fonctionnement sur le PPM.

$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0$: Le point de fonctionnement est droit de PPM.

III.8.4.2. Méthode de perturbation et d'observation (P&O)

La méthode Perturb & Observe (P&O) qui est aujourd'hui largement utilisée de par sa facilité d'implémentation. Elle consiste à perturber la tension (V_{pv}) d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance (P_{pv}) qui en résulte [39].

Comme illustré à la figure (III.17), on peut observer que si une incrémentation positive de la tension (V_{pv}) engendre un accroissement de la puissance (P_{pv}), le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM. Au contraire, si la puissance décroît, le point de fonctionnement se trouve à droite du PPM. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. À partir de ces analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique (P_{pv}/V_{pv}), on peut facilement situer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de le faire converger vers le maximum de puissance en imposant une valeur appropriée au courant de sortie du module PV.

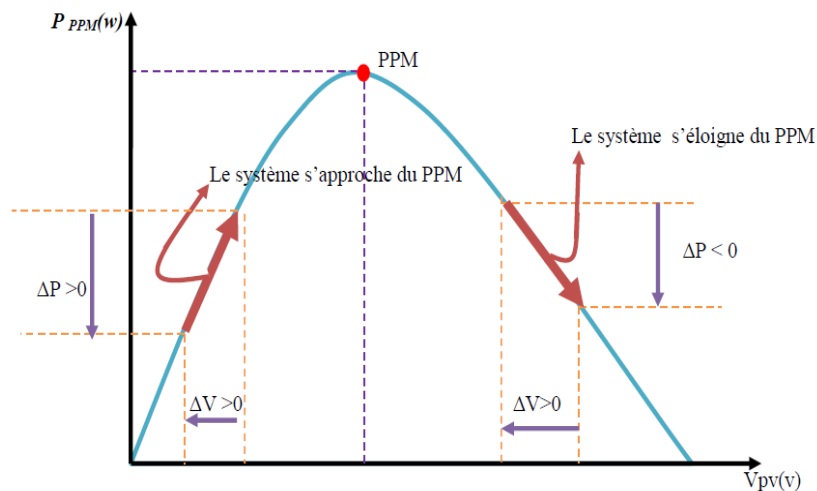


Figure III.17: Schéma du principe de la méthode P&O.

La figure (III.18) représente l'algorithme classique associé à une commande MPPT de type P&O, où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension.

Pour ce type de commande, deux capteurs (courant et tension du GPV) sont nécessaires pour déterminer la puissance du PV à chaque instant.

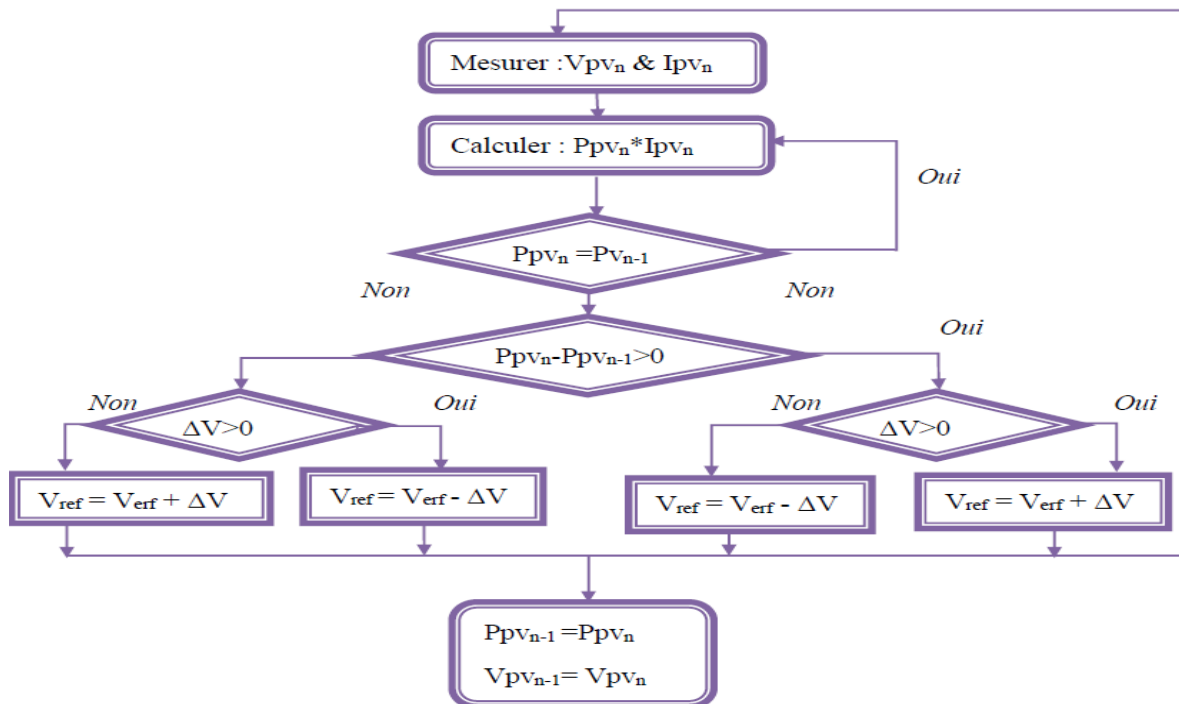


Figure III.18 : Algorithme de la méthode Perturb & Observ [39].

Telle que : Si $\Delta P = P_{pv_n} - P_{pv_{n-1}} < 0$ et si $\Delta V = V_{pv_n} - V_{pv_{n-1}} < 0$, on augmente V_{pv_n} ; si $\Delta V > 0$, on diminue V_{pv_n} . Si $\Delta P > 0$ et si $\Delta V < 0$, on diminue V_{pv_n} ; si $\Delta V > 0$, on augmente V_{pv_n} .

La méthode P&O présente néanmoins quelques problèmes liés aux oscillations autour du PPM qu'elle engendre en régime établi car la procédure de recherche du PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller en permanence autour du PPM, une fois ce dernier atteint. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation. Cependant, une faible valeur d'incrément ralentit la recherche du PPM, il faut donc trouver un compromis entre la précision et la rapidité. [39]

III.8.4.3. Méthode Open-and-Short-Circuit

Cette méthode de détermination du MPP (Maximum Power Point) est basée sur la mesure en temps réel du courant de court-circuit (*short-circuit current*) ou de la tension de circuit ouvert (*open-circuit voltage*) ainsi que sur l'utilisation de courbes Courant-Tension prédéfinies. C'est sur ces dernières qu'est lue la valeur optimale pour la tension ou le courant.

Cette méthode présente deux avantages : la rapidité de la réponse aux fluctuations et l'absence de variations (même infimes) en état stationnaire. Cependant, ces points forts ne

peuvent cacher le défaut intrinsèque de l'algorithme à savoir l'utilisation de courbes prédéfinies que ne sauraient refléter parfaitement les variations des conditions d'exploitations et donc permettre de toujours atteindre le maximum de puissance [28].

III.9.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présente la commande des deux parties du projet. On premier temps on a étudié le principe de la commande vectorielle, ainsi que ses différents types à savoir la commande directe et indirecte de la MAS. Le régulateur Proportionnel intégral (PI) qui a le rôle d'assurer le bon fonctionnement et obtenir un système de haute performance a été aussi adapté.

On deuxième lieu on a présenté l'optimisation de l'énergie photovoltaïque par les différentes méthodes MPPT. Ainsi pour le dernier chapitre on va appliquer en simulations la commande MPPT par la méthode perturbe et observe .

Chapitre 4 :

Simulation

Chapitre IV : Simulation du système de pompage photovoltaïque associé a une machine asynchrone

IV.1.Introduction

La modélisation et la simulation jouent un rôle très important dans l'analyse et la conception des systèmes, et depuis quelques années le développement des calculateurs a rendu la simulation du fonctionnement et le comportement d'un système quelconque possible. Ceci a permis un gain du temps énorme dans la vérification et la mise en épreuve d'une conception d'une part, l'évaluation des performances et les limites d'une réalisation d'autre part.

Le logiciel utilisé est MATLAB/SIMULINK parce qu'il permet la représentation facile, par des blocs accomplissant chacun une fonction prédéterminée, des systèmes dynamiques.

MATLAB est un logiciel de calcul numérique, de visualisation et de programmation très raffinée et conviviale, développé par la société (Mathworks). Mais aussi, un environnement des applications à part entière, il permet à l'utilisateur d'élaborer ses propres fonctions de véritables programmes, ainsi que, des interfaces graphiques très performantes.

IV.2. Objectifs

- l'étude d'un système de pompage photovoltaïque, dont la motorisation est pompe qui a pour entraînement une machine asynchrone alimentée par un générateur photovoltaïque.
- on a fait la simulation à éclairage constant et à éclairage variable.

IV.3. Schéma du système global de simulation

Dans ce chapitre l'optimisation du système motopompe est effectuée par l'intégration entre l'onduleur et le générateur photovoltaïque un hacheur qui garantit l'extraction de la puissance optimale et ce grâce à l'algorithme MPPT.



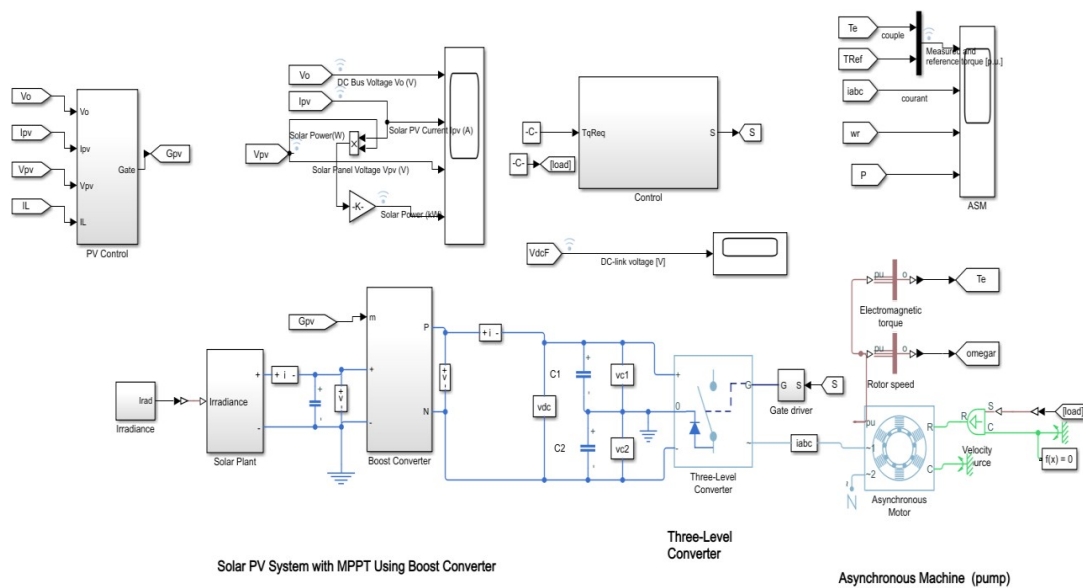


Figure IV-1 : Bloc de simulation du système complet

IV.3.1 Description du système de pompage étudié

Ce système contient un contrôleur une boucle de régulation de vitesse externe pour le fonctionnement optimal du groupe motopompe, un algorithme de poursuite du point de puissance. La fonction MPPT est assurée par un convertisseur DC/DC de type élévateur.

IV.3.2 Choix de la motopompe et du générateur PV

Le choix de la puissance de la pompe a été dicté par la puissance de moteur, lui-même dicté par un choix de débit et une HMT (8 m³/h ; 80m) voir chapitre II.

IV.4.1 Fonctionnement sous des conditions constantes

La technique d'optimisation utilisée, soit la méthode de perturbation et observation

Cette technique consiste en la maximisation de puissance électrique et ce, pour le générateur photovoltaïque et pour la quantité d'eau pompée pour des paramètres climatiques données (éclairage, température).

Dans ce test la température et l'ensoleillement sont maintenus constants. On prend les valeurs des conditions standards : la température=25°C et =1000W/m².

IV.4.2 Résultats de simulation

Cote GPV

Dans ce cas de simulations les paramètres (température T et l'ensoleillement G) sont maintenus constants. Les **Figure IV-** (2,3,4, 5) montrent les signaux de courant de sortie du GPV ; de la puissance de sortie du panneau solaire ; la tension de sorties du GPV et la tension a la sortie du hacheur boost .

La figure (IV-2) représente l'évolution de courant de panneau photovoltaïque, La courbe à monte jusqu'à ce 8A puis stabilise. Progressivement jusqu'à ce qu'elle atteigne 7.5 A,

La figure (IV-3) représente l'évolution la puissance générée par le GPV en fonction de temps, avant le BOOST, la puissance est égale à 2,25kw.

La figure (IV-4) représente l'évolution de tension de panneau photovoltaïque, avant le BOOST, on a $t=0$, une augmentation de tension jusqu'à 220v puis une petite chute à 200v puis elle augmente progressivement jusqu'à 280v,

La figure (IV-5) représente l'évolution de tension de du bus continu, après le hacheur élévateur qui atteint la valeur de 380

Cote la MAS

Figure IV-10 présente L'allure de le courant de sortie i_{sd} et i_{sq} Après le BOOST, le courant i_{sq} est nulle qui caractérise la commande vectorielle a flux rotorique oriente , par contre l'allure de i_{sd} se stabilise vers 3A. Le flux Figure IV-11 suit le même trajet de l'allure de i_{sd} car ils sont proportionnels.

Figure (IV-18) représente L'allure de l'évolution de La puissance absorbe par la MAS en fonction de temps , on remarque quand $t=0.1s$, une pique jusqu'à $p=3.9kw$, puis quand $t > 0.1s$, la puissance se stabilise vers $p=2kw$.

Figure (IV-17) représente l'allure de couple mesuré, on voit que le couple augmente jusqu'à 24 A puis se stabilise vers sa référence 12.5A.

Figure (IV-19) représente l'allure de courant statorique en fonction de temps, on remarque quand $t=0.1s$, le courant oscille de -3 à 3 A.

Figure (IV-19) représente La vitesse de Rotation qui se stabilise vers $n=1500$ tr/min.

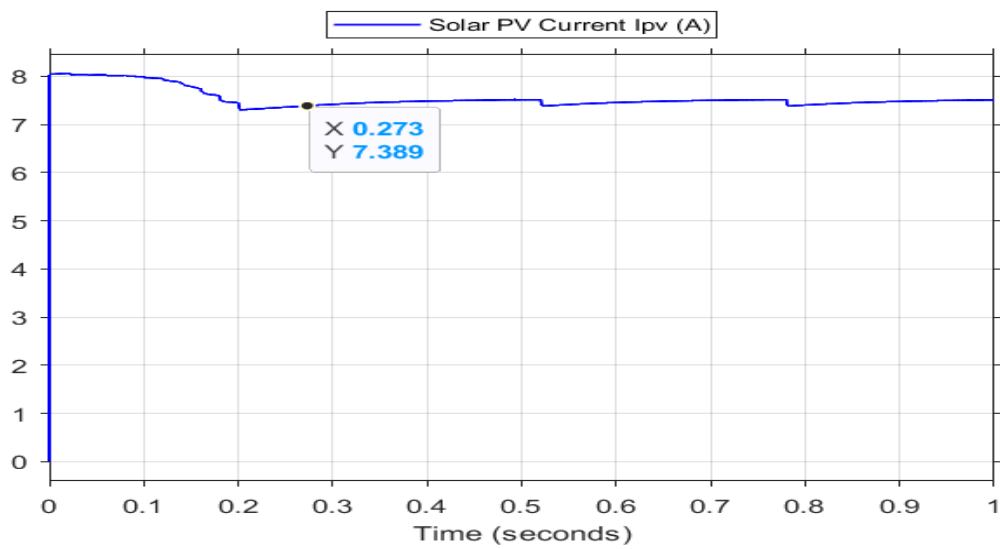


Figure IV-2: L'allure de l'évolution du courant a la sortie du le PV(I_{pv}) en fonction de temps

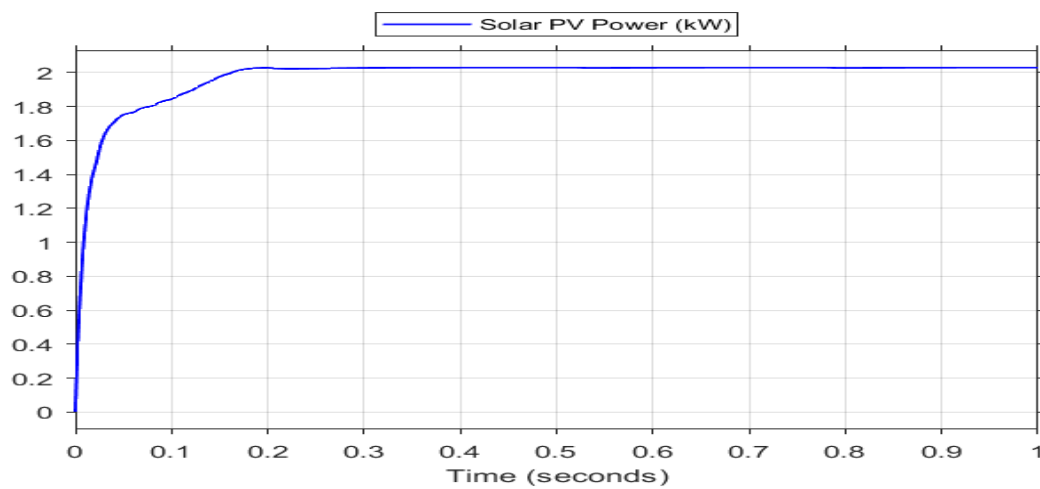


Figure IV-3 : L'allure de l'évolution de puissance absorbée dans PV en fonction de temps.

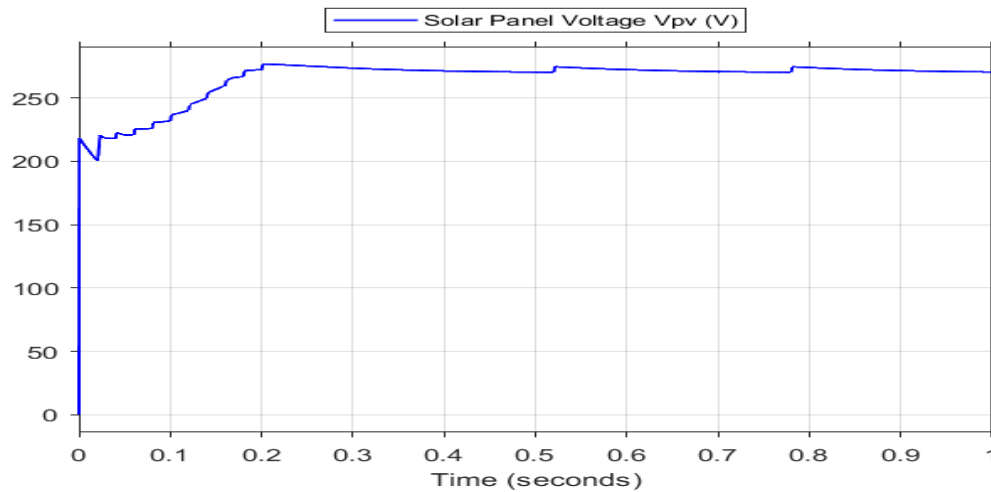


Figure IV-4 : L'allure de l'évolution de la tension dans le PV(V_{pv}) en fonction de temps

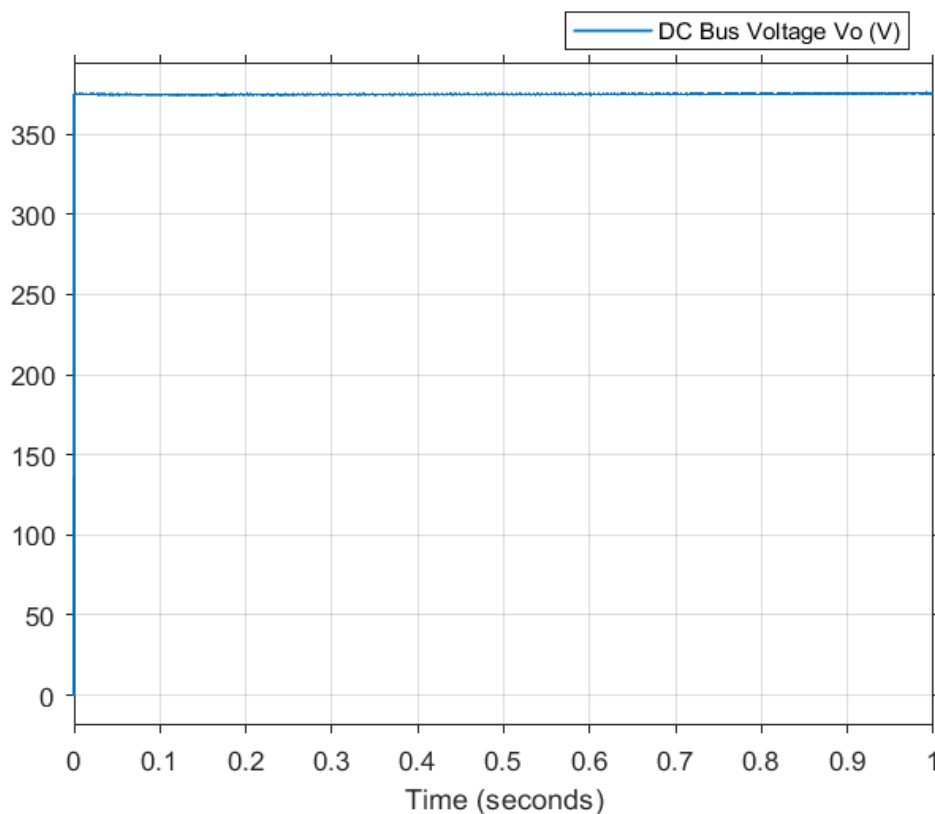


Figure IV-5 : Tension du bus continu V_{dc}

Figure IV-6 présente L'allure de le courant de sortie i_{sd} et i_{sq} Après le BOOST, le courant i_{sq} est nulle qui caractérise la commande vectorielle a flux rotorique oriente, par contre l'allure de i_{sd} se stabilise vers 3A. Le flux Figure IV-7 suit le même trajet de l'allure de i_{sd} car ils sont proportionnels.

Figure (IV-8) représente l'allure de couple mesuré, on voit que le couple augmente jusqu'à 24 A puis se stabilise vers sa référence 12.5A.

Figure (IV-9) représente L'allure de l'évolution de La puissance absorbée par la MAS en fonction de temps, on remarque quand $t=0.01s$, une pique jusqu'à $p=3.9kw$, puis quand $t>0.01s$, la puissance se stabilise vers $p=2kw$.

Figure (IV-10) représente l'allure de courant statorique en fonction de temps, on remarque quand $t=0.01s$, le courant oscille de -3 à $3A$.

Figure (IV-11) représente La vitesse de Rotation qui se stabilise vers $n=1500$ tr/min.

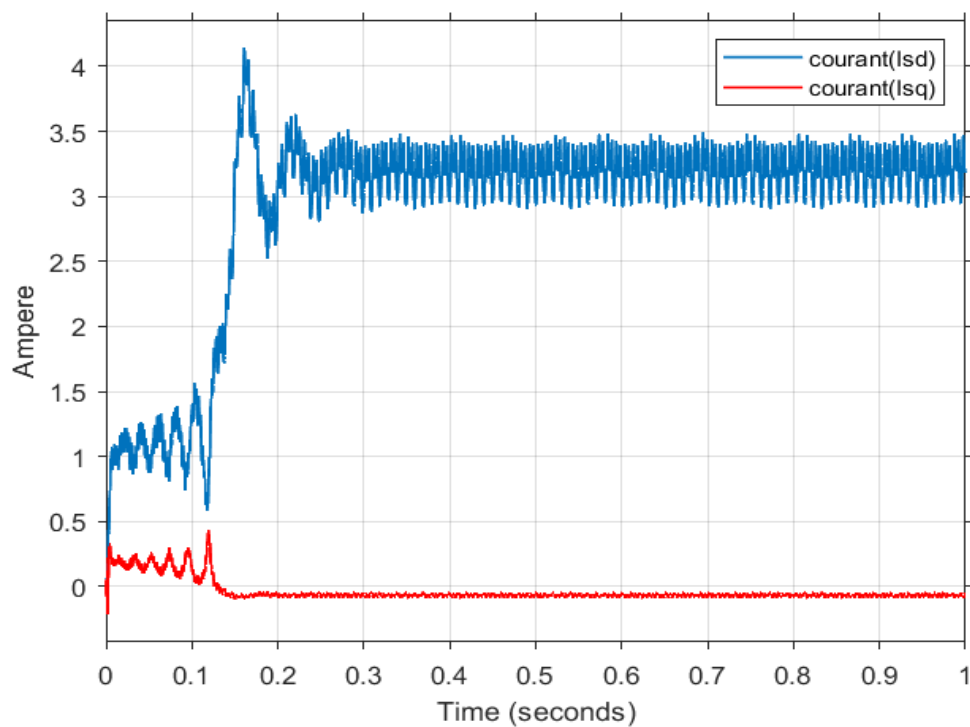


Figure IV-6 : L'allure de le courant de sortie isd et isq.

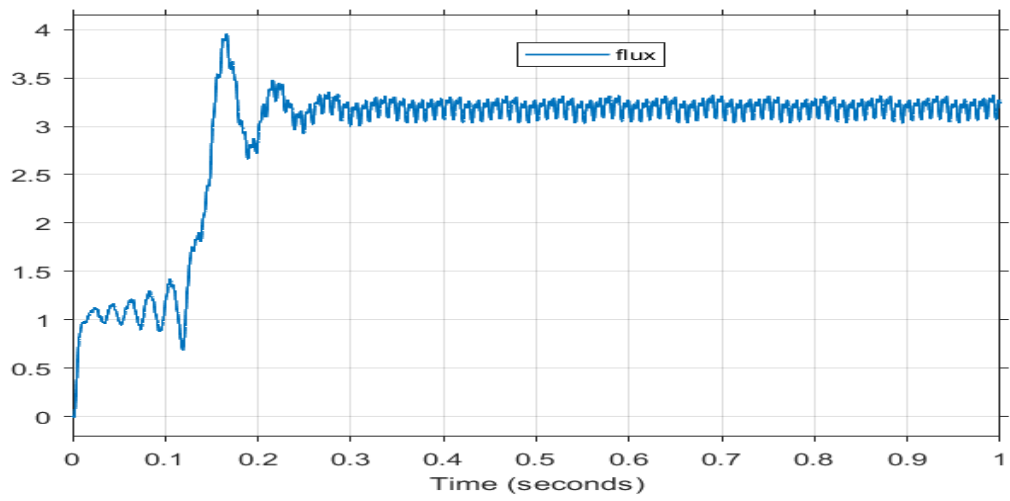


Figure IV-7 : L'allure de l'évolution de Le flux magnétique en fonction de temps.

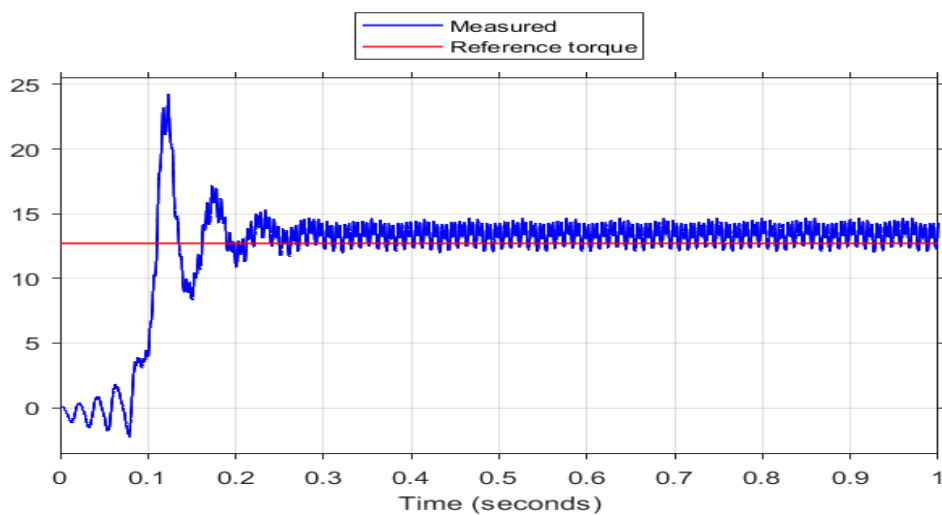


Figure IV-8 : L'allure d'évolution Couple mesuré et la référence.

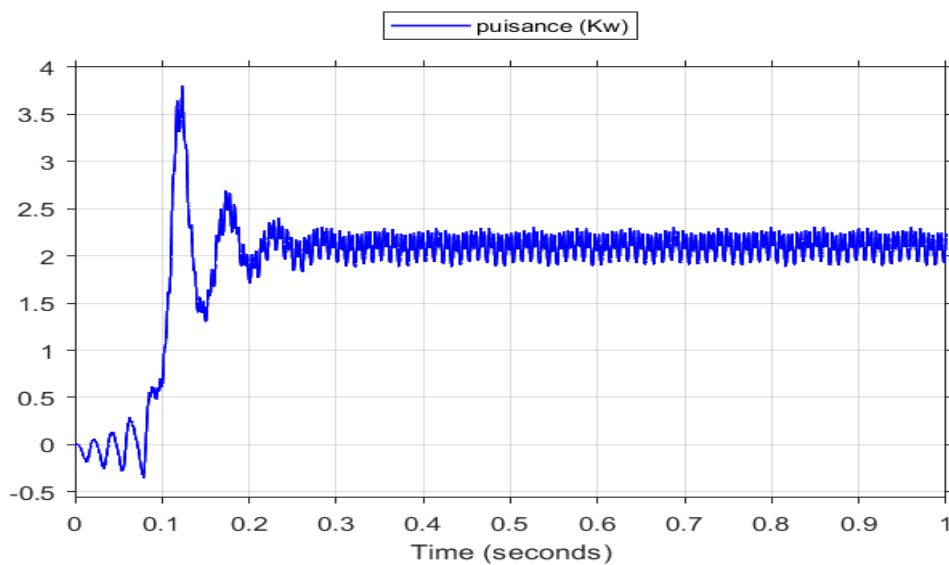


Figure IV-9 : L'allure de l'évolution de La puissance de MAS en fonction de temps.

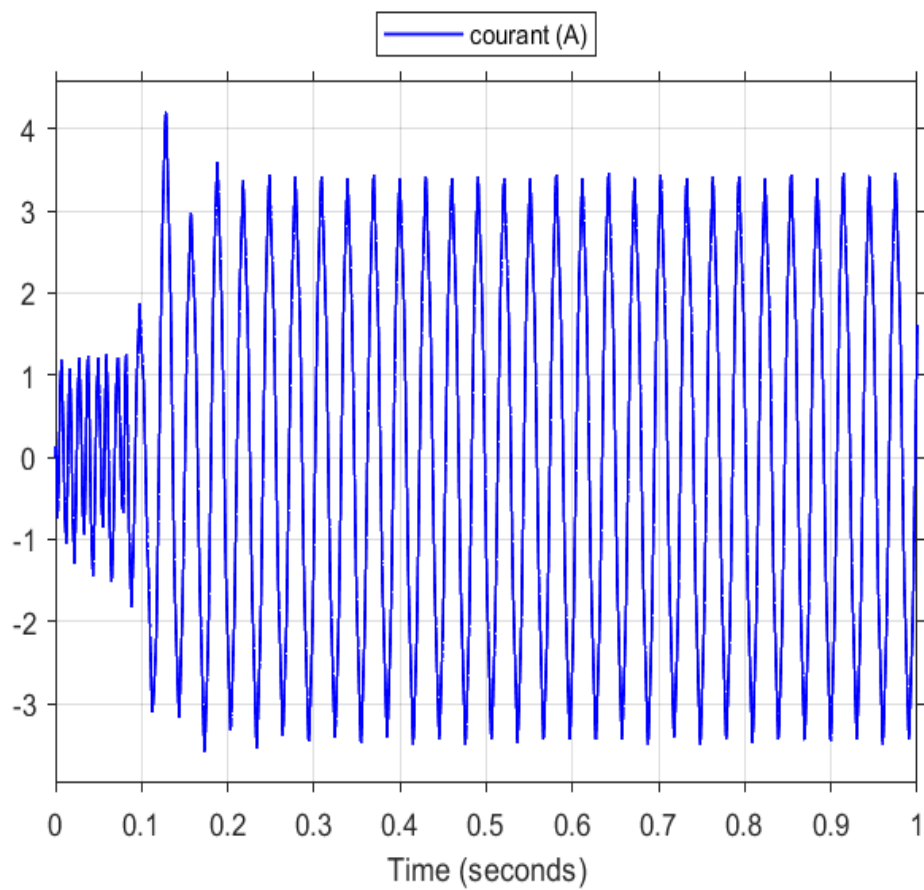


Figure IV-10 : L'allure de l'évolution de courant Rotorique en fonction de temps.

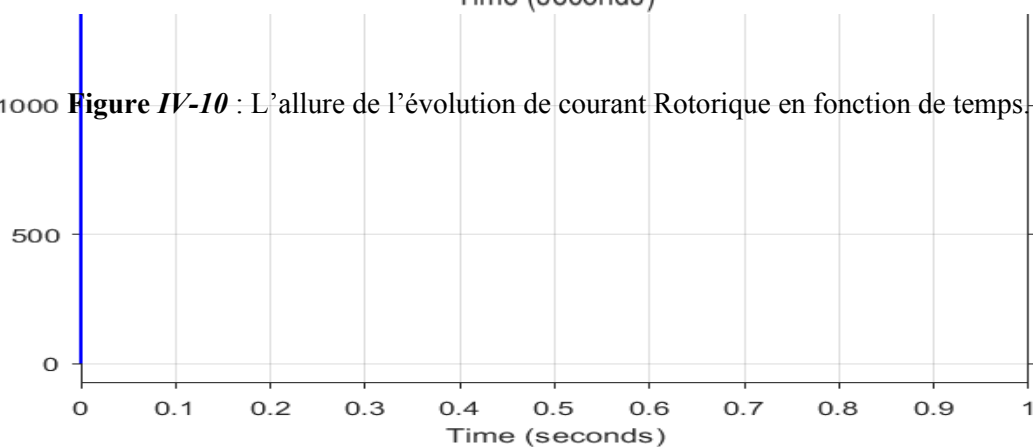


Figure IV-11 : Vitesse de Rotation

IV.5.1 Fonctionnement sous des conditions d'éclairement variable

La technique d'optimisation utilisée, soit la méthode de perturbation et observation

Cette technique consiste en la maximisation de puissance électrique et ce, pour le générateur photovoltaïque et pour la quantité d'eau pompée pour des paramètres climatiques données (éclairement, température).

Dans ce test la température et l'ensoleillement sont variable selon la figure *IV-12*. On prend la valeurs de la température=25°C et l'éclairement qui varie progressivement de (200, 400, 600,800, 1000) W/m² chaque 0.2s.

IV.5.2 Résultats de simulation

Coté GPV

Les résultats de simulation illustrés par les figures (3.15 ,16 ,17) concernent le groupe motopompe (MAS + pompe) alimenté par un GPV fonctionnant en régime dynamique, c.à.d. lorsqu'il y a une variation brusque de l'éclairement.

Après un temps de réponse $t = 0,03$ s, les grandeurs (puissance ,courant, tension et du GPV) se stabilisent, après chaque niveau d'éclairement appliqué. On constate aussi qu'il y une oscillation pour les différents grandeurs à cause de la technique de MPPT parce ce dernier qui oscille aussi autour de point de puissance maximale surtout pour les faibles éclairements.

Pour les résultats de simulation côté MAS

Aussi (courant ; couple ; puissance ; et vitesse) se stabilisent, après chaque niveau d'éclairement appliqué

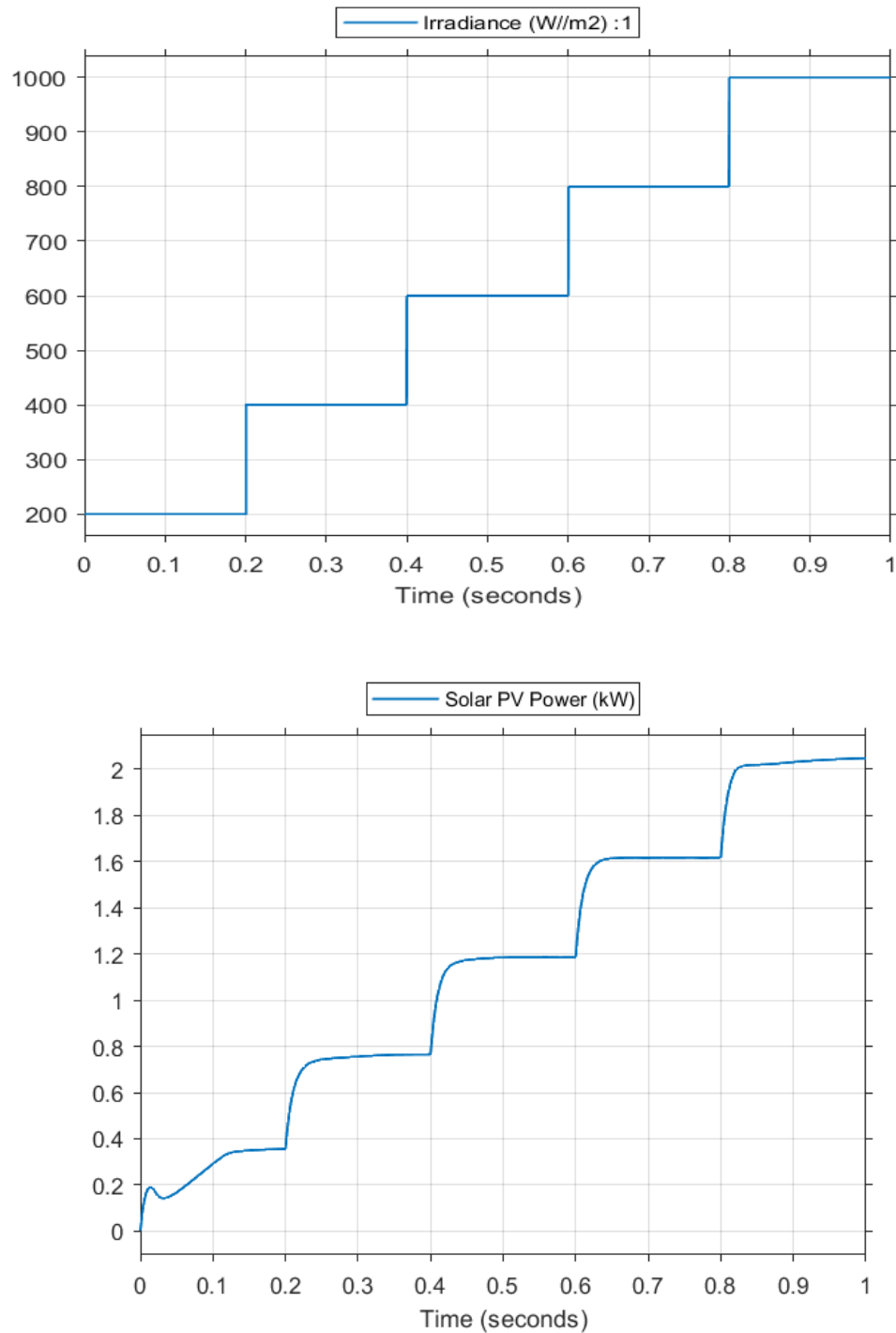


Figure IV-13 : la puissance solaire résultante.

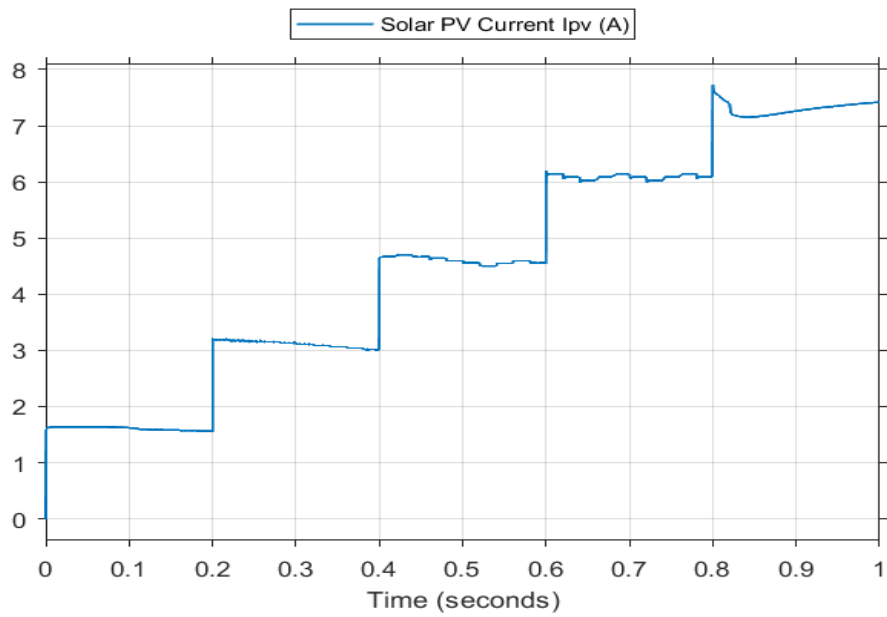


Figure IV-14 : L'allure de l'évolution de le courant I_{pv} du panneau photovoltaïque.

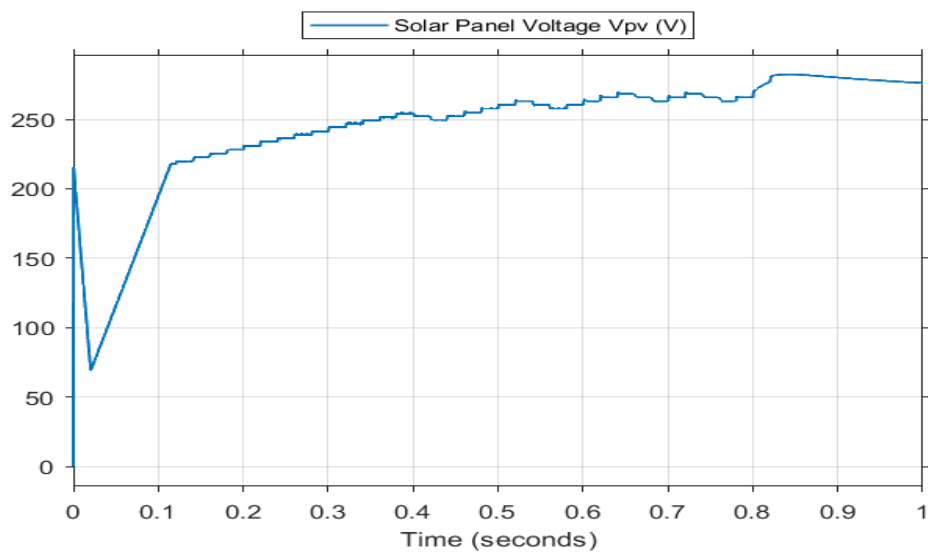


Figure IV-15 : L'allure de l'évolution de La tension de panneau V_{pv} en fonction de temps.

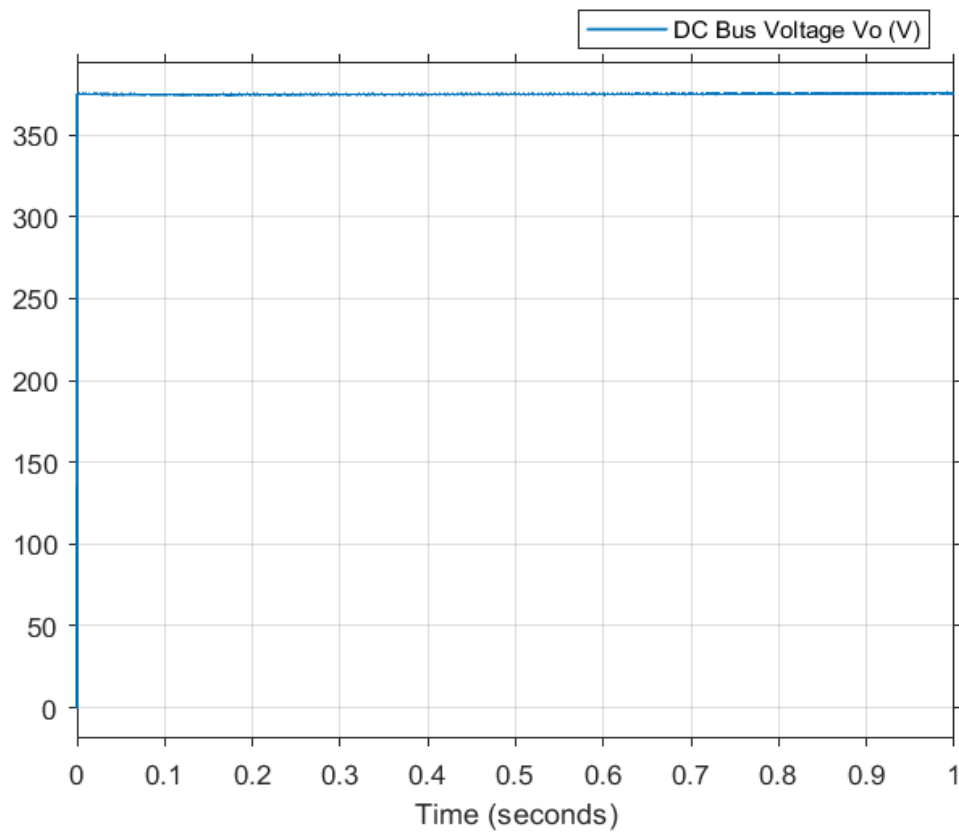


Figure IV-16: la tension DC de la sortie V_o .

Coté la MAS

Pour les résultats de simulation coté MAS aussi (courant d'une phase ; courant des trois phases ; couple ; puissance ; et vitesse) se stabilisent, après chaque niveau d'éclairage appliqué

Voici les résultats ci-dessous :

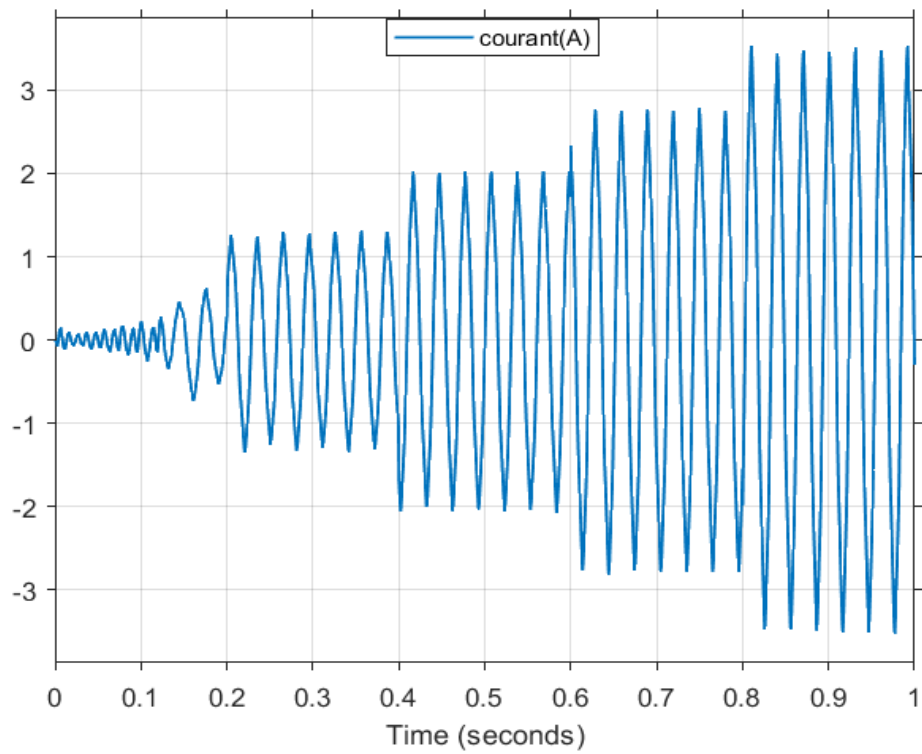


Figure IV-17 : L'allure de courant en fonction de temps.

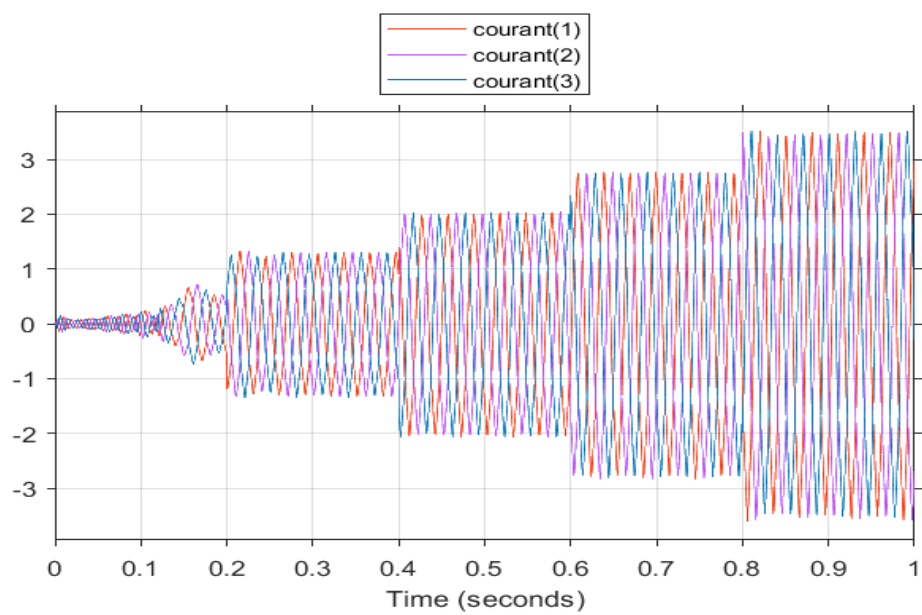


Figure IV-18 : L'allure de courant statorique de l'entrée.

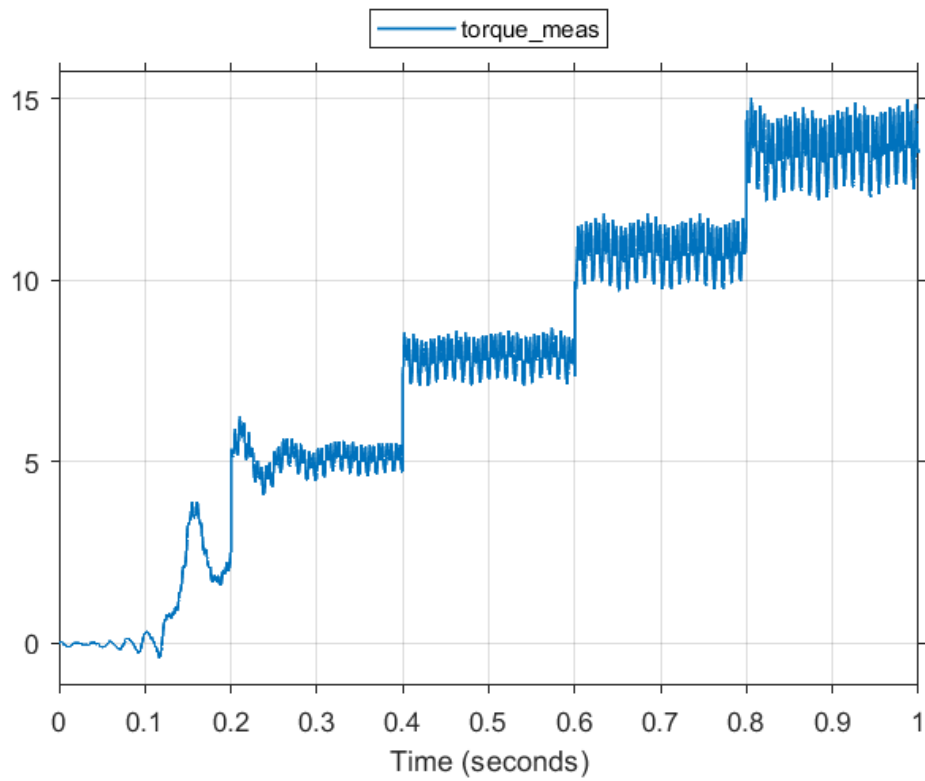


Figure IV-19 : L'allure de l'évolution du couple en fonction de temps.

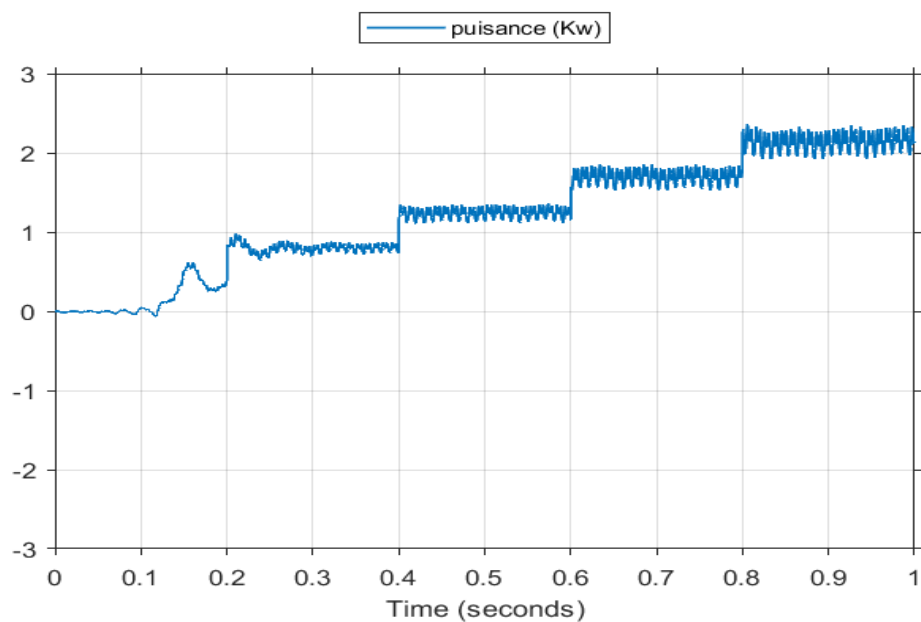


Figure IV-20 : L'allure de l'évolution de puissance absorbée en fonction de temps.

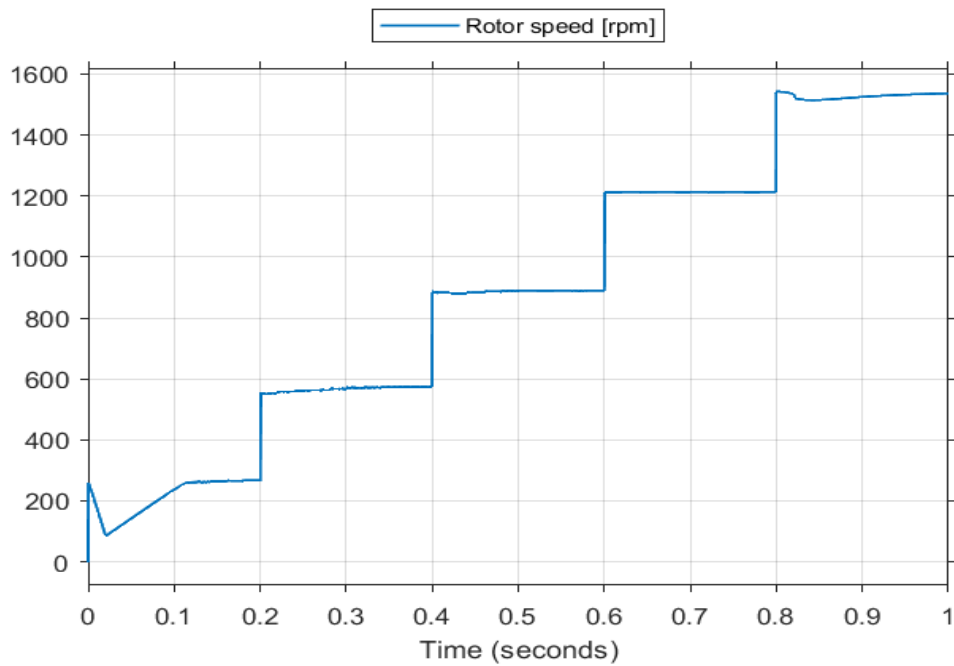


Figure IV-21 : L'allure de l'évolution de vitesse de rotor.

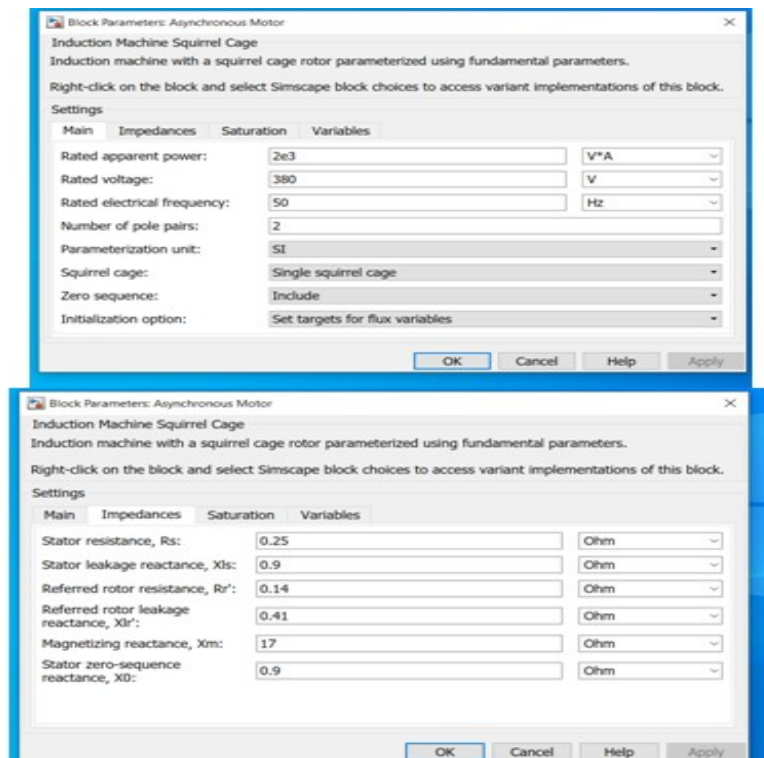


Figure IV-22 : Les paramètres utilisés.

IV.5.CONCLUSION

Les résultats des simulations qui sont présentés précédemment montrent l'avantage de la commande en puissance d'un système de pompage photovoltaïque. La puissance délivrée par le générateur photovoltaïque dépend de l'éclairement au niveau de la surface du panneau solaire et de la vitesse de rotation du moteur asynchrone qui entraîne la pompe à une vitesse désirée.



Conclusion Général

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une étude des systèmes de pompage photovoltaïque. La pompe centrifuge est entraînée par un moteur asynchrone via un convertisseur de fréquence. Les tensions triphasées sont contrôlées dans un PWM sinus-delta. Technologie de commande La vectorisation de la direction par rotation du flux est utilisée pour faire respecter les règles vitesse et courant stator. Pour améliorer l'efficacité énergétique de ce système, nous Des techniques d'ajustement de courbe sont utilisées pour maximiser la Générateur photovoltaïque (GPV).

Le système étudié est commandé en puissance (puissance illimitée), c'est-à-dire La puissance optimale est proportionnelle à la vitesse de rotation (l'intérêt de la régulation est puissance), qui est proportionnelle au couple de traînée dont on obtient le couple Résistance variable selon la vitesse (celle-ci est également variable).

Enfin, ce mémoire nous permet de mieux comprendre le pompage PV, nous J'espère que ce travail sera d'une grande aide pour notre carrière

Bibliographies

- [1] Ionel Vechiu, « *MODELISATION ET ANALYSE DE L'INTEGRATION DES ENERGIES RENOUVELABLES DANS UN RESEAU AUTONOME* », Thèse de Doctorat, Université du Havre, 2005.
- [2] M.MAHOUDI, « *Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone.* » Document cours, Ecole Nationale Polytechnique, Alger.
- [3] H.TAMRABET, «*Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone.* » Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [4] G.BUSHE, « *Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Réel Matlab /Simulink.* » Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.
- [5] Philippe Barret, «Régimes transitoires des machines électriques», Edition EYROLLES, 1987.
- [6] Rabah BELHADEF, Bilal BOUTAYA, « *Commande vectorielle et par logique de la MAS sans capteur*», mémoire de l'ingénieur d'état en électrotechnique, école nationale polytechnique, 2008.
- [7] G.SEGUIER, « *Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, VI : la Conversion Alternative-Continue.* » Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1984.
- [8] Y.DAILI, A.MAKOUF, Med-S NAIT.SAID, « *Une Simple Technique de Contrôle de Courant par Hystérésis d'un onduleur de tension à fréquence de commutation constante.* » Document cours, Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction.
- [9] H.WANG, B.FAHIMI, S.PEKAREK, E.ZIVI, J.CIEZKI, « *Improvement of Fault Tolerance in AC Motor Drives Using a Digital Delta-Hysteresis Modulation Scheme.* » ESRDC Research Project Report, 13 janvier 2004.
- [10] H.CHEKIREB, « *La Conversion Continue Alternative.* » Notes de cours Electronique de Puissance, Ecole Nationale Polytechnique.

-
- [11] Ionel VECHIU : « *Modélisation et Analyse de L'Intégration des énergies renouvelables Dans les Réseaux Autonomes* », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université de Havre (Basque de san Sebastian), 2005.
- [12] O.AMRANI, D.REKIOUA : « *Etude et identification des différents modèles électriques photovoltaïques* », Université de Bejaïa.
- [13] « *Handbook on Solar Water Pumping, Intermediate Technology Power & Partners*», 1984.
- [14] N. BENYAHIA, K. SRAIRI, S. M. MIMOUNE, « *Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique* », Courrier du Savoir N°06, Juin 2005.
- [15] Melle Kefsi Djamilia, Melle Ouikene Fetta, « *Commande d'un système photovoltaïque* », Université Mouloud MAMMERI de TIZI-OUZOU, 2009.
- [16] Pierre Mayé , « *Aide-mémoire Electrotechnique*», Edition DUNOD, Paris 2006.
- [17] A.Saadi , « *Etude Comparative Entre Les Techniques D'optimisation Des Systèmes De Pompage Photovoltaïque* ». Mémoire De Magister en Electrotechnique, Université Mohammed Khider, Biskra, 2001.
- [18] L.BAGHLI,« *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.* », Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999.
- [19] H. BUHLER «*Réglage par Logique Floue* », Collection Electricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [20] H. BELHADEF & S. BENDAOU «*La Logique Floue avec Optimisation par les Algorithmes Génétiques Appliquée à la Commande d'Attitude d'un Satellite* », PFE, Département de Mathématique, Faculté de Sciences, Université Saad Dahlab, Blida, 2005.
- [21] P. BORNE & J. ROZINOER & J.-Y. DIEULOT & L. DUBOIS, «*Introduction à la Logique Floue* », Editions TECHNIP, Mars 1998.
- [22] A. KAUFMANN «*Introduction à la Logique Floue*», technique de l'ingénieur, Volume A 120 ; R7 032.
- [23] J.-M.ALLENBACH «*Systèmes Asservis, Volume 5R : Asservissement par logique floue*», Document de cours, Centre de Compétences en Automatisation Industrielle et Productique, Ecole d'ingénieurs de Genève, édition 2001.

-
- [24] Paul Akiki « Conception multi-physique de machines électriques à flux radial et axial pour des applications entraînement direct » thèse doctorat, École Supérieure d'Electricité, September 2017.
- [25] .P. Carou and J.P. Hautier, “Modélisation et commande de la machine asynchrone, ” *Méthode et pratique de l'ingénieur*, Paris, Chapitre 2, pp. 42,1995.
- [26] L. Zarour, R. Chenni, “Improvement of synchronous and asynchronous motor drive systems supplied by photovoltaic arrays with frequency control,” *Journal of Electrical*.
- [27] A. Ghoneim, “Design optimization of photovoltaic powered water pumping systems,”*Energy Conversion and Management*, vol. 47, no. 11, pp. 1449-1463, Oct 2006.
- [28] A. Mokeddem and A. Midoun, “Performance of a directly-coupled PV water pumping.
- [29] J. A. Gow and C. D. Manning ,“Development of a photovoltaic array model for use in power electronics simulation studies,” ,” *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, vol. 146, issue 2, pp. 193-200, 1999.
- [30] A. Betka and A. Attali, “Optimization of a photovoltaic pumping system based on the optimal control theory,” *Solar Energy*, vol. 84, issue 7, pp. 1273–1283, 2010.
- [31] A. A. Ghoneim “Design optimization of photovoltaic powered waterpumping systems,” *Energy Conversion and Management*, vol. 47, pp. 1449–1463, 2006.
- [32] A. Lokriti and Y. Zidani, “Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliques pour la commande vectorielle a flux rotorique oriente d'une machine asynchrone,” in *Proc. 8^{ème} Conférence Internationale de modélisation et simulation*, 2010.
- [33] M. F. Mimouni, M. N. Mansouri, B. Benghanem, and M. Annabi, “Vectorial command of an asynchronous motor fed by a photovoltaic generator,” *Renewable Energy* , vol. 29, issue 3, pp. 433–442, 2004.
- [34] A. A. Ghoneim, “Design optimization of photovoltaic powered water pumping systems,” *Energy Conversion and Management*, vol. 47, pp. 1449–1463, 2006.

- [35] M. Arrouf and S. Ghabroub, "Modeling and simulation of a pumping system fed by photovoltaic generator within the Matlab/Simulink programming environment," *Desalination*, vol. 209, pp. 23–30, 2007.
- [36] N. Argaw, " Optimization of photovoltaic water pumps coupled with an interfacing pulse width modulated dc/ac inverter power conditioning device," in *Proc. 1994 IEEE First WCPEC*, 1994, pp. 1156-1168.
- [37] Abdelhak Bouchakour, Mostéfa Brahami, Abdelhalim Borni, Layachi Zaghba, Fazzani Amor, "A comparative and analytical study of various MPPT techniques applied in PV systems for fast changing environmental conditions" 978-1-4673-7894-9/15/\$31.00 ©2015 IEEE
- [38] **Abdelhak Bouchakour**, Mostéfa Brahami, Abdelhalim Borni, Layachi Zaghba, Fazzani Amor, "Performance Comparison of PI and IP Controllers Used to Control a DC Machine Powered by a Photovoltaic Generator" *Proceedings of Engineering and Technology – PET Copyright - IPCO 2015*.
- [39] **Abdelhak Bouchakour**, Mostéfa Brahami and Abdelhalim Borni "Comparative Study on Photovoltaic Pumping Systems Driven by Different Motors Optimized with Sliding Mode Control" *International Journal of Engineering and Technology Innovation*, vol. 7, no. 32017, pp201.216,