

UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

THEME

***Commande d'un moteur asynchrone intégré
dans une station de pompage photovoltaïque***

Proposé et dirigé par :

Monsieur: **BARKAT Said**

Présenté par :

BENTATA Khadidja

Avant tout, je remercie le bon dieu tout puissant qui me donne de la foi, du courage et de patience, qu'il m'a donnée durant toutes ces années d'étude.

*Ainsi, je tien également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur Dr : **BARAKAT Said**" pour avoir d'abord proposée ce thème, pour suivi continuel durant toute cette période. Qui n'a pas cessée de me donner ses conseils.*

Je remercie vont aussi à tous les enseignants d'Electrotechnique qui a contribué à notre formation par ailleurs, ainsi à tous les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail.

En fin je tien à exprimer mes reconnaissance à tous mes amis pour le soutient moral et matériel.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à ceux qui ont passés leur vie rêvant de voir ce jour-ci, à ceux qui mon entourés d'amour et de tendresse ...à :

A mes très chers parents, qu'ils me donnent toujours les conseils et l'encouragement.

Au mes très chères frères, je souhaite la réussite dans leurs vie.

Au mes très belles sœurs, je souhaite la plus de joies, d'amoure, et beaucoup de prospérités dans leurs vie.

Au mon époux Dr. Tarak BENSILMANE, Maitre de Conférences classe A à l'université de M'sila, je souhaite beaucoup de prospérités dans sa carrière.

A mes très chères amies Akila et Likri ,Saliha, et ses familles .

A tous mes collègues sans exception et les promos d'Electromécanique et d'Automatique de 2012.

Khadidja

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur l'énergie photovoltaïque	
I.1. Introduction.....	5
I.2. Energie du soleil en Algérie.....	5
I.3. Cellules solaires.....	6
I.3.1. Principe de fonctionnement.....	6
I.3.2. Différents types de cellules solaires.....	7
I.3.3. Association de cellules photovoltaïques.....	7
I.4. Générateur PV.....	9
I.4.1. Modélisation du générateur photovoltaïque.....	9
I.4.2. Caractéristiques principales du générateur photovoltaïque.....	11
I.4.3. Rendement.....	14
I.4.4. Facteur de forme.....	14
I.4.5 Protections classiques d'un générateur photovoltaïque PV.....	15
I.5. Avantages et inconvénients de l'énergie photovoltaïque.....	16
I.6. Conclusion.....	16
Chapitre II : Etage d'adaptation	
II.1. Introduction.....	17
II.2. Connexion direct générateur photovoltaïque-charge.....	17
II.3. Etage d'adaptation entre un générateur PV et une charge.....	18
II.3.1. Principe de la recherche du point de puissance maximale.....	19
II.3.2. Convertisseur DC-DC.....	19

II.3.3. Méthodes de poursuite du point de puissance maximale.....	22
II.4. Résultats de simulation et discussion.....	28
II.4.2. Simulation de l'hacheur « buck ».....	28
II.4.2. Simulation de l'hacheur « boost »	33
II.4.3. Simulation de l'hacheur « buck-boost »	39
II.5. Conclusion.....	44
Chapitre III : Commande vectorielle par orientation du flux rotorique du moteur asynchrone	
III.1 Introduction.....	45
III.2. Modélisation de la MAS.....	45
III.2.1. Hypothèses simplificatrices	45
III.2.2. Equations générales de la machine.....	46
III.2.3. Modélisation de Park de la machine asynchrone.....	48
III.2.4. Expression du couple électromagnétique.....	50
III.3. Choix du référentiel.....	50
III.3.1. Référentiel lié au champ tournant.....	51
III.3.2. Référentiel lié au stator.....	51
III.4. Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension.....	51
III.4.1. Mise en équation d'état.....	51
III.4.2. Equations mécaniques.....	53
III.4.3. Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant.....	53
III.5. Modélisation de l'alimentation du moteur asynchrone.....	53
III.5.1. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé.....	53
III.5.2. Commande de l'onduleur par la stratégie triangulo-sinusoïdale.....	55
III.6. Commande vectorielle de la MAS.....	56

III.6.1. Principe de la commande par orientation de flux.....	56
III.6.2. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique.....	57
III.7. Résultats de simulation et discussion.....	63
III.7.1. Contrôle de la vitesse de rotation du moteur avec une variation brusque de la charge mécanique.....	64
III.7.2. Inversement du sens de rotation du moteur avec un couple de charge constant.....	64
III.8. Conclusion.....	66
Chapitre IV : Pompage photovoltaïque avec commande MPPT	
IV.1. Introduction.....	67
IV.2. Pompe centrifuge.....	67
IV.2.1. Définition d'une pompe.....	67
IV.2.2. Classification des pompes [35], [36]	67
IV.2.3. Comparaisons entre les pompes volumétriques et centrifuges.....	68
IV.2.3. Modèle de la pompe centrifuge.....	69
IV.3. Description du système de pompage étudié.....	73
IV.3.1. Dimensionnement des deux systèmes de pompage.....	74
IV.4. Résultats de simulation et discussion.....	77
IV.4.1. Système de pompage à couplage direct.....	77
IV.4.2. Système de pompage à couplage indirect.....	79
IV.4. Conclusion.....	81
Conclusion générale	82
Annexes	84
Références Bibliographies	123

Nomenclature

I_{ph}, I_{pv}	Le courant photonique.
I_0	Le courant de saturation inverse.
n	Le facteur de qualité.
R_s	La résistance série.
n	Le facteur de dimension
k	La constante de Boltzmann ($k = 1.381 \cdot 10^{23} J / K$)
q	La charge de l'électron ($q = 1.602 \cdot 10^{-19} C$).
G	Eclairement (W/m ²).
T	Température (°C).
I_{scc}	Le courant de court-circuit associé en série (A).
I_{cc}	Le courant de court-circuit (A).
V_{sco}	Tension à circuit ouvert associé en série (V).
V_{co}	Tension à circuit ouvert (V).
N_s	Nombre de modules dans le panneau en série.
I_{pcc}	Le courant de court-circuit associé en parallèle (A).
N_p	Nombre de modules dans le panneau en parallèle.
A	Surface effective de générateur en m^2 .
η_{PV}	Le rendement d'un générateur PV.
I_{op}	Courant qui correspond à la puissance maximale (A).
V_{op}	Tension qui correspond à la puissance maximale (V).
D	Rapport cyclique.
f	Fréquence
T	Période de cycle de fonctionnement interne
R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique
L_s, L_r	Inductances propres par phase statorique, rotorique
M_s, M_r	Inductances mutuelles entre 2 phases statoriques, rotoriques

L_s, L_r, L_M	Inductances cycliques statorique, rotorique, et mutuelle
M_s, M_r	Inductance mutuelle entre stator et rotor
J	Moment d'inertie
P	Nombre de paires de pôles
θ_s	Angle de rotation du champ statorique tournant
θ	Angle entre le stator et le rotor
θ_r	Angle de glissement (angle entre le rotor et l'axe d)
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor
f_r	Coefficient de frottement visqueux,
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur,
C_r	Couple résistant, ou de charge,
ω	Vitesse angulaire électrique du rotor.
X	Vecteur d'état,
Y	Vecteur de sortie,
A	Matrice d'évolution d'état du système,
B	Matrice de commande (d'entrée),
U	Vecteur du système de commande,
C	Matrice d'observation.

σ	Facteur de dispersion,
T_r	Constante du temps rotorique.
ζ	Coefficient d'amortissement.
ω_n	Pulsation propre non amortie.
ω_r	Pulsation électrique rotorique
$g = \frac{\omega_r}{\omega_s}$	Glissement
k_r	Coefficients de proportionnalité [(Nm/rad.s-1) ²]
H_m	La hauteur (mètre)
Q	Débit (m ³ /h)
ρ	La masse volumique de l'eau étant de 1000kg/m ³
g	Accélération de la pesanteur (9,81m/s ²)
η_h	Rendement hydraulique de la pompe
P_h	Puissance hydraulique Ph de la pompe
T	Période ensoleillée de la journée.
H	Hauteur
E	Elévation
S	Niveau statique
R	Rebattement
L	Présents le long de la canalisation.

Liste des abréviations

PV	Photovoltaïque.
GPV	Générateur Photovoltaïque.
FF	Facteur de forme.
MPPT	Maximum Power Point Tracking.
P&O	Perturbation et Observation.
DC	Courant Continu (Direct Current).
AC	Courant Alternatif (Alternative Current).
MAS	Moteur asynchrone.
MCC	Moteur à courant continu.
CVFO	Commande vectorielle par flux orienté.
MLI	Modulation de largeur d'impulsions.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
PI	Proportionnel-Intégral.

Introduction
générale

Introduction générale

L'eau constitue à la fois un élément fondamental du milieu physique où nous vivons, le constituant majeur de toute forme vivante, le support de la vie aquatique, une matière première indispensable aux êtres vivants et à la majeure partie des activités humaines [1]. En effet, les besoins en eau de l'activité humaine peuvent être classés en cinq grandes catégories :

- Besoins des zones rurales ;
- Besoins des zones urbaines ;
- Besoins du bétail ;
- Besoins pour l'irrigation ;
- Besoins industriels.

Considérée globalement à l'échelle mondiale, son utilisation se heurte à un double problème de disponibilité locale liée à une extrême variabilité géographique de la ressource et l'adéquation de l'approvisionnement aux usages envisagés. En fait, pour ces ressources en eau, on distingue:

- Les ressources souterraines (nappes d'eau),
- et les ressources de surface (rivières, barrage d'eau, mer).

L'un des plus urgents problèmes auquel ont à faire face plusieurs pays en voie de développement est l'accès à l'eau potable. La plus grande partie de la population touchée par ce problème se retrouve en milieu rural, éloignée des grands réseaux de distribution d'électricité [2]. Selon le Rapport Mondial du Développement d'Eau de l'Organisation des Nations Unies de 2003, il a été estimé que 2 milliards de personnes sont exposés à un manque d'eau dans 40 pays, et 1.1 milliards de personnes n'ont pas suffisamment d'eau potable [3].

Donc, les stratégies du développement doit intégrer comme un de ses objectifs prioritaires la maîtrise de l'eau. Le pompage d'eau notamment dans les sites isolés constitue une composante clé dans ce sens. Or, pour le pompage de l'eau, des quantités plus ou moins importantes d'énergie sont requises en proportion des volumes de production désirés.

Dans la recherche de solutions à la maîtrise de l'énergie applicable au pompage, il nous paraît intéressant de connaître les bénéfices d'une nouvelle technique de pompage basée sur une source d'énergie renouvelable largement disponible et nettement moins polluante à savoir l'énergie photovoltaïque. Cela a donné naissance à une nouvelle forme de pompage appelée « pompage photovoltaïque » adaptée parfaitement pour les sites éloignés des grands réseaux de distribution d'électricité [2]. En outre, le pompage photovoltaïque permet l'élimination du stockage électrique très coûteux au profit d'un stockage hydraulique moins dispendieux. Autrement dit, au lieu de stocker les surplus d'énergie produite dans de dispendieux accumulateurs (batteries), ce sont les surplus d'eau pompée que l'on emmagasine dans un réservoir. Ce système, dit « au fil du soleil » [2], [4].

Un système de pompage photovoltaïque comprend généralement un champ de modules photovoltaïques (PV) qui transforme l'énergie solaire en électricité. Un onduleur (aussi appelé convertisseur) transforme ensuite le courant continu (CC) généré par le champ en courant alternatif (CA), ce dernier permettant d'alimenter un groupe moto-pompe (convertit l'énergie électrique en énergie mécanique) qui peut être immergé - dans un puits ou un forage - ou de surface (sur une rivière)

ce type de pompage est appelé pompage à courant alternatif [5], [6], [7], [8], [9]. Il existe aussi des groupes moto-pompe à courant continu (pompage continu).

En effet, le pompage d'eau à base d'un moteur à courant continu couplé directement sur un panneau photovoltaïque peut être utilisé. En effet, les moteurs à courant continu à excitation séparée et à aimant permanent sont les plus utilisés dans ces applications [10], [11].

On peut aussi utiliser un étage d'adaptation DC-DC (hacheur) permettant le contrôle de la puissance extraite du panneau photovoltaïque. Dans [12], l'optimisation d'un système de pompage photovoltaïque basé sur un moteur à courant continu shunt commandé par un hacheur survolteur et entraînant une pompe centrifuge est développée. Veera a étudié les régimes transitoire et permanent d'un système de pompage photovoltaïque à base d'un moteur à courant continu à excitation séparée commandé par un hacheur buck-boost et entraînant deux types de pompes (pompe centrifuge et pompe volumétrique) [13]. Malki a fait une étude comparative entre deux algorithmes MPPT (l'algorithme de Perturbation et d'Observation et l'algorithme Incrémental de Conductance) dans un système de pompage photovoltaïque à courant continu [14]. Akihiro a présenté une étude comparative entre deux algorithmes MPPT (Perturbation et Observation, Conductance Incrémentale) appliqués sur un système de pompage photovoltaïque utilisant un moteur à courant continu à aimant permanent alimenté par un hacheur Cúk et entraînant une pompe à déplacement positif [15].

Le pompage à courant alternatif prend de plus en plus la place du pompage à courant continu pour des raisons techniques et économiques.

En effet, les moteurs à courant continu exigent une maintenance continue notamment pour les moteurs à balais (les plus communs) où les balais doivent être changés périodiquement. Ceci est particulièrement problématique notamment dans le cas des pompes à moteur immergé où la pompe doit être retirée du forage pour changer les balais. L'isolation du moteur ne doit pas être compromise afin de ne pas la fragiliser aux infiltrations d'eau, ce qui n'est pas évident sur le site. Certains manufacturiers offrent des moteurs à balais de longue durée, réduisant cet entretien à toutes les 5 000 heures de fonctionnement mais augmentant par contre les prix des ces moteurs à courant continu déjà élevés. En outre, la présence des balais empêche l'exploitation des moteurs à courant continu dans les applications à haute puissance telles que les forages à haut débit et à haute profondeur.

La faible puissance massique des moteurs MCC (faibles puissances et grandes dimensions) rend difficile leur mise en place de ces moteurs surtout.

Pour ces raisons et grâce à l'évolution de convertisseurs efficaces d'électronique de puissance, le choix d'un moteur à courant alternatif efficace et surtout moins coûteux peut sembler plus intéressant.

Les moteurs AC nécessitant un convertisseur électronique DC-AC (onduleur) pour convertir le courant continu provenant d'un générateur photovoltaïque en courant alternatif, sont utilisés de plus en plus pour les systèmes de pompage photovoltaïque notamment les moteurs asynchrones. Cela est dû aux avantages qu'ils offrent à savoir :

- Coût relativement faible par rapport à celui du MCC. En outre, l'efficacité accrue des onduleurs solaires le rendent particulièrement attrayant pour les systèmes de pompage plus importants où le coût additionnel de l'onduleur est moins significatif.
- Faible besoin de maintenance,
- Dimension compacte (mise en place relativement facile),

- Gamme de puissance variée rend les moteurs alternatifs asynchrones les plus couramment employés pour une gamme variée d'applications industrielles: les pompes sur réseau et le pompage immergé dans les forages et les puits ouverts de différentes profondeurs et différent débits de pompage.

Dans le sens du développement du pompage à courant alternatif, plusieurs travaux ont été réalisés dont on peut citer quelques uns. Arrouf a proposé un système de pompage photovoltaïque basé sur la machine asynchrone avec commande vectorielle et mené d'un convertisseur DC-DC (Buck) avec la commande MPPT du type hill-climbing MPPT [16]. Khalfa a présenté un système de pompage au fil de soleil, tel que le stockage s'effectue indirectement sous forme d'eau dans un réservoir. La pompe centrifuge est entraînée par un moteur asynchrone à travers un onduleur de tension triphasé à MLI triangulo-sinusoidales. La technique de la Commande Vectorielle Indirecte par Orientation de Flux Rotorique est utilisée afin de réaliser les régulations de vitesse et du courant statorique. Pour améliorer le rendement énergétique de ce système, Khalfa a adopté la technique MPPT appelée Méthode de courant constant, afin de maximiser la puissance délivrée par le générateur photovoltaïque (GPV) [17]. Massaoud a intégré la commande MPPT dans la commande vectorielle indirecte pour le contrôle de la machine asynchrone entraînant une pompe centrifuge sans utilisation du convertisseur DC-DC [18].

L'objectif du présent mémoire étant l'étude d'un système de pompage photovoltaïque à courant alternatif à base d'une machine asynchrone tout en maximisant son rendement. Cette optimisation sera effectuée par une technique appelée (en anglais) Maximum Power Point Tracker (MPPT) permettant l'exploitation maximale de la puissance des panneaux photovoltaïques qui est dépendante des conditions climatiques. Quatre différentes méthodes de la commande MPPT seront étudiés à savoir [14], [15], [19], [20]: Méthode Perturber et observer (P&O : Perturb-and-Observe); Méthode d'Accroissement de la Conductibilité (INC : INcremental Conductance); Méthode de Tension constante (CV : Constant Voltage) et Méthode de Puissance constante (CP : Constant Power).

Dans ce contexte, le mémoire sera organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, on va présenter le principe de la génération photovoltaïque d'électricité, la modélisation du générateur photovoltaïque ainsi que ses caractéristiques pour différentes conditions climatiques (irradiation, température ambiante).

Le deuxième chapitre est dédié au convertisseur DC-DC (hacheur série (dévolteur ou buck), hacheur parallèle (survolteur ou boost) et hacheur série-parallèle (dévolteur-survolteur ou buck-boost)) inséré entre le panneau photovoltaïque et la charge résistive et commandé en MPPT afin d'extraire le maximum de puissance de ce panneau quelles que soient les conditions climatiques. En effet, quatre différentes méthodes de la commande MPPT seront appliquées : Méthode Perturber et observer (P&O : Perturb-and-Observe); Méthode d'Accroissement de la Conductibilité (INC : INcremental Conductance); Méthode de Tension constante (CV : Constant Voltage) et Méthode de Puissance constante (CP : Constant Power).

Dans le troisième chapitre, la machine asynchrone sera modélisée et la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique sera appliquée sur la machine asynchrone.

Dans le quatrième chapitre, on a modélisé la pompe centrifuge immergée et on a étudié ses caractéristiques. Ensuite, on a dimensionné le champ des modules photovoltaïques. Et enfin, on a utilisé le champ photovoltaïque pour l'alimentation directe (au fil du soleil) et indirecte (avec étage d'adaptation (hacheur commandé en MPPT)) de l'onduleur de tension à deux niveaux commandé en

MLI triangulo-sinusoïdale et alimentant un moteur asynchrone entraînant la pompe centrifuge immergée.

Les résultats de simulation sont présentés et discutés.

Enfin, la conclusion générale et les perspectives qu'on propose comme suite à ce travail sont présentées.

Chapitre I

*Généralités sur l'énergie
photovoltaïque*

I.1. Introduction

Le soleil reste jusqu'à présent la plus importante source d'énergie malgré la distance considérable qui le sépare de la terre (150×10^6 km). La puissance émise par le soleil sous forme de rayonnement est estimée à 90×10^{15} GW, alors que la couche terrestre n'arrive à recevoir que 180×10^6 GW. Avant d'arriver à la terre, le rayonnement solaire subit de considérables modifications, dues principalement aux phénomènes d'absorption et de diffusion. Aussi, on introduit la notion de l'éclairement qui est la densité de puissance reçue par une surface soumise à un flux lumineux, dans les conditions atmosphériques optimales. Cette densité de puissance atteint 1 kW/m^2 pour un site situé au niveau de la mer.

Cette énergie est disponible en abondance sur toute la surface terrestre, et ce, malgré une atténuation importante à la traversée de l'atmosphère; la quantité qui reste est encore assez importante, quand elle arrive au sol. On peut ainsi compter sur 1000 W/m^2 crête dans les zones tempérées et jusqu' à 1400 W/m^2 lorsque l'atmosphère est faiblement polluée [4].

I.2. Energie du soleil en Algérie

L'Algérie est l'un des pays qui ont une diversité de cotes dus à son grand secteur, environ 2,4 millions du kilomètre carré limité par la mer au nord et par le Sahara au sud.

Le rayonnement de la région près de la mer est influencé par les saisons. Les zones du nord de l'Algérie sont à ciel - couvert plus que ceux du sud. Les régions Sahariens reçoivent une quantité plus grande d'énergie mais sont caractérisées par une température de l'air plus élevée. En raison de cette diversité dans le climat, l'ensoleillement moyen global au plan horizontal reçu varie entre 4,5 et 7.5 KWh/m^2 [5].

L'Algérie dispose d'environ 3200 heures d'ensoleillement par an, bénéficiant d'une situation climatique favorable à l'application des techniques solaires (Figure I.1) [4].

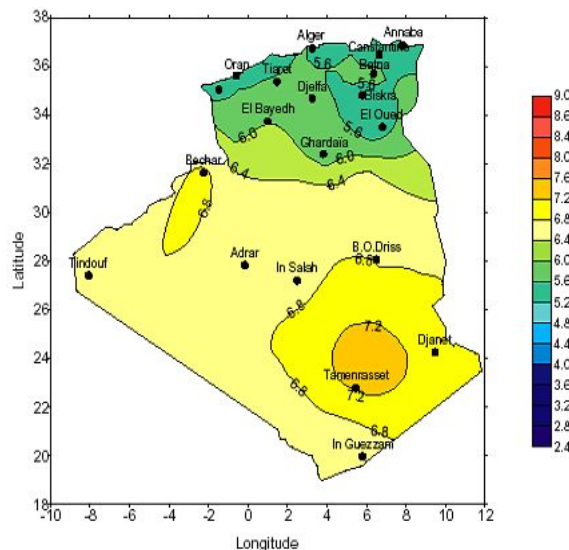


Figure I.1 Carte préliminaire des irradiations solaire de l'Algérie [4]

I.3. Cellules solaires

Les cellules solaires photovoltaïques sont des semi-conducteurs capables de convertir directement la lumière en électricité. Cette conversion, appelée effet photovoltaïque, a été découverte par E. Becquerel en 1839, mais il faudra attendre près d'un siècle pour que les scientifiques approfondissent et exploitent ce phénomène de la physique [21].

L'utilisation des cellules solaires débute dans les années quarante dans le domaine spatial. Les recherches d'après guerre ont permis d'améliorer leurs performances et leur taille mais il faudra attendre la crise énergétique des années 70 pour que les gouvernements et les industries investissent dans la technologie photovoltaïque et ses applications terrestres [21].

Aujourd'hui, les laboratoires de recherche et les industries travaillent en collaboration pour développer de nouveaux concepts ou de nouveaux procédés susceptibles d'améliorer les performances électriques et de réduire les coûts des cellules solaires. C'est ainsi que les modules photovoltaïques modernes, composés de cellules interconnectées, ont largement prouvé leur efficacité et leur haute fiabilité. De plus, leur champ d'application ne cesse de s'élargir, du pompage à l'éclairage, en passant par toutes les applications électroniques de poche.

I.3.1. Principe de fonctionnement

On appelle cellule photovoltaïque un convertisseur qui permet la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique. La photopile ou cellule solaire est l'élément de base d'un générateur photovoltaïque [21].

Une cellule photovoltaïque est basée sur le phénomène physique appelé effet photovoltaïque (effet photoélectrique). Le matériau d'une cellule est un semi conducteur. Il est composé de deux couches. Une couche négativement chargée (excès d'électrons) N est une couche positivement chargée (excès de trous) P. Les photons de la lumière libèrent un électron dans la première couche et un trou chargé positivement dans la deuxième couche. Les électrons libres se déplacent de la zone N vers la zone P par le circuit extérieur créant un courant électrique circulant de P vers N (figure I.2). La tension générée peut varier entre 0.3 V et 0.7 V en fonction du matériau utilisé et de sa disposition ainsi que de la température de la cellule et du vieillissement de la cellule [7], [22].

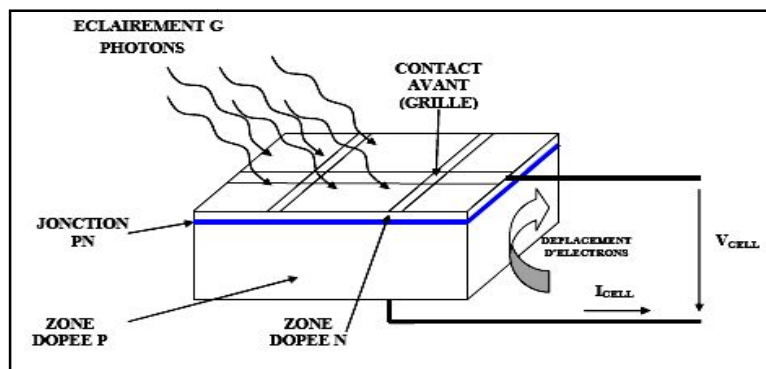


Figure I.2 Coupe transversale d'une cellule PV typique [7]

I.3.2. Différents types de cellules solaires [22]

Il existe différents types de cellules solaires (ou cellules photovoltaïques), et chaque type de cellules a un rendement et un coût qui lui est propre.

Cependant, quel que soit leur type, leur rendement reste assez faible: de 8 à 23% de l'énergie qu'elles reçoivent.

Il existe trois principaux types de cellules à l'heure actuelle:

- **Les cellules monocristallines:** Ce sont celles qui ont le meilleur rendement (12% - 16% ; jusqu'à 23% en laboratoire), mais aussi celle qui ont le coup le plus élevé, du fait d'une fabrication compliquée.
- **Les cellules polycristallines:** Leur conception étant plus facile, leur coût de fabrication est moins important, cependant leur rendement est plus faible: 11% - 13% (18% en laboratoire).
- **Les cellules amorphes:** Elles ont un faible rendement (8% - 10% ; 13% en laboratoire), mais ne nécessitent que de très faibles épaisseurs de silicium et ont un coût peu élevé. Elles sont utilisées couramment dans de petits produits de consommation tels que des calculatrices solaires ou encore des montres.

I.3.3. Association de cellules photovoltaïques

Dans des conditions d'ensoleillement standard (1000W/m² ; 25°C ; AM1.5), la puissance maximale délivrée par une cellule silicium de 150 cm² est d'environ 2.3 Wc sous une tension de 0.5V. Une cellule photovoltaïque élémentaire constitue donc un générateur électrique de faible puissance insuffisante en tant que telle pour la plupart des applications domestiques ou industrielles. Les générateurs photovoltaïques sont, de ce fait réalisés par association, en série et/ou en parallèle, d'un grand nombre de cellules élémentaires [23].

I.3.3.1 Association de cellules photovoltaïques en Série

Une association de N_s cellules en série permet d'augmenter la tension du générateur photovoltaïque (GPV). Les cellules sont alors traversées par le même courant et la caractéristique résultant du groupement série est obtenue par addition des tensions élémentaires de chaque cellule, Figure I.3. L'équation (I.1) résume les caractéristiques électriques d'une association série de N_s cellules [23] :

$$I_{sc} = I_{cc} \quad \text{avec} \quad V_{sco} = N_s \cdot V_{co} \quad (\text{I.1})$$

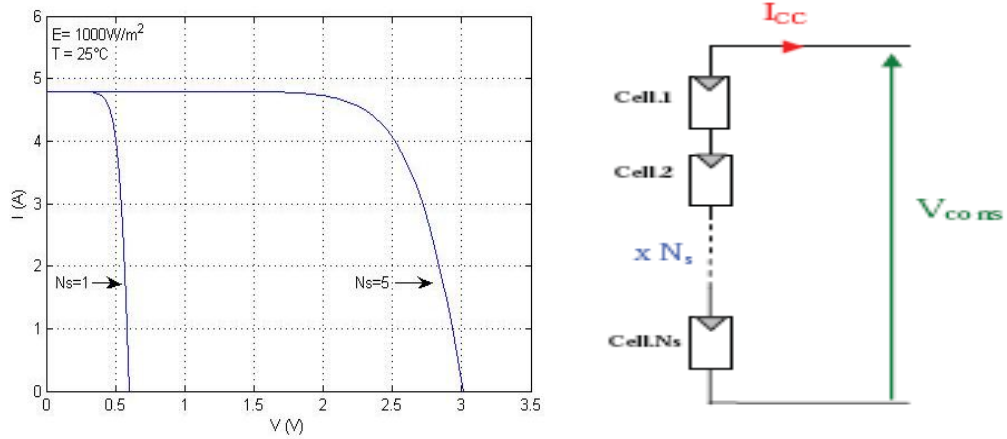


Figure I.3 Caractéristique résultante d'un groupement en série de N_s cellules identiques [23]

I.3.3.2 Association de cellules photovoltaïques en parallèle

D'autre part, une association parallèle de N_p cellules est possible et permet d'accroître le courant de sortie du générateur ainsi créé. Dans un groupement de cellules identiques connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultant du groupement est obtenue par addition des courants, Figure I.4. L'équation (I.2) résume à son tour les caractéristiques électriques d'une association parallèle de N_p cellules [23] :

$$I_{pcc} = N_p \cdot I_{cc} \text{ et } V_{pco} = V_{co} \quad (I.2)$$

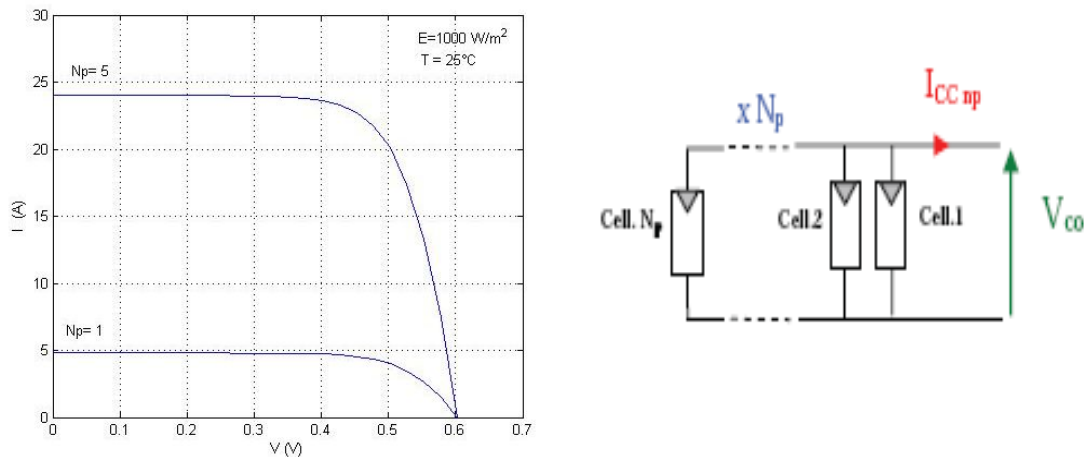


Figure I.4 Caractéristique résultante d'un groupement constitué de N_p cellules identiques en parallèle [8]

I.4. Générateur PV

Un générateur photovoltaïque est constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques élémentaires montées en série et/ou parallèle afin d'obtenir des caractéristiques électriques désirées tels que la puissance, le courant de court-circuit ou la tension en circuit ouvert [22].

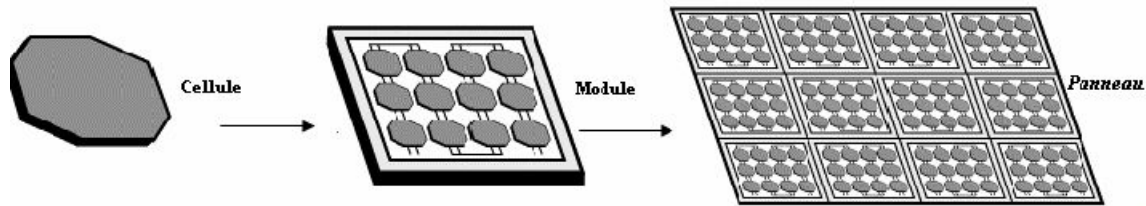


Figure I.5 Association des cellules solaires photovoltaïques (cellule, module et panneau)

I.4.1. Modélisation du générateur photovoltaïque

L'utilisation de circuit électrique équivalent permet de modéliser les caractéristiques de la cellule PV (générateur photovoltaïque élémentaire) [15]. Plusieurs modèles mathématiques sont utilisés pour simuler le fonctionnement d'un générateur photovoltaïque. Ces modèles se différencient par la méthode de calcul et le nombre des paramètres intervenants dans la caractéristique courant - tension [24].

Dans notre cas, nous avons choisi un modèle simple, appelé modèle à quatre paramètres, où les paramètres sont donnés par le fabricant. Cette méthode est implémentée dans un programme MATLAB et elle est aussi applicable pour la modélisation de module PV [15].

I.4.1.1 Modèle à paramètres constants

Le modèle à quatre paramètres est un modèle largement utilisé pour la modélisation des modules PV. Les courbes $I_{pv}(V_{pv})$ globales obtenues par ce modèle sont plus précises [25]. Ce modèle, comme le montre le circuit équivalent ci-dessous, est constitué d'une source de courant représentant le courant généré par les photons du rayonnement solaire souvent appelé I_{ph} ou I_L , mise en parallèle avec une diode et en série avec une résistance série R_s . Le courant de sortie (I_{pv}) est constant lorsque la température et l'irradiation sont constantes [15].

Les quatre paramètres apparaissant dans l'équation de la caractéristique $I_{pv}(V_{pv})$ sont :

I_{CC} = le courant photonique.

I_0 = le courant de saturation inverse.

n = le facteur de qualité.

R_s = la résistance série.

Ces paramètres ne sont pas des quantités mesurables et ne sont pas généralement inclus dans les données des fabricants. Par conséquent, ils doivent être déterminés à partir des systèmes des équations $I_{pv}(V_{pv})$ pour différents points de fonctionnement (donnés par les fabricants) [26].

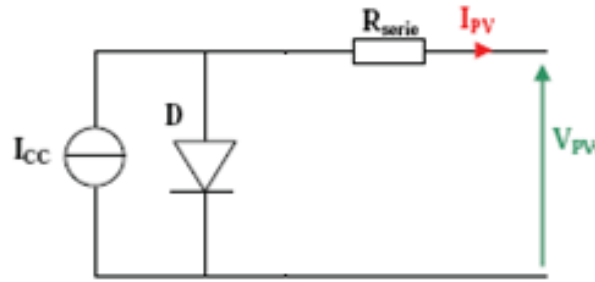


Figure I.6 Modèle équivalent d'une photopile ou cellule photovoltaïque [21]

D'après la loi de Kirchhoff, le courant de sortie de la cellule est :

$$I_{pv} = I_{CC} - I_D \quad (I.3)$$

Le courant de la diode est donné par l'équation de Shockley :

$$I_D = I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (I.4)$$

Où :

n : le facteur de dimension

k : la constante de Boltzmann ($k = 1.381 \cdot 10^{23} J / K$)

q : la charge de l'électron ($q = 1.602 \cdot 10^{-19} C$).

Le courant inverse de saturation de la diode s'exprime en fonction des caractéristiques du matériau et de la température comme suit [21] :

$$I_0 = \frac{I_{cc}}{\left(e^{qV_{oc}/nkT} - 1 \right)} \quad (I.5)$$

La résistance série influe largement sur la pente de la courbe des caractéristiques $I_{pv}(V_{pv})$ au voisinage de V_{oc} . Elle peut être calculée par la formule suivante :

$$R_s = -\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} - \frac{nkT/q}{I_0 \cdot e^{\left(\frac{V_{pv} + R_s \cdot dI_{pv}}{nkT}\right)}} \quad (I.6)$$

Les quatre paramètres inconnus sont I_{CC} , I_0 , n et R_s ou avec précision les paramètres aux conditions de référence. Alors que R_s et n sont supposés être constants, I_{CC} est en fonction de l'éclairement et de la température des cellules et I_0 est en fonction de la température seulement. Cette dernière peut être déterminée à partir de la température ambiante et avec l'aide des données des essais standard fournies par les fabricants.

I.4.1.2 Résolution de l'équation caractéristique $I_{pv}(V_{pv})$

La méthode de Newton-Raphson est l'une des méthodes les plus utilisées pour la résolution des équations non linéaires [27] car la solution de l'équation non linéaire par cette méthode converge rapidement [15].

La méthode de Newton est définie par :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (I.7)$$

Où :

$f'(x)$ est le dérivée de la fonction $f(x)=0$,

Avec : x_n est la valeur présente et x_{n+1} est la valeur suivante.

I.4.2. Caractéristiques principales du générateur photovoltaïque

Pour réaliser cette modélisation, nous avons utilisé MATLAB comme outil de test et de simulation. Nous avons choisi le modèle photovoltaïque Shell SP 75.

La série SX de BP Solaire fournit une puissance photovoltaïque rentable destinée à un usage général par exploitation directe de charges courant continu, ou de charges courant alternatif sur les systèmes munis d'onduleur [24], un panneau de telle puissance est souvent configurée dans les système a petite puissance utilisée dans les zone rural [15].

Le module est composé de 36 cellules solaires multi cristallines en silicone connectées en série pour produire une puissance maximale de 75 W [24].

Les caractéristiques électriques de ce module photovoltaïque sont données dans le tableau de l'annexe 1.

I.4.2.1 Caractéristiques Courant-Tension

La caractéristique principale du générateur photovoltaïque est la caractéristique $I_{pv}(V_{pv})$ qui montre comment un générateur photovoltaïque répondra à toutes les charges possibles sous un ensemble particulier des conditions d'ensoleillement et de température (figure I.7). Il y a trois points importants dans cette courbe:

- Le point de fonctionnement optimal auquel le générateur fournit sa puissance maximale (point 5).
- Le point où la tension est égale à zéro et le courant est en maximum (courant de circuit-court, point 4).
- Le point où le courant est égal à zéro et la tension est en maximum (tension de circuit ouvert, point1).

Egalement la caractéristique $I_{pv}(V_{pv})$ peut être divisée en trois gammes:

- Une gamme où le générateur est considéré comme une source de tension (1-2).
- Une gamme où le générateur est considéré comme une source de courant (3-4).
- Une gamme où ni la tension ni le courant ne sont constants (2-3).

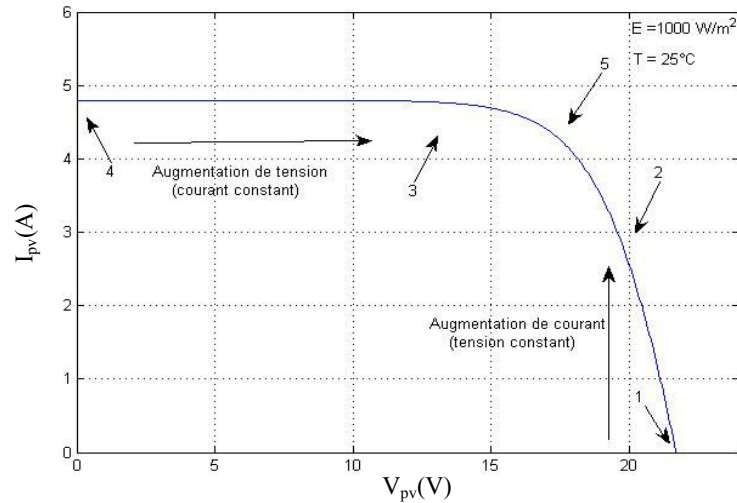


Figure I.7 Caractéristique $I_{pv}(V_{pv})$ d'un générateur photovoltaïque

I.4.2.2 Caractéristique Puissance-Tension

La puissance débitée par le générateur photovoltaïque dépend du point de fonctionnement de cette dernière ; c'est le produit de l'intensité de courant et de la tension entre ses bornes (Figure I.8). Le point « Pm » représente la puissance maximale débitée par le générateur photovoltaïque.

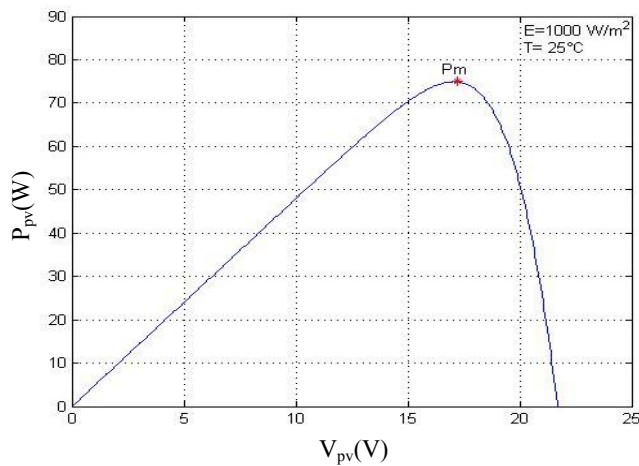


Figure I.8 Caractéristiques $P_{pv}(V_{pv})$ d'un générateur photovoltaïque

L'irradiation standard, internationalement acceptée, pour mesurer la réponse du générateur photovoltaïque est une intensité rayonnante de 1000 W/m^2 et une température de 25°C .

I.4.2.3 Effet de l'éclairement

L'augmentation de l'éclairement est directement proportionnelle à l'intensité du courant de court-circuit. Par contre, la tension en circuit ouvert ne varie pas dans les mêmes proportions, elle reste quasiment identique même à faible éclairement.

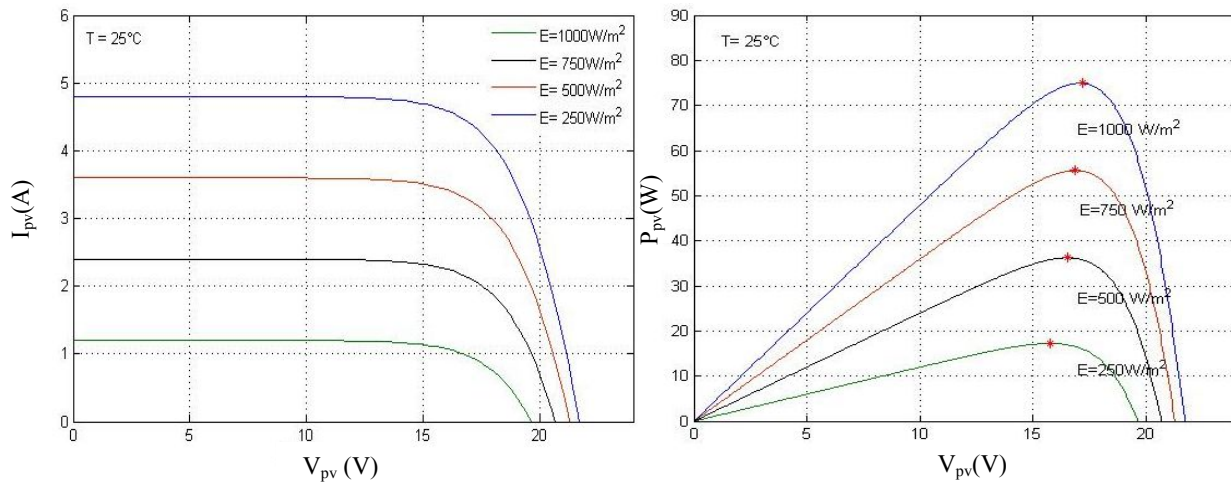


Figure I.9 Influence de l'éclairement sur les caractéristiques électriques $P_{pv}(V_{pv})$

I.4.2.4 Influence de la température

La température est un paramètre important dans le comportement du générateur photovoltaïque. La figure (I.10) montre que l'augmentation de la température entraîne une diminution nette de la tension de circuit ouvert et une augmentation du courant de court circuit, ainsi qu'une diminution de la puissance maximale.

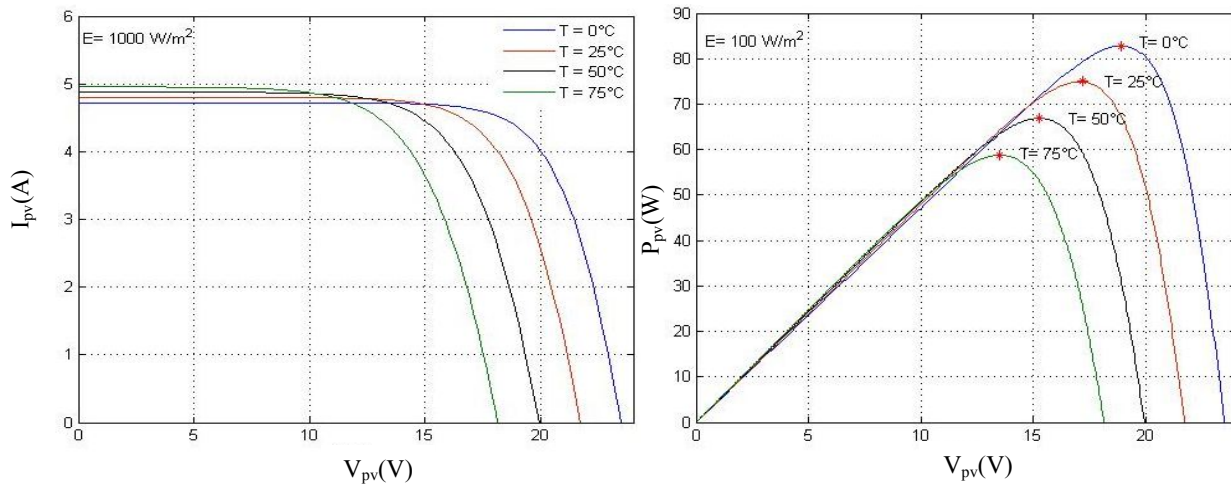


Figure I.10 Influence de la température sur les caractéristiques électriques $P_{pv}(V_{pv})$

I.4.2.5 Influence de la résistance série

La figure I.11 montre l'influence de la résistance série sur la courbe $I_{pv}(V_{pv})$ du générateur photovoltaïque qui se traduit par une diminution de la pente de la courbe de puissance $P_{pv}(V_{pv})$ dans la zone où le générateur photovoltaïque fonctionne comme générateur de tension constante [12].

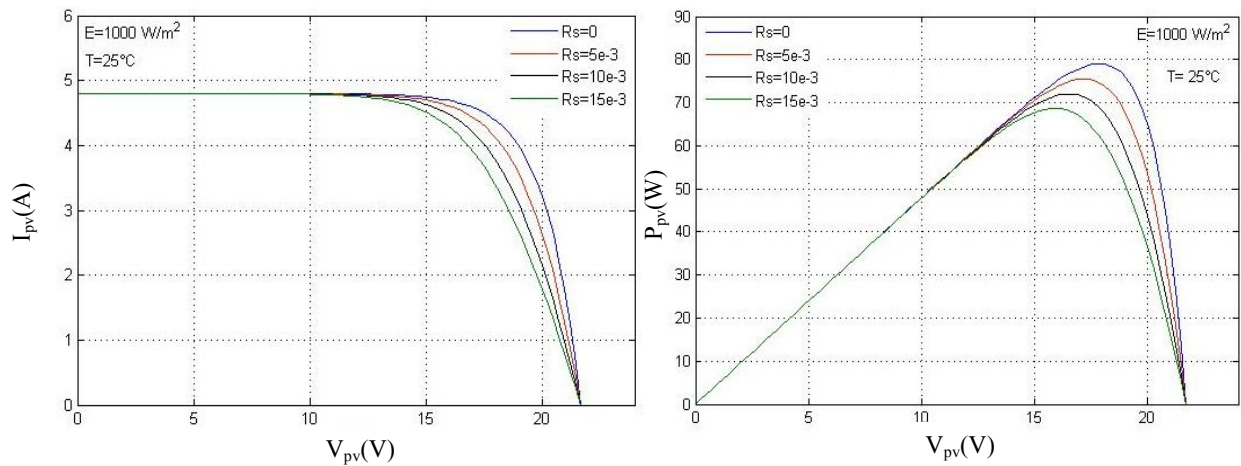


Figure I.11 Influence de la résistance série sur les caractéristiques électriques $I_{pv}(V_{pv})$ et $P_{pv}(V_{pv})$

I.4.2.6 Influence du facteur de qualité

L'augmentation du facteur d'idéalité de la diode influe inversement sur la zone ou le point de puissance maximale et cela se traduit par une baisse de puissance au niveau de la zone de fonctionnement.

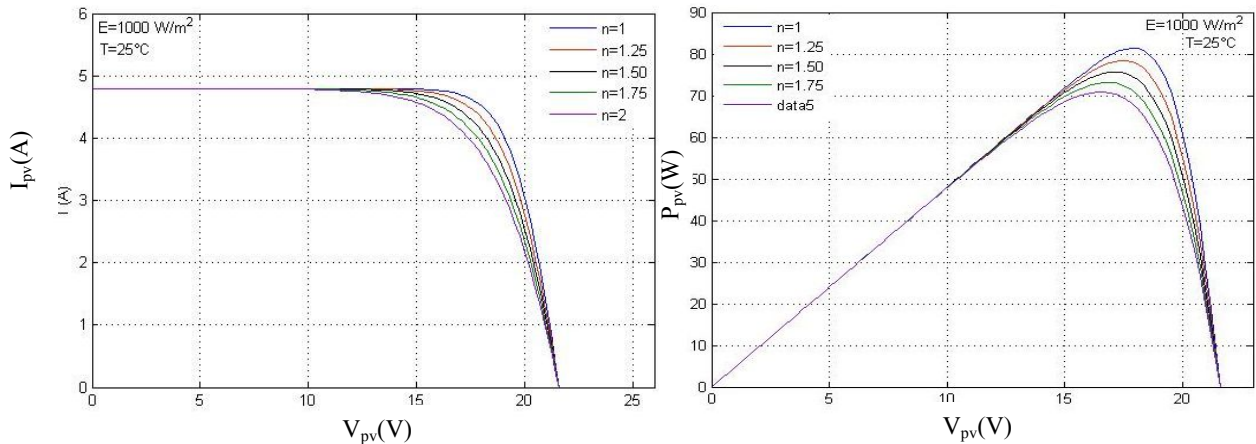


Figure I.12 Influence du facteur de qualité pour un $G=1000\text{W/m}^2$ et $T=25^\circ\text{C}$

I.4.3. Rendement

Le rendement d'un générateur PV est défini comme étant le rapport entre la puissance électrique fournie (puissance que l'on peut extraire au point optimum) à la puissance du rayonnement d'incident:

$$\eta_{PV} = \frac{P_m}{E.A} \quad (I.8)$$

Où A : surface effective de générateur en m^2 .

I.4.4. Facteur de forme

On identifié le facteur de forme, par le rapport de la puissance maximum au produit de courant de court-circuit et de la tension du circuit ouvert [10, 11,12] :

$$FF = \frac{I_{op} V_{op}}{I_{sc} V_{oc}} \quad (I.9)$$

I.4.5 Protections classiques d'un générateur photovoltaïque PV

La caractéristique $I_{pv}(V_{pv})$ d'un générateur solaire peut être considérée comme le fruit d'une association d'un réseau de $N_s * N_p$ cellules en série/parallèle. La caractéristique globale peut, en outre, varier en fonction de l'éclairement, la température, du vieillissement des cellules et les effets d'ombrage ou d'inhomogénéité de l'éclairement. De plus, il suffit d'une occultation ou d'une dégradation d'une des cellules mises en série pour provoquer une forte diminution du courant solaire produit par le module photovoltaïque. Lorsque le courant débité est supérieur au courant produit par la cellule faiblement éclairée, la tension de celle-ci devient négative et devient un élément récepteur. Celle-ci se retrouve à dissiper une quantité trop importante de puissance électrique qui pourrait aboutir à sa destruction si le défaut persiste trop longtemps. C'est le phénomène dit de hot spot ou « point chaud » [2, 3, 4].

Pour remédier à ce phénomène, on équipe donc les panneaux photovoltaïques de diodes by-pass qui ont pour rôle de protéger les cellules qui deviennent passives (Figure I.13.a). La diode by-pass lorsqu'elle se met à fonctionner, court-circuite une partie du panneau comme indiqué en figure I.13.b, évitant ainsi la circulation de courants inverses au sein des cellules défectueuses. Par contre, cette solution efficace réduit d'autant la puissance délivrée ainsi que la tension aux bornes du panneau. La dégradation d'une seule cellule condamne donc le groupe de cellules associé à la cellule défectueuse et protégée par la diode by-pass à ne pas produire de puissance. Ce phénomène de perte partielle de puissance est à comparer à la perte totale d'un panneau entier en cas de problème sur une cellule avec un panneau fonctionnant sans protections [22], [23]:

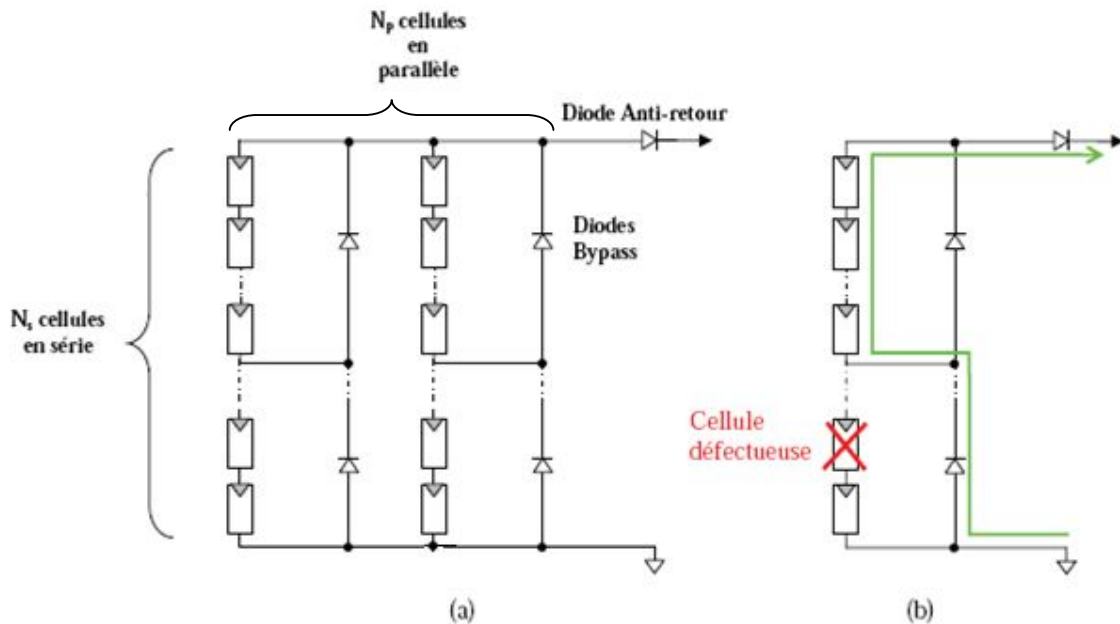


Figure I.13 (a) Architecture Classique d'un panneau solaire photovoltaïque avec diodes de protections. (b) Défaillance d'une des cellules du module PV et activation de la diode by-pass et mise en évidence du courant de circulation I_{pv} .

Une autre protection consiste à protéger le module photovoltaïque contre les courants négatifs qui pourraient être générés lors de différentes connexions en parallèle de plusieurs panneaux (lorsque le panneau devient récepteur plutôt que générateur). Ainsi, une diode anti-retour est mise en série avec chaque branche d'un GPV. Le risque est que des chaînes de cellules fortement éclairées débitent dans des chaînes soumises à moins d'éclairement. Il est à souligner que la présence de cette diode anti-retour permet d'éviter tous les courants négatifs y compris provenant de la charge (comme une batterie par exemple fonctionnant tout le temps et pouvant débiter sur le GPV la nuit).

I.5. Avantages et inconvénients de l'énergie photovoltaïque

I.5.1. Avantages [22], [25]

- Le caractère modulaire des panneaux photovoltaïques permet un montage simple et adaptable à des besoins énergétiques divers. Les systèmes peuvent être dimensionnés pour des applications de puissances allant du milliwatt au Mégawatt,
- Le coût de fonctionnement est très faible vu les entretiens réduits et il ne nécessite ni combustible, ni son transport, ni personnel hautement spécialisé,
- La technologie photovoltaïque présente des qualités sur le plan écologique car le produit fini est non polluant, silencieux et n'entraîne aucune perturbation du milieu, si ce n'est par l'occupation de l'espace pour les installations de grandes dimensions.

I.5.2. Inconvénients [22], [25]

- La fabrication du module photovoltaïque relève de la haute technologie et requiert des investissements d'un coût élevé,
- Le rendement réel de conversion d'un module est faible, de l'ordre de 10-15 % avec une limite théorique pour une cellule de 28%. Les générateurs photovoltaïques ne sont compétitifs par rapport aux générateurs diesel que pour des faibles demandes d'énergie en régions isolées,
- Lorsque le stockage de l'énergie électrique sous forme chimique (batterie) est nécessaire, le coût du générateur est accru,
- Le stockage de l'énergie électrique pose encore de nombreux problèmes.

I.6. Conclusion

Après avoir présenté le potentiel solaire photovoltaïque en Algérie, des généralités concernant le générateur photovoltaïque et ses caractéristiques dans différentes conditions climatiques ont été détaillés.

Un générateur photovoltaïque peut être raccordé à la charge soit directement (au fil du soleil) ou à travers un étage d'adaptation ce qui va être détaillé dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Etage d'adaptation

II.1. Introduction

Le branchement d'une charge à un générateur photovoltaïque est le mode de couplage le plus simple qui soit. Le point de fonctionnement dans ce cas se situe à l'intersection de la droite de charge et de la caractéristique $I_{pv}(V_{pv})$ du générateur. Ce point ne peut pas coïncider avec le point de puissance maximale ; il s'ensuit une perte de puissance maximale du système.

Ce problème peut être résolu soit par le changement de configuration du générateur photovoltaïque, soit par l'adjonction d'un dispositif de recherche de point de puissance maximale placé entre le générateur et la charge pour assurer l'adaptation d'impédance.

Dans ce chapitre, nous allons traiter la technique la plus utilisée pour la recherche de point de puissance maximale (maximum power point : MPP) du générateur photovoltaïque [28].

II.2. Connexion direct générateur photovoltaïque-charge

L'inconvénient de cette configuration (figure II.1) est qu'elle n'offre aucun type de limitation et/ou réglage de la tension. Le transfert de P_{max} disponible aux bornes du GPV vers la charge n'est pas non plus garanti.

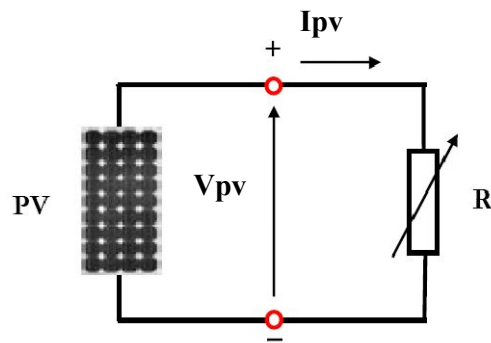


Figure II.1 Connexion directe d'un générateur photovoltaïque (GPV) - charge

Trois types de charges DC typiques existent : une charge purement résistive, une charge de type source de tension et une charge de type source de courant. Sur la figure II.2, nous avons représenté les caractéristiques $I_{pv}(V_{pv})$ et $P_{pv}(V_{pv})$ d'un générateur PV ainsi que les caractéristiques $I_{pv}(V_{pv})$ des trois types de charges.

Tout d'abord, nous pouvons identifier le point de fonctionnement où la puissance fournie par le générateur est maximale pour un courant optimal et une tension optimale. Ce point est nommé MPP. Ensuite.

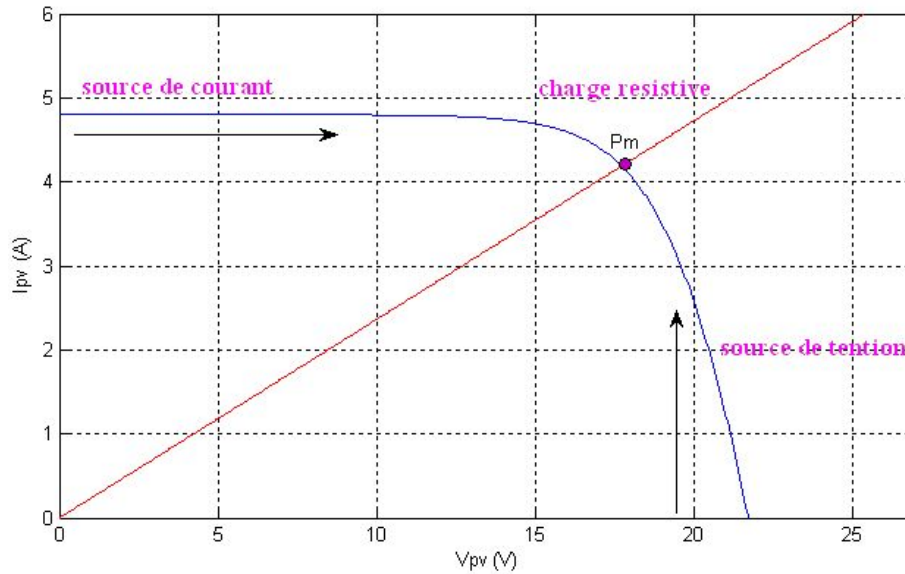


Figure II.2 Points de fonctionnement d'un GPV en fonction de la charge

II.3. Etage d'adaptation entre un générateur PV et une charge

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, un générateur PV présente des caractéristiques $I_{pv}(V_{pv})$ non linéaires avec des points de puissance maximale (PPM). La production de puissance varie fortement en fonction de l'éclairement, de la température, mais aussi du vieillissement global du système.

De plus, selon les caractéristiques de la charge sur laquelle le générateur PV débite, nous pouvons trouver un très fort écart entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en mode connexion directe. Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du générateur PV et de la transférer à la charge, la technique adoptée classiquement consiste à utiliser un étage d'adaptation entre le générateur PV et la charge comme décrit dans la figure II.3 ci-dessous. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant, à travers une action de contrôle, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur pour qu'elle soit la plus proche possible de la puissance maximale disponible [28].

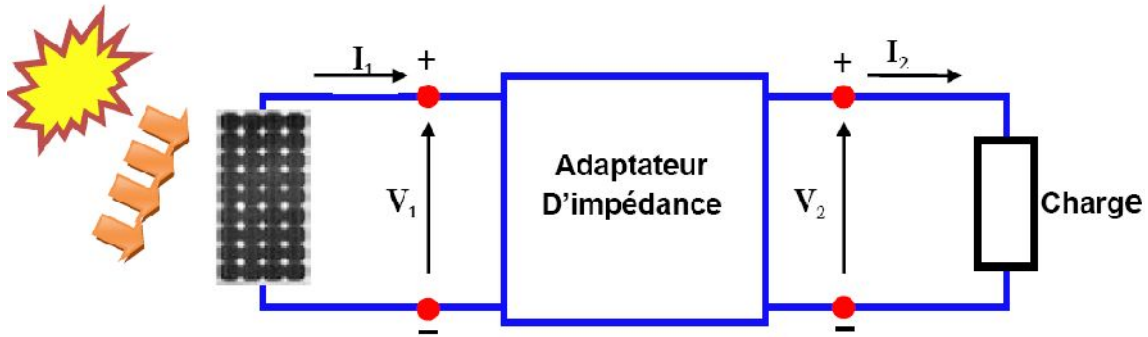


Figure II.3 Etage d'adaptation d'un générateur PV – charge

II.3.1. Principe de la recherche du point de puissance maximale

La chaîne de puissance d'un GPV où une charge DC est alimentée par un générateur à travers un convertisseur statique (CS) commandé par une commande MPPT peut être représentée comme indiquée sur la figure (II.4) et dont le rôle est de faire varier le rapport cyclique du CS de telle sorte que la puissance fournie par le GPV soit le P_{MAX} disponible à ses bornes. L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher le PPM et en général est basé sur la variation du rapport cyclique du hacheur dans l'objectif d'atteindre le PPM en fonction des évolutions des paramètres d'entrée du CS (I_{PV} et V_{PV}). Dans la section suivante, nous présentons un bilan sur les différents types d'algorithmes MPPT présents dans la littérature [29].

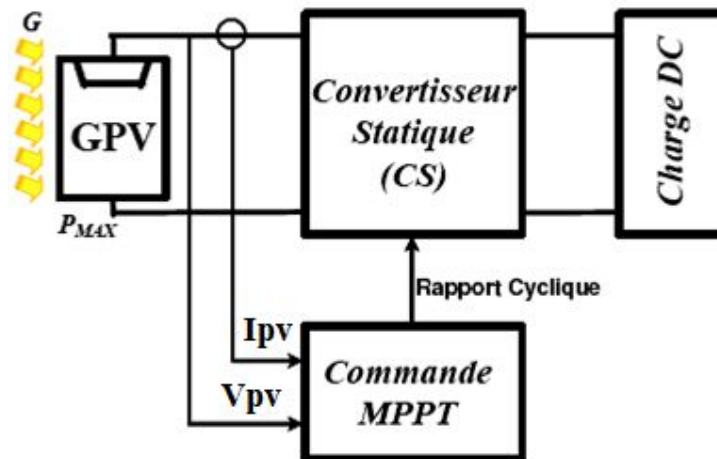


Figure II.4 Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque avec CS contrôlé par une commande MPPT sur charge DC

Dans notre cas l'étage d'adaptation adopté est un hacheur MPPT qui est un dispositif d'asservissement de la puissance couramment appelé à pilotage MPPT. Les hacheurs les plus couramment utilisés sont : le Buck, le Boost ou le Buck-Boost. Le choix de la structure de conversion est effectué en fonction de la charge DC à alimenter. Par exemple, si nous supposons que la charge est une batterie au plomb, les plages de tension de charge et de décharge de celui-ci établissent ou déterminent la structure la plus adéquate [29].

II.3.2. Convertisseur DC-DC

Le convertisseur DC-DC (hacheur) est inséré entre le générateur photovoltaïque et la charge permettant, sous la commande MPPT, la maximisation de la puissance extraite du générateur photovoltaïque. Dans cette partie, trois types de convertisseur statique DC/DC sont présentés :

- hacheur abaisseur (buck),
- hacheur élévateur (boost),
- hacheur abaisseur-élévateur (buck-boost).

Les trois convertisseurs sont considérés à rendement unitaire (la puissance transmise du générateur photovoltaïque à la charge est conservée)

II.3.2.1 Hacheur abaisseur (buck) [30]

Un tel convertisseur (figure II.5) permet de fixer une tension moyenne réglable U_{smoy} aux bornes de la source (I_s) tel que : $0 < U_{smoy} < U_e$.

La structure de l'hacheur abaisseur (buck) est constituée d'une seule cellule de commutation, ainsi que représente la figure II.5. Celle-ci comporte deux interrupteurs à commutation complémentaire, un interrupteur complètement commandable (Transistor Th) en série avec une source de tension (U_e) et un interrupteur à commutation naturelle (Diode Dr) en parallèle avec une source de courant (I_s).

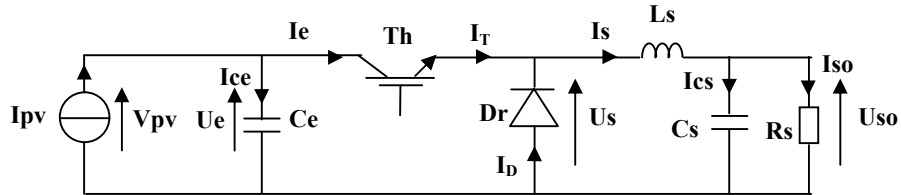


Figure II.5 Hacheur abaisseur (Buck)

Les expressions de la valeur moyenne de la tension de sortie de l'hacheur ainsi que la valeur moyenne du courant d'entrée de l'hacheur sont données par :

$$U_{smoy} = D U_e \quad (II.1)$$

$$I_{emoy} = D I_{smoy} \quad (II.2)$$

Où :

le rapport cyclique

$$D = \frac{ton}{T} \quad 0 \leq D \leq 1,$$

ton est le temps de conduction du transistor Th ,

T est la période de commutation (ou période de découpage) des interrupteurs du hacheur.

Par action sur la durée de conduction du transistor Th en variant le rapport cyclique D entre 0 et 1, on peut faire varier la valeur moyenne U_{smoy} entre 0 et U_e .

On doit cependant préciser que ce calcul n'est valable que pour un fonctionnement correspondant à un courant I_s qui n'est jamais nul (conduction continue).

L'analyse des relations (II.1 et II.2) permet de faire un rapide bilan des puissances en entrée et en sortie du convertisseur.

Soit P_e et P_s les puissances moyennes respectivement en entrée et en sortie du convertisseur. On peut écrire :

$$P_e = U_e I_{emoy} = \frac{U_{smoy}}{D} D I_{smoy} = U_{smoy} I_{smoy} = P_s \quad (II.3)$$

On démontre ainsi que dans la mesure où l'on néglige les pertes dans les éléments semi-conducteurs du convertisseur, ce dernier est caractérisé par un rendement unitaire.

II.3.2.2 Hacheur élévateur (boost) [30]

Un tel convertisseur (figure II.6) permet de fixer une tension moyenne réglable U_{smoy} aux bornes de la source I_s tel que $U_{smoy} > U_e$.

La structure du hacheur élévateur (boost) est constituée d'une seule cellule de commutation, ainsi que représente la figure II.6. Celle-ci comporte deux interrupteurs à commutation complémentaire. Le premier interrupteur est complètement commandable (Transistor Th) en parallèle avec la source de courant d'entrée (I_e) constitué d'une source de tension (U_{ei}) en série avec l'inductance (L_e). Le deuxième interrupteur est à commutation naturelle (Diode De) en série avec la source de tension de sortie (U_s) constituée d'une résistance (R_s) en série avec le condensateur (C_s).

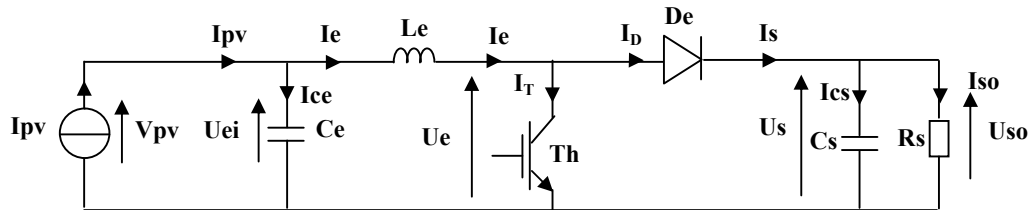


Figure II.6 Hacheur élévateur (Boost)

Les expressions de la valeur moyenne de la tension de sortie de l'hacheur ainsi que la valeur moyenne du courant d'entrée de l'hacheur sont données par :

$$U_{smoy} = U_{somoy} = U_{ei} \frac{1}{1-D} \quad (II.4)$$

$$I_{so} = (1-D)I_e \quad (II-5)$$

II.3.2.3 Hacheur abaisseur-élévateur (buck-boost) [30]

Il est caractérisé par son aptitude à fournir une tension continue réglable de valeur moyenne plus faible, ou plus élevée que celle appliquée en son entrée. Ceci dépend de la valeur du rapport cyclique.

La structure de l'hacheur abaisseur-élévateur comporte deux interrupteurs (transistor (Th) et diode (Dr)) et trois sources (figure II.7) :

- source de tension U_e : cette source fournit de la puissance est représentée par un générateur de tension supposé parfait U_e ,
- source de tension U_s : cette source constitue la charge. En effet, c'est la résistance R_s qui présente la charge de l'hacheur. Nous avons placé en parallèle avec la résistance R_s le condensateur C_s qui confère à l'ensemble le caractère source de tension requis,
- source de courant I_L : nous avons placé une l'inductance L . A l'échelle des commutations de Th et de Dr , le caractère inertie de courant de (L) permet de conférer à cette dernière la nature source de courant requise.

Les composants suscités constituent une cellule de commutation constituée d'une maille comportant en série, le transistor Th , la diode Dr , la source de tension d'entrée (U_e) et la source de tension de sortie (U_s) (R_s en parallèle avec C_s), et entre les deux sources de tension est insérée la source de courant (L).

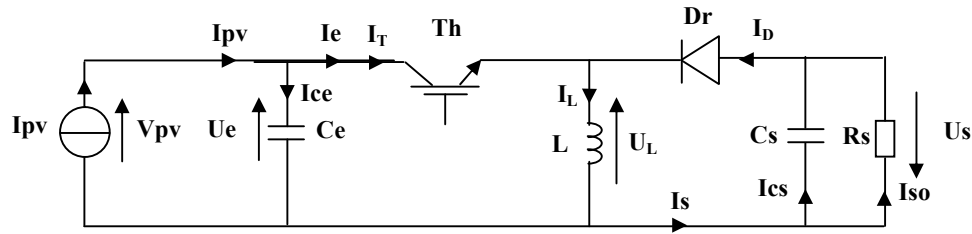


Figure II.7 Hacheur buck-boost

Les expressions de la valeur moyenne de la tension de sortie de l'hacheur ainsi que la valeur moyenne du courant d'entrée de l'hacheur sont données par :

$$U_{so} = U_e \frac{D}{1-D} \quad (\text{II.6})$$

$$I_{so} = \frac{(1-D)}{D} I_{emoy} \quad (\text{II.7})$$

On notera que la relation (II.6) est duale à (II.7). Si le convertisseur buck-boost est abaisseur-élévateur de tension, il est également élevateur-abaisseur de courant.

Compte tenu des hypothèses de travail pratiquées (rendement de la cellule de commutation unitaire), la puissance en sortie ($U_{so} I_{so}$) est identique à la puissance injectée en entrée ($U_e I_{emoy}$).

II.3.3. Méthodes de poursuite du point de puissance maximale

Un contrôleur MPPT permet alors de piloter le convertisseur statique reliant la charge (une batterie par exemple) et le panneau photovoltaïque de manière à fournir en permanence le maximum de puissance à la charge.

Nous pouvons classer d'une manière générale les commandes MPPT selon le type d'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classer selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande MPPT. Bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifiques qui présentent des commandes MPPT plus ou moins complexes [31].

Les techniques de contrôle employées pour la poursuite du point de puissance maximale sont [32]:

- Méthodes de la dérivée de la puissance
 - Méthode de la perturbation et l'observation (P&O)
 - Méthode par incrémentation de conductance
- Méthodes à contre réaction de la tension
 - Méthode à tension de référence fixe
 - Méthode MPPT avec mesure de la tension à vide du panneau
 - Méthode MPPT avec cellule pilote
 - Méthodes à puissance de référence fixe
- Méthodes avec contre réaction du courant

II.3.3.1 Méthode de la dérivée de la puissance

Cette méthode est basée sur la recherche de l'extremum de la courbe de puissance $P_{pv} = f(V_{pv})$ obtenue directement de la caractéristique du (GPV). Le point de puissance maximale (PPM) est obtenu lorsque la dérivée de la puissance par rapport à la tension s'annule, c'est-à-dire, lorsque $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$ [32].

Le point de puissance maximale (PPM) est présenté dans la figure II.8 :

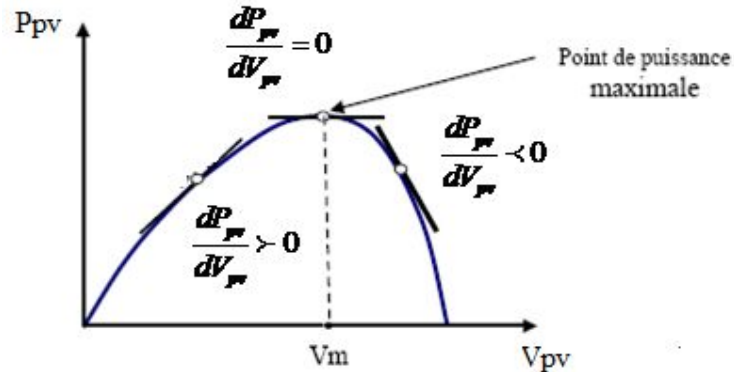


Figure II.8 Caractéristique du point de puissance maximale MPP [14]

a. Méthode de la perturbation et l'observation (P&O)

Si plus généralement, on désire suivre le point de puissance maximale en s'affranchissant de la connaissance des paramètres qui modifient sa position, on doit recourir aux techniques d'asservissement, en utilisant la plus souple, celle de la perturbation et de l'observation, (P & Q). C'est l'algorithme de poursuite du point de puissance maximale (PPM) le plus utilisé, et comme son nom l'indique il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de la tension de référence (V_{ref}), ou en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur (DC-DC), puis l'observation de l'effet sur la puissance de sortie en vue d'une éventuelle correction de ce rapport cyclique.

Si la valeur de la puissance actuelle $P_{pv}(k)$ du générateur est supérieure à la valeur précédente $P_{pv}(k-1)$ alors on garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent [32]. L'organigramme de l'algorithme de perturbation et de l'observation (P & O) est donné par la Figure II.9 (D : Rapport cyclique).

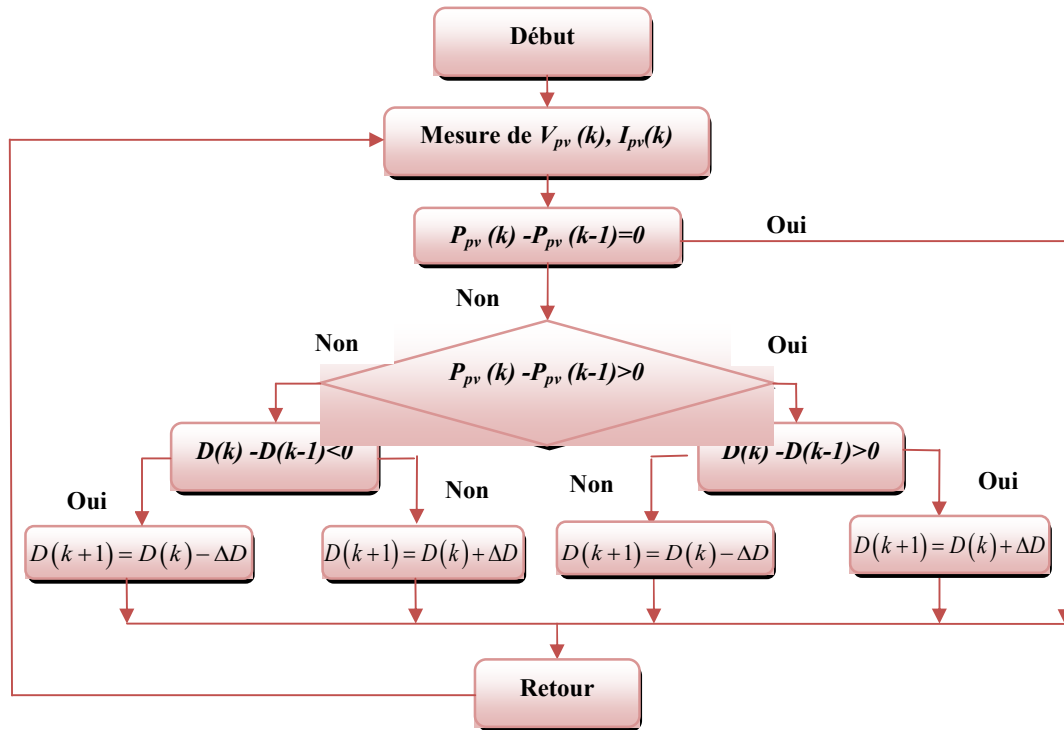


Figure II.9 Organigramme de l'algorithme Perturbation et Observation [32]

b. Méthode par incrémentation de conductance

L'algorithme par incrémentation de conductance se résulte en dérivant la puissance du panneau photovoltaïque par rapport à la tension et en mettant le résultat égal à zéro. Ceci peut être décrit par les équations suivantes :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{d(V_{pv} \times I_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad (\text{II.8})$$

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$$

Le terme (I_{pv} / V_{pv}) représente l'opposé de la conductibilité instantanée du panneau photovoltaïque, et (dI_{pv} / dV_{pv}) représente le terme d'incrément de conductance. Par conséquent, pour le point de puissance maximum (PPM), ces deux termes peuvent être égaux mais de signes opposés. Si le point de fonctionnement ne coïncide pas avec le point (PPM), l'inégalité de l'équation (II.8) indique la position de la tension de fonctionnement si elle est plus grande ou inférieure à la tension du point de puissance maximum (PPM) [32].

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}, \left(\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \right)$$

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} > -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}, \left(\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0 \right)$$

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} < -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}, \left(\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0 \right)$$
(II.9)

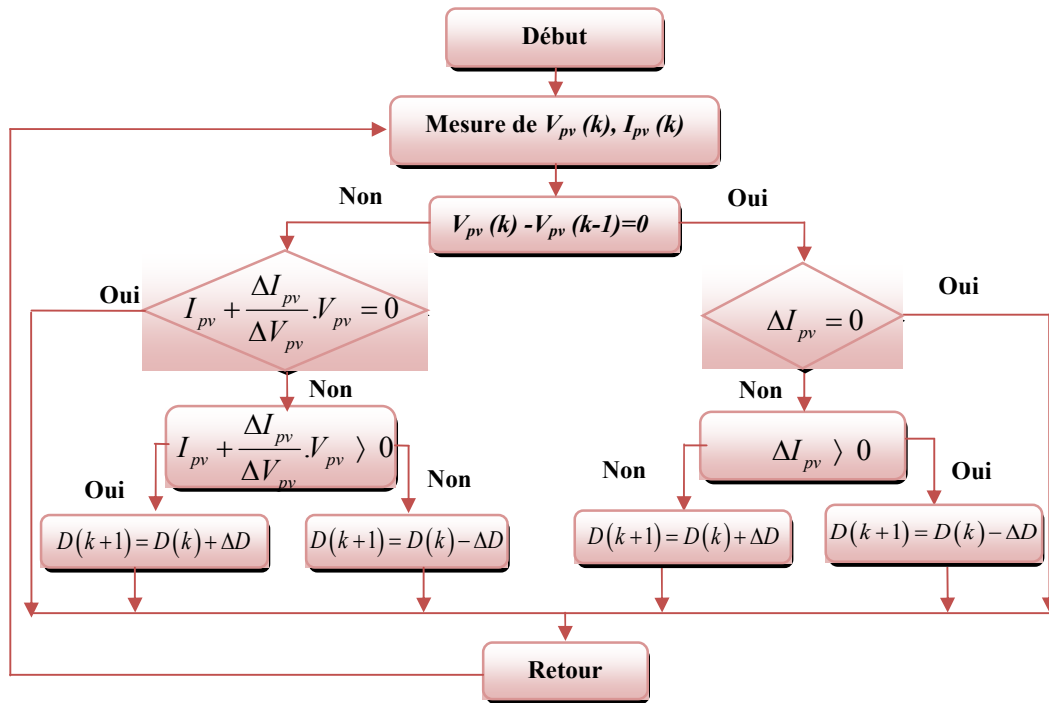


Figure II.10 Organigramme de l'algorithme incrémentation de conductance

II.3.3.2 Méthodes à contre réaction de la tension

Ce genre de mécanisme repose sur le contrôle de la tension de fonctionnement des panneaux par comparaison de cette tension avec une référence.

Cela génère une tension d'erreur qui fait varier le rapport cyclique de la MLI de la commande afin d'annuler cette erreur comme le montre la figure (II.11) [32].

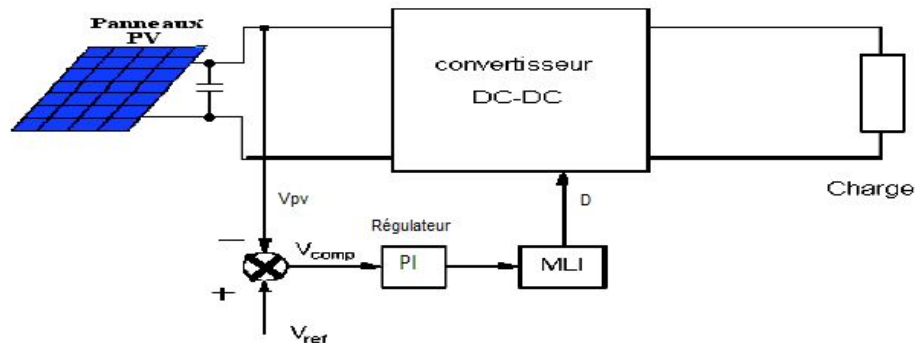


Figure II.11 Méthode avec Contre-réaction de tension

Selon la nature de cette tension de référence (fixe ou variable, interne ou externe), on distingue trois méthodes :

a.1. Méthode à tension de référence fixe prédéfinie

Cette méthode est basée sur une simple comparaison entre la tension de sortie du panneau avec une tension de référence prédéfinie, pour ajuster continuellement le rapport cyclique du convertisseur (DC-DC). Cette tension correspond à la tension moyenne de l'intervalle des points des puissances maximales, relevées par des tests sous différentes conditions d'ensoleillement et de température en agissant simplement sur les différents facteurs de pondération lors de la mise au point afin de générer le maximum de puissance. A cause de la dépendance de la tension du panneau de l'ensoleillement et de la température, la tension de puissance maximale est déviée, alors la tension de référence doit être corrigée pour différents ensoleillements et températures le long des périodes de l'année. ou bien elle peut être déduite en utilisant les méthodes de contrôle : perturbation et observation (P&O) ou incrémentation de conductance (figure 12, figure 13).

a.2. Méthode à tension de référence calculée par l'algorithme de perturbation et d'observation

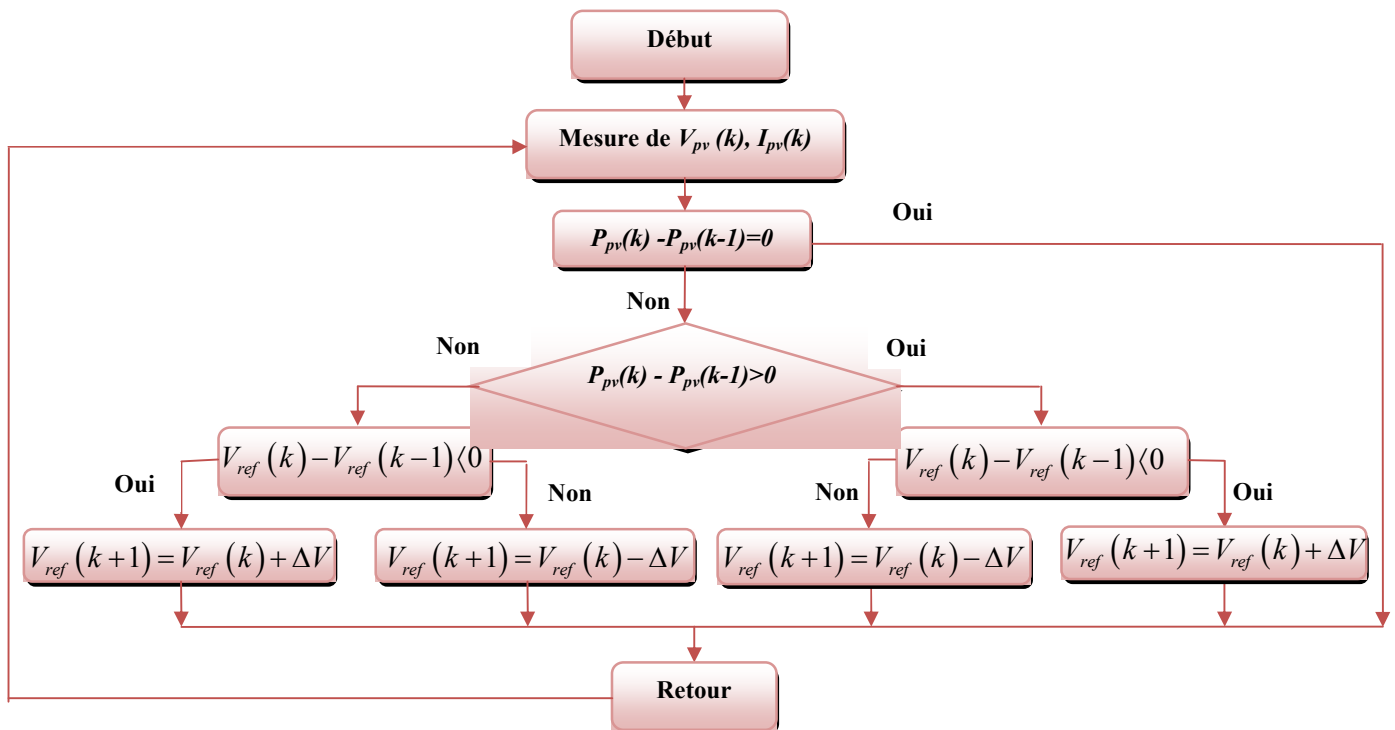


Figure II.12 Méthode à tension de référence calculée par l'algorithme de perturbation et d'observation

II.4. Résultats de simulation et discussion

II.4.1. Simulation de l'hacheur « buck »

II.4.1.1 Hacheur abaisseur commandé sans maximisation de puissance

L'hacheur abaisseur est commandé en boucle ouverte avec un rapport cyclique constant ($D = 0,4$). Le schéma de simulation de l'hacheur dans l'environnement Matlab/Simulink est illustré dans la figure ci-dessous.

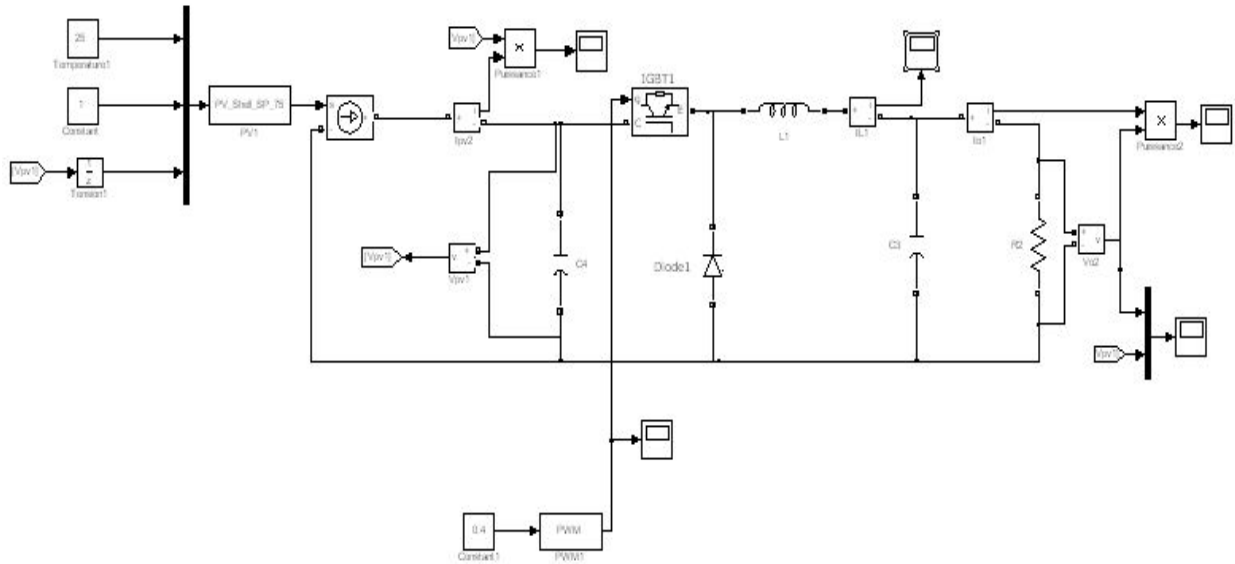


Figure II.14 Schéma de simulation de l'hacheur abaisseur commandé sans maximisation de puissance pour un rapport cyclique de 0,4

Pour un éclairement de 1000 W/m^2 , une résistance de charge de 2Ω et un rapport cyclique de 0,4, la puissance à la sortie du panneau photovoltaïque fluctue autour de la valeur de 35 W (figure II.15).

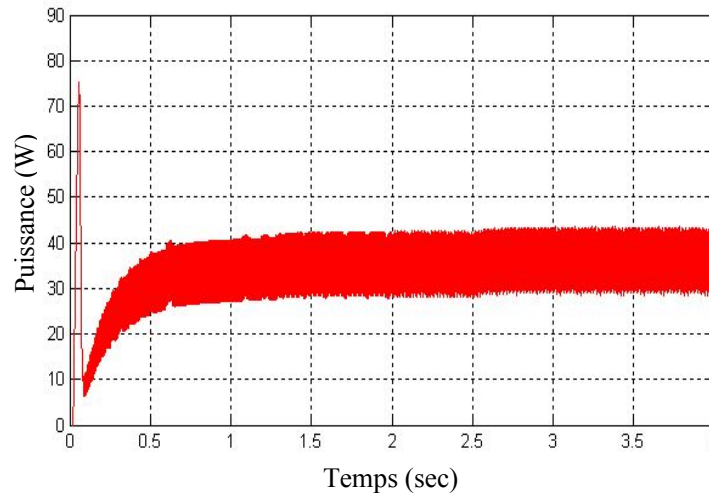
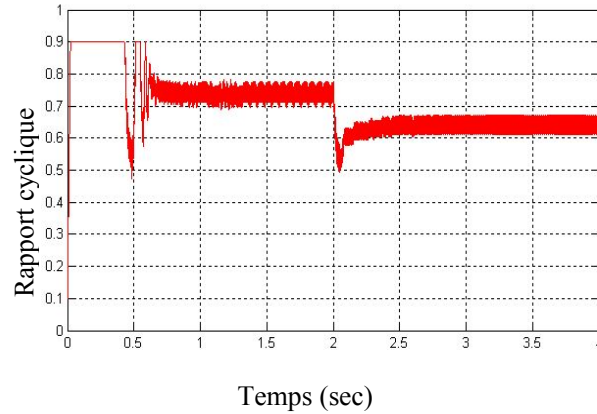
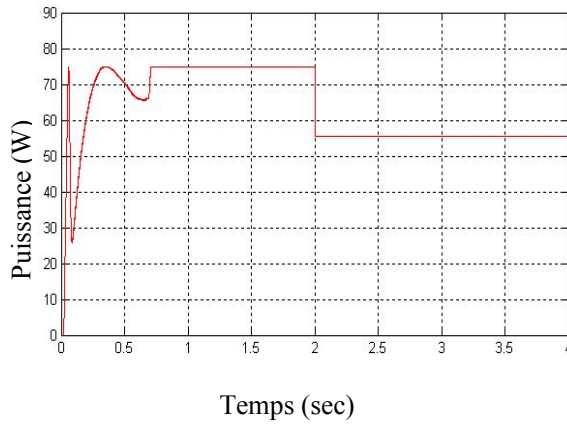


Figure II.15 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque (hacheur abaisseur commandé sans maximisation de puissance)

II.4.1.2 Hacheur abaisseur commandé avec maximisation de puissance par algorithme MPPT

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

a.1. Variation de l'éclairement



a.2. Variation de la résistance de charge

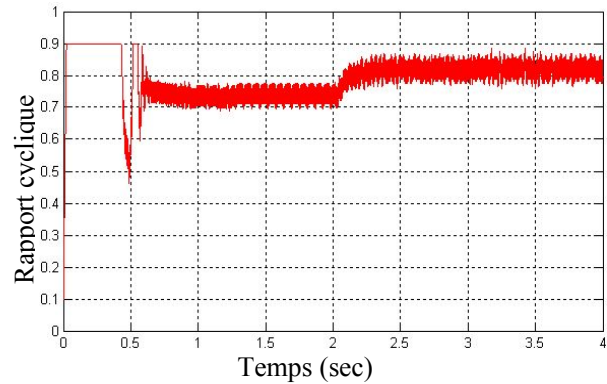


Figure II.16 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur abaisseur commandé par la méthode MPPT de type Perturbation et Observation avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

Pour un éclairement de 1000 W/m^2 , une résistance de charge de 2Ω , la puissance à la sortie du panneau photovoltaïque, muni d'un hacheur abaisseur commandé en MPPT de type Perturbation et Observation, fluctue légèrement, après un régime transitoire, autour de 75 W (figure II.16). Cette dernière, nettement supérieure à la valeur de la puissance du panneau photovoltaïque sans commande MPPT (figure II.15), constitue la valeur maximale de la puissance délivrée par le panneau photovoltaïque pour de telles conditions climatiques (éclairement). Cette puissance est atteinte après l'application d'un rapport cyclique défini par l'algorithme MPPT (P et O) légèrement oscillant autour d'environ $0,74$ (figure II.16).

Après diminution de l'éclairement de 1000 W/m^2 à 750 W/m^2 et pour une charge résistive de 2Ω la puissance maximale du panneau photovoltaïque diminue de 75 W à environ 55 W qui est la puissance maximale du panneau pour les nouvelles conditions climatiques (nouveau éclairement) (figure II.16.a.1).

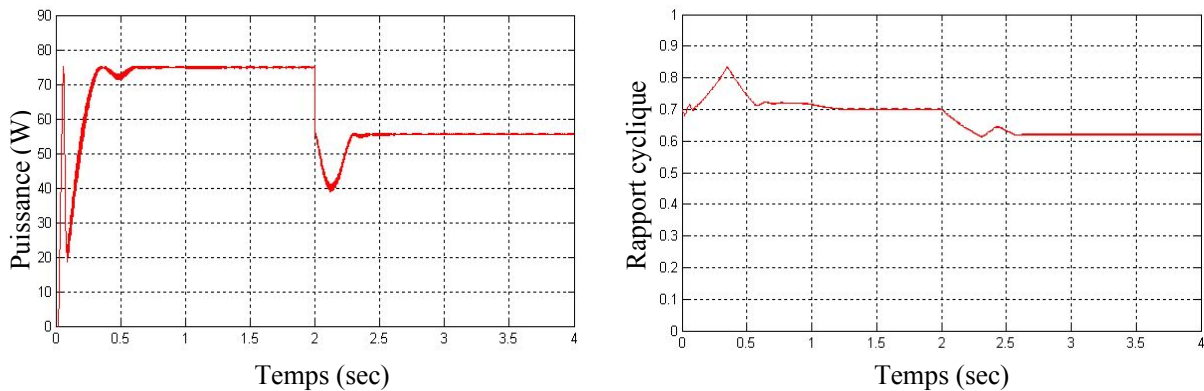
Après variation de la charge résistive de 2Ω à $2,5 \Omega$ et pour un éclairement de 1000 W/m^2 , la puissance maximale du panneau photovoltaïque est maintenue égale à sa valeur maximale de 75 W (figure II.16.a.2). Cette puissance est atteinte après l'application du rapport cyclique défini par l'algorithme MPPT (P et O) légèrement oscillant autour d'environ $0,74$ en premier lieu et en second lieu autour d'environ $0,82$ (figure II.16.a.2).

La MPPT de type (P et O) permet, dans le cas de l'hacheur buck (destiné à alimenter des charges de courant élevé), d'extraire du panneau photovoltaïque une puissance électrique maximale lisse (très faiblement ondulée) en régime permanent, très légèrement perturbée par la variation de la charge avec une bonne réponse (temps de réponse très court et faible dépassement) lors de variation de l'éclairement.

Pour la méthode MPPT par incrémentation de conductance, la puissance maximale du panneau PV, d'environ 74 W , est faiblement ondulée en régime permanent, légèrement perturbée lors de variation de la charge avec un certain dépassement et d'une certaine durée lors de la variation de l'éclairement et un rapport cyclique plus lisse (figure II.17).

b. Méthode par incrémentation de conductance

b.1. Variation de l'éclairement



b.2. Variation de la résistance de charge

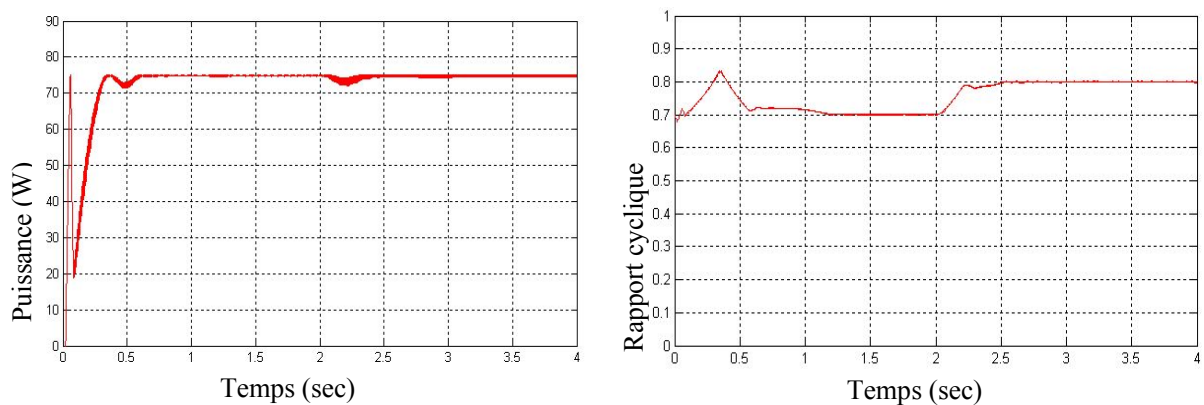
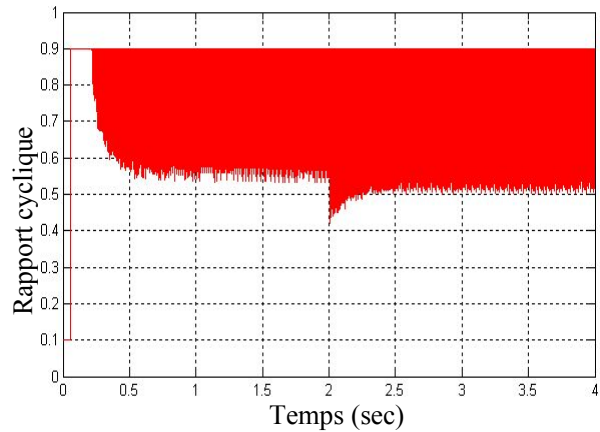
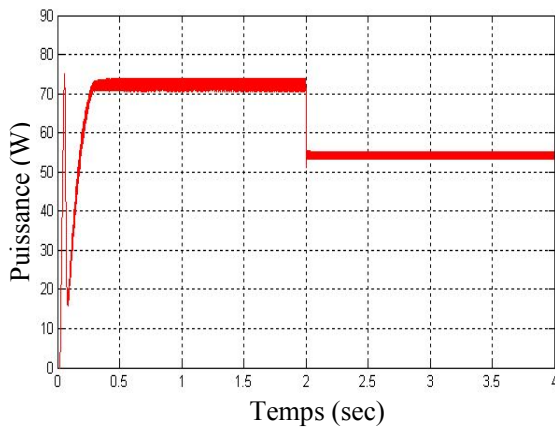


Figure II.17 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur abaisseur commandé par la méthode MPPT de type incrémentation de conductance avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

c. Méthodes à contre réaction de la tension

c. 1. Méthode à tension de référence fixe

c.1.1. Variation de l'éclairement



c.1.2. Variation de la résistance de charge

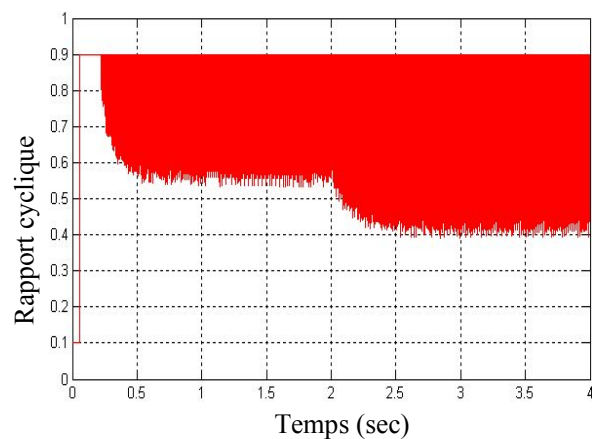
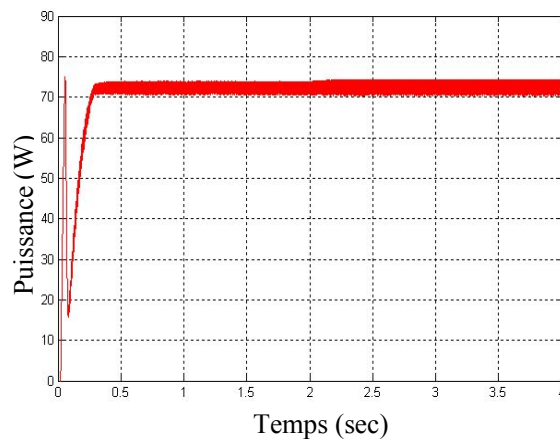


Figure II.18 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur abaisseur commandé par la méthode MPPT de type à tension de référence fixe avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

Pour la méthode MPPT par contre réaction de tension, celle à tension de référence fixe ou celle à puissance de référence fixe, la puissance maximale du panneau PV, d'environ 72 W, est faiblement ondulée en régime permanent, légèrement perturbée lors de variation de la charge, avec une bonne réponse (temps de réponse très court et faible dépassement) lors de variation de l'éclairement (figure II.18 et figure II.19).

Quant au rapport cyclique, Il est aussi plus ondulé notamment pour la commande à puissance de référence fixe (figure II.18 et figure II.19).

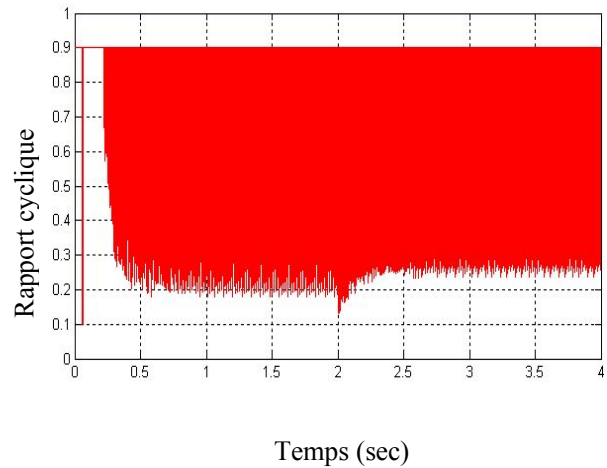
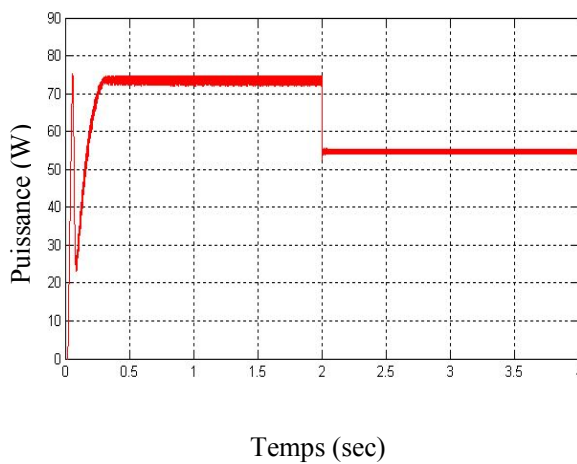
On a aussi noter la légère différence des puissances maximales du panneau photovoltaïque pour les différentes commandes MPPT. Pour le même éclairement de 1000 W/m^2 et la même charge résistive 2Ω , la méthode P&O a permis d'atteindre une puissance de 75 W, celle d'incrément de

conductance, la puissance est environ 74 W, pour celle de tension de référence fixe et celle à tension de référence fixe, la puissance est environ 72 W.

On peut conclure que pour un hacheur buck (destiné à alimenter des charges de courant élevé), la MPPT de type (P et O) permet d'extraire du panneau photovoltaïque une puissance électrique maximale lisse (très faiblement ondulée) en régime permanent, très légèrement perturbée par la variation de la charge avec une bonne réponse (temps de réponse très court et faible dépassement) lors de variation de l'éclairement. Ce type de MPPT est recommandé pour ce type d'hacheur.

c.2. Méthode à puissance de référence fixe

c.2.1. Variation de l'éclairement



c.2.2. Variation de la résistance de charge

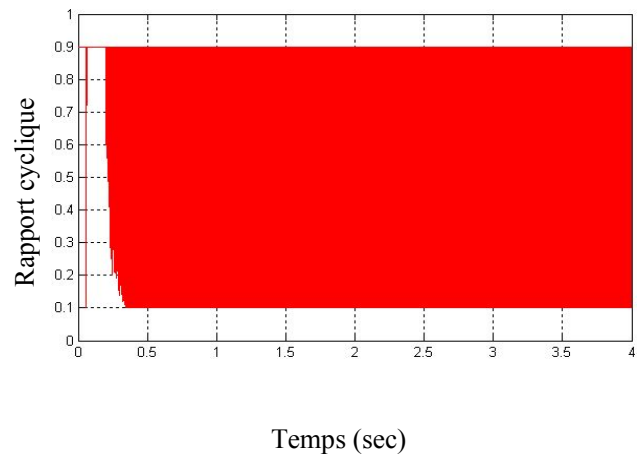
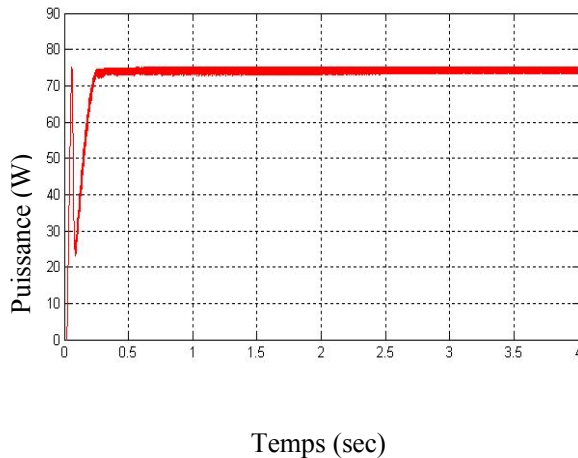


Figure II.19 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur abaisseur commandé par la méthode MPPT de type à puissance de référence fixe avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

II.4.2. Simulation de l'hacheur « boost »

II.4.2.1 Hacheur élévateur commandé sans maximisation de puissance

L'hacheur élévateur est commandé en boucle ouverte avec un rapport cyclique constant ($D = 0,4$). Le schéma de simulation de l'hacheur dans l'environnement Matlab/Simulink est illustré dans la figure ci-dessous.

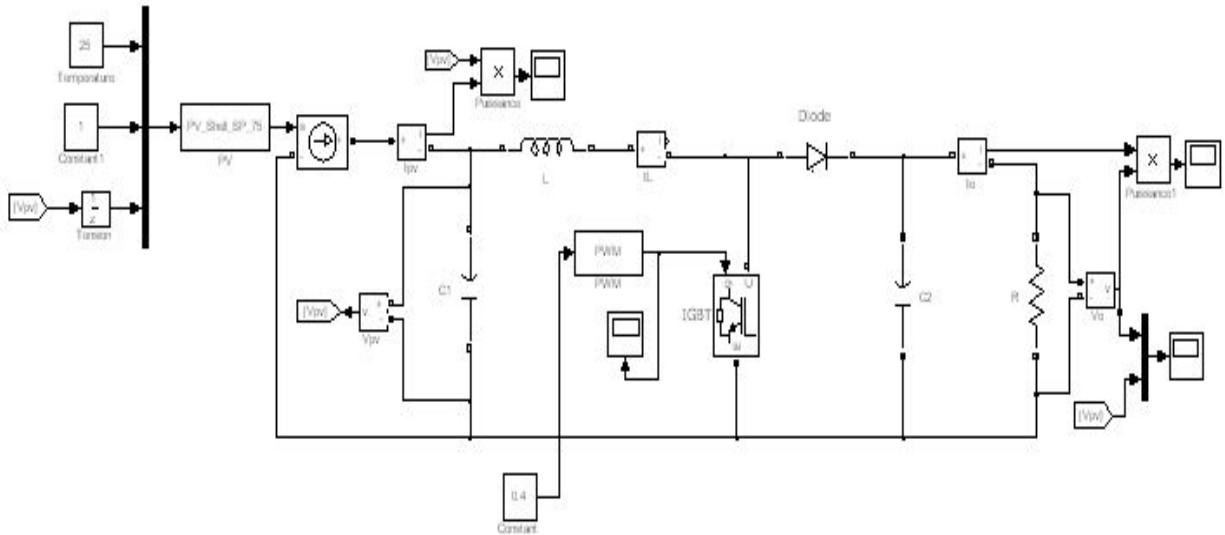


Figure II.20 Schéma de simulation de l'hacheur élévateur commandé sans maximisation de puissance pour un rapport cyclique de 0,4

Pour un éclairage de 1000 W/m^2 , une résistance de charge de 7Ω et un rapport cyclique de 0,4, la puissance à la sortie du panneau photovoltaïque fluctue autour de la valeur de 55 W (figure II.21).

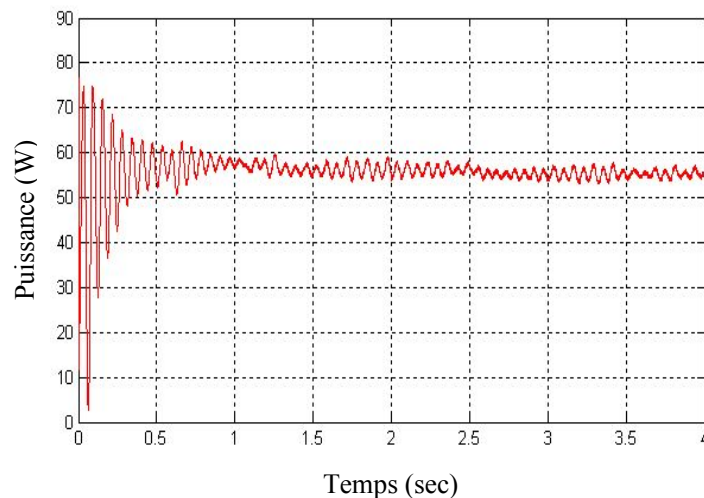
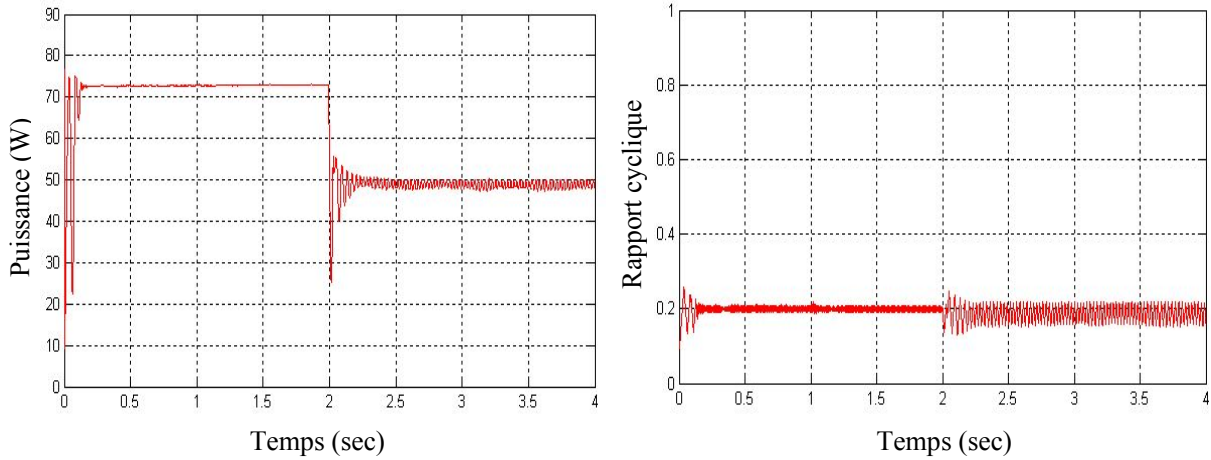


Figure II.21 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque (hacheur élévateur commandé sans maximisation de puissance)

II.4.2.2 Hacheur élévateur commandé avec maximisation de puissance par algorithme MPPT

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

a.1. Variation de l'éclairement



a.2. Variation de la résistance de charge

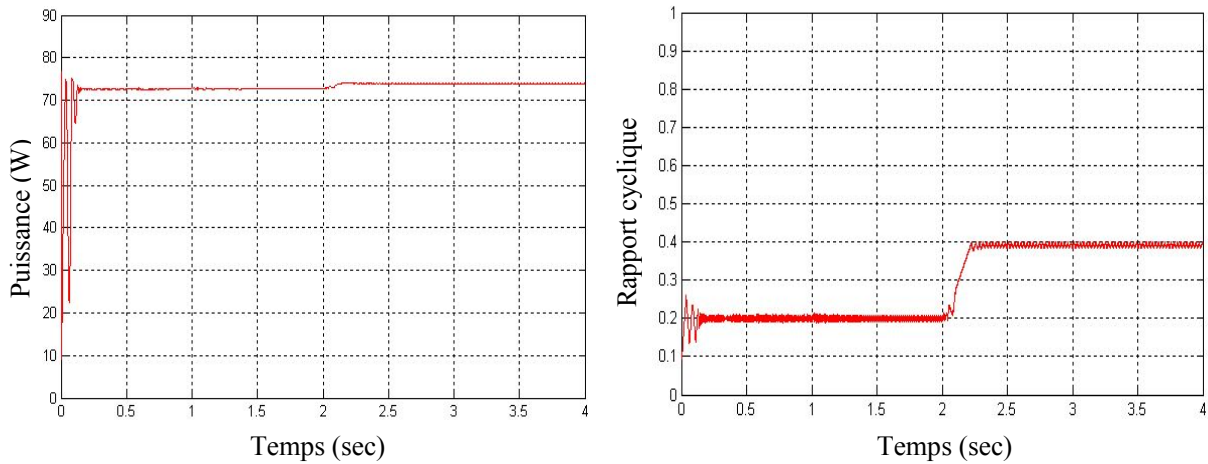
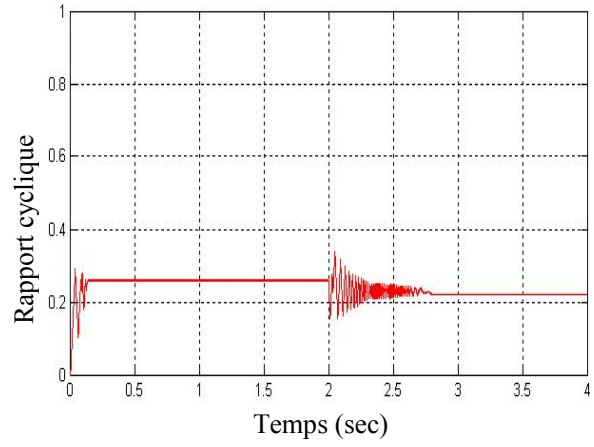
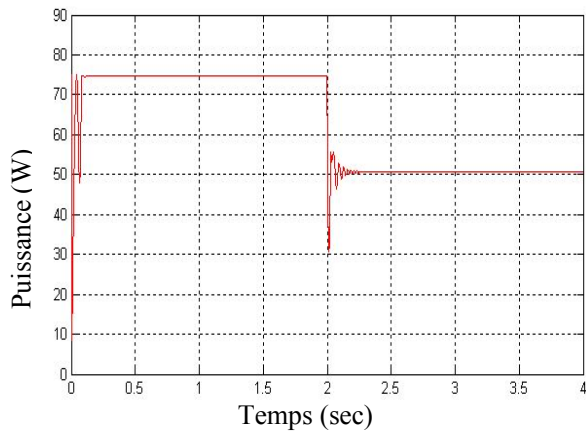


Figure II.22 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur élévateur commandé par la méthode MPPT de type Perturbation et Observation avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

b. Méthode d'incrémentation de conductance

b.1. Variation de l'éclairement



b.2. Variation de la résistance de charge

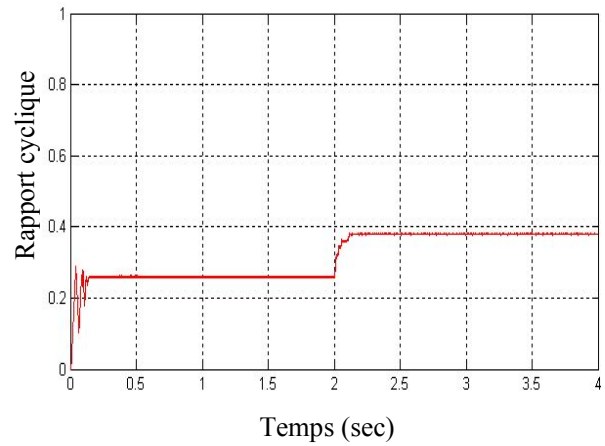
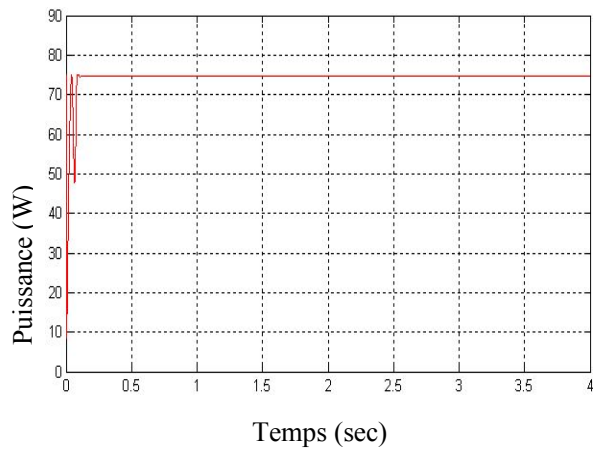
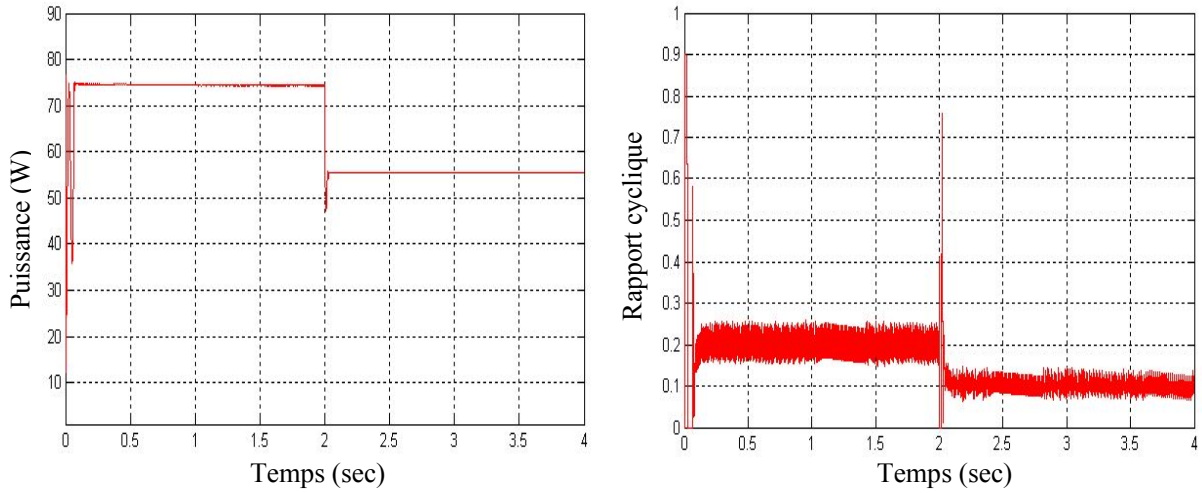


Figure II.23 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur élévateur commandé par la méthode MPPT de type incrémentation de conductance avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

c. Méthodes à contre réaction de la tension

c.1. Méthode à tension de référence fixe

c.1.1. Variation de l'éclairement



c.1.2. Variation de la résistance de charge

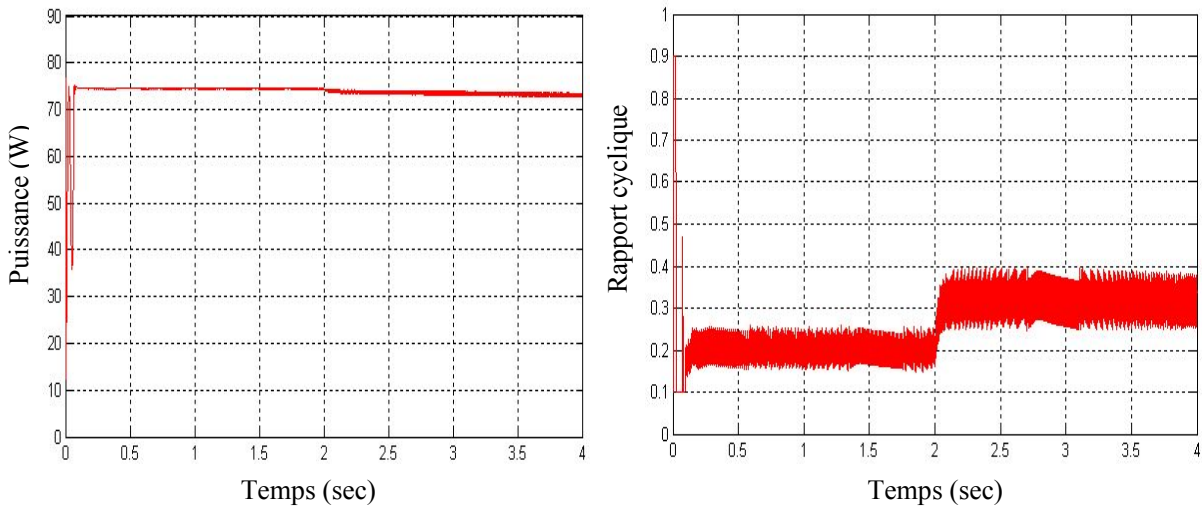
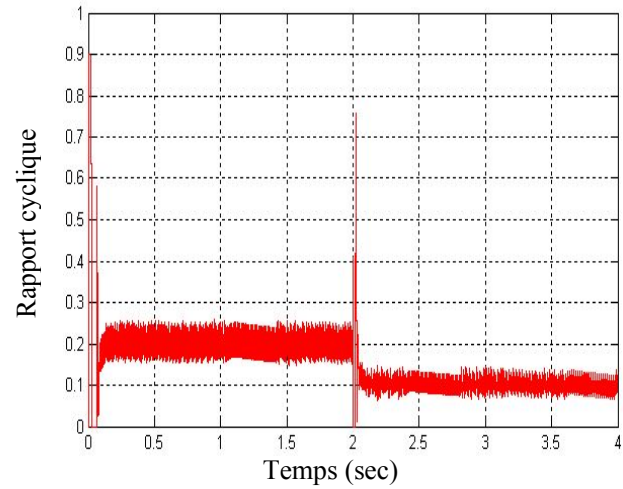
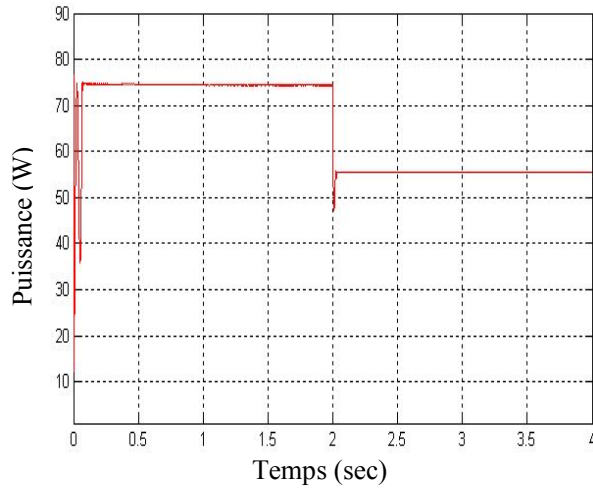


Figure II.24 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur élévateur commandé par la méthode MPPT de type à tension de référence fixe avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

c.2. Méthode à puissance de référence fixe

c.2.1. Variation de l'éclairement



c.2.2. Variation de la résistance de charge

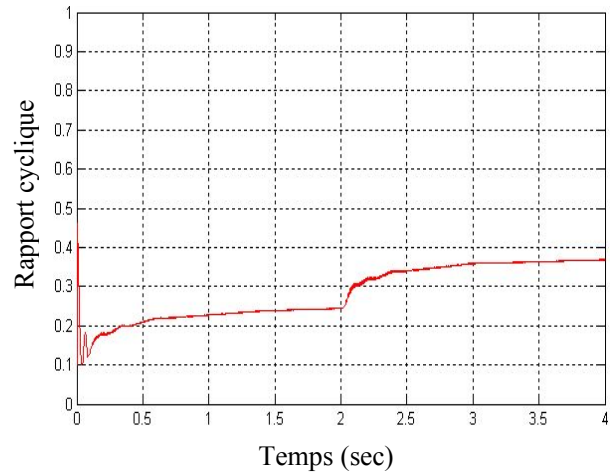
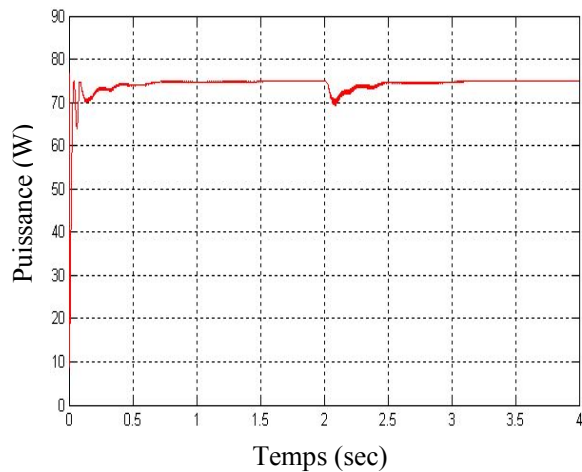


Figure II.25 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur élévateur commandé par la méthode MPPT de type à puissance de référence fixe avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

Tout d'abord, il faut remarquer que la puissance maximale du panneau PV atteinte en appliquant les quatre méthodes MPPT pour un hacheur élévateur (boost) sont quasiment de même valeur que celle de l'hacheur abaisseur (buck). Elle est comprise entre environ 70 W et 75 W pour un éclairement de 1000 W/m^2 , et entre 50 et 55 W pour un éclairement de 750 W/m^2 avec une charge résistive de 7Ω (figure 22 - figure 25).

Pour un hacheur élévateur (destiné à alimenter les charges de faible courant), la puissance maximale du panneau photovoltaïque est la plus lisse (en régime permanent), avec une meilleure réponse (temps de réponse très court et faible dépassement) lors de variation de l'éclairement, est atteinte avec la

commande MPPT à tension de référence fixe par rapport aux autres méthodes MPPT. Quant à la variation de la charge résistive de 7Ω à 10Ω , cette puissance est très légèrement perturbée pour les commandes MPPT de type Perturbation et observation, Incrémentation de conductance et celle à tension de référence fixe et remarquablement perturbée pour la MPPT à puissance de référence fixe (figure 22 - figure 25).

On peut conclure que pour un hacheur élévateur (destiné à alimenter des charges de faible courant), la MPPT de type à tension de référence fixe permet d'extraire du panneau photovoltaïque une puissance électrique maximale faiblement ondulée en régime permanent, très légèrement perturbée par la variation de la charge avec une bonne réponse (temps de réponse très court et faible dépassement) lors de variation de l'éclairement. Ce type de MPPT est raccommoqué pour ce type d'hacheur.

II.4.3. Simulation de l'hacheur « buck-boost »

II.4.3.1 Hacheur abaisseur- élévateur commandé sans maximisation de puissance

L'hacheur abaisseur-élévateur est commandé en boucle ouverte avec un rapport cyclique constant ($D = 0,4$). Le schéma de simulation de l'hacheur dans l'environnement Matlab/Simulink est illustré dans la figure ci-dessous.

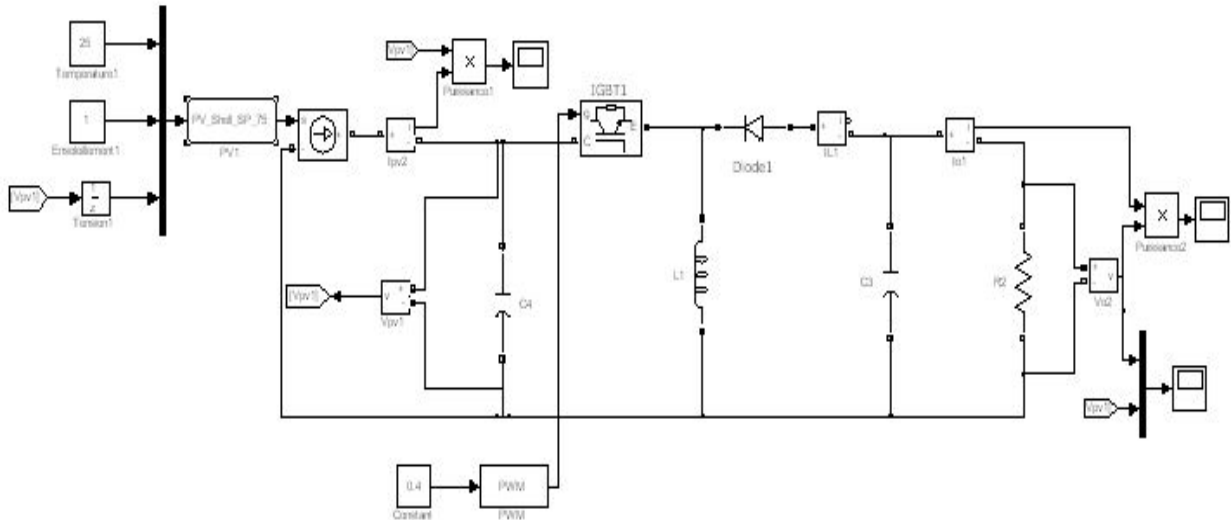


Figure II.26 Schéma de simulation de l'hacheur abaisseur-élévateur commandé sans maximisation de puissance pour un rapport cyclique de 0,4

Pour un éclairage de 1000 W/m^2 , une résistance de charge de 20Ω et un rapport cyclique de 0,4, la puissance à la sortie du panneau photovoltaïque fluctue autour de la valeur d'environ 12 W (figure II.27).

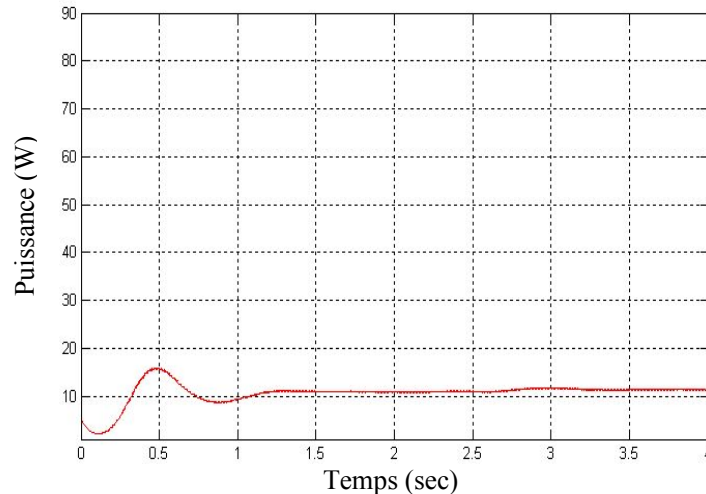
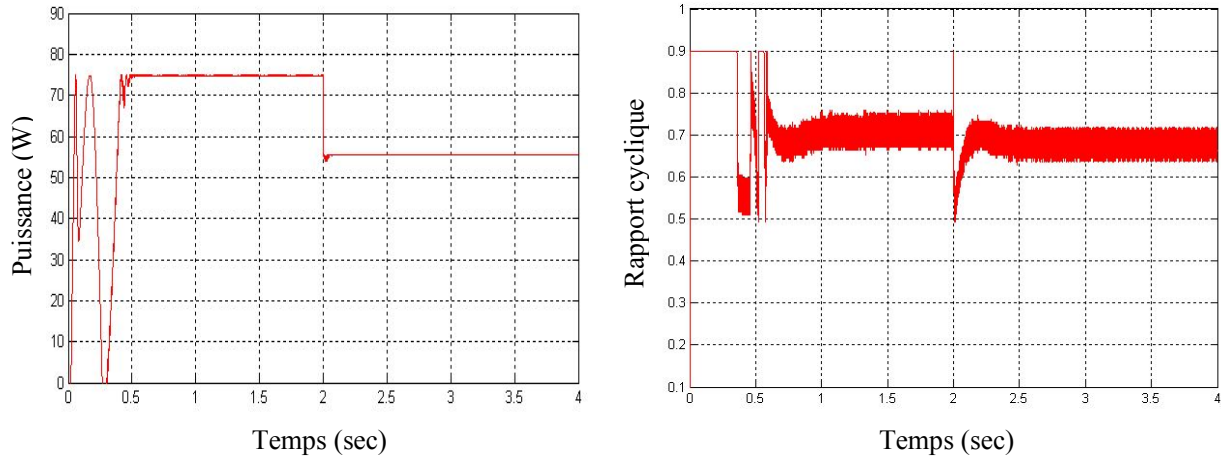


Figure II.27 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque (hacheur abaisseur-élévateur commandé sans maximisation de puissance)

II.4.3.2 Hacheur abaisseur-élevateur commandé avec maximisation de puissance par algorithme MPPT

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

a.1. Variation de l'éclairement



a.2. Variation de la résistance de charge

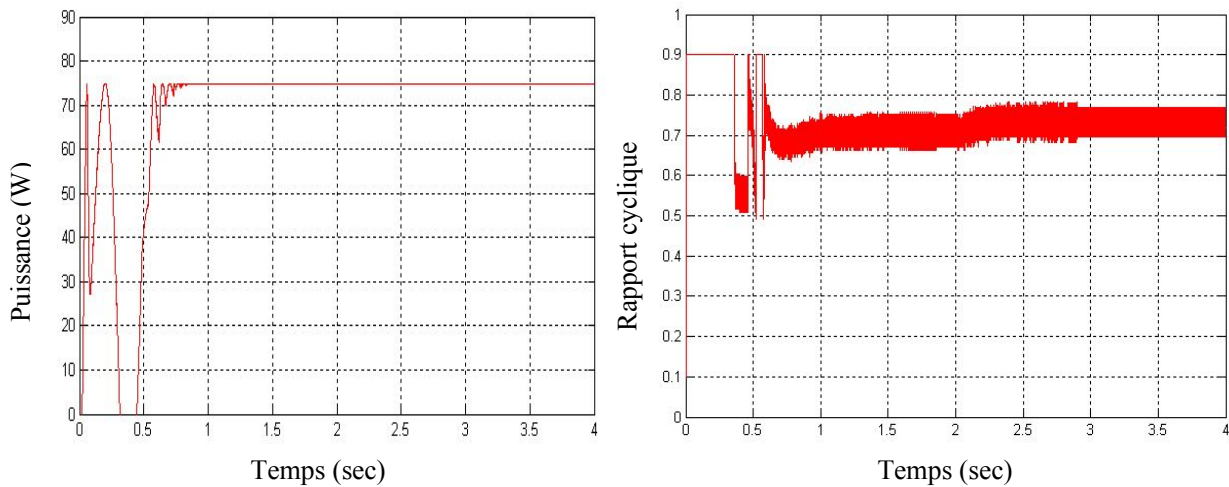
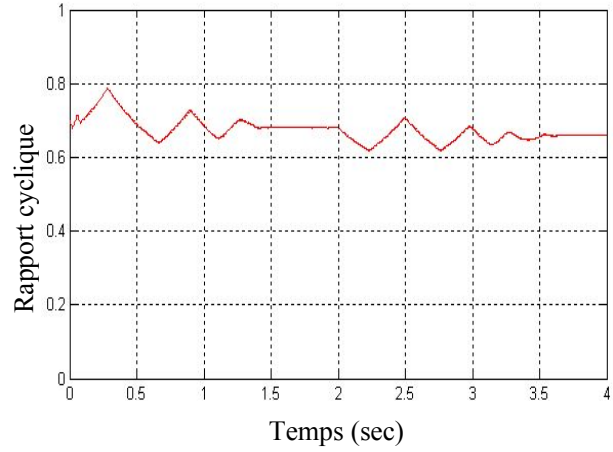
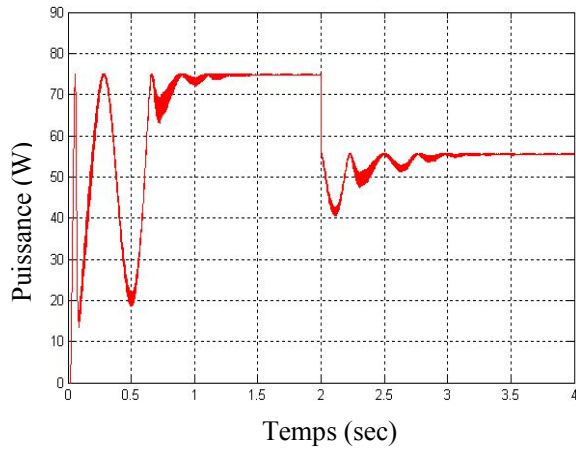


Figure II.28 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur abaisseur-élevateur commandé par la méthode MPPT de type Perturbation et Observation avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

b. Méthode d'incrémentation de conductance

b.1. Variation de l'éclairement



b.2. Variation de la résistance de charge

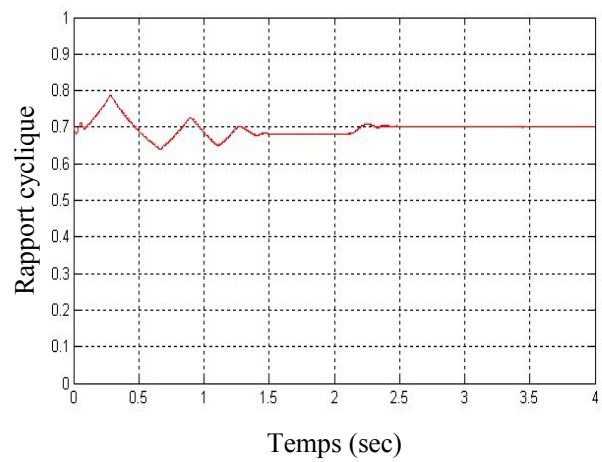
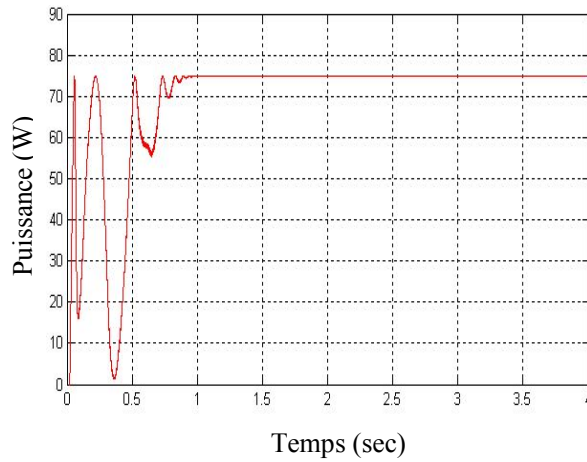
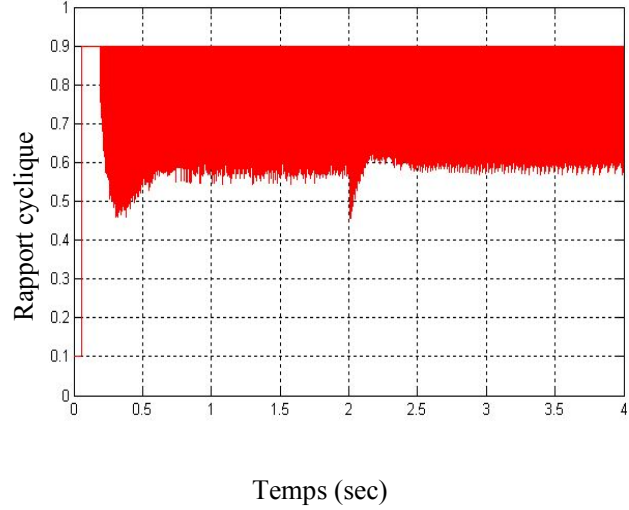
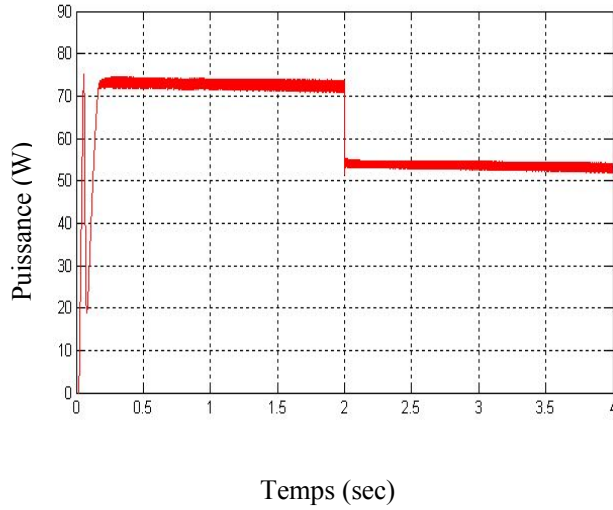


Figure II.29 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur abaisseur-élevateur commandé par la méthode MPPT de type incrémentation de conductance avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

c. Méthodes à contre réaction de la tension

c.1. Méthode à tension de référence fixe

c.1.1. Variation de l'éclairement



c.1.2. Variation de la résistance de charge

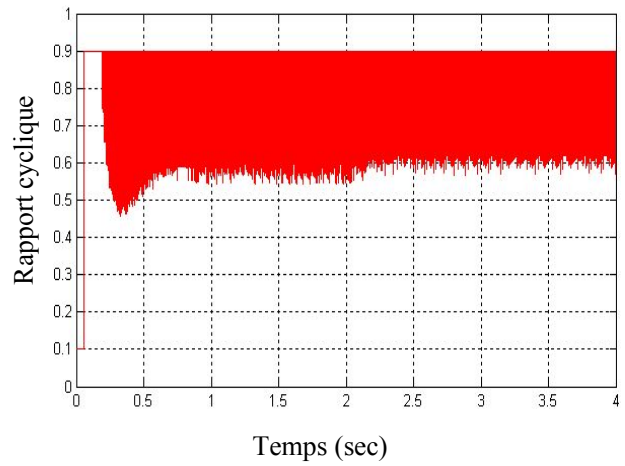
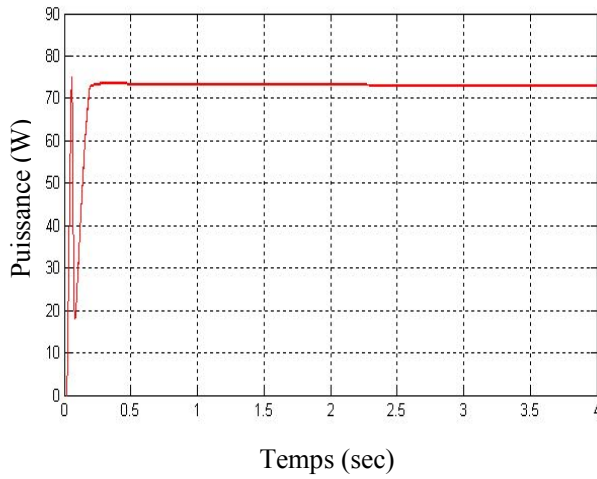
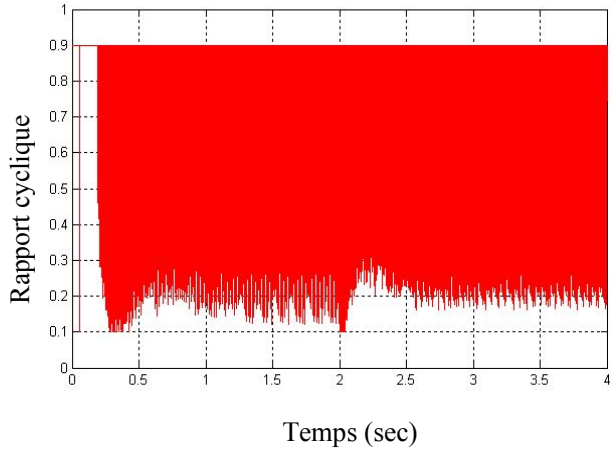
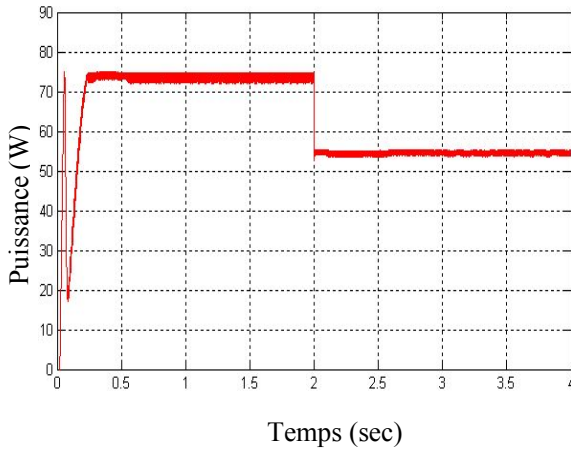


Figure II.30 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur abaisseur-élevateur commandé par la méthode MPPT de type à tension de référence fixe avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

c.2. Méthode à puissance de référence fixe

c.2.1. Variation de l'éclairement



c.2.2. Variation de la résistance de charge

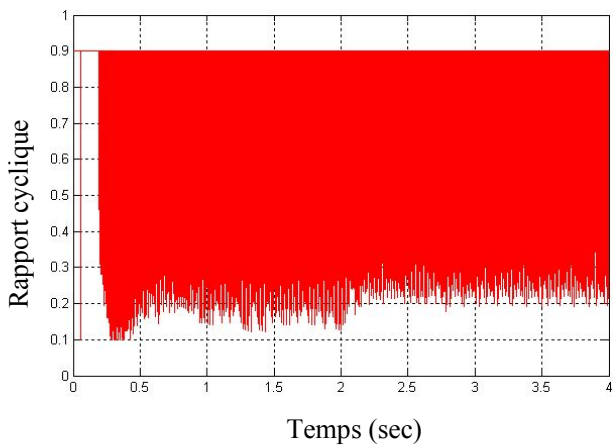
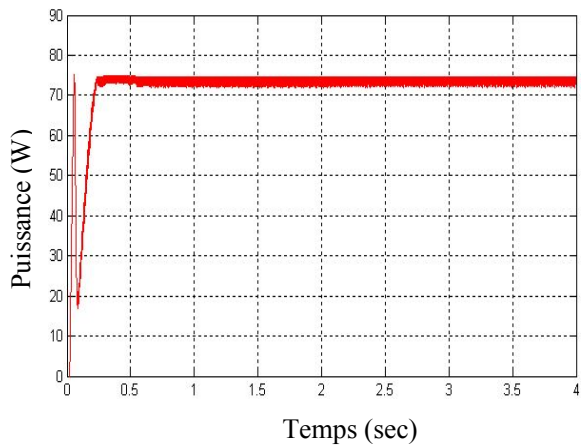


Figure II.31 Puissance de sortie du panneau photovoltaïque dans le cas d'un hacheur abaisseur-élévateur commandé par la méthode MPPT de type à puissance de référence fixe avec variation de l'éclairement et de la charge résistive

Tout d'abord, il faut remarquer que la puissance maximale du panneau PV atteinte en appliquant les quatre méthodes MPPT pour un hacheur abaisseur-élévateur (buck-boost) sont quasiment de même valeur que celle de l'hacheur abaisseur (buck). Elle est comprise entre environ 70 W et 75 W pour un éclairement de 1000 W/m^2 , et entre 50 et 55 W pour un éclairement de 750 W/m^2 avec une charge résistive de 20Ω (figure 22 - figure 25). Dans ce cas, l'hacheur buck-boost fonctionne comme hacheur élévateur.

On peut aussi remarquer que la puissance maximale du panneau photovoltaïque est légèrement ondulée (en régime permanent), avec une meilleure réponse (temps de réponse très court et faible dépassement) lors de variation de l'éclairement, est atteinte avec les commandes MPPT à tension de

référence fixe, à puissance de référence fixe et celle de perturbation et d'observation, par rapport à celle d'incrémentation de conductance. Quant à la variation de la charge résistive de 20Ω à 25Ω , cette puissance est très légèrement perturbée pour les quatre commandes MPPT (figure 28 - figure 31).

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a appliqué différentes commandes MPPT sur l'association panneau photovoltaïque-hacheur (buck,boost et buck-boost)-charge résistive afin de définir leurs caractéristiques notamment vis-à-vis la variation des conditions climatiques (l'éclairement) et celle de la charge.

En premier lieu, on a constaté que les quatre commandes MPPT, appliquées aux différents hacheurs alimentés par le même type panneau photovoltaïque, ont permis de maximiser la puissance délivrée par ce dernier comparativement à une commande en boucle ouverte.

En second lieu, les commandes MPPT de type Perturbation et Observation, à tension de référence fixe et à puissance de référence fixe sont relativement stables et robustes vis-à-vis les variations climatiques (éclairement) et de charge pour les trois hacheurs comparativement à celle d'incrémentation de conductance.

Après vérification des performances des quatre méthodes MPPT, on passe à l'étude de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotor appliquée sur moteur asynchrone triphasé. Cette commande est développée dans le chapitre suivant.

Chapitre III

*Commande vectorielle
par orientation du flux
rotorique du moteur
asynchrone*

III.1 Introduction

Entrainer des charges à vitesse variable, tout en contrôlant la vitesse ou le couple, est devenu incontournable dans les industries modernes. De la montre au concasseur, en passant par l'électroménager, les systèmes de traction, de levage, les applications sont innombrables et variés, de même que les solutions techniques. Toutefois, depuis une vingtaine d'années, les entraînements par moteurs électriques connaissent un essor important. Ceci est dû en grande partie aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif, et est grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processus numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul [7], [33].

Dans ce chapitre, on présentera, dans une première partie, la modélisation d'une machine asynchrone associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI). Ensuite, on développera la théorie de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. Et enfin, on discutera les résultats de simulation de la machine asynchrone, contrôlé par commande vectorielle à orientation de flux rotorique.

III.2. Modélisation de la MAS

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée. Cette théorie est basée sur la transformation de Park, qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à un système cartésien d'axes, « d, q » [7], [33], [34].

III.2.1. Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées.

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le système. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courant alternatif [33], [34].

Pour cette raison, on adopte les hypothèses suivantes [33], [34] :

- entrefer constant,
- effet des encoches négligé,
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- pertes ferromagnétiques négligeables,
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- l'additivité des flux,
- la constance des inductances propres,

La figure (III.1) représente la distribution spatiale des enroulements statoriques et rotoriques d'une telle machine asynchrone [33].

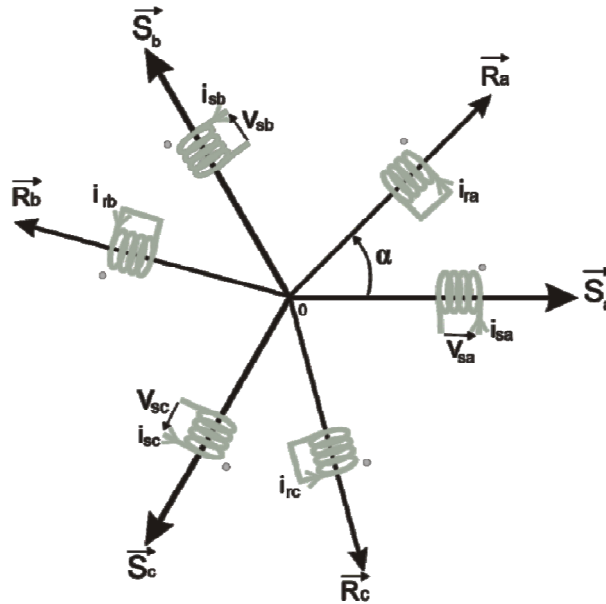


Figure III.1 Représentation des enroulements du MAS triphasé dans l'espace électrique

III.2.2. Equations générales de la machine

III.2.2.1 Equations des tensions

Par application de la loi de Faraday à l'un des six enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation [34], [34] :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{III.1})$$

On déduit pour l'ensemble des phases,

Statoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + (d/dt) \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Ou :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + d/dt[\phi_{sabc}] \quad (\text{III.3})$$

et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + (d/dt) \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Ou :

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + d/dt[\phi_{rabc}] = [0] \quad (\text{III.5})$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont nulles.

III.2.2.2 Equation des flux

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et de α :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\alpha) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\alpha + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances [33], [34] :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$\text{avec: } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

$$\text{et } [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Finalement :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)\{[L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]\} \quad (\text{III.12})$$

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)\{[M_{sr}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}]\} \quad (\text{III.13})$$

III.2.2.3 Equations mécaniques

L'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine [33], [34] :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \\ \omega = p \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

avec :

- J : moment d'inertie du rotor,
- Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor,
- f_r : coefficient de frottement visqueux,
- C_{em} : couple électromagnétique délivré par le moteur,
- C_r : couple résistant, ou de charge,
- ω : vitesse angulaire électrique du rotor.

III.2.3. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

III.2.3.1 Principe de la transformation de Park

La transformation directe de Park est définie par la matrice [P]. Aux vecteurs originaux [v abc], [i abc] et [Φ abc], la transformation de Park fait correspondre les vecteurs [v dq0], [i dq0] et [Φ dq0]. La transformation de Park est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants, et de flux [x dq0] = [x_o x_d x_q]^t. Le vecteur « x_o » représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs « x_a », « x_b », et « x_c ». Les vecteurs « x_d » et « x_q » représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs « x_a », « x_b », et « x_c » [33], [34].

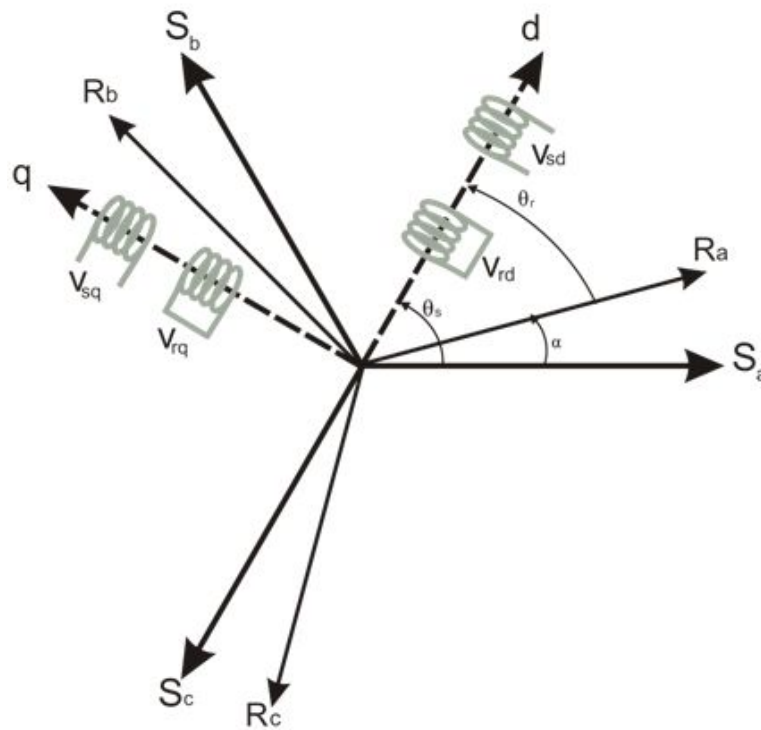


Figure III.2 Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé [33]

La transformation de Park est définie par :

$$[x_{abc}] = [P]^{-1} [x_{dq0}] \quad (\text{III.15})$$

$$[x_{dq0}] = [P] [x_{abc}] \quad (\text{III.16})$$

où [P] et [P]-1 sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P] = c \cdot \begin{bmatrix} \cos\psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin\psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

$$[P]^{-1} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi + 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

avec $(\psi = \theta_s)$ pour le stator, ou $(\psi = \theta_r)$ pour le rotor.

Où « c » est une constante qui peut prendre soit les valeurs (2/3) ou 1 pour la non-conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{2/3}$ pour une conservation de puissance [33]. Dans notre cas, nous prendrons : $c = \sqrt{2/3}$.

On remarque sur la figure (III.2) que « θ_s » et « θ_r » sont naturellement liés à « α » par la relation rigide :

$$(\theta_s - \theta_r) = \alpha \quad (\text{III.19})$$

On déduit par dérivation :

$$(\omega_s - \omega_r) = \frac{d\alpha}{dt} = \omega = p\Omega \quad (\text{III.20})$$

où :

ω_s : vitesse des axes « d, q » dans le repère statorique,

ω_r : vitesse des axes « d, q » dans le repère rotorique.

III.2.3.2 Equations des tensions

Les équations de Park statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) - (d\theta_s / dt) \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) + (d\theta_s / dt) \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) - (d\theta_r / dt) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) + (d\theta_r / dt) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

avec :

$$\begin{cases} \omega_s = d\theta_s / dt \\ \omega_r = d\theta_r / dt \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

III.2.3.3 Equations magnétiques

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

III.2.3.4 Equation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{III.24})$$

III.2.4. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut prendre diverses formes, en fonction des variables que l'on élimine (où p est le nombre de paires de pôles) [33]:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{III.25})$$

III.3. Choix du référentiel

Il y a trois transformations de référentiel qui sont couramment employées dans la simulation des machines électriques. Dans chaque cas il s'agit d'assigner une vitesse particulière au référentiel pour obtenir une transformation donnée. Ces transformations se font dans les référentiels suivants [33], [34] :

référentiel (d, q) fixé au stator ou stationnaire :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (\text{III.26})$$

La transformation dans le référentiel (d, q) fixé au stator ou stationnaire porte aussi le nom de transformation de Clarke ou transformation (α, β) . Ce référentiel étant fixe, la vitesse est nulle. Comme la vitesse est nulle, l'angle du référentiel demeurera constant et sa valeur est arbitraire. Nous avons choisi de travailler avec un angle nul [33], [34] :

référentiel (d, q) fixé au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (\text{III.27})$$

La vitesse du référentiel ainsi que sa position angulaire deviennent celles du rotor.

référentiel (d, q) synchrone :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r \quad (\text{III.28})$$

Ce référentiel tourne à la vitesse du champ tournant du stator.

Le choix de transformation de référentiel est essentiellement dicté par les variables de phase que nous voulons observer ainsi que l'application.

Si les variables de phases au stator et au rotor ne nous intéressent pas, la machine peut être simulée dans le référentiel synchrone sans qu'aucune transformation ne soit nécessaire. Si l'on désire simuler cette machine dans des conditions équilibrées mais que cette fois, on désire observer les courants de phase statoriques, la transformation dans le référentiel stationnaire est celle qui requiert le moins de calculs. Si par contre on s'intéresse aux courants de phase rotoriques, la transformation dans le référentiel fixé au rotor sera la plus avantageuse [33], [34].

III.3.1. Référentiel lié au champ tournant

En substituant (III.26) dans (III.21), on obtient les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (III.29)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé de faire la régulation [33].

III.3.2. Référentiel lié au stator

Pour obtenir les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d, q) lié au stator, il suffit donc de substituer dans le système d'équations du référentiel (d, q) arbitraire (III.21) les valeurs (III.26), et en remplaçant « d » par « α » et « q » par « β ». Dans ces conditions, on obtient le système d'équations (III.30) :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + (d\phi_{s\alpha} / dt) \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + (d\phi_{s\beta} / dt) \\ v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + (d\phi_{r\alpha} / dt) + \omega_r \phi_{r\beta} = 0 \\ v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + (d\phi_{r\beta} / dt) - \omega_r \phi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (III.30)$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [33].

III.4. Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension

III.4.1. Mise en équation d'état

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements.

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques « $v_{s\alpha}$ » et « $v_{s\beta}$ » représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$, les flux

rotoriques $(\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})$ et la pulsation mécanique « Ω » comme variables d'état, le couple résistant « C_r » étant comme perturbation [33].

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

avec :

X : vecteur d'état,

Y : vecteur de sortie,

A : matrice d'évolution d'état du système,

B : matrice de commande (d'entrée),

U : vecteur du système de commande,

C : matrice d'observation.

Les équations d'état de la partie électrique de notre modèle s'obtiennent en substituant les flux de (III.23) dans les équations des tensions (III.30) puis en isolant les dérivées des courants et des flux. On obtient alors le système d'équations (III.32) suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\alpha} + k\omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + k\omega \phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

par identification :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega \\ 0 & -\gamma & -k\omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

avec : $k = \frac{M}{\sigma L_r L_s}$ et $\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r})$, ; $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ est le facteur de dispersion, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante du temps rotorique.

III.4.2. Equations mécaniques

De (III.24), l'expression du couple électromagnétique exprimé dans notre référentiel (α, β) , et celle du mouvement sont donnée par :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f_r \Omega = C_{em} \end{cases} \quad (III.35)$$

III.4.3. Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant

Il est obtenu de la même manière que celui du référentiel (α, β) , on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (III.36)$$

Ce modèle qui sera utilisé ci-après dans l'étude de la commande vectorielle de la MAS.

III.5. Modélisation de l'alimentation du moteur asynchrone

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP, "Digital Signal Processing") et des systèmes à base d'architecture reconfigurable (FPGA, "Field Programmable Gate Array"), permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs [7], [24], [34].

III.5.1. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé est constitué de trois cellules (bras) de commutation de deux interrupteurs. Pour chaque interrupteur est formé par un transistor (ou un thyristor) monté en tête-bêche avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuitage de la source, les interrupteurs k_{10} et k_{11} , k_{20} et k_{21} , k_{30} et k_{31} doivent être contrôlés de manière complémentaire [7], [34].

Le schéma structurel de l'onduleur de tension alimentant le stator du moteur asynchrone est donné par la figure (III.3) :

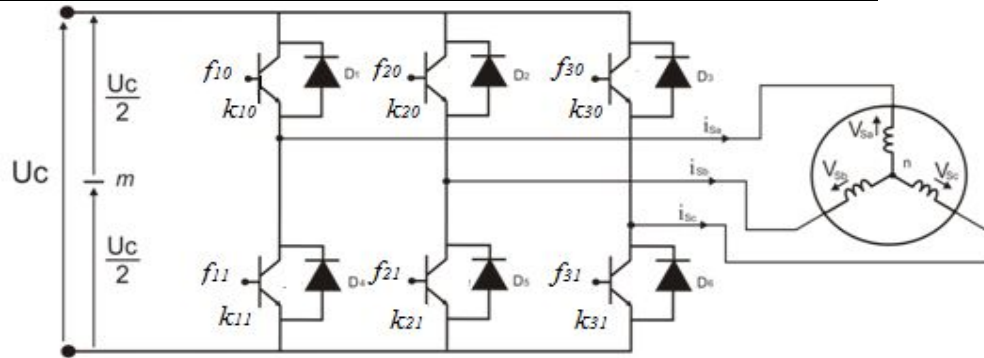


Figure III.3 Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MAS

Pour simplifier l'étude, on supposera que [34] :

la commutation des interrupteurs est instantanée,

la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,

la charge triphasé est équilibrée, couplé en étoile avec un neutre isolé.

D'où on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel.

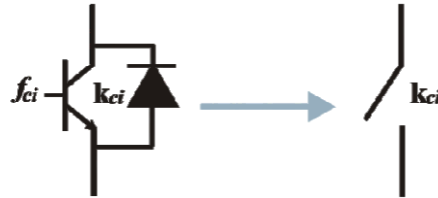


Figure III.4 Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode

On définit la fonction de connexion f_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}$, $i \in \{0, 1\}$) comme l'état de l'interrupteur k_{ci} , on

a :

$$\begin{cases} f_{11} = 1 - f_{10} \\ f_{21} = 1 - f_{20} \\ f_{31} = 1 - f_{30} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

avec :

$f_{ci} = 1$ si l'interrupteur est fermé,

$k_{ci} = 0$ si l'interrupteur est ouvert.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante, d'amplitude «Uc». Les potentiels des nœuds « a », « b » et « c » de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu fictif « m » sont donnés par les tensions suivantes :

$$\begin{cases} v_{am} = (f_{10} - f_{11}) \frac{U_c}{2} \\ v_{bm} = (f_{20} - f_{21}) \frac{U_c}{2} \\ v_{cm} = (f_{30} - f_{31}) \frac{U_c}{2} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Les tensions composées délivrées par cet onduleur sont données par :

$$\begin{cases} u_{sab} = U_c (f_{10} - f_{20}) \\ u_{sbc} = U_c (f_{20} - f_{30}) \\ u_{sca} = U_c (f_{30} - f_{10}) \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Pour une charge triphasée équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé, les tensions statoriques simples sont reliées par :

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \quad (\text{III.40})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3} (u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3} (u_{sbc} - u_{sab}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3} (u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Après arrangement des équations des deux systèmes (III.39) et (III.41), on obtient le système matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{III.42})$$

Pour déterminer les fonctions « fci », on présentera dans ce qui suit la stratégie de commande de l'onduleur.

III.5.2. Commande de l'onduleur par la stratégie triangulo-sinusoidale

La MLI Sinus-Triangle utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f , appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence f_p , appelée la porteuse P , pour déterminer les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la figure (III.5) [34].

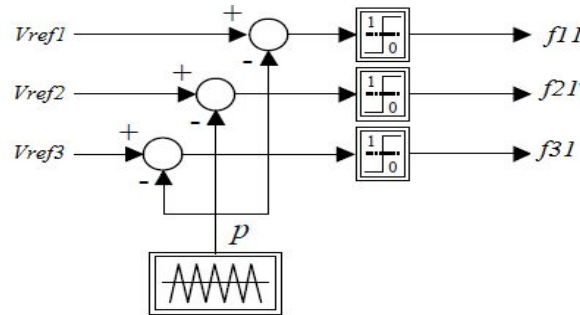


Figure III.5 Principe de la MLI Sinus-Triangle

Les signaux de référence sont définis par [13]:

$$V_{refj}(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right), \quad j = 1, 2, 3 \quad (\text{III.43})$$

La porteuse est donnée par [13]:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - (4n+1) \right) & \text{si } t \in [nT_p, \frac{n+1}{2}T_p] \\ V_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + (4n+3) \right) & \text{si } t \in [\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p] \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

avec : T_p période de V_p

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres [34] :

l'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence, Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête ($U_c/2$) de l'onde de modulation.

Notez que l'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et donc facilite le filtrage. Mais m est limité par le temps de commutation des interrupteurs du l'onduleur et donc par la largeur minimale des impulsions [34].

Alors, le choix de m procède d'un compromis entre la neutralisation des harmoniques et le rendement de l'onduleur, dans notre travail nous avons prend $m=100$. Tandis que, par action sur r on peut faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

III.6. Commande vectorielle de la MAS

L'objectif principal de la commande vectorielle de la machine asynchrone est d'améliorer leur comportement statique et dynamique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [33].

III.6.1. Principe de la commande par orientation de flux

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désiré du flux (figure III.6) [33].

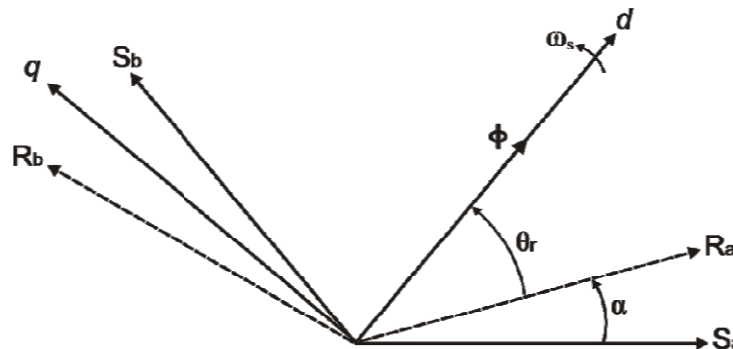


Figure III.6 Principe de commande par orientation du flux

Trois choix sont possibles pour fixer l'orientation du flux représenté dans la figure (III.6), soit [33]:

$$\text{orienter le flux rotorique avec la condition : } \phi_{rd} = \phi_r \text{ et } \phi_{rq} = 0, \quad (\text{III.45})$$

$$\text{orienter le flux statorique avec la condition : } \phi_{sd} = \phi_s \text{ et } \phi_{sq} = 0, \quad (\text{III.46})$$

$$\text{orienter le flux d'entrefer avec la condition : } \phi_{ed} = \phi_e \text{ et } \phi_{eq} = 0, \quad (\text{III.47})$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d'obtenir un couple de démarrage important [33], ainsi elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [33].

Pour cette raison, dans notre étude nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. D'après la condition (III.45) l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \quad (\text{III.48})$$

La troisième équation du système (I.36) devient :

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M \cdot i_{sd} \quad (\text{III.49})$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations (III.48) et (III.49) que seule la composante directe i_{sd} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{sq} si le flux rotorique est maintenu constant.

Ainsi, nous avons réalisé la décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple, et par conséquent, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

La régulation de flux peut être soit direct ou indirect [33] :

- contrôle direct : le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit donc être mesuré (rarement) ou estimé. La pulsation statorique ω_s est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator.

- contrôle indirect : le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

III.6.2. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

Le système d'équations d'état (III.36) de la machine dans un référentiel lié au champ tournant nous permet d'exprimer $(v_{sd}, v_{sq}, \phi_r, \omega_r \text{ et } C_e)$ avec $(\phi_{rd} = \phi_r) \text{ et } (\phi_{rq} = 0)$:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M i_{sd} \\ \frac{M}{L_r} i_{sq} = (\omega_s - \omega) \phi_r \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons le système d'équations (III.51) suivant :

$$\begin{cases} v_{sd} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} + s \frac{M}{L_r} \phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \\ \phi_r = \frac{M}{1 + sT_r} i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

avec : s est l'opérateur de Laplace.

L'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r , est donné par la formule suivante [33], [34] :

$$\theta_s = \int (p\Omega + \frac{i_{sq}^*}{T_r i_{sd}^*} i_{sd}) dt \quad \text{où : } i_{sd}^* = \frac{\phi_r^*}{M} \quad (\text{III.52})$$

où (*) : indice indique la consigne de la grandeur.

Le schéma de principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique du moteur asynchrone est représenté par la figure (III.7).

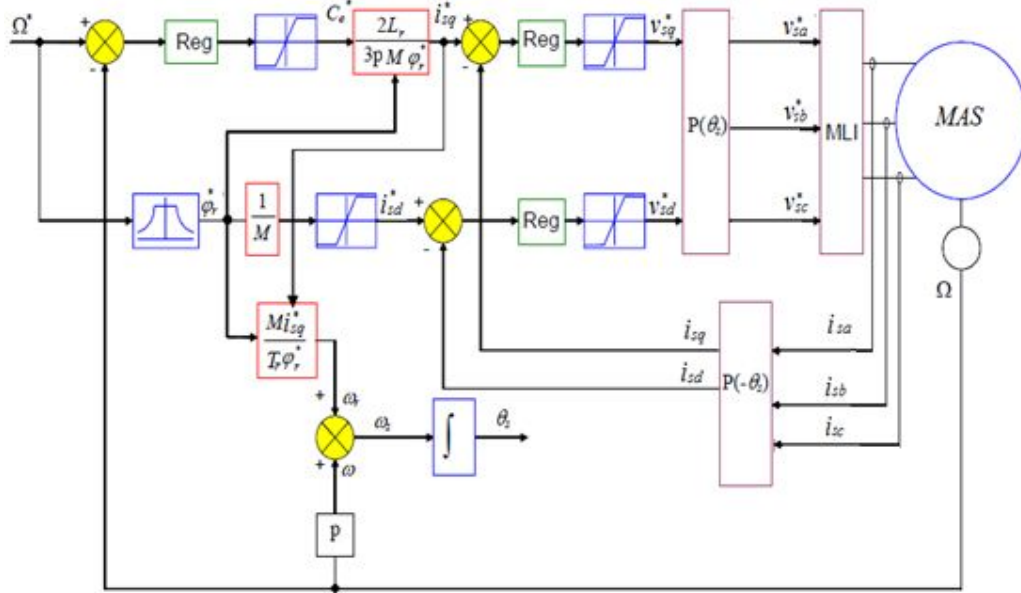


Figure III.7 Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte [33]

III.6.2.1 Convertisseur

L'onduleur utilisé est constitué de transistors de type IGBT commandés par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), dont le principe consiste à imposer aux bornes de la machine, des tensions, hachées à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible des tensions de référence obtenues à partir des régulateurs des courants.

Plusieurs techniques de Modulation de largeur d'impulsion permettent de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur (sinusoïdale-triangulaire, optimisée, calculée, avec injection d'harmoniques homopolaires, modulation vectorielle). La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système.

La MLI vectorielle (MLIV) est certainement la méthode de modulation la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, la MLIV ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximé sur une période de modulation par un vecteur tension moyen.

III.6.2.2 Boucles de régulations des courants

Le contrôle du couple et du flux de la machine nécessite la mise en œuvre de boucles de régulation des courants statoriques d'axes d et q. Pour effectuer la synthèse des régulateurs, nous allons utiliser le système d'équations statoriques issues du modèle de la machine.

$$\begin{aligned}
 u_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{dt} \frac{d\phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega i_{sq} \\
 u_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{L_m}{dt} \phi_r - \sigma L_s \omega i_{sd}
 \end{aligned}
 \tag{III.53}$$

L'examen de ces équations révèle l'existence de termes croisés qui induisent une forte interaction entre les deux axes. En supposant que le module du flux rotorique ne varie que lentement par rapport aux courants, le système précédent se réduit à des équations différentielles de premier ordre, représentées schématiquement par la figure III.8 [33].

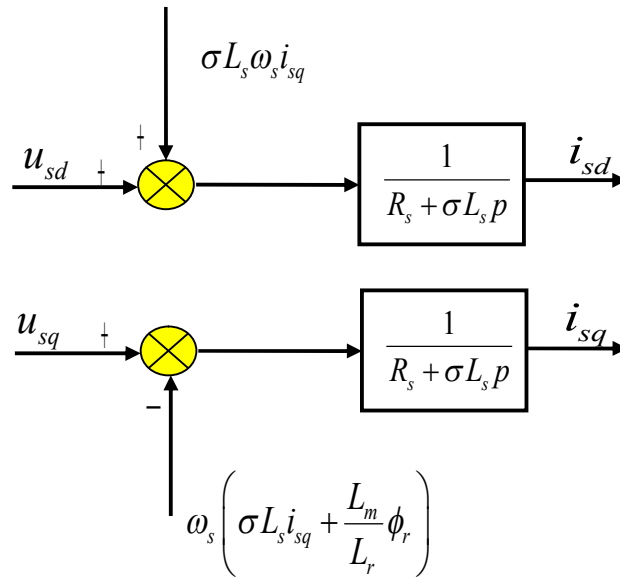


Figure III.8 Termes de couplages dans les équations statoriques

Le couplage évoqué plus haut constitue souvent l'une des difficultés de l'application de la commande vectorielle. Il peut être supprimé généralement par une méthode classique de découplage, dite de compensation. Nous choisissons pour le système découplé deux nouvelles entrées V_{sd} et V_{sq} augmentées des termes de découplage avec des signes opposés selon le schéma de la figure (III.9) [33].

$$\begin{cases} u_{sd} = V_{sd1} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ u_{sq} = V_{sq1} + \omega_s \left(\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \phi_r \right) \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

La mise en œuvre de la régulation peut alors se faire sur le nouveau système découplé selon le schéma ci-dessous :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

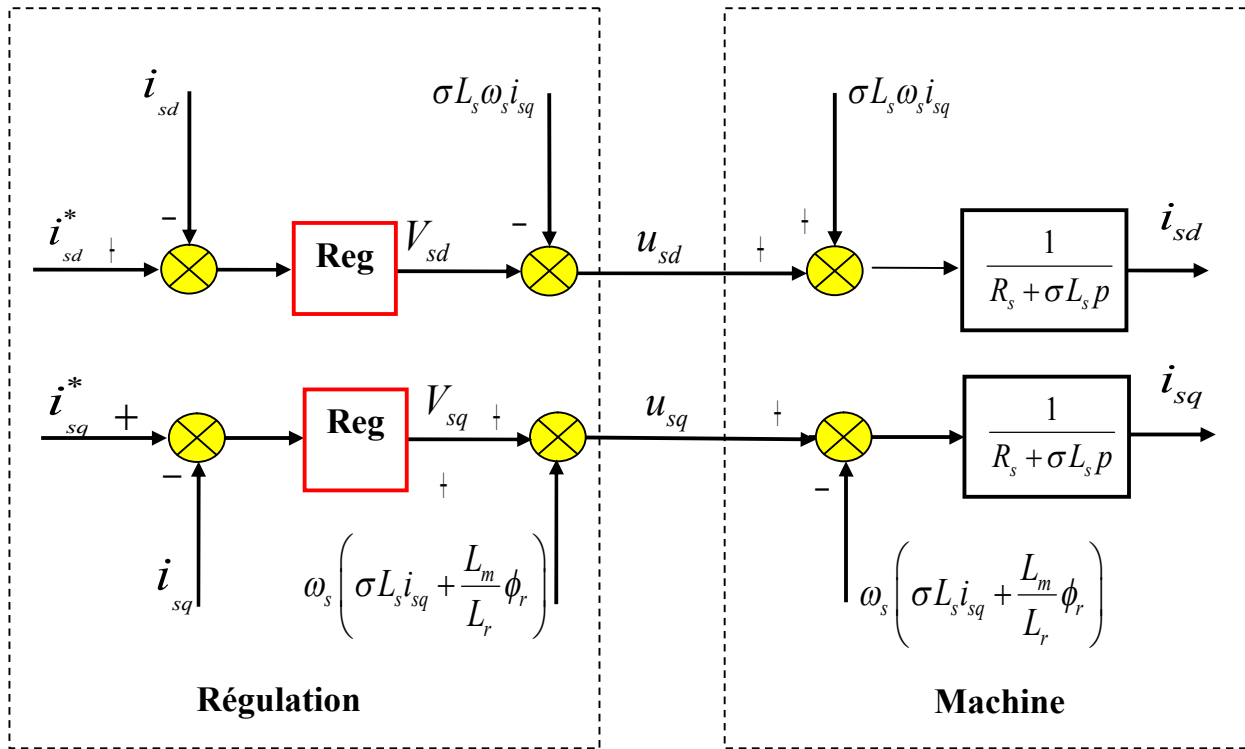


Figure III.9 Compensation des termes de couplage

Cependant, cette solution de compensation peut présenter l'inconvénient d'utiliser les composantes des courants mesurés qui peuvent être perturbés par les bruits de mesure et par le contenu harmonique des courants de phase. Ainsi nous avons préféré utiliser les courants de références pour le circuit de découplage afin d'éviter ce problème.

Nous nous contenterons de régulateurs classiques de type Proportionnel Intégral (PI) sous la forme suivante [33] :

$$C(p) = \frac{K_{reg}(1 + T_{reg}p)}{T_{reg}p} \tag{III.56}$$

Ces derniers seront réglés de façon à assurer en plus de l'annulation de l'erreur statique, la stabilité et la rapidité des deux boucles de courant. La synthèse est faite sur l'axe d et les résultats obtenus peuvent être étendus à l'axe q par simple changement d'indices.

Le schéma bloc de la régulation est représenté sur la figure suivante [33].

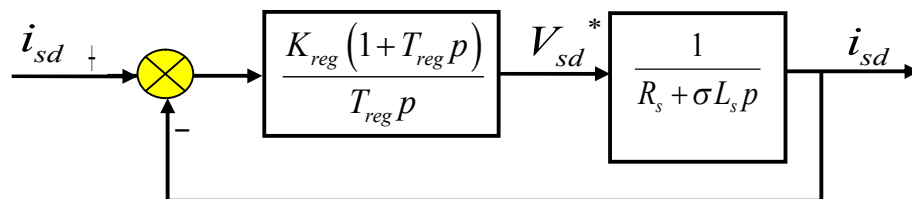


Figure III.10 Boucle de régulation du courant

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$G(p) = \frac{K_{reg}(1 + T_{reg}p)}{T_{reg}p} \frac{1}{R_s + \sigma L_s p} \quad (III.57)$$

Le zéro introduit par le correcteur sera utilisé pour compenser le pôle du système, soit :

$$T_{reg} = \frac{\sigma L_s}{R_s} \quad (III.58)$$

Le gain K_{reg} sera déterminé de sorte que la réponse du courant soit la plus rapide sans dépassement.

Les résultats de calcul des gains de régulateurs sont :

$$K_{reg} = \frac{\sigma L_s}{2T_{reg}} \quad (III.59)$$

III.6.2.3 Régulation de la vitesse

Pour calculer un régulateur PI nous considérons les équations de la machine, en supposant que le flux est parfaitement régulé. Comme le temps de réponse de la boucle de courant (mode électrique) est très faible par rapport à la dynamique de la boucle de vitesse (mode mécanique), nous considérons que la réponse des courants (i_{sd} , i_{sq}) vis-à-vis de leurs valeurs de référence est quasi-instantanée par rapport à la partie mécanique.

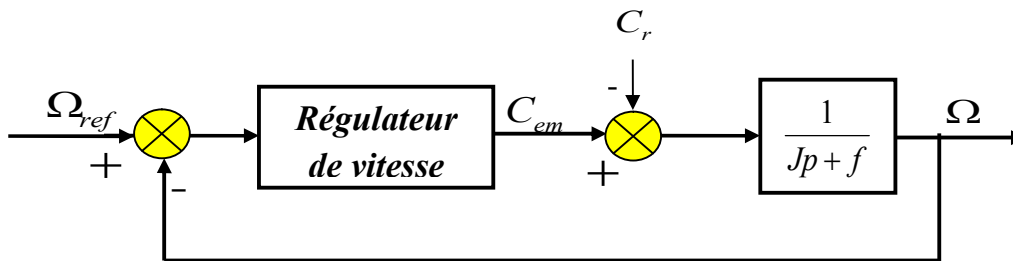


Figure III.10 Boucle de régulation de la vitesse

Le schéma bloc du régulateur de vitesse est représenté sur la figure suivante :

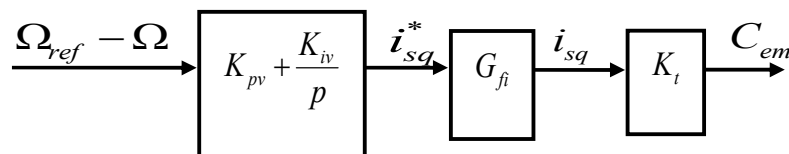


Figure III.11 Schéma bloc du régulateur de vitesse

Avec

K_{pv}, K_{iv} : Coefficients du contrôleur PI.

G_{fi} : Fonction de transfert de la boucle de courant.

$K_t = \frac{3}{2} n_p \frac{L_M}{L_r} \phi_r^*$: Constante du couple électromagnétique.

A partir de la figure (III.10), nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Jp + f} (C_{em} - C_r) \quad (III.60)$$

Afin de rendre le calcul des coefficients de ce type de régulateur plus facile, nous avons considéré que tout le schéma bloc de la figure (III.11) peut être réduit à un correcteur PI classique. Nous obtenons alors :

$$\Omega = \frac{1}{Jp + f} \left(\frac{K_{pv}p + K_{iv}}{p} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{Jp + f} C_r \quad (III.61)$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_{pv}p + K_{iv}}{Jp^2 + (K_{pv} + f)p + K_{iv}} \Omega_{ref} - \frac{p}{Jp^2 + (K_{pv} + f)p + K_{iv}} C_r \quad (III.62)$$

La fonction de transfert (III.62) peut être identifiée à un système de second ordre sous la forme :

$$F(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} p + \frac{p^2}{\omega_n^2}} \quad (III.63)$$

Avec

ζ : Coefficient d'amortissement.

ω_n : Pulsation propre non amortie.

Ce qui implique les identités :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{iv}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{K_{pv} + f}{K_{iv}} \end{cases} \quad (III.64)$$

Si nous choisissons $\zeta = 1$, nous aurons une relation qui lie ω_n au temps de réponse en vitesse t_{rv} voulu,

ce qui permet de fixer librement la dynamique. Cette relation s'écrit : $\omega_n = \frac{4.8}{t_{rv}}$.

Ayant déjà choisi convenablement l'amortissement et le temps de réponse et par la suite ω_n , on peut calculer les coefficients du régulateur d'après l'équation (III.64), par simple identification.

III.7. Résultats de simulation et discussion

Le schéma de bloc sous Matlab/Simulink de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique appliquée au moteur asynchrone triphasé est présenté dans la figure III.12.

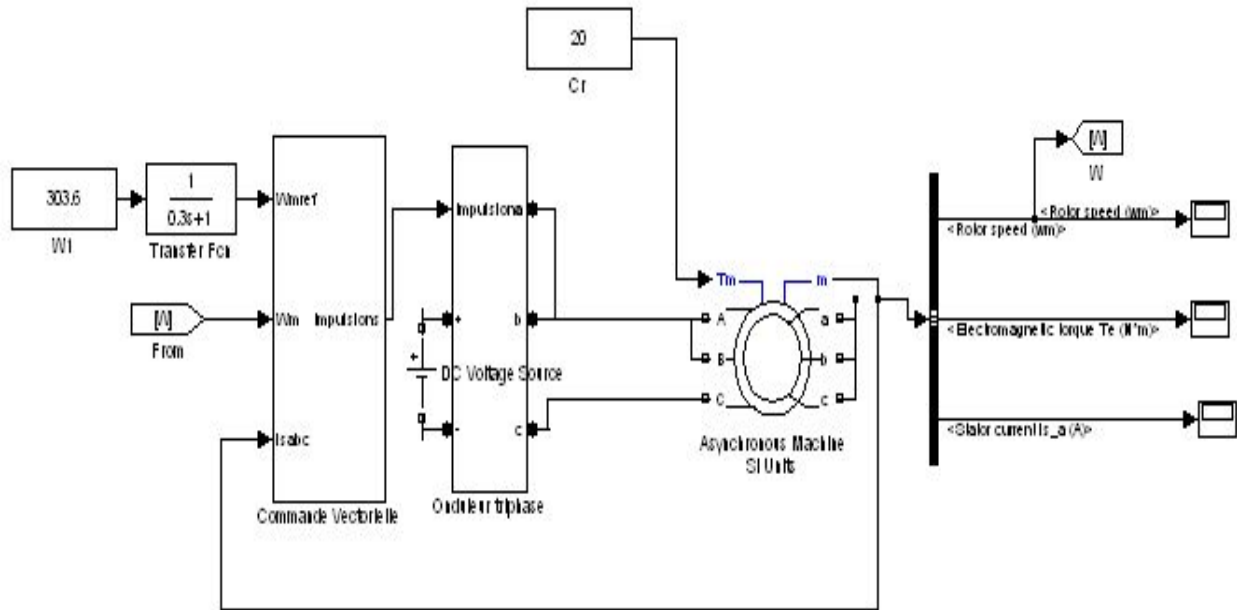


Figure III.12 Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique du moteur asynchrone

III.7.1. Contrôle de la vitesse de rotation du moteur avec une variation brusque de la charge mécanique

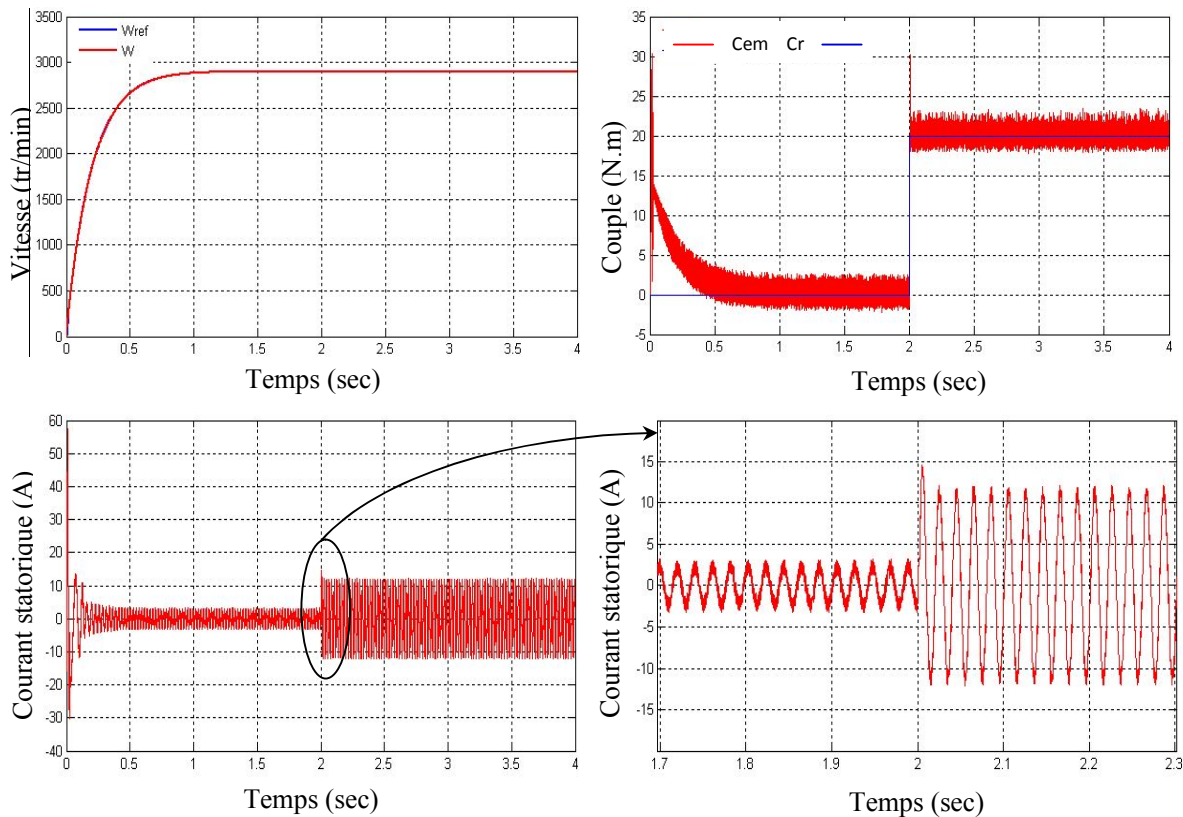


Figure III.13.a Résultat de simulation du contrôle de la vitesse du moteur asynchrone avec un échelon du couple résistant

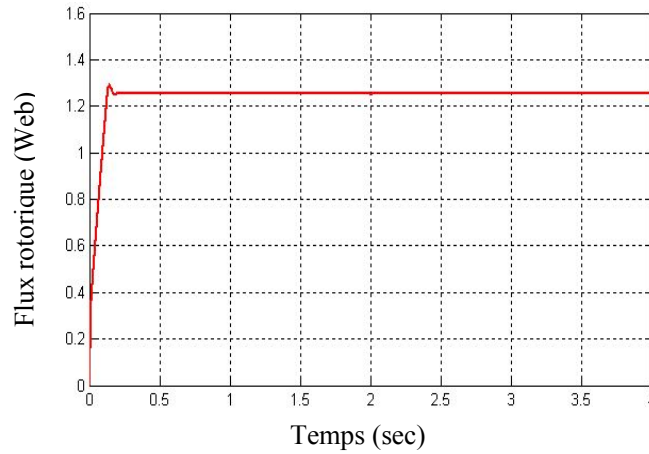


Figure III.13.b Résultat de simulation du contrôle de la vitesse du moteur asynchrone avec un échelon du couple résistant

III.7.2. Inversement du sens de rotation du moteur avec un couple de charge constant

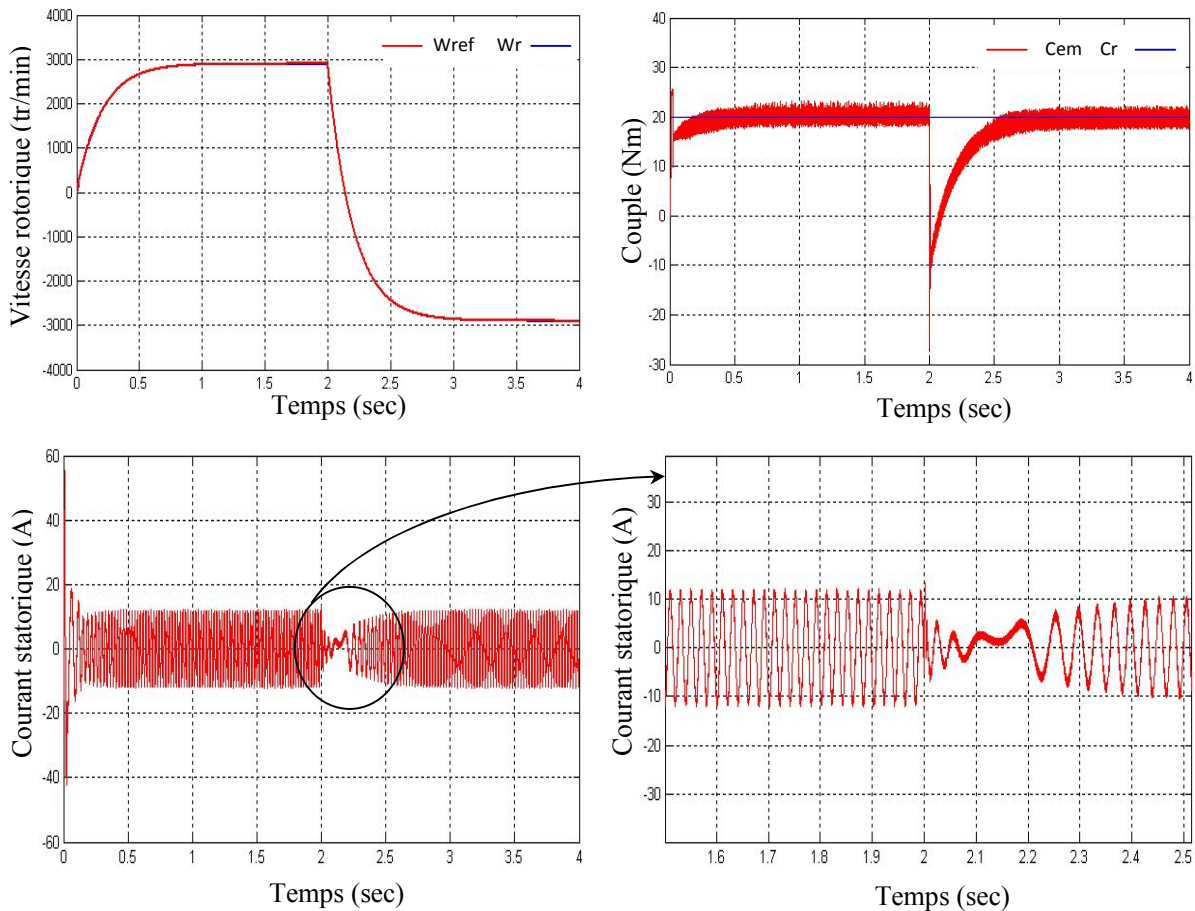


Figure III.14.a Résultat de simulation de l'inversement du sens de rotation du moteur avec un couple constant

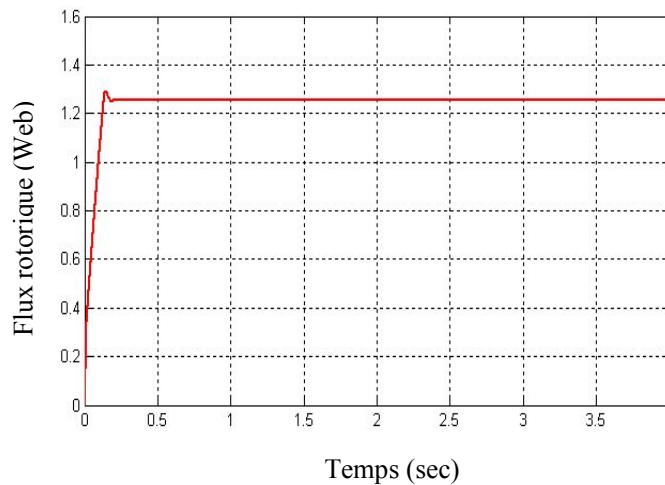


Figure III.14.b Résultat de simulation de l'inversement du sens de rotation du moteur avec un couple constant

La vitesse rotorique suit sa référence dans les deux sens de rotation avec une légère perturbation lors de la variation brusque du couple de charge (figure III.13.a et figure III.14.a).

Le couple électromagnétique du moteur oscillant autour du couple de charge s'éloigne brusquement de ce dernier lors de l'inversement de la vitesse rotorique, à $t=2s$, pour le rejoindre de nouveau après 0,5s (figure III.14).

Le flux rotorique est maintenu constant pour les différents points de fonctionnement (figure III.13.b et figure III.14.b).

Le courant statorique a une forme d'onde sinusoïdale avec de petites ondulations hautes fréquences dues à la commande MLI de l'onduleur alimentant le moteur asynchrone (figure III.13.a et figure III.14.a).

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les modèles mathématiques du moteur asynchrone, de l'onduleur de tension triphasé à deux niveau ainsi que le principe de la commande MLI triangulo-sinusoïdale et la commande vectorielle indirect par orientation du flux rotorique. Les résultats de simulation du contrôle de la vitesse rotorique en appliquant la commande vectorielle ont montré les bonnes performances de cette dernière en régime statique ainsi qu'en régime dynamique (variation de la vitesse de référence ou lors des variations brusques de la charge mécanique). Par conséquent, on peut considérer cette commande dans le système de pompage photovoltaïque à base d'un moteur asynchrone. Ce qui nous conduit au chapitre suivant.

Chapitre IV

Pompage

photovoltaïque avec

commande MPPT

IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, après modélisation de la pompe centrifuge, on va dimensionner le système de pompage d'eau. Autrement dit, sélectionner la motopompe en fonction du débit de pompage et du besoin journalier d'eau et calculer le nombre de panneaux photovoltaïques. Ensuite en va simuler, à titre comparative, deux cas de couplage :

- un couplage direct (Générateur photovoltaïque – Onduleur – MAS – Pompe),
- un couplage indirect (Générateur photovoltaïque – Hacheur (boost) avec MPPT – Onduleur – MAS – Pompe).

Enfin, les résultats de simulation sont présentés et discutés.

IV.2. Pompe centrifuge

IV.2.1. Définition d'une pompe

Une pompe est une machine servant à véhiculer un fluide qui peut être de l'eau ou quelconque (pétrole, huile,...) en l'aspirant pour le refouler à une certaine pression. Elle est aussi un système transférant de l'énergie à un liquide de façon à provoquer son écoulement dans une canalisation [35].

Les critères qui guident le choix d'une pompe sont les suivants [36] :

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

IV.2.2. Classification des pompes [35], [36]

Selon les applications et les différents de sources d'eau (puits, forage, pompage de rivière, etc...) plusieurs types de pompes peuvent être utilisés dans les systèmes de pompage photovoltaïque. Parmi ces pompes on trouve ; les turbos- pompes et les pompes volumétriques :

IV.2.2.1 Turbo- pompe

Une turbo-pompe est un appareil dans lequel l'énergie transmise au liquide est une énergie principalement cinétique, qui lui est communiquée par l'intermédiaire d'un rotor, mais n'est pas en relation invariable avec le déplacement du rotor ; d'autre part, elle n'est pas distribuée uniformément dans tout le liquide.

a. Pompes centrifuges

Le mouvement du liquide est rigoureusement normal à l'axe, car il pénètre au centre de la roue et est projeté vers l'extérieur par l'action combinée de la force centrifuge et des aubes du rotor. La volute du corps transforme la vitesse acquise par le liquide en pression.

b. Pompes à hélice :

Dans ce type de pompe, le fluide est animé d'un mouvement parallèle à l'axe de la pompe, qui lui est communiqué par un impulseur en forme d'hélice ; la conversion partielle de l'énergie en pression se fait par l'intermédiaire d'un diffuseur à aubes ou par une augmentation de la section de passage.

c. Popes hélico- centrifuges

Ce type de pompe a un impulseur qui est intermédiaire entre les deux types extrêmes, centrifuge et à hélice ; le mouvement imprimé au liquide est donc à la fois centrifuge et axial.

IV.2.2.2 Pompes volumétriques

Une pompe volumétrique est une pompe dans laquelle l'écoulement du liquide est en proportion constant avec le déplacement d'un organe mobile du corps de la pompe.

Les pompes volumétriques sont deux sortes :

a. Pompes volumétriques alternatives

b. Pompes volumétriques rotatives

Ces pompes sont constituées par une pièce mobile animée d'un mouvement de rotation autour d'un axe, qui tourne dans le corps de pompe et crée le mouvement du liquide pompé par déplacement d'un volume depuis l'aspiration jusqu'au refoulement.

IV.2.3. Comparaisons entre les pompes volumétriques et centrifuges [36]

Pour de petites Hm et de faibles débits journaliers ($H_m \times Q < 25 \text{ m}^4$), les pompes à main peuvent s'avérer plus intéressantes. On utilisera alors un seau pour pomper l'eau.

L'utilisation de pompes mécaniques sur cette plage d'utilisation se limitera principalement aux pompes volumétriques de faible puissance.

Pour les hauteurs de moins de 7mètres, l'emploi de pompes à aspiration sera préféré. Cette pompe est généralement de type centrifuge à ailettes.

Pour de faibles débits et une puissance disponible variable (par exemple, couplage éolien), l'emploi d'une pompe à cavité (volumétrique) permet un débit plus constant.

Pour une Hm moyenne, comprise entre 10 et 50mètres, la pompe immergée centrifuge est généralement la plus efficace. Mais son rendement est très étroitement lié à la Hm et son dimensionnement est critique.

Pour les Hm supérieures à 35 mètres et de faibles débits journaliers ($< 20 \text{ m}^3$), la pompe volumétrique sera la plus utilisée, surtout si une forte variation du rabattement de la nappe (donc de la Hm) est constatée.

Pour des débits plus élevés, l'emploi d'une pompe centrifuge est souvent le seul choix possible.

Le choix d'une pompe se portera également sur sa capacité à répondre aux conditions variables du site.

Le débit d'une pompe volumétrique est moins affecté par la variation de la Hm alors que la pompe centrifuge verra son débit diminuer rapidement à mesure que la Hm augmente.

La hauteur de refoulement d'une pompe centrifuge est fonction du carré de la vitesse d'un moteur. À mesure que la Hm augmente, le rendement de la pompe diminue très rapidement; le moteur devrait tourner beaucoup plus rapidement pour fournir un même débit.

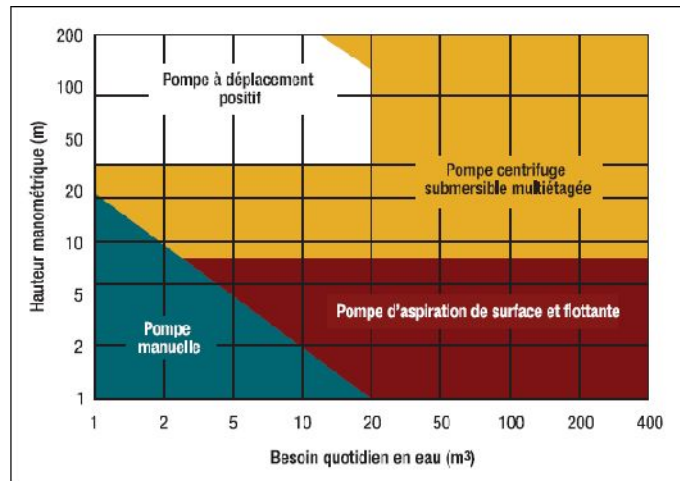


Figure IV.1 Choix d'une pompe selon la Hm et le débit demandés

IV.2.3. Modèle de la pompe centrifuge

IV.2.3.1 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'une pompe centrifuge est basé sur le principe suivant :

Lorsque la pompe est pleine d'eau, sous l'effet de la rotation de la turbine entraînée par le moteur, l'eau qui arrive dans la région axiale est projetée à la périphérie et de ce fait, engendre une dépression. Cela provoque un appel des tranches suivantes et par suite, un écoulement continu de la veine liquide. Cette dernière est recueillie par la volute ou par le diffuseur et dirigée dans la conduite de refoulement.

IV.2.3.2 Caractéristiques de la pompe centrifuge

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 Hm donnée pour obtenir un débit [7] [35].

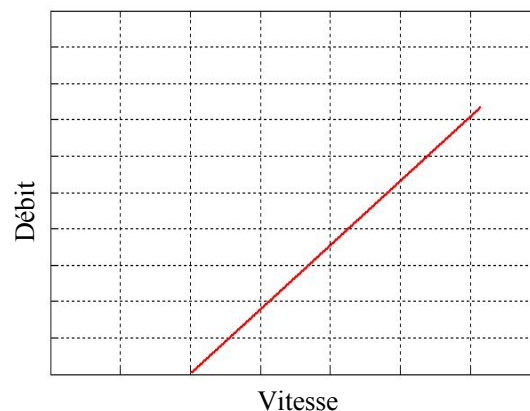


Figure IV.2 Caractéristique débit - vitesse d'une pompe centrifuge

b. Caractéristique couple - vitesse

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

Parce que le couple de démarrage est limité au couple de frottement de la pompe à vitesse nulle (qui est plus important qu'en rotation), la pompe requiert une vitesse minimale à une Hm donnée pour obtenir un débit de départ non nul [7] [35].

Donc la pompe centrifuge oppose un couple résistant C_r :

$$C_r = k_r \omega^2 \quad (\text{IV.1})$$

Avec k_r : coefficients de proportionnalité [$\text{Nm}/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})^2$].

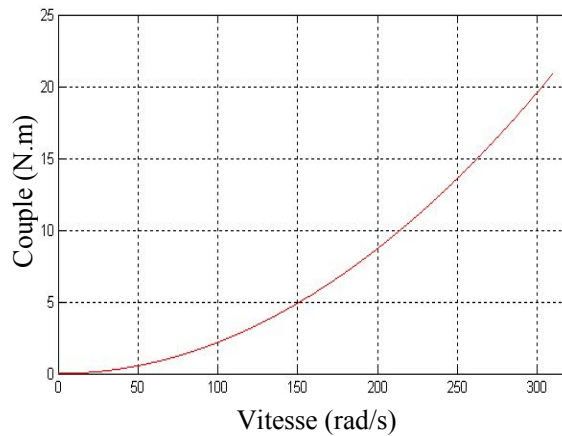


Figure IV.3 Caractéristique couple - vitesse d'une pompe centrifuge

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

$$P_{mec} = k_p \cdot \omega^3 \quad (\text{IV.2})$$

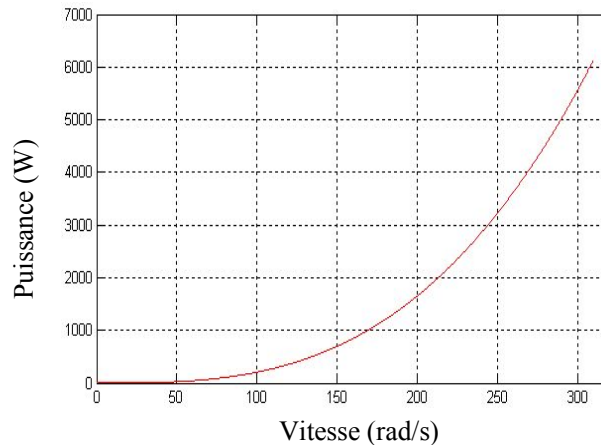


Figure IV.4 Caractéristique puissance - vitesse d'une pompe centrifuge

c) Caractéristiques débit – hauteur

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

Les constructeurs sont en mesure de fournir au client les courbes $Q(H_m)$ maximale et minimale correspondant aux diamètres maximaux et minimal possibles de la roue [35]:

Si la charge de 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 ”

$$H_m = k_0\omega^2 - k_1\omega Q - k_2Q^2 \tag{IV.3}$$

Avec : k_0, k_1, k_2 : des constantes propre de la pompe donnée par le constructeur.

ω : La vitesse (rad/sec)

H_m : La hauteur (mètre)

Q : Débit (l/min)

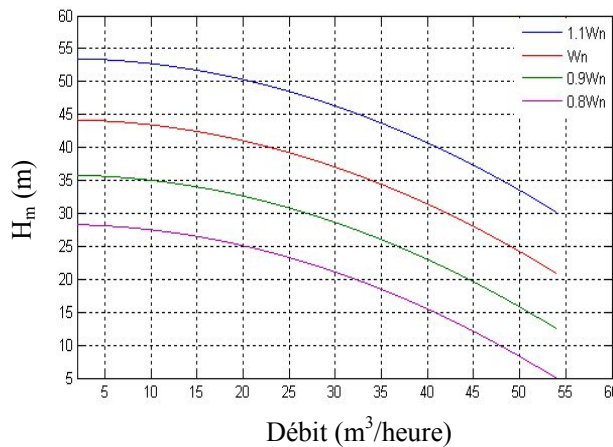


Figure IV.5 Courbe $H_m(Q)$ de la pompe utilisée pour différentes vitesses

d) Caractéristique de la puissance

Une pompe est une machine qui fournit de l’énergie à un fluide en vue de son déplacement d’un point à un autre [7] [35].

L’expression générale de la puissance hydraulique est donnée comme suit :

$$P_h = \rho \cdot g \cdot Q \cdot H_m \tag{IV.4}$$

Où :

ρ : La masse volumique de l’eau étant de 1000kg/m3

g : Accélération de la pesanteur (9,81m2/s)

Q : Débit d’eau ;

H_m : Hauteur manométrique totale.

La courbe de la figure (IV.6), des puissances absorbées pour les différents débits est une branche de parabole qui peut présenter un maximum dans la plage utilisable. Cette dernière forme de courbe permet d'éviter une surcharge du moteur si les conditions d'utilisation de la pompe sont appelées à varier.

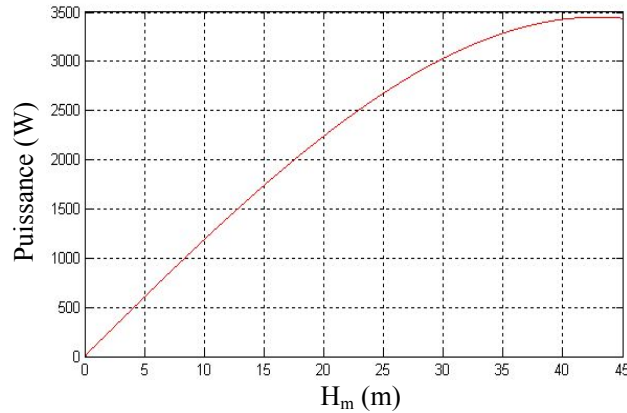


Figure IV.6 Caractéristique de la puissance hydraulique de la pompe centrifuge

Le rendement d'une telle pompe est le quotient de la puissance hydraulique emprunté au fluide par la puissance mécanique sur l'arbre [35] :

$$\eta_h = \frac{\rho \cdot g \cdot H_m \cdot Q}{T_r \cdot \omega_s} \quad (IV.5)$$

e) Caractéristique de rendement

Pour les groupes électropompes (pompe + moteur), les fabricants donnent généralement la courbe du rendement, comme on peut tracer la courbe de rendement hydraulique en utilisant la formule : [7] [35].

$$\eta_h = \frac{P_h}{P_{ab}} \quad (IV.6)$$

Généralement le rendement maximal du groupe motopompe ne dépasse pas 72%.

Le schéma de la figure (IV.7) présente les valeurs de rendement d'une pompe

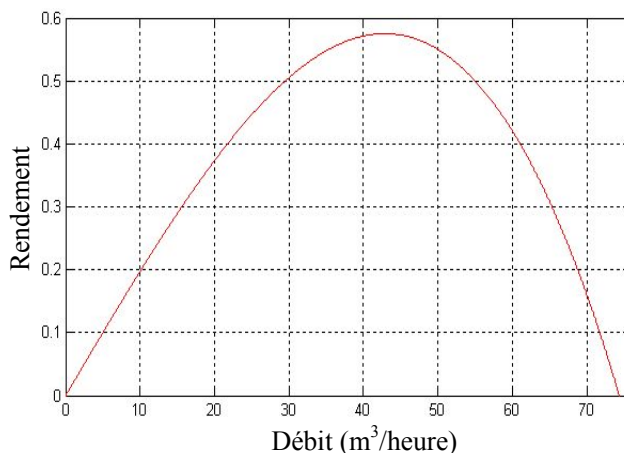


Figure IV.7 Caractéristique de rendement de la pompe centrifuge

Connaissant les performances d'une pompe centrifuge (Q , H et P) pour la vitesse N , les lois de similitude permettent de déterminer les performances (Q' , H' et P') pour une vitesse N' en utilisant les relations suivantes:

$$Q' = Q \frac{\omega'}{\omega}, \quad H' = H \left(\frac{\omega'}{\omega} \right)^2, \quad P' = P \left(\frac{\omega'}{\omega} \right)^3 \quad (\text{IV.7})$$

Avec Q et Q' , les débits correspondants respectivement à la vitesse ω et ω' ; H et H' les hauteurs manométriques totales correspondantes respectivement à la vitesse ω et ω' ; et P et P' sont les puissances du moteur correspondant respectivement à la vitesse ω et ω' .

Puissance hydraulique de la pompe :

La puissance hydraulique P_h de la pompe est donnée par la relation suivante [35]:

$$P_h = \rho \cdot g \frac{Q \cdot H_m}{3600} = 2.725 \cdot Q \cdot H_m \quad (\text{IV.8})$$

IV.2.3.3 Caractéristiques de la pompe centrifuge immergée

La pompe centrifuge immergée est caractérisée par les paramètres suivants :

- Son diamètre est soit de 4" (95 mm), soit de 6" (142 mm). Le corps de pompe est en acier inoxydable, les roues et les diffuseurs étant soit en acier inoxydable, soit en matériau synthétique. Ces matériaux présentent une très bonne résistance à l'abrasion. Le corps d'aspiration est protégé par une crépine contre les grosses impuretés supérieures à 3 mm). Un clapet anti-retour est intégré à la tête de pompe, qui est taraudée pour le raccordement au tuyau de refoulement. La lubrification est assurée par l'eau pompée.
- Le nombre d'étages est lié à la hauteur manométrique totale de refoulement.
- Le type d'aubage de chaque étage est lié à la puissance hydraulique à fournir pour la H_m nominale.
- Les rendements hydrauliques des pompes solaires sont élevés (utilisation de technologies de pointe). Ils sont de l'ordre de 55% à 60 % au point de fonctionnement nominal.
- La durée de vie peut être estimée entre 5 et 7 ans (elle est fortement liée à la qualité de l'eau).
- L'entretien courant consiste au nettoyage des étages (boue, sable, déchets si la pompe est installée dans un puits). La fréquence de celui-ci dépend de la qualité de l'eau pompée [7].

IV.3. Description du système de pompage étudié

Les panneaux solaires photovoltaïques (1) produisent l'énergie électrique sous forme d'un courant continu qui est converti à travers un convertisseur statique (3) pour alimenter un groupe moto - pompe immergé (4). Le groupe moto -pompe est composé d'un moteur à courant alternatif triphasé qui est couplé à une pompe centrifuge à étages multiples.

La pompe centrifuge transmet l'énergie cinétique du moteur au fluide par un mouvement de rotation de roues à aubes alors qui permet littéralement de propulser l'eau à la surface. Les systèmes proposés sont composés de modules photovoltaïques montés sur un châssis de support (2) incliné suivant la latitude du site afin d'optimiser la production photovoltaïque. Le dispositif est complété par le convertisseur

statique (3) monté en surface et qui permet la conversion du courant continu produit par le champ solaire en courant alternatif pour alimenter la motopompe.

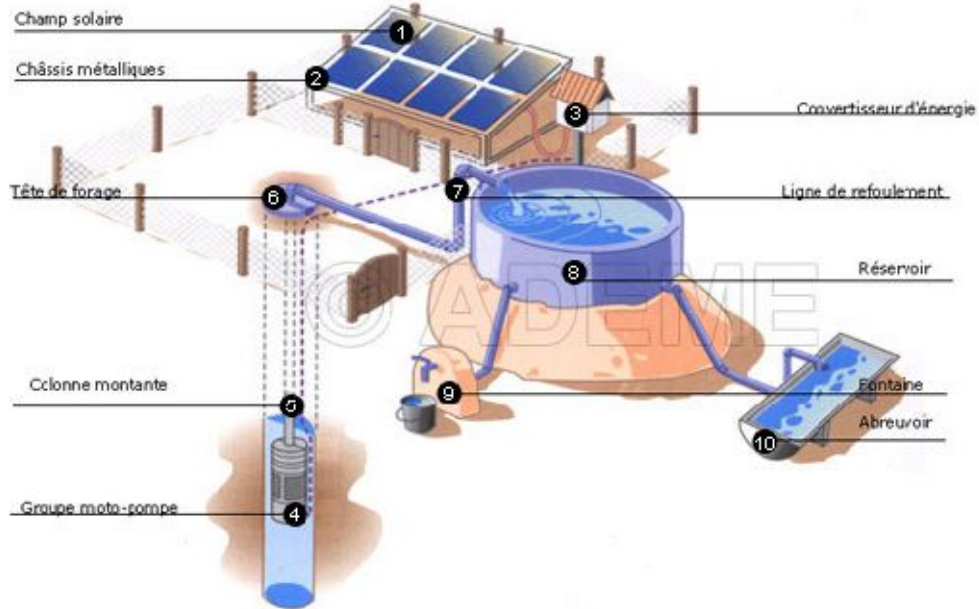


Figure IV.8 Dessin descriptif du système de pompage étudié

Le système de pompage peut être à couplage direct (GPV - Charge) ou à couplage indirect (GPV - Etage d'adaptation - Charge). Les dessins suivants illustrent les composantes de chaque type des deux systèmes (figure IV.9) :

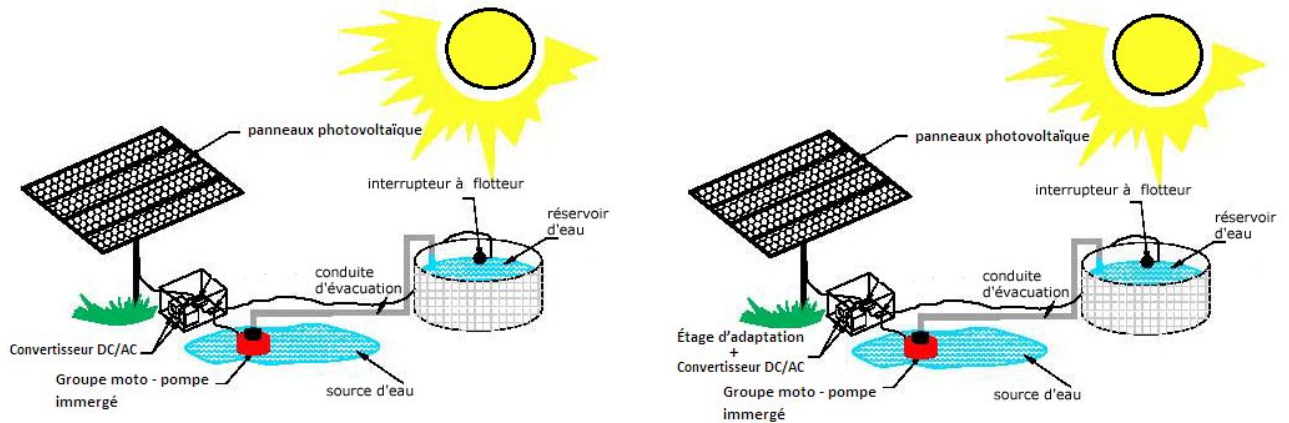


Figure IV.9 Dessin descriptif du système de pompage à couplage direct et indirect

IV.3.1. Dimensionnement des deux systèmes de pompage

Le dimensionnement des deux systèmes de pompage (à couplage direct (GPV-Charge) et à couplage indirect (GPV- Étage d'adaptation -Charge)) passe par trois phases.

IV.3.1.1 Phase 1 : Détermination des besoins en eau (débit) et la hauteur manométrique totale (HMT)

Il faut définir la Hauteur Manométrique Totale (HMT) ainsi que les besoins journaliers en eau.

a. Quantité d'eau journalière

Cette étude fixe alors comme objectif la maximisation de cette quantité stockée [35]:

$$q_j = \int_{T_j} Q \cdot dt \quad (IV.9)$$

Où :

Q : débit de la pompe.

T : période ensoleillée de la journée.

b. Détermination de la hauteur manométrique totale (HMT)

La HMT est la pression totale que doit fournir une pompe. Elle est exprimée en mètres ou mètres de colonne d'eau, en bars ou en kg/cm². La hauteur manométrique totale est calculée suivant l'équation suivante.

$$HMT = (H + L) + Pu \quad (IV.10)$$

- H : hauteur

Avec : $H = E + S + R$

E : élévation

S : niveau statique

R : rebattement

- L : présente la longueur de la canalisation.

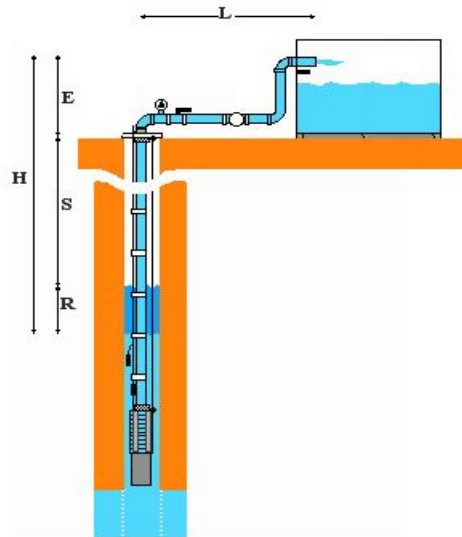


Figure IV.10 Dessin pour détermination de la HMT

IV.3.1.2 Phase 2 : Choix de la motopompe

Sur chaque pompe est indiqué un graphique HMT / Débit (m^3/h) sur le quel est représenté la courbe de performance de la pompe. On reporte la HMT calculée précédemment et le débit souhaité. Il est nécessaire que ce point soit situé juste en dessous de la courbe de la pompe choisie. Si en revanche le point se situe au dessus de la courbe, les performances de la pompe seront trop faibles par rapport aux caractéristiques de l'installation et des besoins.

Pour : Hauteur H.M.T = 34 m, Débit $Q = 36 m^3/h$.

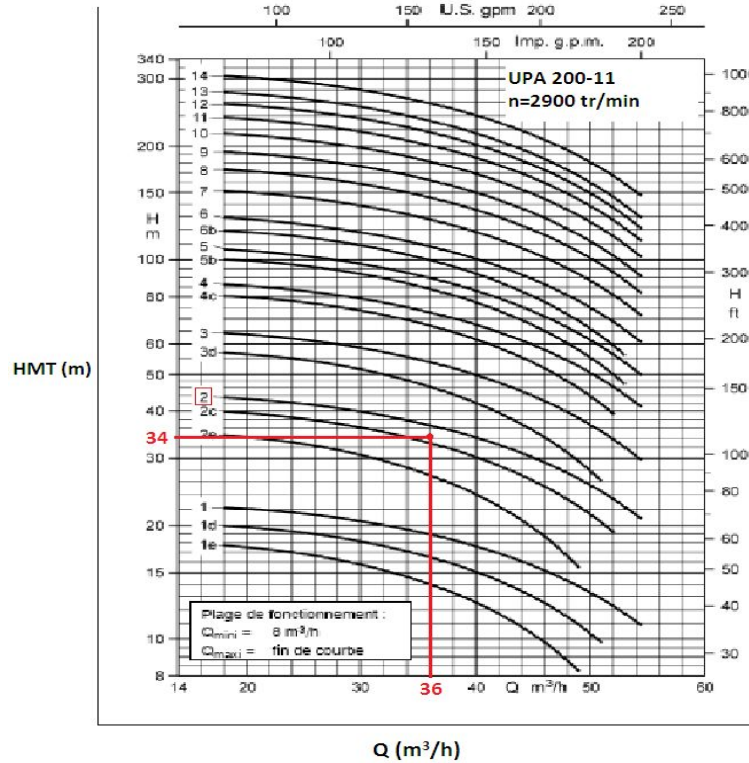


Figure IV.11 Abaques de caractéristique débit – hauteur de différentes pompes

Pour une H.M.T de 34 m et un débit de $36 m^3/h$ et en un utilisant les abaques de la figure (IV.11), la motopompe choisie est de puissance nominale de 6 kW.

IV.3.1.3 Phase 3 : Dimensionnement du système PV

Dans notre étude, on a considéré les conditions climatiques suivantes :

- Eclairement $G = 4.5 \text{ KW/m}^2$ (l'éclairement le plus faible en Algérie),
- Température ambiante $T = 25^\circ\text{C}$.

Dans les conditions précédentes, les caractéristiques du panneau seront :

$P_{max} = 317 \text{ W}$,

$V_{max} = 16.5 \text{ V}$,

$I_{max} = 19.2 \text{ A}$.

La tension d'entrée de l'onduleur est 700V.

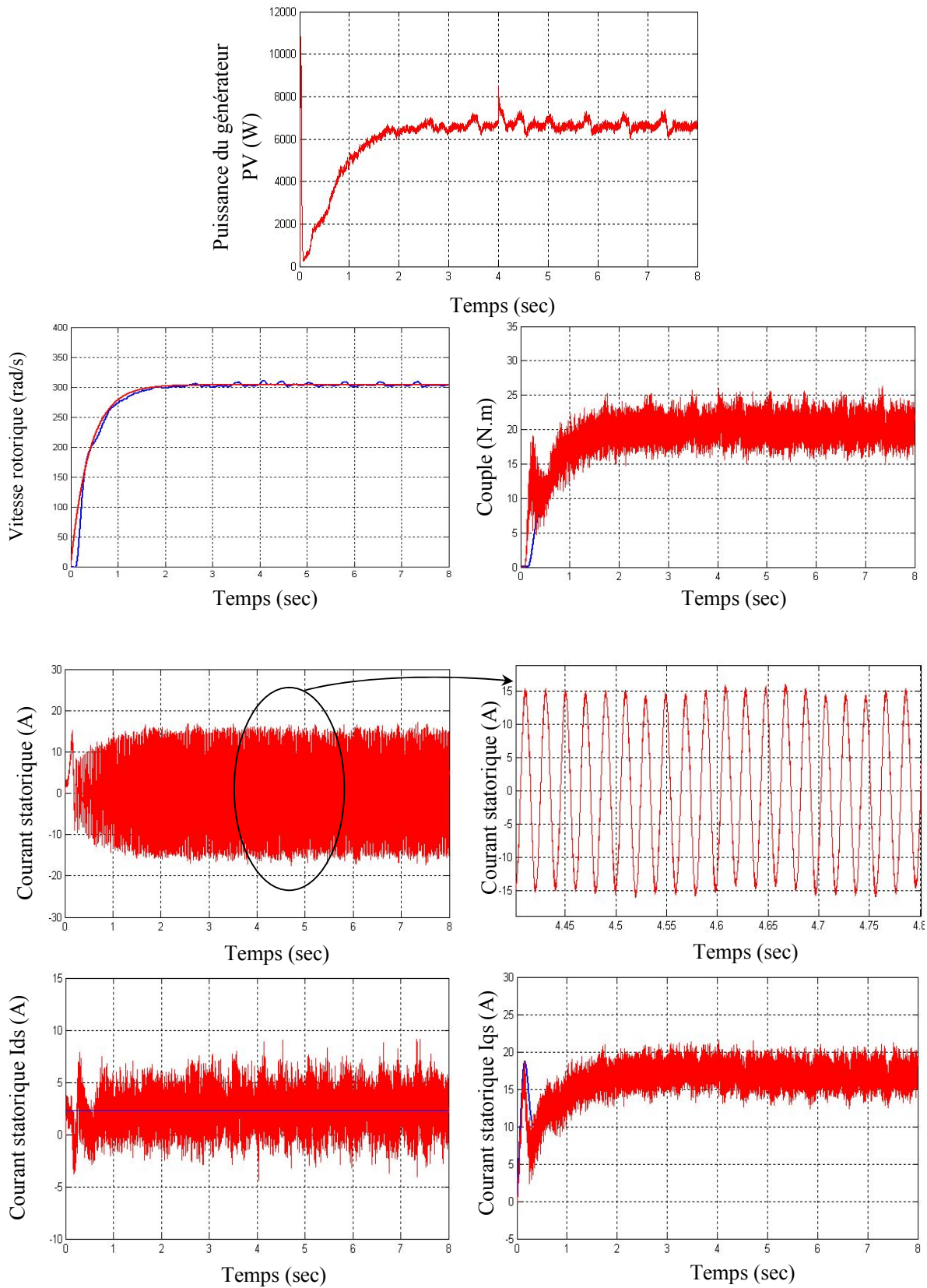


Figure III.13 Résultat de simulation du système de pompage d'eau à couplage direct (Générateur PV – Onduleur – MAS – Pompe) avec variation de l'éclairement

IV.4.2. Système de pompage à couplage indirect

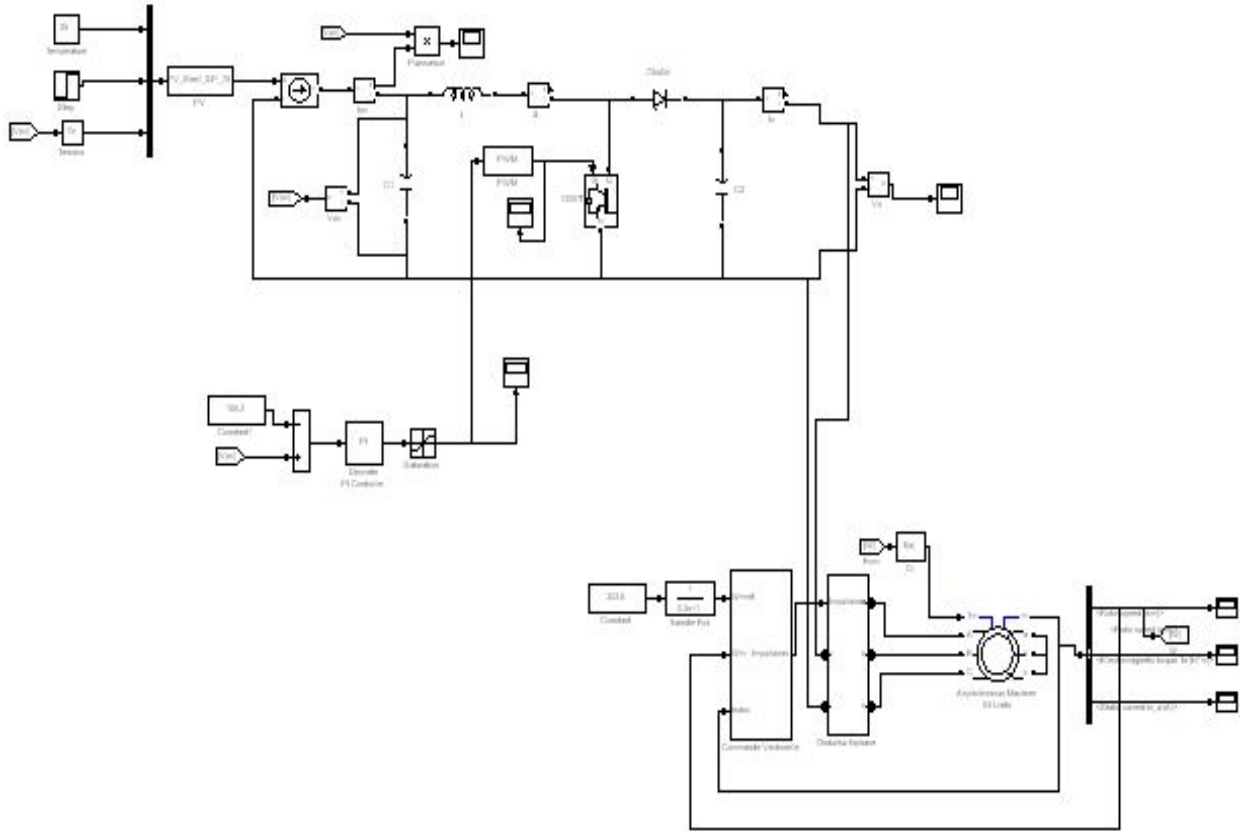


Figure IV.14 Schéma bloc du système de pompage d'eau à couplage indirect (Générateur PV – Hacheur boost avec MPPT - Onduleur – MAS – Pompe)

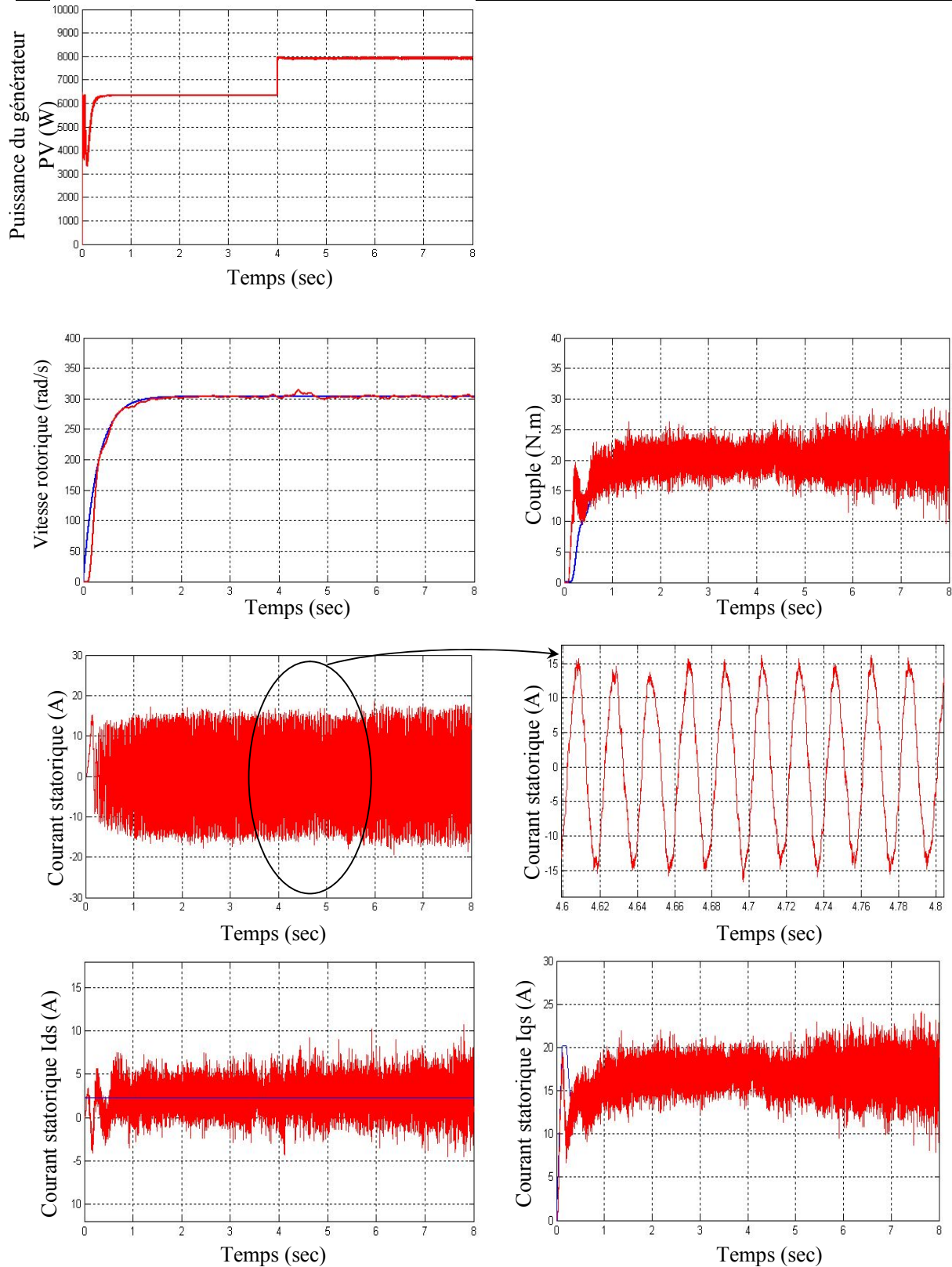


Figure III.15 Résultat de simulation du système de pompage d'eau à couplage indirect (Générateur PV – Hacheur boost avec MPPT - Onduleur – MAS – Pompe) avec variation de l'éclairement

Selon les simulations effectuées, on a pu remarquer que pour les deux systèmes de pompage, la vitesse rotorique suit sa référence avec un faible décalage en régime de démarrage. Quant au couple électromagnétique du moteur, il oscille autour du couple résistant de la pompe après un régime transitoire. Même remarque constatée pour les courants statoriques I_d et I_q .

Pour les conditions climatiques donnés ($4,5 \text{ kW/m}^2$, $T=25^\circ\text{C}$), le système de pompage à couplage direct, à besoin de 34 panneaux photovoltaïques associés en série pour produire une tension de 700 V à l'entrée de l'onduleur et une puissance de 6800 W assurant un débit d'environ $36 \text{ m}^3/\text{h}$ pour une HMT de 34 m.

Pour les mêmes conditions climatiques ($4,5 \text{ kW/m}^2$, $T=25^\circ\text{C}$) pour $t \in [0\text{sec}, 4\text{sec}]$, le système de pompage muni d'un hacheur boost avec commande MPPT, à besoin de 20 panneaux photovoltaïques (10 panneaux associés en série sur deux branches) pour produire une tension de 700 V à l'entrée de l'onduleur et une puissance de 6400 W assurant un débit d'environ $36 \text{ m}^3/\text{h}$ pour une HMT de 34 m.

Lors de l'augmentation de l'éclairement (6 kW/m^2 , $T=25^\circ\text{C}$) pour $t \in [4\text{sec}, 8\text{sec}]$, la puissance électrique du générateur photovoltaïque reste égale à 6800 W pour le couplage direct alors qu'elle augmente de 6400 W à 8000 W pour le couplage indirect (figure III.13 et figure III.15).

Ces résultats montrent, le gain en nombre de panneaux photovoltaïques nécessaires au pompage, offert par la commande MPPT comparativement au système de pompage à couplage direct ou même par rapport à celui à couplage indirect avec commande non-optimisée.

Il faut noter que pour le pompage à couplage direct et selon les conditions climatiques données, le générateur photovoltaïque a un rendement de 63 %.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a dimensionné et simulé, pour les mêmes conditions climatiques et les mêmes exigences de pompage (débit + hauteur manométrique), deux systèmes de pompage photovoltaïque. Le premier est à couplage direct (Générateur PV – Onduleur – MAS – Pompe) et le deuxième est à couplage indirect (Générateur PV – Hacheur boost avec MPPT - Onduleur – MAS – Pompe).

La réduction du nombre des panneaux nécessaires pour le pompage d'eau offert par la commande MPPT est nettement remarquable.

*Conclusion
générale*

Conclusion générale

La demande mondiale en énergie évolue rapidement et les ressources naturelles de l'énergie telles que l'uranium, le gaz et le pétrole diminuent en raison d'une grande diffusion et développement de l'industrie ces dernières années. Pour couvrir les besoins en énergie, des recherches sont conduites à l'énergie renouvelable. Une des énergies renouvelables qui peut accomplir la demande du monde jusqu'à maintenant, est l'énergie solaire, qui est libre et abondante dans la plupart des régions du monde, et est avéré une source économique.

L'utilisation d'énergie solaire comme source alternative d'énergie, souffre du coût élevé des cellules solaires, du faible rendement et de puissance intermittent selon la fluctuation des conditions atmosphériques. Par conséquent, n'importe quelle conception de système d'application d'énergie solaire, devrait prendre en compte ces inconvénients. Ce mémoire s'agit d'une contribution à l'optimisation de l'ensemble composé de : l'hacheur, l'onduleur, le moteur et la pompe qui sont reliés à un générateur photovoltaïque.

Cette étude couvre, en détail, les caractéristiques du générateur photovoltaïque et de son application dans le secteur de pompage d'eau sans et avec optimisation de puissance du générateur solaire. A cet effet, différentes techniques d'optimisation ont été étudiées à savoir : méthode de perturbation et l'observation (P&O), l'incrémentation de conductance, MPPT à tension de référence fixe et celle à puissance de référence fixe. Elles sont conçues pour suivre le point de puissance maximale (MPPT) quelles que soient les conditions climatiques.

La modélisation, le dimensionnement et la simulation des différents sous-ensembles de l'ensemble composé de :

- l'hacheur (buck, boost et buck-boost),
- l'onduleur de tension à deux niveaux à MLI triangulo-sinusoïdale,
- le moteur asynchrone triphasé commandé par orientation indirect du flux rotorique
- la pompe centrifuge immergée,
- le générateur photovoltaïque.

sont développées dans l'environnement de programmation de MATLAB/SIMULINK.

Dans l'armature de ce travail, nous avons montré que le contrôle vectoriel est introduit afin de pouvoir commander la machine asynchrone avec une bonne dynamique.

Les résultats obtenus par simulation des méthodes MPPT considérées ont montré qu'il est possible de régler convenablement l'adaptation MPPT - charge (résistive ou onduleur alimentant un moteur asynchrone). Il suffit de bien dimensionner les différentes parties de cette association afin d'éviter l'instabilité du système.

Les résultats de simulation des deux systèmes de pompage, celui à couplage direct (Générateur PV – Onduleur – MAS – Pompe) et l'autre à couplage indirect (Générateur PV – Hacheur boost avec MPPT - Onduleur – MAS – Pompe), pour les mêmes conditions climatiques et les mêmes exigences de pompage (débit + hauteur manométrique) ont montré qu'il est possible de réduire considérablement le

nombre de panneaux photovoltaïques nécessaires. Autrement dit, on peut avoir le maximum de puissance avec le minimum de panneau photovoltaïque.

Pour poursuivre ce travail nous proposons les perspectives suivantes :

- L'optimisation de système de pompage photovoltaïque par des autres techniques d'intelligence artificielle comme la logique floue, les réseaux de neurones artificiels et les réseaux neuro-flous.
- Développer des lois de commande à base des techniques intelligentes et ceux-ci en vue de surmonter les problèmes de non linéarité du modèle imposé par la source PV et la charge. Par ailleurs, l'amélioration du bilan énergétique pourrait être examinée en considérant le niveau du flux rotorique comme un degré supplémentaire dans la procédure d'optimisation.
- Investiguer au niveau de l'implantation des lois de commande MPPT.

Annexes

Annexe 1

Paramètres caractéristiques du générateur PV

Température dans les conditions standard	$T = 25^{\circ} \text{C}$
Eclairement dans les conditions standard	$E = 1000 \text{ W/m}^2$
Tension de circuit ouvert	$V_{co} = 21.7 \text{ V}$
Courant de court-circuit	$I_{cc} = 4.8 \text{ A}$
Puissance maximale	$P_m = 75 \text{ W}$
Tension au point de la puissance maximale	$V_m = 17.2 \text{ V}$
Courant au point de la puissance maximale	$I_m = 3.5 \text{ A}$
Coefficient de température de Courant de court-circuit	$0.065 \pm 0.015 \% / ^{\circ}\text{C}$
Resistance série	$R_s = 0.006$
Coefficient de température de Tension de circuit ouvert	$-160 \pm 20 \text{ mV} / ^{\circ}\text{C}$
Longueur	$L = 1200 \text{ mm}$
Largeur	$A = 527 \text{ mm}$
Epaisseur	$E = 56 \text{ mm}$
Poids	$P_d = 7.6 \text{ Kg}$

Annexe 2

1.1. Hacheur abaisseur (buck)

Un tel convertisseur (Fig. II.1) permet de fixer une tension moyenne réglable $\langle U_s \rangle$ aux bornes de la source I_s tel que $0 < \langle U_s \rangle < U_e$.

La structure du hacheur abaisseur (buck) est constituée d'une seule cellule de commutation, ainsi que représente Fig. II.1. Celle-ci comporte deux interrupteurs à commutation complémentaire, un interrupteur complètement commandable (Transistor Th) en série avec une source de tension (U_e) et un interrupteur à commutation naturelle (Diode Dr) en parallèle avec une source de courant (I_s).

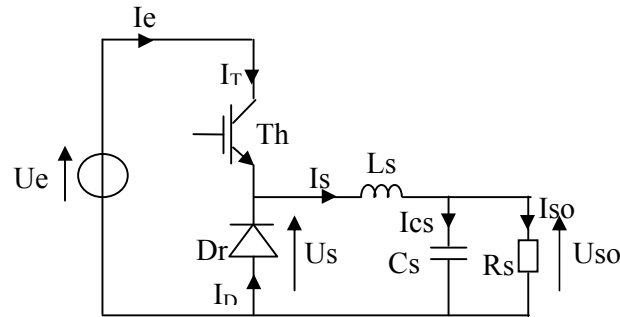


Figure 1 Hacheur abaisseur (Buck) et sa ((charge))

Afin de définir les relations fondamentales qui régissent le fonctionnement d'un hacheur abaisseur, nous nous référons au schéma Fig. II.1.

Par le mécanisme de mise en conduction et de blocage des deux interrupteurs, deux états sont possibles. Autrement dit, suivant les états (complémentaires) respectifs des interrupteurs Th et Dr , deux cas sont possibles :

– Th passant et Dr bloquée. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes:

$$\{U_s = U_e \quad , \quad I_s = I_T = I_e \quad \text{et} \quad I_D = 0\} \quad (\text{II.1})$$

– Th bloqué et Dr passante. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes:

$$\{U_s = 0 \quad , \quad I_s = I_D \quad \text{et} \quad I_e = 0\} \quad (\text{II.2})$$

Les formes d'ondes des courants et tensions dans le convertisseur, ainsi que dans sa charge sont données à titre d'illustration dans la figure II.2.

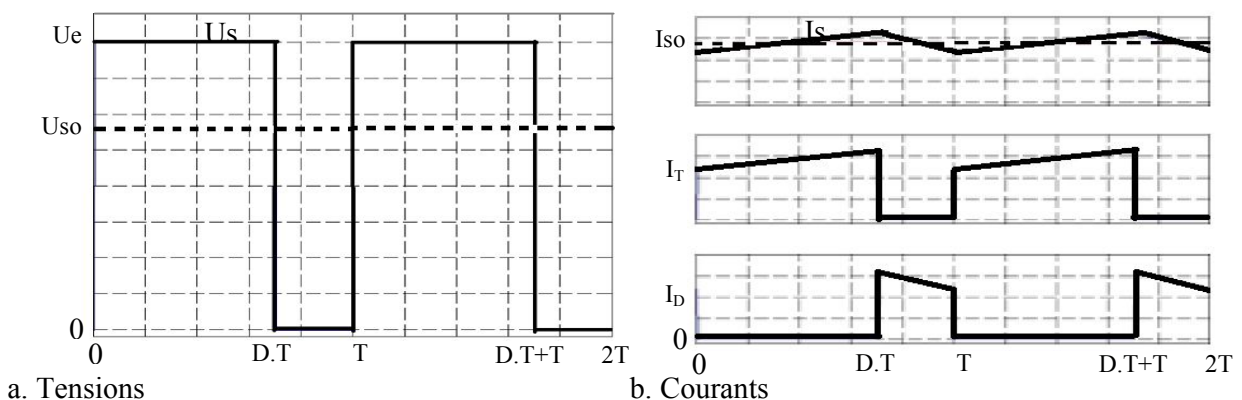


Figure II.2 Grandeurs caractéristiques d'un hacheur abaisseur (buck)

Le couple de composants L_s et C_s forment un filtre passe-bas, dont la fréquence de coupure est nettement inférieure à la fréquence de commutation des interrupteurs. Les ondulations de la tension U_s sont assez atténuées pour devenir d'amplitudes négligeable devant la valeur moyenne de cette tension U_{so} . De ce fait, la tension U_{so} aux bornes de la charge R_s est considéré parfaitement continue.

Quant aux courants (Fig. II.2.b), nous avons représenté :

- Le courant I_s dans l'inductance L_s . Ce courant comporte deux composantes majeures :
- une valeur moyenne $\langle I_s \rangle$,
- une ondulation triangulaire \tilde{i}_s , à la fréquence de commutation des interrupteurs du hacheur.

En outre, ce courant est régi par la relation

$$I_s = \langle I_s \rangle + \tilde{i}_s = I_{cs} + I_{so} \quad (\text{II.6})$$

L'analyse des formes d'ondes permet de déduire :

$$\langle I_s \rangle = I_{so} \rightarrow \tilde{i}_s = I_{cs} \quad (\text{II.7})$$

La valeur moyenne du courant I_s est fixée par le courant I_{so} dans la charge résistive R_s , alors que l'ondulation \tilde{i}_s est absorbée par le condensateur. Nous démontrerons cela ultérieurement.

- Le courant I_T dans le transistor Th : ce courant vaut I_s lorsque Th est passant. Dans cette phase du fonctionnement, l'inductance est soumise à une tension de valeur $U_e - U_{so}$ positive, ce qui entraîne la croissance du courant I_s .
- Le courant I_D dans la diode Dr : ce courant vaut également I_s lorsque la diode est passante. Dans cette phase du fonctionnement, la source de courant est court-circuitée ($U_s = 0V$), ce qui entraîne la décroissance de I_s .

La phase de conduction de la diode est appelée phase de roue libre, dans le sens où la source de courant est déconnectée de l'alimentation U_e , et est livrée à elle même.

Dans le cadre du fonctionnement d'un hacheur abaisseur tel que nous l'avons illustré, nous pratiquerons les hypothèses de travail suivantes :

- on considère la période de commutation T des interrupteurs largement inférieure à la période T_0 de résonance du circuit $L_s C_s$.

$$T \ll T_0 \quad (\text{II.8})$$

- on considère que les ondulations de la tension U_{so} sont négligeables devant les grandeurs continues. Par conséquent, on résume le courant dans la résistance R_s à sa seule composante continue. On considérera ainsi que :

$$\langle I_s \rangle = I_{so} \rightarrow \tilde{i}_s = I_{cs} \quad (\text{II.9})$$

Ceci n'est bien entendu valable que pour l'étude du hacheur en régime permanent. On doit aussi souligner le calcul de toute cellule $L_s C_s$ prend généralement en compte ces hypothèses comme de critères de dimensionnement.

II.1.1.1 Valeur moyenne de U_s

Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur abaisseur, nous nous référons au schéma de la figure II.2.

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_s(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_e dt = \frac{1}{T} [U_e]_0^{DT} = DU_e \quad (\text{II.10})$$

Où :

le rapport cyclique $D = \frac{ton}{T}$, $0 \leq D \leq 1$,

ton est le temps de conduction du transistor Th ,

T est la période de commutation (ou période de découpage) des interrupteurs du hacheur.

Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, on peut faire varier $\langle U_s \rangle$ entre 0V et U_e . Par action sur la durée de conduction du transistor Th , on est en mesure de contrôler de manière continue la valeur de $\langle U_s \rangle$ dans une large plage de valeurs.

On doit cependant préciser que ce calcul n'est valable que pour un fonctionnement correspondant à un courant I_s qui n'est jamais nul (conduction continue).

II.1.1.2 Ondulations du courant de l'inductance L_s et dimensionnement de L_s

Nous avons vu que le courant I_s dans l'inductance L_s est constitué d'une valeur moyenne $\langle I_s \rangle$, et comporte une ondulation \tilde{i}_s autour de cette valeur moyenne.

Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, le courant moyen $\langle I_s \rangle$ est fixé par la valeur du courant dans la charge R_s :

$$\langle I_s \rangle = I_{so} = \frac{U_{so}}{R_s} \quad (\text{II.11})$$

Compte tenu de la relation (II.10), et compte tenu du fait que $\langle U_s \rangle = U_{so}$ il vient :

$$\langle I_s \rangle = \frac{DU_e}{R_s} \quad (\text{II.12})$$

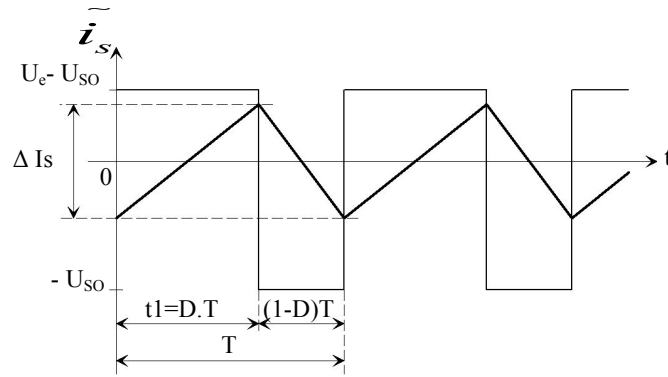
Le courant moyen dans l'inductance L_s est ainsi fixé par :

- la valeur de la source de tension continue d'entrée,
- le rapport cyclique,
- la résistance de charge.

Quant à l'ondulation \tilde{i}_s du courant I_s , celle-ci dépend, outre la valeur de L_s , de la tension appliquée aux bornes de l'inductance L_s par la relation :

$$U_s - U_{so} = L_s \frac{dI_s}{dt} = L_s \frac{d\tilde{i}_s}{dt} \quad (\text{II.13})$$

La représentation du courant \tilde{i}_s est présentée dans la figure II.3.

Figure II.3 Ondulation du courant I_s (courant \tilde{i}_s)

Compte tenu des hypothèses de travail mises en œuvre, l'évolution du courant dans l'inductance est linéaire. On distingue deux phases :

- Le transistor est passant. L'amplitude des ondulations de I_s est définie par la relation :

$$U_e - U_{so} = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t}$$

$$U_e - DU_e = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t} \quad (\text{II.14})$$

$$U_e(1-D) = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t}$$

Le rapport cyclique D est compris entre 0 et 1, la tension appliquée aux bornes de L_s est donc positive. Cette phase correspond ainsi à une phase de croissance du courant dans l'inductance.

- Le transistor est bloqué. Lors de la phase de roue libre la tension U_s est nulle, et l'amplitude des ondulations de I_s est définie par la relation :

$$-U_{so} = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t} \quad (\text{II.15})$$

La tension appliquée aux bornes de L_s est donc négative. La phase de roue libre correspond ainsi à une phase de décroissance du courant dans l'inductance.

L'analyse d'une seule de ces configurations suffit pour déterminer l'amplitude des ondulations \tilde{i}_s . Soit ΔI_s cette amplitude, l'analyse de la phase relative à l'état passant du transistor Th permet d'écrire :

$$U_e(1-D) = L_s \frac{\Delta I_s}{DT}$$

$$\Delta I_s = \frac{U_e(1-D)D}{L_s f} \quad (\text{II.16})$$

Où f est la fréquence de commutation du convertisseur ($f = 1/T$). L'amplitude des ondulations de I_s est donc :

- proportionnelle à la tension de la source de tension continue d'entrée,
- inversement proportionnelle :

- à la valeur de l'inductance L_s ,
- à la valeur de la fréquence de commutation,
- proportionnelle à une fonction de second ordre du rapport cyclique D

Les paramètres U_e , L_s et f sont des paramètres constants. En revanche, le rapport cyclique est susceptible de varier suivant le point de fonctionnement recherché : il est en effet ajusté pour obtenir les valeurs de U_{so} et/ou I_{so} exigées par la consigne de la commande du convertisseur.

Nous proposons le tracé de la variation de ΔI_s en fonction de D . Pour ce faire, nous avons reformulé la relation (II.16) de la façon suivante :

$$\frac{\Delta I_s L_s f}{U_e} = U_e (1-D) D \quad (\text{II.17})$$

Le tracé de $\frac{\Delta I_s L_s f}{U_e} = F(D)$ est présenté dans la figure II.4.

L'ondulation du courant I_s sera maximale pour $D = 0,5$. C'est à partir de cette valeur de D que l'on devra dimensionner la valeur de L_s , afin d'être sûr que l'ondulation ΔI_s n'excédera jamais la valeur spécifiée.

En effet, tout dimensionnement de L_s se fait à partir d'une valeur de ΔI_s imposée. Si l'exploitation de la relation (II.16) conduit à des valeurs de L_s excessives, on devra augmenter la valeur de la fréquence de commutation afin de pouvoir réduire la valeur de L_s en proportion.

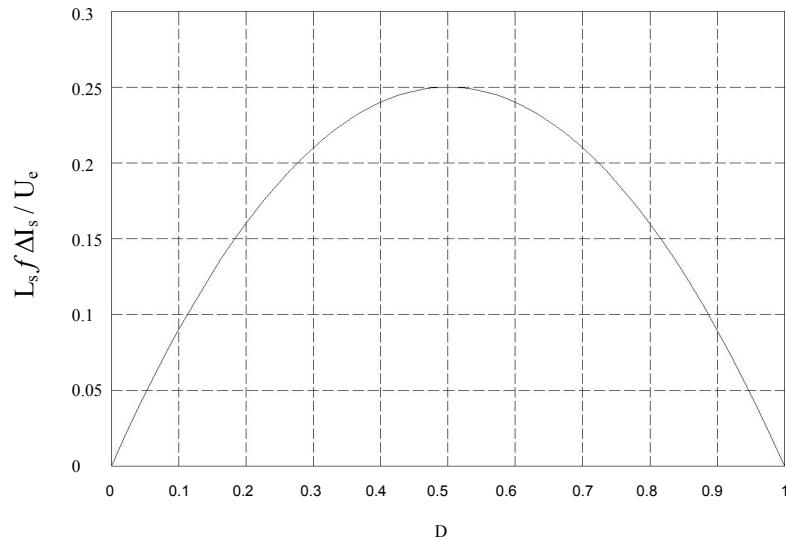
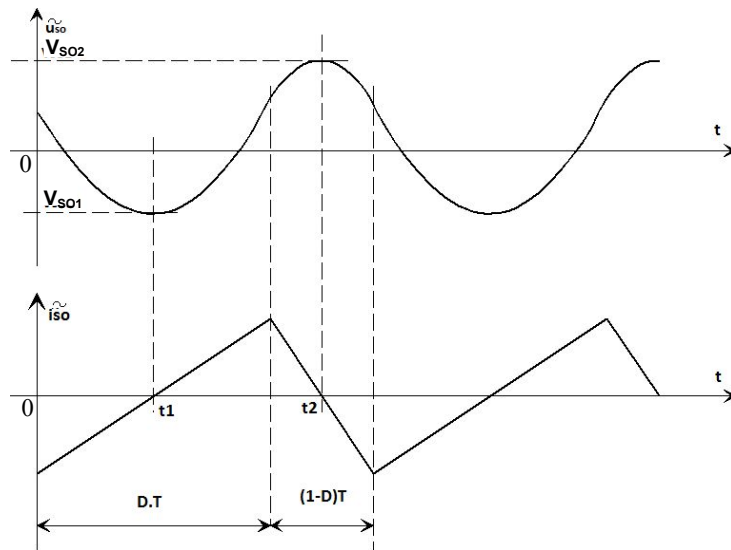


Figure II.4 Ondulation ΔI_s en fonction de D

II.1.1.3 Ondulation de la tension en sortie U_{so} et dimensionnement du condensateur C_s

Nous avons négligé l'ondulation de la tension U_{so} , en la considérant minime devant les grandeurs continues. Nous devons cependant définir une relation qui permette de lier cette ondulation aux valeurs de L_s et C_s , afin d'être en mesure de dimensionner le condensateur pour justifier notre hypothèse de travail. Cette hypothèse correspond en effet dans une grande partie de cas à une donnée du cahier des charges définissant le convertisseur.

Pour définir l'ondulation \tilde{u}_{so} de la tension en sortie U_{so} , nous nous référons à la figure II.5.

Figure II.5 Ondulation de la tension U_{so}

Nous avons représenté l'ondulation \tilde{i}_s du courant I_s . En négligeant les ondulations \tilde{u}_{so} de la tension U_{so} devant les grandeurs continues, on peut écrire (d'après la figure II.1) :

$$\tilde{i}_s = I_{cs} \quad (\text{II.18})$$

Compte tenu de la relation courant/tension définissant le condensateur C_s , on peut écrire :

$$I_{cs} = C_s \frac{d\tilde{u}_{so}}{dt}$$

$$\tilde{i}_s = C_s \frac{d\tilde{u}_{so}}{dt} \quad (\text{II.19})$$

$$\tilde{u}_{so} = \frac{1}{C_s} \int \tilde{i}_s dt$$

Les variations de la tension U_{so} sont l'intégrale des ondulations du courant dans l'inductance L_s . Nous les avons représentées dans la figure II.5. Les variations \tilde{u}_{so} sont ainsi des arcs de paraboles.

Nous définissons ΔU_{so} l'amplitude des ondulations \tilde{u}_{so} . D'après les notations adoptées dans la figure II.5, il vient :

$$\Delta U_{so} = V_{so2} - V_{so1} = \tilde{u}_{so}(t_2) - \tilde{u}_{so}(t_1)$$

$$\Delta U_{so} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{d\tilde{u}_{so}}{dt} dt \quad (\text{II.20})$$

$$\Delta U_{so} = \frac{1}{C_s} \int_{t_1}^{t_2} \tilde{i}_s dt$$

Compte tenu de l'évolution linéaire du courant dans L_s (Fig. II.5), le calcul de cet intégrale est aisé :

$$\Delta U_{so} = \frac{1}{C_s} \left[\frac{DT}{8} \Delta I_s + \frac{(1-D)T}{8} \Delta I_s \right] \quad (\text{II.21})$$

$$\Delta U_{so} = \frac{1}{8C_s} T \Delta I_s$$

Compte tenu de la relation (II.16), il vient :

$$\Delta U_{so} = \frac{U_e (1-D) D}{8L_s C_s f^2} \quad (\text{II.22})$$

L'amplitude de la variation \tilde{u}_{so} autour de sa valeur est :

- proportionnelle à la tension de la source de tension continue d'entrée,
- inversement proportionnelle :
 - à la valeur de l'inductance L_s ,
 - à la valeur du condensateur C_s ,
 - au carré de la fréquence de commutation du convertisseur,
- proportionnelle à une fonction carrée du rapport cyclique, au même titre que ΔI_s .

Comme pour ΔI_s , les paramètres U_e , L_s , C_s et f sont des paramètres constants. En revanche, le rapport cyclique est susceptible de varier. Pour juger son influence, on se reportera à la figure II.9, puisque l'influence de D est identique sur ΔI_s et sur ΔU_{so} .

On notera toutefois l'influence de la fréquence de commutation f du convertisseur. Il est très avantageux de travailler à fréquence de commutation élevée, car une valeur plus faible de C_s permet d'obtenir une même amplitude de ΔU_{so} .

II.1.1.4 Courant en entrée du convertisseur

Les formes d'ondes du courant de sortie I_s et du courant d'entrée I_e du convertisseur (courant prélevé sur la source d'alimentation continue d'entrée) sont présentées par la figure II.6.

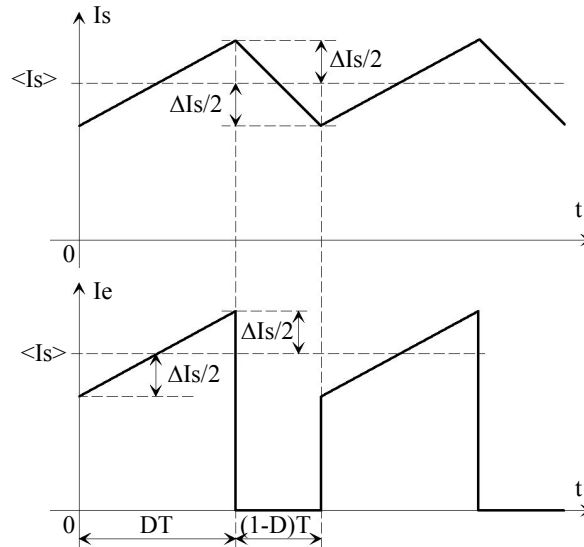


Figure II.6 Courant de sortie et courant d'entrée du convertisseur

Deux phases sont à distinguer :

- Phase de conduction du transistor (pendant DT). Lors de cette phase, on a :

$$I_e = I_s \quad (\text{II.23})$$

Cette phase correspond à la croissance du courant dans la source de courant continu. On y observe donc la valeur moyenne du courant I_s , et les ondulations ΔI_s de ce courant autour de $\langle I_s \rangle$ suivant la relation II.16.

- Phase de roue libre (pendant $(1-D)T$), le courant I_e est nul.

Le calcul de la valeur moyenne $\langle I_e \rangle$ du courant en entrée du convertisseur est introduit par la relation :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_e(t) dt \quad (\text{II.24})$$

A partir des formes d'ondes de la figure II.11, ce calcul est élémentaire :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \left[(\langle I_s \rangle - \frac{\Delta I_s}{2}) DT + \frac{\Delta I_s}{2} DT \right]$$

$$\rightarrow \langle I_e \rangle = D \langle I_s \rangle \quad (\text{II.25})$$

Cette relation doit être placée en regard de la relation définissant la tension moyenne en sortie du convertisseur en fonction de la tension en entrée et du rapport cyclique (équation II.10). On dispose ainsi d'un jeu de deux équations :

$$\text{Tension } \langle U_s \rangle = D \langle U_e \rangle ; \text{ Courant } \langle I_e \rangle = D \langle I_s \rangle \quad (\text{II.26})$$

L'analyse des relations (II.26) permet de faire un rapide bilan des puissances en entrée et en sortie du convertisseur.

Soit P_e la puissance moyenne en entrée du convertisseur. On peut écrire :

$$P_e = \langle U_e \rangle \langle I_e \rangle \quad (\text{II.27})$$

Compte tenu des relations (II.26), il vient :

$$P_e = \frac{\langle U_s \rangle}{D} D \langle I_s \rangle = \langle U_s \rangle \langle I_s \rangle = P_s \quad (\text{II.28})$$

Où P_s est la puissance moyenne en sortie du convertisseur. On démontre ainsi que dans la mesure où l'on néglige les pertes dans les éléments semi-conducteurs du convertisseur, ce dernier est caractérisé par un rendement unitaire.

II.1.1.5 Dimensionnement du condensateur d'entrée C_e du convertisseur

Dans ce cas, la source de tension continue d'entrée est constituée d'un panneau solaire modélisé par une source de courant I_{pv} et d'un condensateur C_e mis en parallèle avec ce panneau.

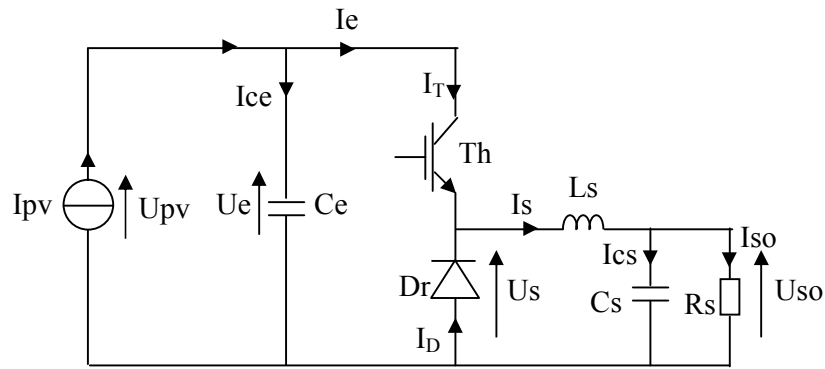


Figure II.7 Hacheur abaisseur (Buck) alimenté par un panneau solaire

Les formes d'ondes du courant de sortie (I_s) et courant d'entrée (I_e) de l'hacheur abaisseur, courant du panneau photovoltaïque (I_{pv}) et courant du condensateur d'entrée (I_{ce}) sont données dans la figure II.8.

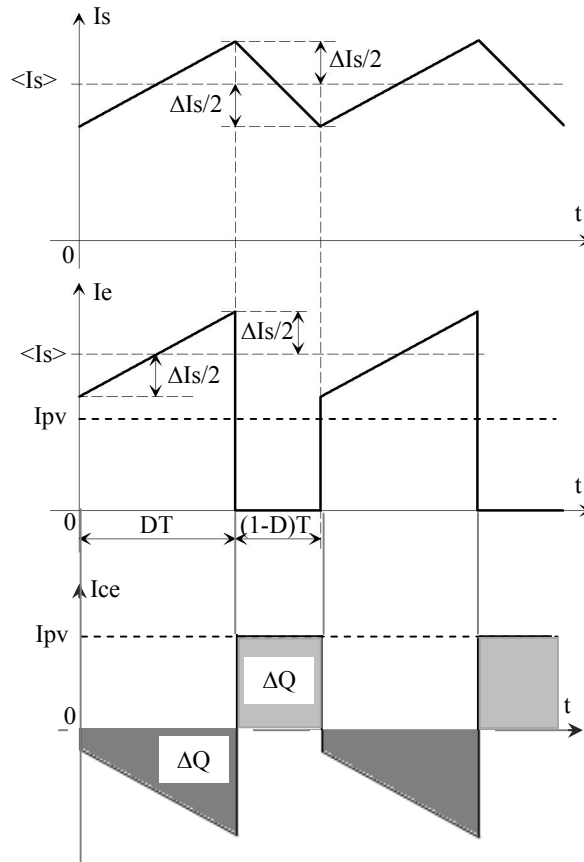


Figure II.8 Courant de sortie (I_s) et courant d'entrée (I_e) de l'hacheur abaisseur, courant du panneau photovoltaïque (I_{pv}) et courant du condensateur d'entrée (I_{ce})

Sachant que la valeur moyenne du courant du condensateur d'entrée est nulle, la quantité de charge électrique du condensateur ΔQ est donnée par :

$$\Delta Q = I_{pv}(T - DT) = I_{pv}T(1 - D) = C_e \Delta U_e \quad (\text{II.29})$$

$$\Delta U_e = \frac{I_{pv}T(1 - D)}{C_e} = \frac{I_{pv}(1 - D)}{fC_e} \quad (\text{II.30})$$

$$C_e = \frac{I_{pv}T(1 - D)}{\Delta U_e} = \frac{I_{pv}(1 - D)}{f\Delta U_e} \quad (\text{II.31})$$

L'amplitude de la variation de la tension d'entrée ΔU_e est :

- proportionnelle au courant du panneau photovoltaïque I_{pv} ,
- inversement proportionnelle :
 - à la valeur du condensateur C_e ,
 - à la valeur de la fréquence de commutation du convertisseur f ,
- proportionnelle négativement à la valeur du rapport cyclique D .

Les paramètres (I_{pv} en régime permanent), (C_e) et (f) sont des paramètres constants. La limitation des ondulations de la tension d'entrée (ΔU_e) particulièrement pour des faibles valeurs du rapport cyclique (D) et des valeurs élevées du courant du panneau photovoltaïque (I_{pv}) peut se faire en augmentant la valeur du condensateur d'entrée (C_e) et/ou celle de la fréquence de commutation de l'hacheur.

II.1.2. Hacheur élévateur (boost)

Un tel convertisseur (Fig. II.9) permet de fixer une tension moyenne réglable $\langle U_s \rangle$ aux bornes de la source I_s tel que $\langle U_s \rangle > U_e$.

La structure du hacheur élévateur (boost) est constituée d'une seule cellule de commutation, ainsi que représente la figure II.9. Celle-ci comporte deux interrupteurs à commutation complémentaire. Le premier interrupteur est complètement commandable (Transistor Th) en parallèle avec la source de courant d'entrée (I_e) constitué d'une source de tension (U_{ei}) en série avec l'inductance (L_e). Le deuxième interrupteur est à commutation naturelle (Diode De) en série avec la source de tension de sortie (U_s) constituée d'une résistance (R_s) en série avec le condensateur (C_s).

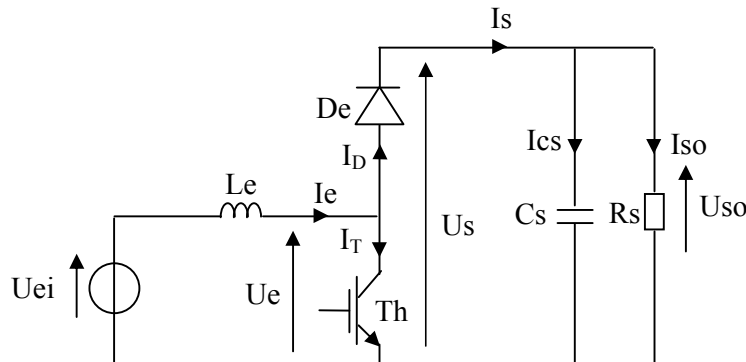


Figure II.9 Hacheur élévateur (Boost) et sa ((charge))

Afin de définir les relations fondamentales qui régissent le fonctionnement d'un hacheur élévateur, nous nous référons au schéma Fig. II.9.

Par le mécanisme de mise en conduction et de blocage des deux interrupteurs, deux états sont possibles. Autrement dit, suivant les états (complémentaires) respectifs des interrupteurs (Th) et (De), deux cas sont possibles :

– Th passant et De bloquée. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes:

$$\{U_e = 0 \quad , \quad I_e = I_T \quad \text{et} \quad I_D = 0\} \quad (\text{II.32})$$

– Th bloqué et De passante. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes:

$$\{U_e = U_s \quad , \quad I_s = I_D = I_e \quad \text{et} \quad I_T = 0\} \quad (\text{II.33})$$

Les formes d'ondes des courants et tensions dans le convertisseur, ainsi que dans sa charge sont données à titre d'illustration dans la figure II.10.

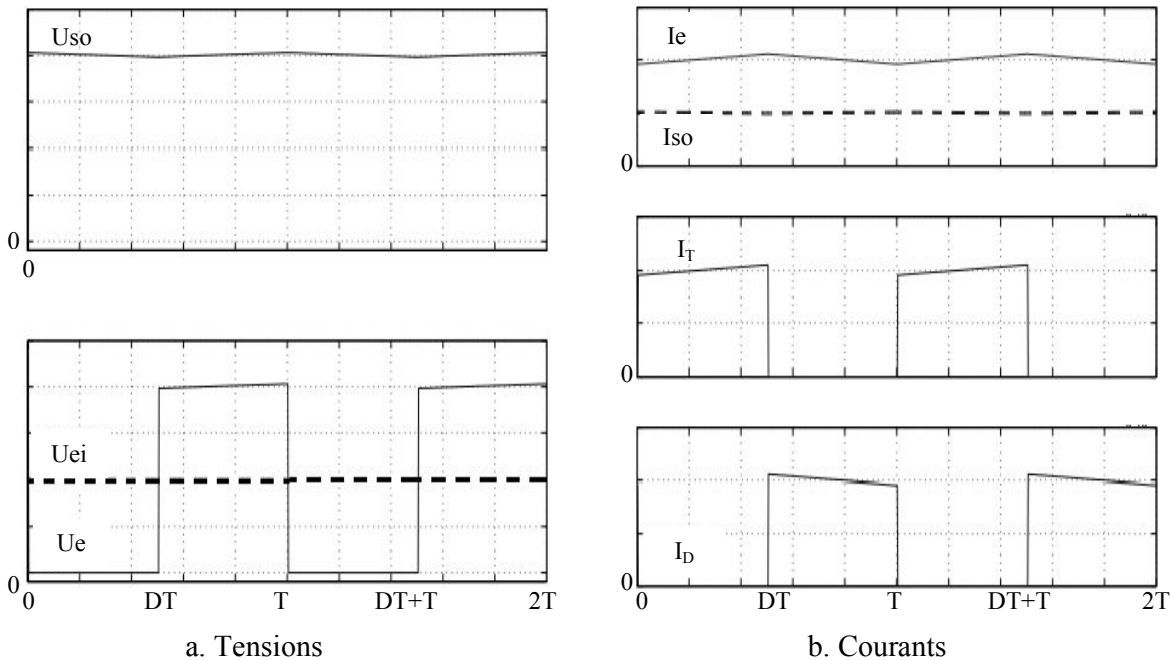


Figure II.10 Grandeurs caractéristiques d'un hacheur élévateur (boost)

Dans le cadre du fonctionnement d'un hacheur élévateur tel que nous l'avons illustré, nous pratiquerons les hypothèses de travail suivantes afin de déterminer les relations fondamentales qui en régissent le fonctionnement :

- on considère la période de commutation T des interrupteurs largement inférieure à la période T_0 de résonance du circuit constitué par (L_e) et (C_s) lorsque le transistor (Th) est passant ($T \ll T_0$).

- on considère que l'ondulation \tilde{i}_{so} du courant dans la résistance R_s est négligeable devant $\langle I_{so} \rangle$.

- en régime permanent, la composante moyenne $\langle I_{cs} \rangle$ du courant dans le condensateur (C_s) est nulle.

Par conséquent, et compte tenu des hypothèses précédentes :

$$\langle I_s \rangle = I_{so} \quad \text{et} \quad \langle I_{cs} \rangle = \tilde{i}_s$$

- on considère que les ondulations de la tension (U_{so}) sont négligeables devant sa valeur moyenne.

Ainsi, pour la tension de sortie, nous considérerons que $U_s = U_{so} = \langle U_s \rangle$.

On doit souligner que ces hypothèses de travail sont aussi considérables pour le dimensionnement des éléments de l'hacheur élévateur.

II.1.2.1 Valeur moyenne de U_s

Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur élévateur, nous nous référons au schéma de la figure II.11.

Nous avons représenté la tension (U_L) aux bornes de l'inductance, ainsi que les variations du courant (i_e) qui la traverse. On définit (D) le rapport cyclique, comme le rapport entre la durée d'amorçage du transistor et la période de commutation du convertisseur T .

La tension (U_L) dépend de la phase de fonctionnement du convertisseur considérée :

- pendant DT : $U_L = U_{ei}$,
- pendant $(1-D)T$: $U_L = U_{ei} - U_{so}$

On peut ainsi calculer l'expression $\langle U_L \rangle$ de la valeur moyenne de U_L :

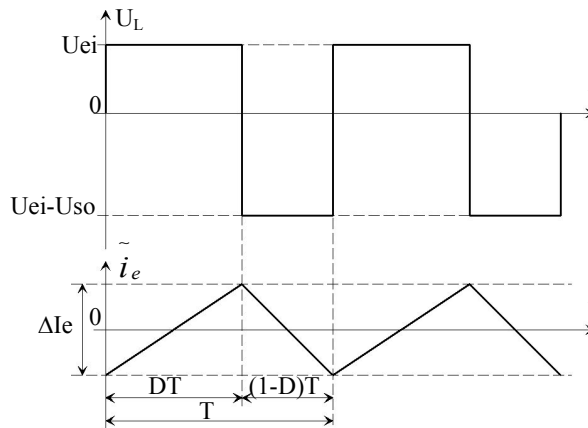


Figure II.11 Tension (U_L) aux bornes de l'inductance (L_e)

$$\begin{aligned} \langle U_L \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T U_L(t) dt \\ \langle U_L \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_{ei} dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (U_{ei} - U_{so}) dt \\ \langle U_L \rangle &= U_{ei} D + (U_{ei} - U_{so})(1 - D) \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance (L_e) est nulle. Par conséquent :

$$\langle U_L \rangle = 0 \rightarrow U_{so} = U_{ei} \frac{1}{1 - D} \quad (\text{II.35})$$

Une telle relation illustre la nature (élevateur) du convertisseur considéré. Le rapport cyclique pouvant varier de 0 à 1, la tension (U_{so}) en sortie peut varier théoriquement de (U_{ei}) à l'infini. Il est bien entendu que ce dernier cas peut s'avérer problématique pour le dimensionnement du convertisseur : il faudrait trouver la diode et le transistor capables de tenir une tension très élevée (théoriquement infinie).

II.1.2.2 Courant en sortie Iso

Les courants en sortie du convertisseur (I_s) et (I_{so}) sont représentés dans la figure II.12.

On distingue deux phases bien distinctes :

- Transistor Th amorcé : pendant une durée DT , la diode (De) est bloquée. Le courant (I_s) est donc nul.

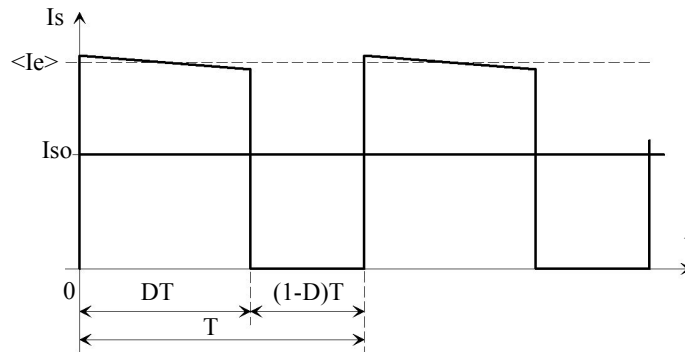


Figure II.12 Courant en sortie du convertisseur

- Transistor (Th) bloqué : pendant une durée $(1-D)T$, la diode (De) est enclenchée afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance (Le). Par voie de conséquence : $I_e = I_s$.

En négligeant l'ondulation du courant (I_e) devant les valeurs moyennes considérées, on peut écrire :

$$I_{so} = \langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_s(t) dt$$

$$I_{so} = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D)T} I_e dt$$

$$I_{so} = (1-D)I_e \quad (\text{II-36})$$

Ou encore

$$\frac{I_{so}}{I_e} = (1-D)$$

On notera que cette relation est duale à celle définissant la tension moyenne en sortie du convertisseur (II.35).

Si le convertisseur boost est élévateur de tension, il est également abaisseur de courant.

On démontre de même que, compte tenu des hypothèses de travail pratiquées (rendement de la cellule de commutation unitaire), la puissance en sortie ($U_{so} I_{so}$) est identique à la puissance injectée en entrée ($U_{ei} \langle I_e \rangle$).

II.1.2.3 Ondulation de la tension U_{so} et dimensionnement du condensateur de sortie C_s

Les hypothèses adoptées conduisent à négliger l'ondulation de la tension U_{so} , considérée minimale devant les grandeurs continues. Nous devons cependant définir une relation qui permette de lier cette ondulation aux paramètres du convertisseur, afin d'être en mesure de dimensionner le condensateur pour justifier notre hypothèse de travail.

Pour définir l'ondulation \tilde{u}_{so} de la tension en sortie U_{so} , nous nous référons au schéma de la figure II.13.

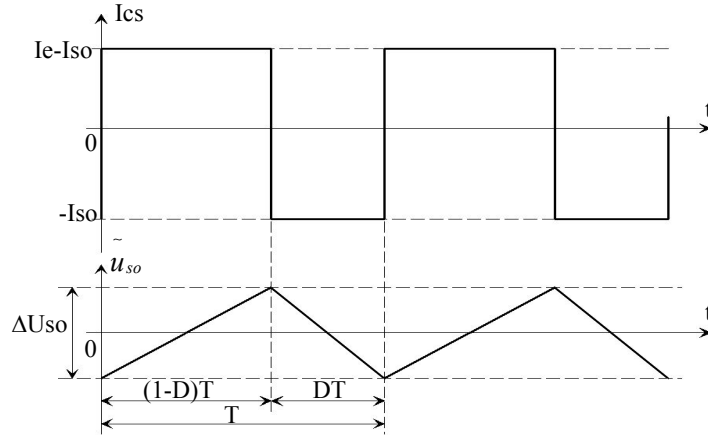


Figure II.13 Ondulation de la tension de sortie

Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, on peut décomposer le courant I_s en une composante moyenne $\langle I_s \rangle$ et une composante continue \tilde{i}_s , telles que :

$$I_s = \langle I_s \rangle + \tilde{i}_s \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \langle I_s \rangle = I_{so} \\ \tilde{i}_s = I_{cs} \end{cases} \quad (\text{II-37})$$

Ces propriétés sont représentées dans la figure II.13. Le courant I_{cs} dans le condensateur est donc constitué de créneaux qui valent respectivement $I_e - I_{so}$ (pendant $(1-D)T$) et $-I_{so}$ (pendant DT). Les variations \tilde{u}_{so} de la tension de sortie sont définies par la relation :

$$I_{cs} = C_s \frac{d\tilde{u}_s}{dt} \quad (\text{II-38})$$

La tension aux bornes de C_s varie linéairement, ce qui permet d'écrire, sur la durée $(1-D)T$:

$$\begin{aligned} \tilde{u}_s &= \frac{1}{C_s} \int_0^{(1-D)T} (I_e - I_{so}) dt \\ \Delta U_{so} &= \frac{1}{C_s} [I_e - I_{so}]_0^{(1-D)T} \\ \Delta U_{so} &= \frac{1}{C_s} I_{so} DT \\ \Delta U_{so} &= \frac{1}{R_s C_s f} U_{so} D \\ \Delta U_{so} &= \frac{U_e}{R_s C_s f} \frac{D}{1-D} \end{aligned} \quad (\text{II-39})$$

Où ΔU_{so} représente l'amplitude des ondulations de tension de sortie du convertisseur. Ces ondulations sont bien évidemment fonction des paramètres du système, mais également du rapport cyclique D .

Nous proposons dans la figure II.14 les variations du rapport $\frac{D}{1-D}$ en fonction de D .

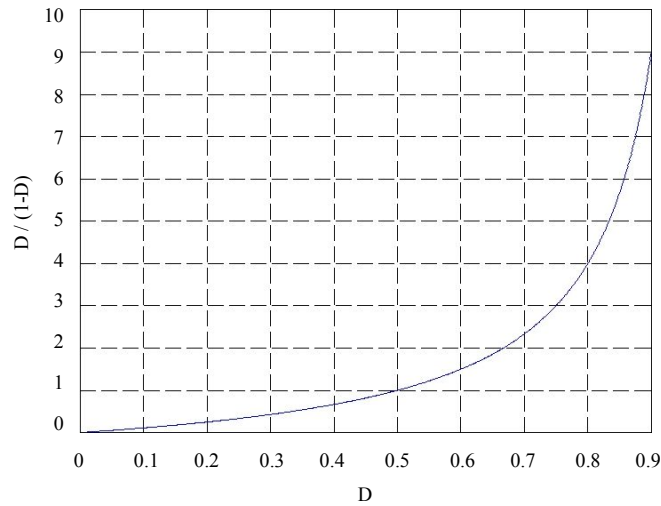


Figure II.14 Ondulation de tension fonction de D

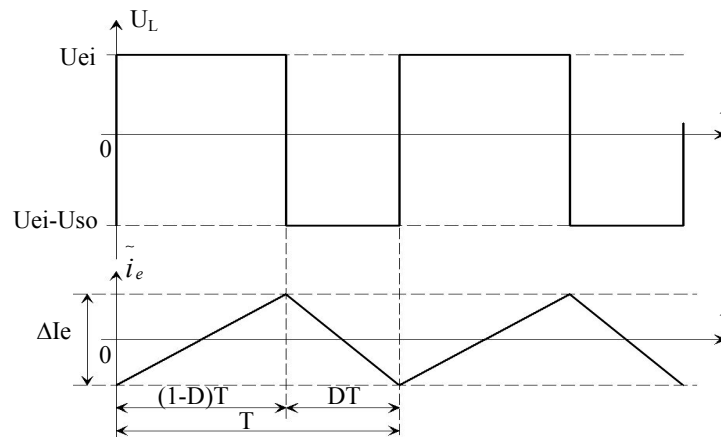
Lorsque les paramètres R_s , C_s , f et U_e sont fixés, l'amplitude des ondulations de (U_{so}) est d'autant plus grande que le rapport cyclique est élevé.

Pour fixer la valeur de (ΔU_{so}) au moyen de (C_s), on devra donc travailler sur un pire cas, en considérant la valeur maximale que peut prendre (D). Cela conduit cependant à sur-dimensionner la capacité de (C_s) si le fonctionnement du convertisseur se fait à une valeur de (D) nettement en dessous de la valeur considérée lors du dimensionnement.

On notera cependant l'intérêt de choisir pour la fréquence de commutation (f) du convertisseur une valeur la plus élevée possible. Cela permet en effet de réduire d'autant la capacité du condensateur C_s .

II.1.2.4 Ondulation du courant I_e et dimensionnement de l'inductance d'entrée L_e

Nous donnons dans la figure II.15, les représentations de la tension (U_L) aux bornes de l'inductance (L_e), ainsi que les variations (\tilde{i}_e) du courant (I_e) autour de sa valeur moyenne.

Figure II.15 Ondulation de courant dans l'inductance L_e

Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, les variations \bar{i}_e sont linéaires :

- pendant DT : le transistor (Th) est amorcé. La tension aux bornes de (Le) vaut (U_{ei}). Cette phase correspond à la croissance du courant dans l'inductance.
- pendant $(1-D)T$: la diode (De) est amorcée. La tension (U_L) aux bornes de (Le) vaut ($U_{ei}-U_{so}$) qui négative car $U_{so} > U_{ei}$. Cela correspond à la décroissance du courant dans l'inductance.

Pendant la phase où U_L est positive, on peut écrire:

$$U_L = U_{ei} = L_e \frac{\Delta I_e}{DT} \quad (\text{II-40})$$

Où (ΔI_e) est l'amplitude des ondulations du courant (I_e). Il vient que :

$$\Delta I_e = \frac{U_{ei}}{L_e f} D \quad (\text{II-41})$$

Les ondulations du courant (I_e) sont ainsi directement proportionnelles au rapport cyclique (D). Pour dimensionner (Le), on aura donc considéré la valeur maximale que peut prendre (D), afin que (I_e) ne dépasse jamais la valeur prescrite. On prendra en compte l'influence de la fréquence de commutation (f), que l'on choisira la plus élevée possible : cela permet de réduire avec bénéfice la valeur de (Le) permettant de fixer (ΔI_e).

II.1.2.5 Dimensionnement du condensateur d'entrée C_e du convertisseur

Dans ce cas, la source de tension continue d'entrée est constituée d'un panneau solaire modélisé par une source de courant I_{pv} et d'un condensateur C_e mis en parallèle avec ce panneau.

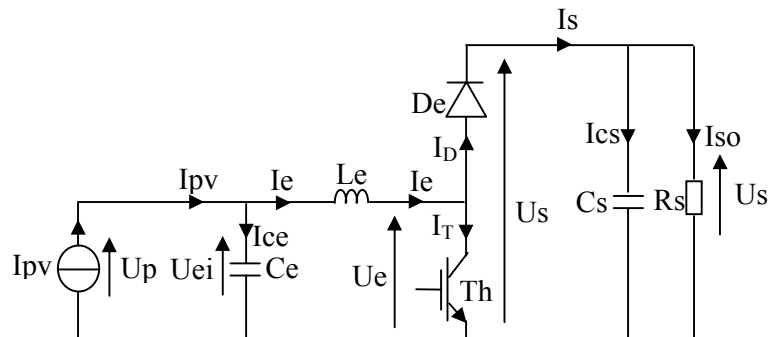


Figure II.16 Hacheur élévateur (Boost) alimenté par un panneau solaire

Les formes d'ondes du courant d'entrée (I_e) de l'hacheur élévateur, courant du panneau photovoltaïque (I_{pv}) et courant du condensateur d'entrée (I_{ce}) sont données dans la figure II.17.

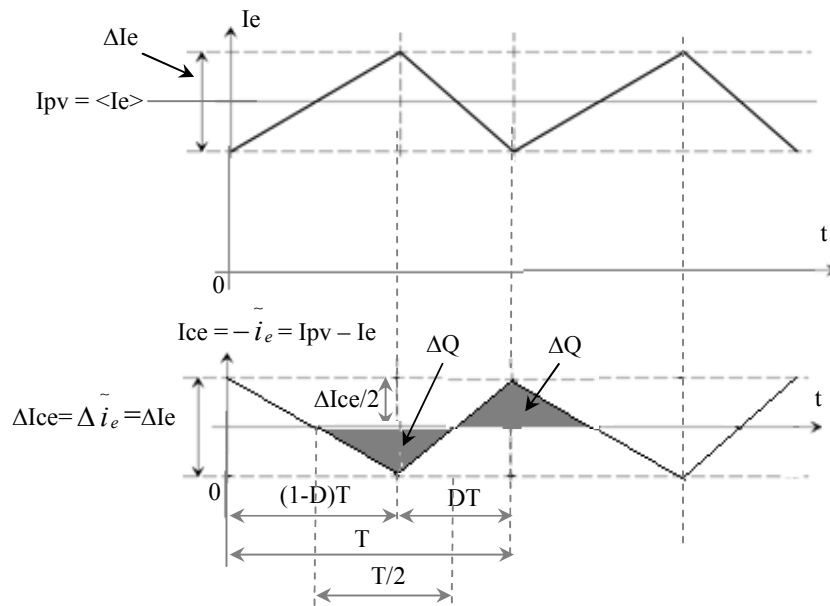


Figure II.17 Courant d'entrée (I_e) l'hacheur élévateur, courant du panneau photovoltaïque (I_{pv}) et courant du condensateur d'entrée (I_{ce})

Sachant que la valeur moyenne du courant du condensateur d'entrée est nulle, la quantité de charge électrique du condensateur ΔQ est donnée par :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_{ce}}{2} \frac{T}{2} = C_e \Delta U_{ei} \quad (\text{II.42})$$

$$\Delta U_{ei} = \frac{T \Delta I_{ce}}{8 C_e} = \frac{T (\Delta I_e)}{8 C_e} = \frac{(\Delta I_e)}{8 f C_e} \quad (\text{II.43})$$

$$C_e = \frac{(\Delta I_e)}{8 f \Delta U_{ei}} \quad (\text{II.44})$$

L'amplitude de la variation de la tension d'entrée ΔU_{ei} est :

- proportionnelle à l'amplitude de l'ondulation du courant de l'inductance d'entrée ΔI_e ,
- inversement proportionnelle :
 - à la valeur du condensateur C_e ,
 - à la valeur de la fréquence de commutation du convertisseur f ,

Les paramètres (ΔI_e en régime permanent), (C_e) et (f) sont des paramètres constants. La limitation des ondulations de la tension d'entrée (ΔU_{ei}) peut se faire en augmentant la valeur du condensateur d'entrée (C_e) et/ou celle de la fréquence de commutation de l'hacheur (f).

II.1.3. Hacheur abaisseur-élévateur (buck-boost)

Il est caractérisé par son aptitude à fournir une tension continue réglable de valeur moyenne plus faible, ou plus élevée que celle appliquée en son entrée. Ceci dépend de la valeur du rapport cyclique.

La structure de l'hacheur abaisseur-élévateur comporte deux interrupteurs (transistor (Th) et diode (Dr)) et trois sources :

- source de tension U_e : cette source fournit de la puissance est représentée par un générateur de tension supposé parfait U_e ,
- source de tension U_s : cette source constitue la charge. En effet, c'est la résistance R_s qui présente la charge de l'hacheur. Nous avons placé en parallèle avec la résistance R_s le condensateur C_s qui confère à l'ensemble le caractère source de tension requis,
- source de courant I_L : nous avons placé une l'inductance L . A l'échelle des commutations de Th et de Dr , le caractère inertie de courant de (L) permet de conférer à cette dernière la nature source de courant requise.

Les composants suscités constituent une cellule de commutation constituée d'une maille comportant en série, le transistor Th , la diode Dr , la source de tension d'entrée (U_e) et la source de tension de sortie (U_s) (R_s en parallèle avec C_s), et entre les deux sources de tension est insérée la source de courant (L).

Afin de définir les relations fondamentales qui régissent le fonctionnement d'un hacheur buck-boost, nous nous référons au schéma de la figure II.18.

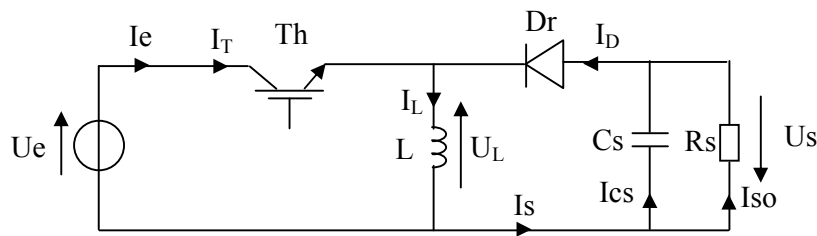


Figure II.18 Hacheur buck-boost et sa ((charge))

Les formes d'ondes des courant et tensions dans le convertisseur, ainsi que dans sa charge sont données a titre d'illustration comme indiqué sur la figure II.19.

Suivant les états respectifs des interrupteurs Th et Dr , la tension (U_L) aux bornes de (L) vaut (U_e) ou bien ($-U_s$), et est par conséquent constituée de créneaux. Dans l'exemple donné, on se trouve dans un cas où $U_s > U_e$. Le buck-boost y est caractérisé dans sa nature élévatrice. Les formes d'ondes données auraient été cependant voisines si l'on avait choisi un fonctionnement en abaisseur.

Pour les courants, nous avons représenté (figure II.19) :

- le courant I_L dans l'inductance L : Ce courant est constitué d'une valeur moyenne, ainsi que d'une ondulation autour de cette valeur moyenne. Le fonctionnement du convertisseur est ainsi un fonctionnement en régime de conduction continue.

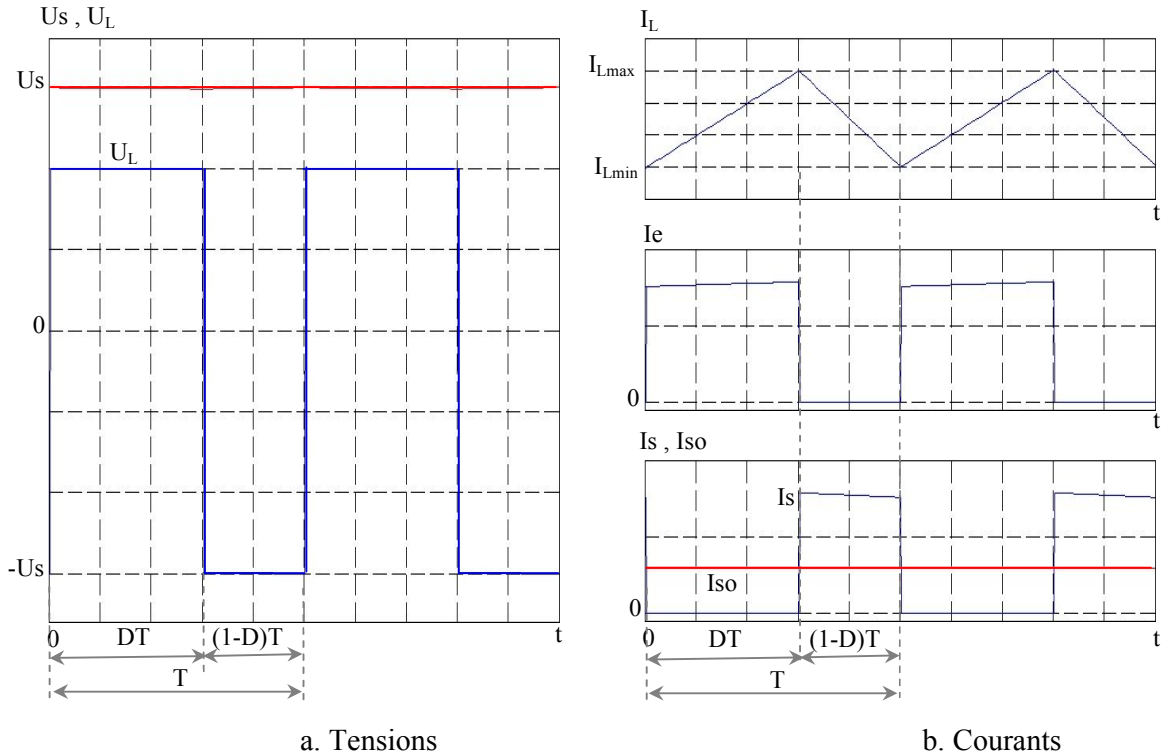


Figure II.19 Grandeurs caractéristiques de l'hacheur buck-boost

- le courant dans le transistor Th , qui est également le courant (I_e) fourni par la source de tension U_e : lorsque Th est passant, alors $I_T = I_e = I_L$. Cette phase correspond à la phase de croissance du courant dans l'inductance L .

- le courant dans la diode (Dr), qui est également le courant (I_s) absorbé par la source de tension (U_s) : lorsque (Dr) est passante, alors $I_D = I_L = I_s$. Cette phase correspond à la phase de décroissance de courant dans l'inductance L .

- le courant (I_{so}) dans la résistance de charge (R_s), dont on peut considérer l'ondulation résiduelle comme parfaitement négligeable devant la valeur moyenne. Le condensateur (C_s) a en effet été dimensionné pour cela, suivant un critère que nous définirons ultérieurement.

Dans le cadre du fonctionnement d'un hacheur buck-boost tel que nous venons de l'illustrer, nous pratiquerons les hypothèses de travail suivantes afin de déterminer les relations fondamentales qui en régissent le fonctionnement :

- on considère la période de commutation T des interrupteurs largement inférieure à la constante de temps du circuit constitué par C_s et R_s lorsque le transistor Th est passant.

- on considère que l'ondulation \tilde{i}_{so} du courant dans la résistance R_s est négligeable devant $\langle I_{so} \rangle$.

- en régime permanent, la composante moyenne $\langle I_{cs} \rangle$ du courant dans le condensateur Cs est nulle.

Par conséquent, et compte tenu des hypothèses précédentes : $\langle I_s \rangle = I_{so}$ et $I_{cs} = \tilde{i}_{so}$.

- on considère que les ondulations de la tension U_s sont négligeables devant sa valeur moyenne. Ainsi, pour la tension de sortie, nous considérerons que $U_s = \langle U_s \rangle$. On pose : $U_s = U_{so}$

On doit souligner que ces hypothèses de travail ne sont quasiment pas restrictives, car le dimensionnement des éléments de ce convertisseur permet d'agir dans le sens du respect de ces hypothèses, qui sont souvent des critères de dimensionnement.

II.1.3.1 Valeur moyenne U_{so} de U_s

Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur élévateur-abaisseur, nous nous référons au schéma de la figure II.20.

Nous avons représenté la tension U_L aux bornes de l'inductance, ainsi que les variations du courant I_L qui la traverse.

La tension U_L dépend de la phase de fonctionnement du convertisseur considérée :

- pendant DT : $U_L = U_e$,

- pendant $(1-D)T$: $U_L = -U_{so}$

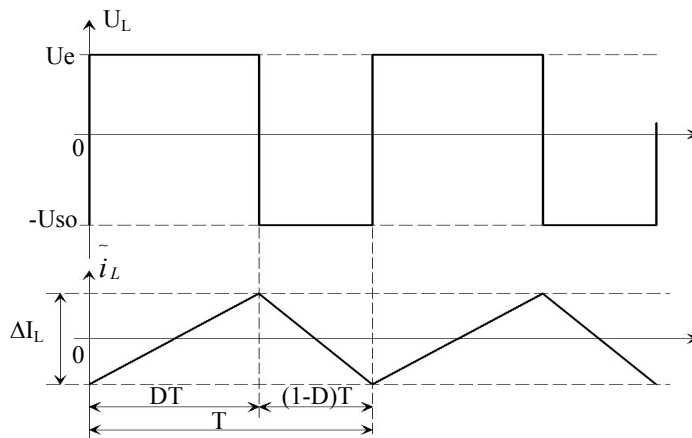


Figure II.20 Tension U_L et composante ondulée \tilde{i}_L du courant de l'inductance L

On peut ainsi calculer l'expression de la valeur moyenne $\langle U_L \rangle$ de U_L :

$$\langle U_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_L(t) dt$$

$$\langle U_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_e(t) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T -U_{so}(t) dt \quad (\text{II.45})$$

$$\langle U_L \rangle = U_e D - U_{so} (1-D)$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance L est nulle. Par conséquent :

$$\langle U_L \rangle = 0$$

$$U_{so} = U_e \frac{D}{1-D} \quad (\text{II.46})$$

Une telle relation illustre la nature (abaisseur-élevateur) du convertisseur considéré. Le rapport cyclique pouvant varier de 0 à 1, la tension U_{so} en sortie peut varier théoriquement de 0 à l'infini. Cette élévation excessive de U_{so} ($U_{so} \rightarrow \infty$) peut s'avérer problématique pour le dimensionnement du convertisseur : il faudrait trouver la diode et le transistor capables de tenir une tension élevée.

Malgré cette restriction (qui peut rendre un tel convertisseur difficile à piloter), le hacheur buck-boost permet, grâce à la valeur du rapport cyclique D d'obtenir en sortie une tension qui sera, suivant D , ou plus faible, ou plus élevée que la tension en entrée.

II.1.3.2 Courant en sortie Iso

Les courants en entrée, en sortie, ainsi que dans l'inductance L sont représentés dans la figure II.21.

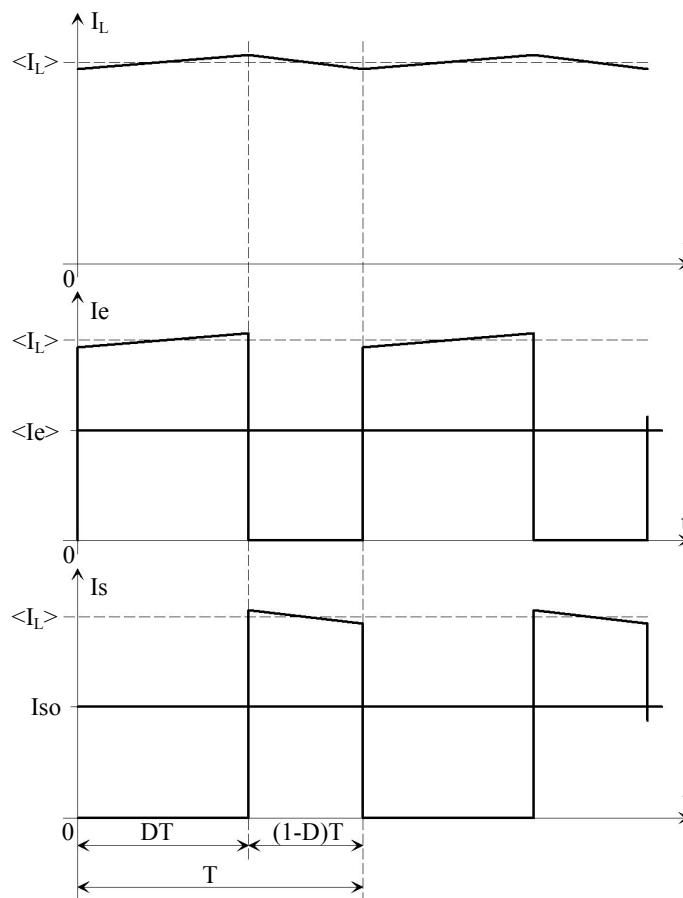


Figure II.21 Courants en entrée et en sortie de l'hacheur buck-boost et courant que dans l'inductance L

On distingue deux phases bien distinctes :

- Transistor Th amorcé : pendant une durée DT , la diode Dr est bloquée. Le courant I_s est donc nul. Pendant cette phase, $I_e = I_L$.
- Transistor Th bloqué : pendant une durée $(1-D)T$, la diode Dr est enclenchée afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance L . Par voie de conséquence, $I_L = I_s$, alors que $I_e = 0$.

En négligeant l'ondulation du courant dans l'inductance L devant celles des courants I_e et I_s on peut écrire :

$$I_{so} = \langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_s(t) dt$$

$$I_{so} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \langle I_L \rangle dt \quad (\text{II.47})$$

$$I_{so} = (1-D) \langle I_L \rangle$$

On peut écrire de même pour le courant d'entrée I_e :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_e(t) dt$$

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \langle I_L \rangle dt \quad (\text{II.48})$$

$$I_e = D \langle I_L \rangle$$

On peut alors déduire des relations (II.47) et (II.48) le lien entre les valeurs moyennes de I_e et I_s :

$$\frac{I_{so}}{\langle I_e \rangle} = \frac{(1-D)}{D} \quad (\text{II.49})$$

On notera que cette relation est duale à celle définissant la tension moyenne en sortie de l'hacheur (II.46).

Si le convertisseur buck-boost est abaisseur-élevateur de tension, il est également élevateur-abaisseur de courant.

Compte tenu des hypothèses de travail pratiquées (rendement de la cellule de commutation unitaire), la puissance en sortie ($U_{so} I_{so}$) est identique à la puissance injectée en entrée ($U_e \langle I_e \rangle$).

II.1.3.3 Ondulation de la tension U_s et dimensionnement du condensateur de sortie C_s

Les hypothèses de travail adoptées conduisent à négliger l'ondulation de la tension U_s , en la considérant minime devant les grandeurs continues. Nous devons cependant définir une relation qui permette de lier cette ondulation aux paramètres du convertisseur, afin d'être en mesure de dimensionner le condensateur pour justifier notre hypothèse de travail.

Pour définir l'ondulation \tilde{u}_s de la tension en sortie U_s , nous nous référons au schéma de la figure II.22. Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, on peut décomposer le courant I_s en une composante moyenne $\langle I_s \rangle = I_{so}$ et une composante ondulée \tilde{i}_s , telles que :

$$I_s = I_{so} + \tilde{i}_s \quad \text{et} \quad \tilde{i}_s = I_{cs} \quad (\text{II.50})$$

Ces propriétés sont représentées dans la figure II.22. Le courant I_{cs} dans le condensateur est donc constitué de créneaux qui valent respectivement I_{so} (pendant DT) et $I_L - I_{so}$ (pendant $(1-D)T$). Les variations \tilde{u}_s de la tension de sortie sont définies par la relation:

$$I_{cs} = \frac{d\tilde{u}_s}{dt} \quad (\text{II.51})$$

La tension aux bornes de C_s varie linéairement, ce qui permet d'écrire, sur la durée DT :

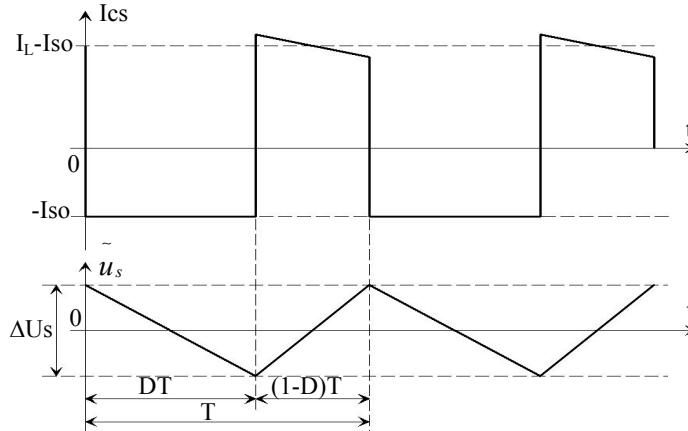


Figure II.22 Ondulation de la tension de sortie

$$\begin{aligned} -\tilde{u}_s &= \frac{1}{C_s} \int_0^{DT} -I_{so} dt \\ \Delta U_s &= \frac{1}{C_s} [I_{so}]_0^{DT} \\ \Delta U_s &= \frac{1}{C_s} I_{so} DT \\ \Delta U_s &= \frac{1}{R_s C_s f} U_{so} D \\ \Delta U_s &= \frac{U_e}{R_s C_s f} \frac{D^2}{1-D} \end{aligned} \quad (\text{II.51})$$

Où U_s représente l'amplitude des ondulations de tension en sortie du convertisseur. Ces ondulations sont bien évidemment fonction des paramètres du système, mais également du rapport cyclique D . Nous proposons dans la figure II.23 les variations du rapport $\frac{D^2}{1-D}$ en fonction de D .

Il apparaît que lorsque les paramètres R_s , C_s , f et U_e sont fixés, l'amplitude des ondulations de U_s est d'autant plus grande que le rapport cyclique est élevé.

Pour fixer la valeur de U_s au moyen de C_s on devra donc travailler sur un pire cas, en considérant la valeur maximale que peut prendre D . Cela conduit cependant à sur-dimensionner la capacité de C_s si

le fonctionnement du convertisseur se fait à une valeur de D nettement en dessous de la valeur considérée lors du dimensionnement.

Ce résultat peut être placé en regard de l'expression de l'ondulation de tension en sortie d'un convertisseur boost (1.39) : de ce point de vue, sachant que $0 < D < 1$, le buck-boost présente une ondulation de la tension U_s moindre que celle du boost.

A l'instar du boost, on notera l'intérêt de choisir pour la fréquence de commutation f du convertisseur une valeur la plus élevée possible. Cela permet en effet de réduire d'autant la capacité du condensateur C_s .

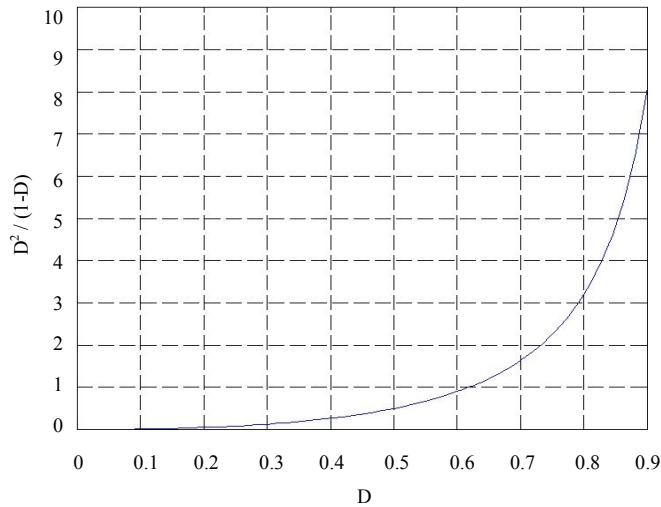


Figure II.23 Ondulation de tension fonction de D

II.1.3.4 Ondulation du courant I_L et dimensionnement de l'inductance L

Nous représentons dans la figure II.24 Fig. 1.45 la tension U_L aux bornes de l'inductance L , ainsi que des variations \tilde{i}_L il du courant I_L autour de sa valeur moyenne.

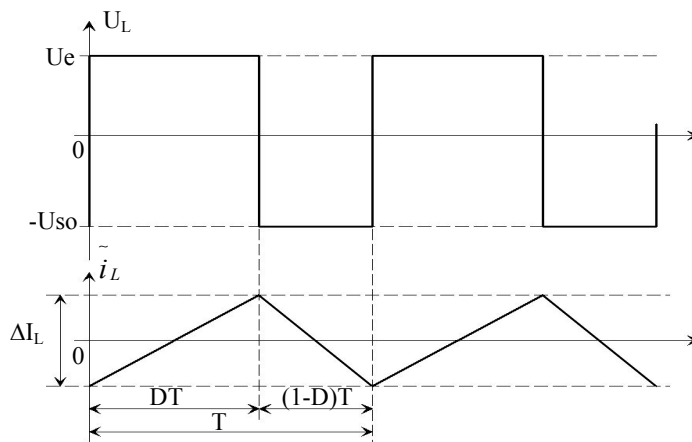


Figure II.24 Tension U_L et ondulation de courant \tilde{i}_L de l'inductance L

Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, les variations \tilde{i}_L sont linéaires :

- pendant DT : le transistor Th est amorcé. La tension aux bornes de L vaut U_e . Cette phase correspond à la croissance du courant dans l'inductance.
- pendant $(1-D)T$: la diode Dr est amorcée. La tension aux bornes de L vaut $-U_{so}$. La tension U_L est négative, ce qui correspond à la décroissance du courant dans l'inductance.

Pendant la phase où U_L est positive, on peut écrire :

$$U_L = U_e = L \frac{\Delta I_L}{DT} \quad (\text{II.52})$$

Où ΔI_L est l'amplitude des ondulations du courant I_L . Il vient donc :

$$\Delta I_L = \frac{U_e}{Lf} \quad (\text{II.53})$$

Les ondulations du courant I_L sont ainsi directement proportionnelles au rapport cyclique D . Pour dimensionner L , il faut considérer la valeur maximale que peut prendre D , afin que ΔI_L ne dépasse jamais la valeur prescrite. On prendra en compte l'influence de la fréquence de commutation f , que l'on choisira la plus élevée possible : cela permet de réduire avec bénéfice la valeur de L permettant de fixer ΔI_L .

On notera enfin que cette relation est en tout point identique à celle donnant l'ondulation du courant dans l'inductance du convertisseur boost (équation (II-41)).

II.1.3.5 Dimensionnement du condensateur d'entrée C_e du convertisseur

Dans ce cas, la source de tension continue d'entrée est constituée d'un panneau solaire modélisé par une source de courant I_{pv} et d'un condensateur C_e mis en parallèle avec ce panneau.

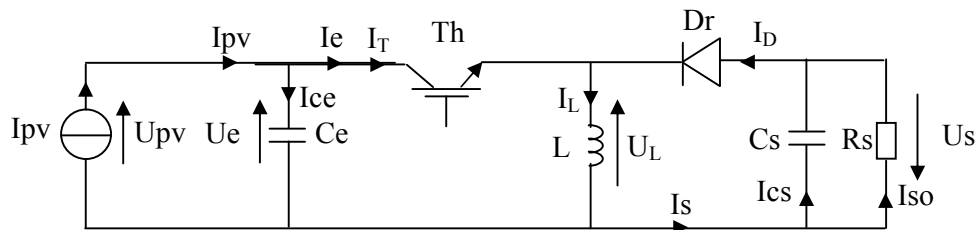


Figure II.25 Hacheur buck-boost alimenté par un panneau solaire

Les formes d'ondes du courant de l'inductance (I_L), courant d'entrée (I_e) de l'hacheur buck-boost, courant du panneau photovoltaïque (I_{pv}) et courant du condensateur d'entrée (I_{ce}) sont données dans la figure II.26

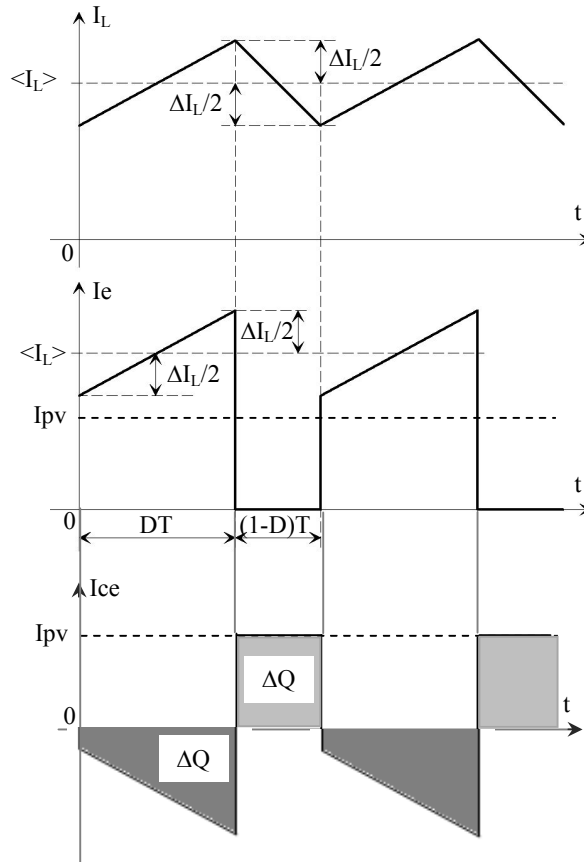


Figure II.26 Courant de l'inductance (I_L), courant d'entrée (I_e) de l'hacheur buck-boost, courant du panneau photovoltaïque (I_{pv}) et courant du condensateur d'entrée (I_{ce})

Sachant que la valeur moyenne du courant du condensateur d'entrée est nulle, la quantité de charge électrique du condensateur ΔQ est donnée par :

$$\Delta Q = I_{pv}(T - DT) = I_{pv}T(1 - D) = C_e \Delta U_e \quad (\text{II.54})$$

$$\Delta U_e = \frac{I_{pv}T(1 - D)}{C_e} = \frac{I_{pv}(1 - D)}{fC_e} \quad (\text{II.55})$$

$$C_e = \frac{I_{pv}T(1 - D)}{\Delta U_e} = \frac{I_{pv}(1 - D)}{f\Delta U_e} \quad (\text{II.56})$$

L'amplitude de la variation de la tension d'entrée ΔU_e est :

- proportionnelle au courant du panneau photovoltaïque I_{pv} ,
- inversement proportionnelle :
 - à la valeur du condensateur C_e ,
 - à la valeur de la fréquence de commutation du convertisseur f ,
- proportionnelle négativement à la valeur du rapport cyclique D .

Les paramètres (I_{pv} en régime permanent), (C_e) et (f) sont des paramètres constants. La limitation des ondulations de la tension d'entrée (ΔU_e) particulièrement pour des faibles valeurs du rapport cyclique (D) et des valeurs élevées du courant du panneau photovoltaïque (I_{pv}) peut se faire en augmentant la valeur du condensateur d'entrée (C_e) et/ou celle de la fréquence de commutation de l'hacheur.

Annexe 3**Moteur asynchrone 6 KW**

Synchronous Speed ω_s	314.2 <i>rad/s</i>
Rotor Speed ω_r	307.5 <i>rad/s</i>
Slip s	2.1 %
Stator Flux magnitude	1.28
Stator Flux Angle	280 degree
Torque	20.6 <i>N.m</i>
R_s	1.19 Ω
R_r	1.04 Ω
L_s	0.01759 H
L_r	0.01759 H
L_m	0.55 H
f	0.001 <i>N.m/s/rad</i>
J	0.01 $\text{Kg}\cdot\text{m}^2$
P	1
Applied voltage (line to line)	415 V
Frequency	50 Hz

Annexe 4

Pompe centrifuge

Q_{max}	45m ³ /h
P_n	6 KW
T_{max}	38°C
η_{max}	77.6%
K_r	2.1723 10 ⁻⁴
K_p	2.0636 10 ⁻⁴
K_0	4.8 10 ⁻⁴
K_1	-10 ⁻⁷
K_2	-8 10 ⁻³

Domaines d'emploi

Pompage d'eaux claires ou légèrement chargées pour

- l'alimentation en eau générale,
- l'irrigation et l'arrosage,
- la surpression,
- l'alimentation en eau de secours,
- le rabattement et le maintien de nappe.

En outre, les groupes immergés sont utilisés dans

- les mines,
- les réseaux sprinklers,
- les installations à jet d'eau etc.

Teneur en sable maxi. du liquide véhiculé : 50 g/m³.

La version en acier duplex convient également pour l'eau de mer agressive.

Caractéristiques

Débit	Q	jusqu'à 330 m ³ /h (92 l/s)
Hauteur de refoulement	H	jusqu'à 460 m
Température liquide	t	jusqu'à +50 °C
Vitesse de rotation	n	≈ 2900 t/min

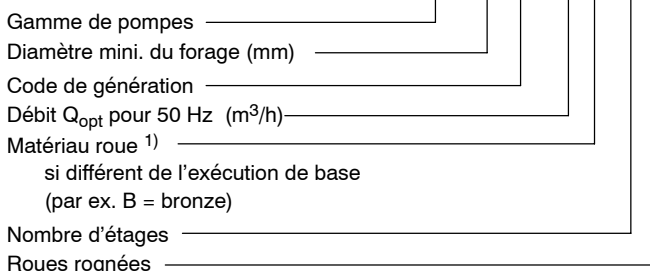
Exécution

Pompes centrifuges, mono ou multicellulaires, à simple flux, à corps segmenté. Hydrauliques semi-axiales avec roues rognables. Corps d'étages des pompes assemblés par tirants filetés. Corps d'aspiration entre la pompe et le moteur équipé d'une crépine d'aspiration protégeant la pompe contre les gros solides contenus dans le liquide véhiculé.

Pompes au choix avec clapet anti-retour ou tubulure de raccordement. Dans les 2 cas avec sortie taraudée ou bride. Les pompes sont particulièrement adaptées à l'installation verticale dans un forage profond et étroit.

Désignation (exemple)

UPA 200 B - 80 B / 5 d



1) ne s'applique qu'à UPA 200B

Certification

Assurance qualité certifiée DIN ISO 9001

**Groupe immergés
pour diamètre de forage
à partir de 200 mm (8 pouces)
et à partir de 250 mm (10 pouces)**

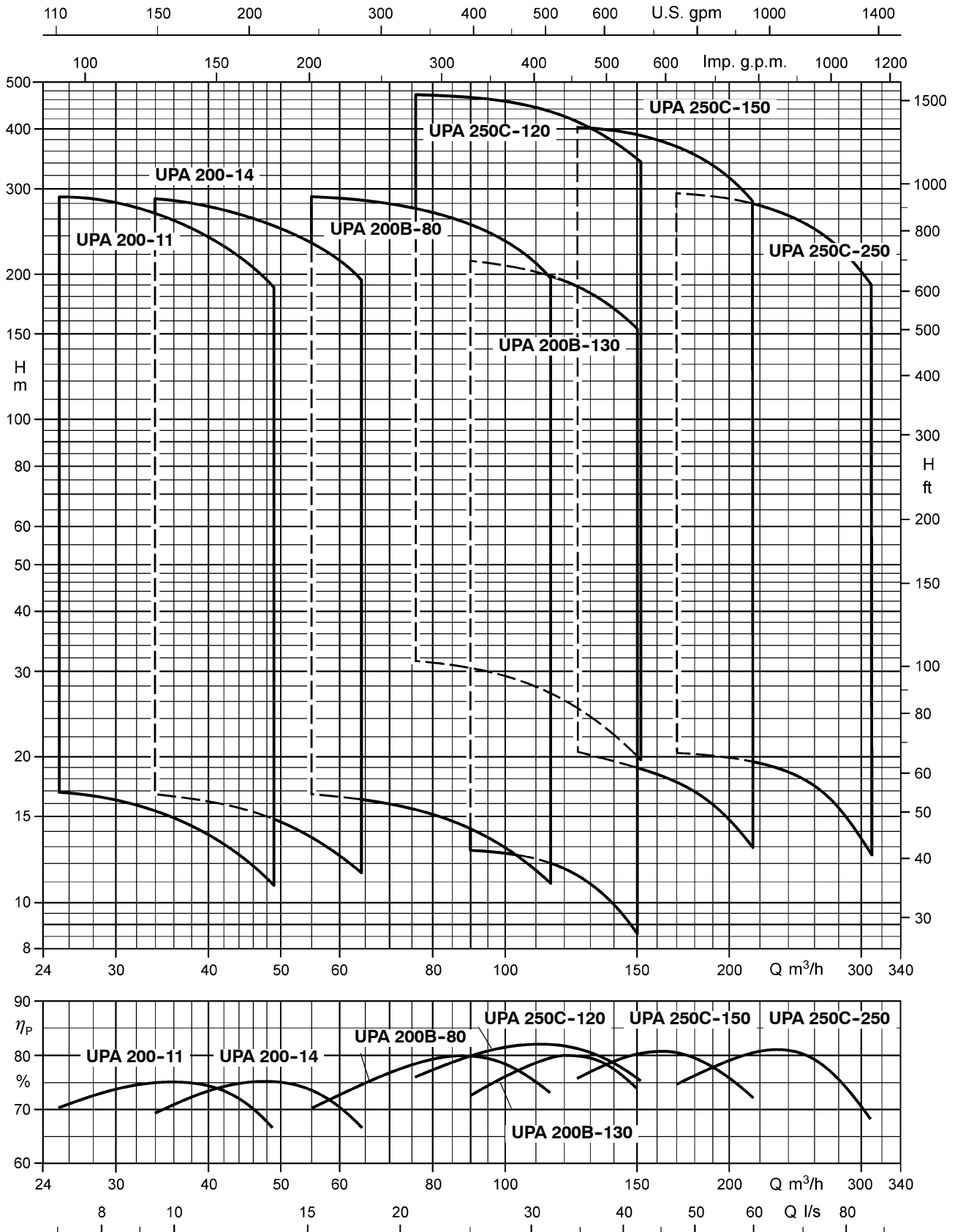


Avantages

- construction très robuste
- pompage dans des forages profonds et étroits
- rendement élevé
- moteur dimensionné pour la puissance maxi. des pompes
- fonctionnement silencieux
- installation verticale ou horizontale
- système anti-blocage du clapet anti-retour
- moteur à bain d'eau, sans risque de contamination de la nappe

Diagramme de sélection (plages d'offre)

$n \approx 2900$ t/min



Remarque : Le digramme ci-dessus montre la plage d'offre ΔQ_A . Les pompes peuvent être proposées pour chaque point situé à l'intérieur de cette plage. La plage de fonctionnement ΔQ_B des différentes tailles de pompes est indiquée dans les courbiers des pages suivantes. **Les diagrammes de sélection et les courbes UPA en acier duplex sont disponibles sur demande.**

UPA 200
Variantes de matériaux
Pompe UPA 200

Composants	G (Standard)	B (Spécial)
Corps	Fonte grise (JL1030) ¹⁾	Bronze (CC480K-GS) ²⁾
Roue	NORYL chargé fibre de verre (PPO)	
Diffuseur	NORYL chargé fibre de verre (PPO)	
Arbre	Acier Cr (1.4021)	Acier CrNiMo (1.4462)
Bague d'usure	Acier CrNiMo (1.4401)	
Visserie	Acier CrNiMo (A4-70)	

¹⁾ selon DIN : GG-20

²⁾ selon DIN : CuSn10

Paliers / Lubrification

Palier lisse lubrifié par le liquide véhiculé dans le dernier étage de la pompe. Reprise de la poussée axiale par une butée dans le moteur.

Sens de rotation

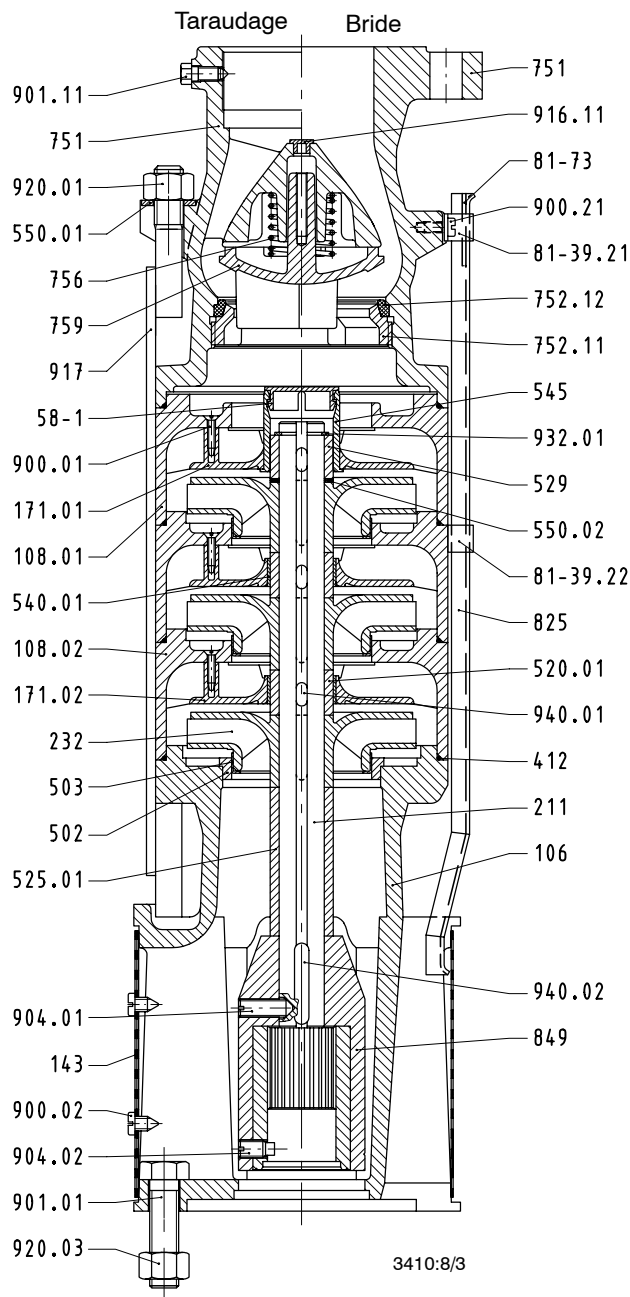
Sens horaire (vu côté moteur).

Tête de pompe (orifice de refoulement)

UPA 200 - 11 + 14 : taraudage G 3" (DN 80).
Possibilité bride avec adaptateur (voir accessoires).

Exécutions spéciales sur demande

- Pompes avec bride de raccordement
- Pompes avec tubulure de raccordement à taraudage ou à bride



p.ex. UPA 200 - 14/3 avec UMA 150D .. / 2.

Rep.	Désignation
106/108	Corps d'aspiration / corps d'étage
143	Crépine d'aspiration
171	Diffuseur
211	Arbre pompe
232	Roue (sens horaire)
503	Bague d'usure de la roue
529/545	Chemise d'arbre / coussinet
751	Corps de clapet
849	Accouplement à douilles
917	Tirant plat

UPA 200B, 250C

Variantes de matériaux

Pompe UPA		G (Standard)	B (Spécial)	C3 (Duplex)
Corps		Fonte grise (JL1040) ¹⁾	Bronze (CC480K-GS) ²⁾	Acier CrNiMo (1.4517)
Roue	200B	NORYL chargé fibre de verre (PPO)	Bronze (CC480K-GS) ⁵⁾	Acier CrNiMo (1.4517)
	250C	Bronze (CC480K-GS) ²⁾		
Arbre		Acier Cr (1.4021)	Acier CrNiMo (1.4462)	Acier CrNiMo (1.4462)
Bague d'usure		matière synthétique haute performance		Acier CrNiMo (1.4538)
Visserie ⁴⁾		Acier CrNiMo (A4-70)		Acier CrNiMo (1.4462)

Moteur UMA		G (Standard)	C1 (Spécial)	C3 (Duplex)
Arbre	150D	Acier CrNi (1.4305)	Acier CrNiMo (1.4462)	
	200D 250D 300D	Acier CrNiMo (1.4462)	Acier CrNiMo (1.4462)	
	Car-casse	150D	Fonte grise (JL1030) ³⁾	Acier CrNiMo (1.4401)
	200D 250D	Fonte grise (JL1030) ³⁾	Acier CrNiMo (1.4408)	Acier CrNiMo (1.4539)
	300D	Fonte grise (JL1040) ¹⁾	Acier CrNiMo (1.4517)	
	Chemise stator	150D	Acier CrNi (1.4301)	Acier CrNiMo (1.4571)
200D 250D		Acier CrNiMo (1.4301)	Acier CrNiMo (1.4571)	Acier CrNiMo (1.4539)
300D		Acier CrNiMo (1.4301)	Acier CrNiMo (1.4462)	
Visserie ⁴⁾	150D	Acier CrNi (1.4301)	Acier CrNiMo (A4-70)	Acier CrNiMo (1.4539)
	200D 250D	Acier CrNiMo (A4-70)		Acier CrNiMo (1.4539)
	300D	Acier CrNiMo (A4-70)		Acier CrNiMo (1.4462)

¹⁾ selon DIN : GG-25 ³⁾ selon DIN : GG-20 ⁵⁾ pour taille 80B et 130B
²⁾ selon DIN : CuSn10 ⁴⁾ en contact avec le fluide

Paliers / Lubrification

Paliers lisses radiaux, avec lubrification par le fluide véhiculé dans la pompe et par l'eau de remplissage dans le moteur. En fonction du nombre d'étages, un palier intermédiaire est prévu dans la pompe.

Absorption de la poussée axiale par la butée axiale avec patins oscillants pour un alignement automatique en partie basse du moteur.

Sens de rotation (pompe)

Sens horaire (vu côté moteur).

Tête de pompe (orifice de refoulement)

Selon la taille, taraudage G 5 ou G 6. En alternative bride DN 125 et DN 150.

Revêtement (standard)

Qualité peinture bicomposant à épaisseur de film sec importante (à base de résine époxy) adaptée au contact avec l'eau potable.

Application couche de fond et couche de finition.

Épaisseur

de couche 100 à 150 µm

Couleur bleu ultramarine (RAL 5002).

Installation

Toutes les pompes peuvent être installées en position verticale. Installation horizontale possible en fonction du nombre d'étages et de la taille du moteur.

Entraînement

Construction Moteur immergé à rotor noyé, 2 pôles

Classe de protection IP 68

Fréquence 50 Hz

Type de courant courant triphasé (3~)

Tension nominale U jusqu'à 500 V

Puissance nominale P_N . . . jusqu'à 250 kW

Fréquence de démarrages 15/h ¹⁾, 10/h ²⁾ et 5/h ³⁾

Temps d'arrêt minimum . . . 1 min ¹⁾ et 3 min ²⁾ ³⁾

Version conforme aux normes VDE

¹⁾ Moteur UMA 150D

²⁾ Moteur UMA 200D et 250D

³⁾ Moteur UMA 300D

Branchement électrique

Les moteurs sont équipés départ usine de 1 ou 2 amorces de câble avec conducteur de terre. Tous les moteurs avec mise à la terre intérieure. Raccordement de la rallonge à l'amorce de câble au moyen d'une trousse de jonction étanche.

L'amorce de câble et la rallonge sont homologuées pour le contact avec l'eau potable.

Modes de démarrage

Direct (transformateur de démarrage ou démarreur progressif) ou étoile-triangle.

Régulation de vitesse

En régulant la vitesse de rotation des groupes immergés, ceux-ci peuvent s'adapter à des points de fonctionnement variables.

Température d'utilisation

Les groupes immergés en version standard conviennent pour l'installation dans une eau de température maxi. t = +30 °C à condition que la vitesse de circulation d'eau autour du moteur v soit ≥ 0,2 m/s. Cette vitesse est respectée lorsque le groupe est installé dans un forage au-dessus de la crépine de forage. L'utilisation des groupes immergés pour des températures d'eau allant jusqu'à t = +50 °C et en l'absence de circulation d'eau autour du moteur, c.à.d. v = 0 m/s (p.ex. installation dans un forage au-dessous de la crépine, dans un puisard d'aspiration etc.) est possible en fonction de la taille du moteur.

Exécutions spéciales sur demande

- autres matériaux
- variante hautement résistante à l'usure
- autres tensions jusqu'à 1000 V
- moteurs pour fréquence 60 Hz
- chemise de refroidissement, d'aspiration ou de surpression

Caractéristiques techniques

Clapet anti-retour avec élément antibloquant

- Blocage impossible.
- Actionné par ressort, le clapet se ferme très rapidement évitant ainsi les coups de bélier éventuels.
- Excellente sécurité de fonctionnement.

Bagues d'usure résistantes

- Bagues remplaçables en métal résistant à la corrosion et à l'abrasion.
- Réduction de l'usure des jeux hydrauliques et entretien aisé.

Dessableur intégré

- Technologie éprouvée KSB protégée par brevet.
- Protège l'arbre et les paliers contre l'usure par les particules solides.
- Longue durée de vie et sécurité de fonctionnement élevée.

Garniture mécanique résistante à l'usure

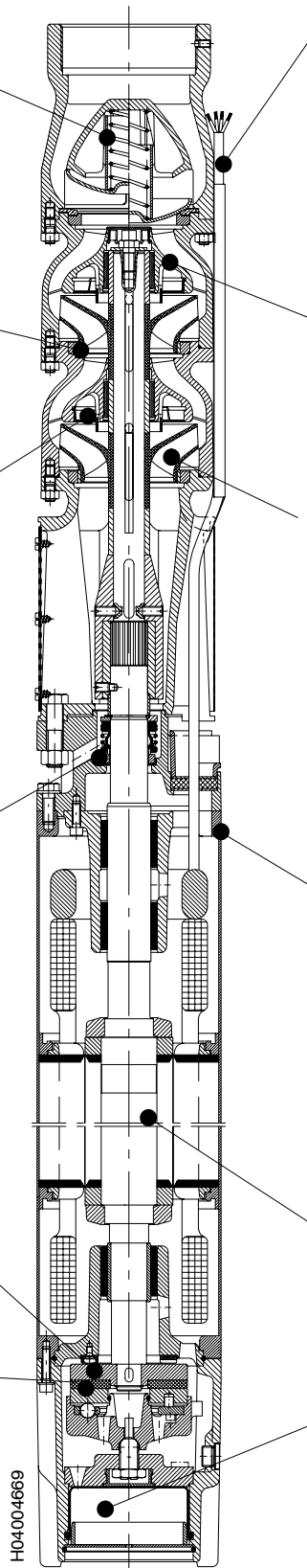
- Longue durée de vie et sécurité de fonctionnement élevée.

Contre-butée

- Elle absorbe la poussée axiale négative.
- Aucun risque de frottement des roues dans les corps d'étages.

Butée axiale éprouvée

- Palier lisse lubrifié à l'eau à patins oscillants pour un alignement automatique.
- Absolument sans entretien et calculé pour résister à la poussée maximale en fonctionnement continu.
- Nouvelle combinaison de matériaux acier inox / carbone assurant une marge de sécurité importante.



Tous les composants mouillés en matière synthétique sont agréés pour le contact avec l'eau potable (BAM ¹⁾)

- La peinture, les câbles électriques, les joints etc. peuvent, sans aucun danger, entrer en contact avec l'eau potable.

1) Centre fédéral allemand de recherche des matériaux

Palier de pompe protégé

- Sans entretien et efficacement protégé contre l'usure.
- Conçu pour un fonctionnement continu sans problèmes.

Hydrauliques économes en énergie

- Rendements élevés et consommation d'énergie réduite.

Moteur KSB

- La conformité aux normes VDE garantit un niveau élevé de sécurité électrique.
- Moteur dimensionné pour la puissance maximale absorbée par la pompe pour éviter tout risque de surcharge.

Rotor équilibré dynamiquement

- La garantie d'un fonctionnement régulier et silencieux.

Système fiable d'équilibrage des pressions intérieure et extérieure

- Dimensionnement optimal de la membrane en caoutchouc.
- Permet des profondeurs d'immersion maximales.

UPA 200 - 11 pour diamètre de forage à partir de 200 mm (8 pouces)

 Pompe avec moteur immergé pour **courant triphasé (3~) / 400 V / démarrage direct (D) ou étoile-triangle (Y-Δ)**

Pompe + moteur	Pompe	Moteur					Câble court ²⁾ , plat	
	Hauteur manométrique Q = 0 m ³ /h	Puissance nominale	Température maxi. du liquide pompé v ≥ 0,2 m/s (= 0 m/s)	Intensité nominale	Rendement	Facteur de puissance	Nombre x section des conducteurs (installation immergée, 400 V et ≤ +30 °C)	
UPA 200 - 11 / ... + ..	H ₀ m	P _N kW	t _{maxi} ¹⁾ °C	I _N A	η _M %	cos φ --	Direct mm ²	Y-Δ mm ²
1e + UMA 150D 5/21	19	2,5	45 (42)	9,5	70,2	0,57	4 x 2,5	3/4 x 2,5
1d + UMA 150D 5/21	20	2,5	45 (42)	9,5	70,2	0,57	4 x 2,5	3/4 x 2,5
1 + UMA 150D 5/21	23	3,5	45 (42)	10,6	75,2	0,67	4 x 2,5	3/4 x 2,5
2e + UMA 150D 5/21	36	4,5	42 (39)	12,0	76,4	0,74	4 x 2,5	3/4 x 2,5
2c + UMA 150D 5/21	41	5,5	39 (35)	13,6	75,7	0,80	4 x 2,5	3/4 x 2,5
2 + UMA 150D 7/21	45	6,0	38 (34)	15,1	77,6	0,77	4 x 2,5	3/4 x 2,5
3d + UMA 150D 7/21	59	7,0	35 (30)	16,8	76,9	0,81	4 x 2,5	3/4 x 2,5
3 + UMA 150D 9/21	66	9,0	32 (27)	20,5	77,9	0,82	4 x 2,5	3/4 x 2,5
4c + UMA 150D 13/21	83	10,0	37 (33)	24,0	80,8	0,75	4 x 2,5	3/4 x 2,5
4 + UMA 150D 13/21	89	12,0	33 (28)	27,0	80,5	0,80	4 x 2,5	3/4 x 2,5
5b + UMA 150D 13/21	103	12,5	31 (35)	28,0	80,4	0,80	4 x 2,5	3/4 x 2,5
5 + UMA 150D 15/21	110	14,5	32 (37)	31,5	81,9	0,82	4 x 4,0	3/4 x 2,5
6b + UMA 150D 15/21	123	15,0	31 (35)	32,5	81,7	0,83	4 x 4,0	3/4 x 2,5
6 + UMA 150D 18/21	133	17,5	29 (23)	39,0	82,0	0,80	4 x 4,0	3/4 x 2,5
7 + UMA 150D 22/21	155	21,0	32 (27)	46,0	83,5	0,80	4 x 4,0	3/4 x 2,5
8 + UMA 150D 26/21	178	24,0	35 (31)	52,0	84,9	0,80	4 x 6,0	3/4 x 4,0
9 + UMA 150D 26/21	199	26,0	32 (26)	55,0	84,6	0,82	4 x 6,0	3/4 x 4,0
10 + UMA 150D 30/21	222	29,0	32 (26)	63,0	84,6	0,80	4 x 6,0	3/4 x 4,0
11 + UMA 150D 37/22	245	32,0	45 (40)	71,0	84,2	0,78	3/4 x 4,0 ⁴⁾	3/4 x 4,0
12 + UMA 150D 37/22	266	35,0	42 (36)	76,0	83,9	0,80	3/4 x 4,0 ⁴⁾	3/4 x 4,0
13 + UMA 150D 37/22	286	37,0	39 (33)	79,0	83,6	0,82	3/4 x 4,0 ⁴⁾	3/4 x 4,0
14 + UMA 200D 45/21	315	42,0	30 (25)	85,0	86,1	0,83	3/4 x 6,0 ³⁾	3/4 x 6,0

1) Voir aussi pages 3 et 52.

2) 3/4 = 1 câble à 3 brins + 1 câble à 4 brins, décalés de 90°.

3) Couplage triangle dans la trousse de jonction ou l'armoire électrique.

4) Câbles parallèles

Dimensions / Poids / Installation horizontale ¹⁾

Groupes UPA 200 - 11/ ..	L _p mm	L _A ≈ mm		m _A en ≈ kg		D _{max} en ≈ mm		Installation ²⁾	A ≈ mm
		G (Standard)	B (Spécial)	G (Standard)	B (Spécial)	Direct	Y-Δ		
1e	515	1215	1225	66	69	192	195	v + h	645
1d	515	1215	1225	66	69	192	195	v + h	645
1	515	1215	1225	66	69	192	195	v + h	645
2e	580	1280	1290	70	74	192	195	v + h	710
2c	580	1280	1290	70	74	192	195	v + h	710
2	580	1300	1310	72	76	192	195	v + h	720
3d	645	1365	1375	75	79	192	195	v + h	785
3	645	1395	1405	78	82	192	195	v + h	800
4c	710	1540	1550	88	93	192	195	v + h	905
4	710	1540	1550	88	93	192	195	v + h	905
5b	775	1605	1615	92	97	192	195	v + h	970
5	775	1650	1660	96	101	193	195	v + h	990
6b	840	1715	1725	99	105	193	195	v + h	1055
6	840	1760	1770	103	109	193	195	v + h	1080
7	905	1915	1925	114	120	193	195	v + h	1190
8	970	2085	2095	127	134	194	196	v + h	1305
9	1035	2150	2160	130	137	194	196	v + h	1370
10	1100	2315	2325	142	150	194	196	v + h	1485
11	1165	2460	2470	152	160	196	196	v ³⁾	-
12	1230	2525	2535	156	165	196	196	v ³⁾	-
13	1295	2590	2600	159	168	196	196	v ³⁾	-
14	1360	2590	2590	220	230	199	199	v + h	1755

1) Groupe équipé de clapet anti-retour avec orifice taraudé et câble court.

2) v = verticale; h = horizontale.

3) Installation horizontale, nous consulter.

UPA 200 - 11 / ..

Les courbes caractéristiques sont indiquées aux fins de présélection. Les caractéristiques exactes de sélection vous seront communiquées dans notre offre.

Sélection

Les courbes ci-contre ne tiennent pas compte des pertes de charge H_v dans le clapet anti-retour.

De plus amples informations et un exemple de sélection figurent page 8.

Signifient ...

- H_v : pertes de charge dans le clapet anti-retour.
- η_p : rendement de la pompe (sans clapet anti-retour).
- NPSH : charge nette absolue requise à l'aspiration de la pompe.

Tête de pompe G 3" / DN 80

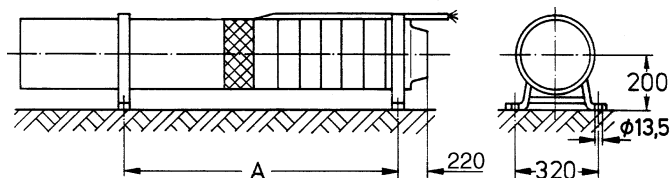
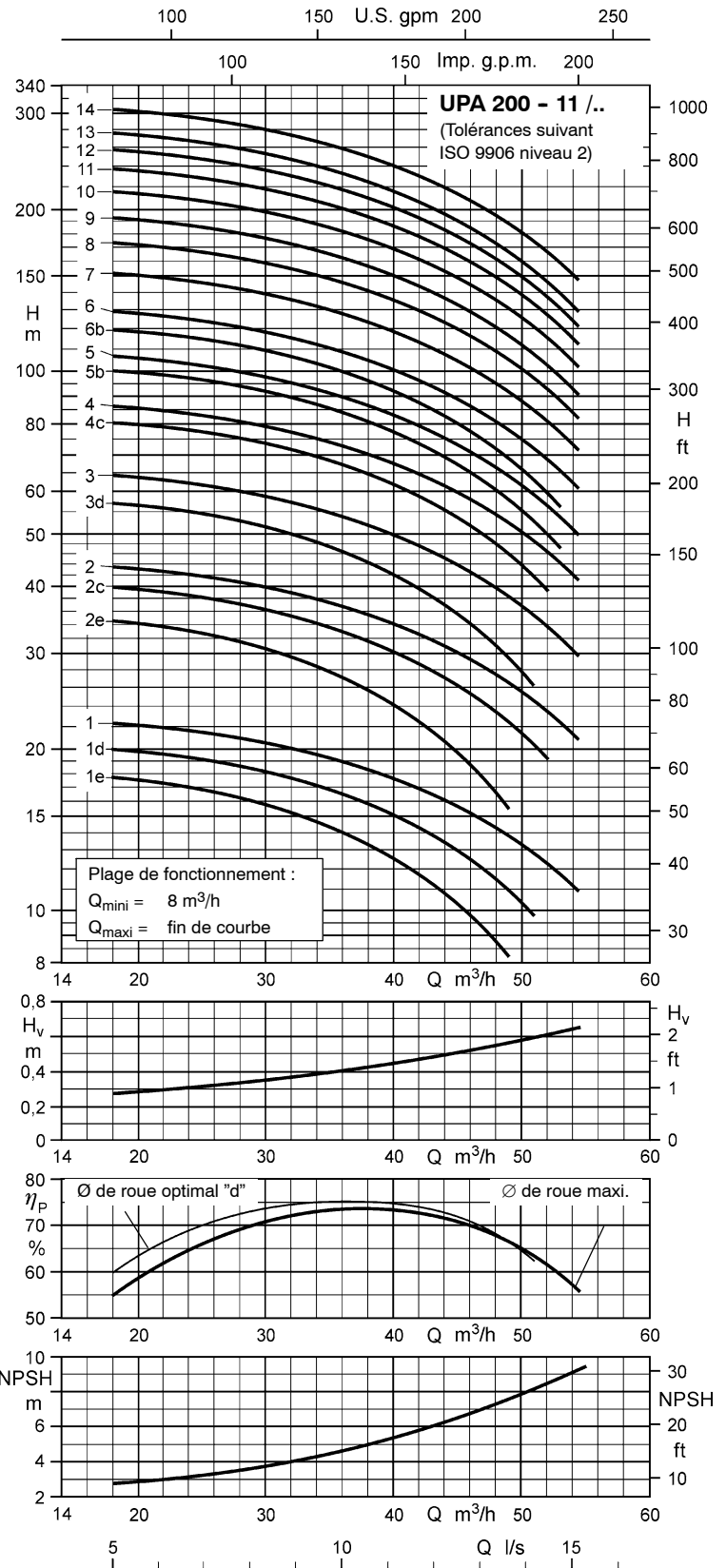
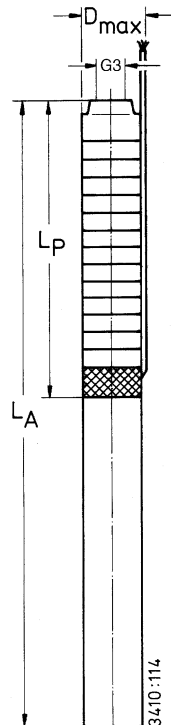
Le schéma ci-dessous montre l'exécution avec clapet anti-retour / tubulure de raccordement avec orifice taraudé.

Les différences au niveau des dimensions principales entre la version taraudée et la version à bride ressortent du tableau suivant.

Clapet anti-retour/tubulure de raccordement à :

taraudage G 3"		bride DN 80	
Longueur mm	Longueur mm	Ø extérieur mm	
200	200 (PN 10/16) 200 (PN 25/40)	200	
		200	

Taraudage suivant DIN ISO 228, partie 1
Cotes de raccordement bride suivant DIN 2501, partie 1



*Références
bibliographiques*

Références bibliographiques

- [1] UNEP “Water Policy and Strategy” (viewed on www.unep.org/dpdl/water/, August 2005).
- [2] F. Carrier et E. J. Schiller, “ Méthode de dimensionnement du réservoir dans les systèmes de pompage photovoltaïques ”, *Revue des sciences de l'eau / Journal of Water Science*, Vol. 6, N° 2, 1993, pp 175-193.
- [3] UNESCO The UN World Water Development Report, 2003 (viewed on www.unesco.org/water/wwap/wwdr/, August 2005).
- [4] Zarour Laid, “ Étude technique d’un système d’énergie hybride photovoltaïque-éolien hors réseaux”, Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2010.
- [5] MOHAMED ARROUF, “ Optimisation d l’ensemble onduleur, moteur et pompe branche sur un générateur photovoltaïque ”, Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2007.
- [6] M.N. Mansouri, N. Ghanmi et M.F. Mimouni “ Commande et analyse des performances d’une station de pompage photovoltaïque fonctionnant en régime optimal ”, *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 11, N. 1, pp. 1–17, 2007.
- [7] MEFLAH Aissa, “ Modélisation et commande d’une chaine de pompage photovoltaïque ”, Mémoire de magister, Université de Tlemcen, 2011.
- [8] Mehmet Akbaba, “Matching induction motors to PVG for maximum power transfer”, *Desalination* Vol. 209, pp 31–38, 2007.
- [9] N. Chandrasekaran, and K. Thyagarajah “Modeling, Analysis and simulation of pumping system fed by PV generator”, *European Journal of Scientific Research*, Vol. 53 No. 2, 2011, pp. 231-238.
- [10] A. Moussi, A. Torki, “An Improved Efficiency Permanent Magnet Brushless DC Motor PV Pumping System”, *LARHYSS Journal*, N. 01, Mai 2002.
- [11] S. Singer, I. Appelbaum, “ Starting Charatersitics of Direct Current Motors Powered by Solar Cells”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 8, N. 1, 1993.
- [12] S. M. Alghuwainem, “Steady-State performance of D.C. Motors Supplied From Photovoltaic Generators With Step-Up Converters”, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 7, pp. 267-272, 1992.
- [13] Veera Chary Mummadi, “Analysis of PV Buck-Boost Converter Supplied Dc Motors”, *International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, pp. 435-439, 1999.
- [14] Malki Siham, “Maximum power point tracking (MPPT) for photovoltaic system”, Mémoire de Magister, Université de Boumerdes, 2011.
- [15] Akihiro Oi, “Design and simulation of photovoltaic water pumping system”, Master Thesis California Polytechnic State University, 2005.
- [16] M. Arrouf, N. Bouguechal, “Vector control of an induction motor fed by a photovoltaic generator”, *Applied Energy*, N. 74, pp. 159–167, 2003 (www.elsevier.com/locate/apenergy).
- [17] M.A. Khalfa, R. Andoulsi, A. Sellami et R. Mhiri, « Commande vectorielle indirecte d’une pompe centrifuge photovoltaïque au fil de soleil », *Revue des Energies renouvelables*, pp. 163 – 175, 2008.

- [18] Messaoud Makhlof, Feyrouz Messai, Hocine Benalla, “Vectorial command of induction motor pumping system supplied by a photovoltaic generator”, *Journal of ELECTRICAL ENGINEERING*, Vol. 62, N. 1, pp. 3–10, 2011.
- [19] Athimulam Kalirasu, and Subharensu Sekar Dash “Simulation of closed loop controlled boost converter for solar installation”, *Serbian journal of electrical engineering*, Vol. 7, N. 1, pp. 121-130, May 2010.
- [20] Mohamed Azab, “A new maximum power point tracking for photovoltaic systems”, *International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, Vol. 3, N. 11, pp. 702-705, 2009.
- [21] BORNI Abdelhalim, “ Etude et régulation d’un circuit d’extraction de la puissance maximale d’un panneau solaire ”, Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [22] Abd Al-daim Sabrina “ Étude comparative de quelques techniques de poursuite du point de puissance maximale d’un générateur photovoltaïque ”, Mémoire d’ingénieur d’état, Université de Biskra, 2007.
- [23] PETIBON Stéphane, « Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l’énergie pour les applications photovoltaïques », Thèse de Doctorat, Université de TOULOUSE, 2009.
- [24] Mohamed Lakhdar LOUAZENE, “ Etude technico-économique d'un système de pompage photovoltaïque sur le site de Ouargla ”, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [25] Makhlof Messaoud, “ Etude et optimisation d’un modèle de conversion d’énergie photovoltaïque application au pompage ”, Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [26] Daoudi Ali, “ Etude et simulation d’un traqueur de puissance maximale d’un système Photovoltaïque ”, Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2010.
- [27] BENIS Halouma, “ Contribution à la modélisation du problème de « Hot Spot » dans les modules solaire Photovoltaïque occultés ” Mémoire de Magister, Université Menoutri de Constantine, 2008.
- [28] Okka Khaled, Belaid Yacine, « Modélisation et commande floue d'un système photovoltaïque », Mémoire d'Ingénieur, Université de Sétif, 2010.
- [29] FAIZA BELHACHAT, « Commande neuro-floue d'un hacheur MPPT », Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, ALGER, 2007.
- [30] A. Rufer, P. Barrade, « Cours d'électronique de puissance : Conversion DC/DC », Laboratoire d'électronique industrielle, Ecole Polytechnique Fédérale de LAUSANNE, SUISSE.
- [31] M. Angel Cid Pastor, « Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques », Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2006.
- [32] ABBASSEN Lyes, “ Etude de la connexion au réseau électrique d’une centrale photovoltaïque ”, Mémoire de Magister, Université de Tizi-Ouzou, 2011.
- [33] Lotfi 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-I, 1999.
- [34] Fateh MEHAZZEM, « Contribution à la commande d’un moteur asynchrone destiné à la traction électrique », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Université Paris-Est (ESIEE), 2010.
- [35] Maouedj Rachid, « Application de l’énergie photovoltaïque au pompage hydraulique sur les sites de Tlemcen et de Bouzaréah », Mémoire de Magister, Université de Tlemcen, 2005.

- [36] BOUDEN ABDELMALEK, « Analyse optimisée de système de pompage photovoltaïque », Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2008.

OPTION: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : Monsieur: BARKAT Said

Présenté par : BENTATA Khadidja

Thème :

Commande d'un moteur asynchrone intégré dans une station de pompage photovoltaïque

Résumé :

Dans ce mémoire, une étude théorique d'un système de pompage photovoltaïque d'eau est présentée. Ce dernier est composé de panneau photovoltaïque, un hacheur, un onduleur de tension, une machine asynchrone triphasée et d'une pompe d'eau. Différents algorithmes de suivie de point de puissance maximale (MPPT) sont appliqués pour la commande de l'hacheur (survolteur) afin d'extraire le maximum de puissance du panneau photovoltaïque quelques soient les conditions climatiques (l'irradiation solaire et la température). L'onduleur de tension, contrôlé en MLI, permet l'alimentation en courant alternatif de la machine asynchrone triphasée. Cette dernière, commandée en vitesse par orientation indirect du flux rotorique, permet le contrôle du débit de pompage de la pompe d'eau.

Mots Clés:

Pompage d'eau, Photovoltaïque, MPPT, Moteur asynchrone, Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique, MLI.