République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE DE MEDEA

Faculté des Sciences et de la technologie
Département de Génie Electrique et de l'Informatique

Mémoire de Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du Diplôme Master en Génie Electrique

Option : commande et électronique industrielle

THÈME

Etude et mise en oeuvre de la commande d' un moteur pas à pas pour le positionnement d'un panneau solaire

Réalisé par:

Benzina Yagoub

Euldji abd eldjalil

Encadré par :

Dr Samir Moulahoum

Dr. Nadir Kabache

PROMOTION 2012-2013

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique et en Automatique LREA

Résumé : le but de ce travail est d'étudier la commande vectorielle de moteur pas à pas hybride, puis l'application de cette commande sur un suiveur de soleil pour suivre la position de soleil. La commande de moteur est faite en boucle ouverte et la position de soleil qui représente la position de référence est obtenue à partir d'un algorithme. Aussi un onduleur à deux niveaux à quatre bras est réalisé pour la vérification expérimentale

Les mots clés : suiveur de soleil, moteur pas à pas hybride, onduleur, la commande vectorielle, position de soleil, cellule solaire

Abstract: The objective of this work is to study the field oriented control of hybrid stepper motor. Then this technique is applied on sun tracker in order to track the sun position.

The control of the motor is done using the open loop control, the sun position is driven from an algorithm. Also an inverter of two levels, four legs has been designed and constructed.

The key words: sun tracker, hybrid stepper motor, inverter, the field oriented control, sun position, solar cell

ملخص: الهدف من هدا العمل هو دراسة التحكم الشعاعي بالنسبة لمحرك الخطوة الهجين ثم تطبيقه على **متتبعات الشمس من أجل رصد موقع الشمس**.

تم التحكم في المحرك باستعمال تقنية الدارة المفتوحة ، وقد تم استعمال خوارزمية لغرض تحديد موقع الشمس و للتحكم بالمحرك قمنا بتصميم و إنجاز مموج دو مستويين

كلمات مفتاحية : متتبع الشمس، محرك الخطوة الهجين، التحكم الشعاعي، موقع الشمس، خلية ضوئية

Dédicace

A la personne la plus chère de cette terre,

A qui m'apporte que du bonheur,

A ma mère,

A ma raison de vivre, symbole du courage et de sacrifice,

A toi mon père,

A vous mes frères : Mouloud, Mustapha, Abdelkader , Sifeldeen

A vous mes sœurs : Nawal , Aicha

A ma belle et mon chère Zeeno

A toute ma famille,

A tous mes amis : Brahim, Mohammed ,Chereef, Smail, Abdelkader, Abdelrahman,

Adel, Yousef, Abdelkrime, Imad, ……

A MON BINOM EULDJI

Je dédie ce travail

Yakoub

Dédicaces

Je dédie ce travail :

A mes très chers parents, pour leurs sacrifices et encouragements,

A mon frère Ismail et ma petite sœur
A mon intime Euldji abderrahman

A mes amis Yous Hamza, Salim, Hassan, Sofian, Abderrahman et abd elmajid

A mon binôme Benzina Yagoub

A tous mes amis

Remerciements

Nous remercions ALLAH de nous avoir donné la volonté et le courage afin d'arriver de ce modeste travail

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de machines électriques du hall de technologie de l'université YAHIA FARES de Médéa, sous la direction scientifique de Messieurs le docteur Samir Moulahoum et le docteur nadir Kabache de l'université de Médéa.

Qu'ils trouvent ici l'expression de nos très sincère reconnaissance pour leurs précieuses directives, leurs très grandes disponibilités, leurs fructueux conseils, leurs suivis constants, leurs courtoisie si raffinée et leurs qualités humaines.

Nous adressons nos chaleureux remerciements à Messieurs les membres qui ont bienvoulu juger notre travail et d'honorer de leur participation dans le Jury. Nos vifs remerciements vont également à tous ceux qui ont participé de prés ou de loin à l'élaboration de ce travail, en particulier monsieur SKENDER Mohamed Rédha et les membres de ***laboratoire de recherche LREA*** pour l'aide et l'approvisionnement des composantes électroniques.

Nous tenons, plus largement, à exprimer nos reconnaissances à toutes celles et à tous ceux qui ont contribué, directement ou indirectement, au bon déroulement de nos travaux, nous souhaitons pour cela mettre en avant les enseignants de la ***faculté des sciences et de technologie*** de l'université de Médéa.

Nous tenons à remercier nos parents car ce travail représente un petit fruit de leur souffrance et qui sans eux nous ne pouvons traverser ces longues années d'études et de travail.

Nous terminons enfin par remercier tous nos frères et sœurs ainsi que toutes les familles pour leurs encouragements soutenus et surtout pour leur soutien moral

Introduction Générale …….…….1

CHAPITRE I Généralités sur les systèmes solaires photovoltaïques

I.1 Introduction …….…...2

I.2 définition d'un système solaire photovoltaïque ……..…..……..2

I.3 Les principaux composants d'un système solaire photovoltaïque …….……..2

I.4 composition du générateur photovoltaïque ……...……....3

I.4.1 les cellules PV ……..……..3

I.4.2 modules et champs ……..…….…...3

I.5 principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque ……....4

I.6 modélisation de la cellule PV……..…….……..4

I.6.1 modèle idéal d'une cellule photovoltaïque …….....…..5

I.6.2 modèle réel d'une cellule photovoltaïque ……...….6

I.6.2.1 modèle d'une cellule photovoltaïque avec une seule diode ....…….….6

I.6.2.2 modèle d'une cellule photovoltaïque avec deux diodes ……....7

I.6.2.3 modèle d'un module photovoltaïque…….…..…9

I.7 l'intérêt des panneaux mobiles par rapport aux panneaux fixes…….10

I.8. types de suiveurs de soleil ……..……...11

I. 8.1 suiveurs de soleil mono-axe …….……..……11

I.8.1.1 suiveurs de soleil a axe horizontale ……...……...11

I.8.1.2 suiveurs de soleil a axe verticale …….…....12

I.8.1.3 suiveurs de soleil a axe incliné…….……..……12

I. 8.2 suiveurs de soleil biaxe ……..….....12

I.8.2.1 suiveurs de soleil azimute-altitude …….……..…….……12

I.8.2.2 suiveurs de soleil polaire …….....13

I.9 les méthodes de suivi de soleil ……..…….……...13

I.9.1 les suiveurs passifs ..…….…….....13

I.9.2 les suiveurs actifs ……..……...…14

I.10 modélisation du mouvement apparente de soleil ……..….……....16

I.10.1 La latitude(φ) ……..…….…..……16

I.10.2 La longitude (λ)…….….....16

I.10.3 La déclinaison (δ) :…….…….……...…16

I.10.4 l'angle horaire ……...……17

I.10.5 L'équation de temps …….…….……17

I.10.6 la correction de longitude …….…….….…….…..17

I.10.7 l'angle d'altitude solaire et l'azimute ……..……..…….....18

I.11 Conclusion …….…….....19

CHAPITRE II Les moteurs pas a pas

II.les moteurs pas-à-pas …….…….…...20

II.1 Introduction…….…….…..20

II.2 Généralités…….…….20

II.3 Principe de fonctionnement…….……...22

II.3.1 Fonctionnement en pas entier ……...…22

II.3.2 Fonctionnement en demi- pas …….…...23

II.4 Régime de fonctionnement et caractéristiques générales des moteurs pas a pas…..24

II.4.1 Caractéristique de fonctionnement en pas a pas……..…...24

II4.1.1 Angle de pas ……..…….....24

II.4.1.2 Couple statique……...……..……...…24

II.4.1.3 Couple de maintien…….....……..……...……...…..25

II.4.1.4 Couple de détente……..……....…...…..……...……..25

II.4.1.5 Angle de charge……..…….....25

II.4.2 Caractéristique couple/vitesse ou fréquence ……..……..……...25

II.4.2.1 Fréquence maximale de démarrage……..……25

II.4.2.2 Zone d'instabilité a basse fréquence……..……..25

II.4.2.3 Zone d'entrainement au de survitesse……..…25

II.4.2.4 Zone d'instabilité a grandes fréquences……..…25

II.4.3 Mode de rotation en survitesse et phénomène de résonance……..…26

II.4.3.1 Mode de survitesse *(SLEWING)* ……26

II.4.3.2/ Phénomène de resonance…….……..……...27

II.5 Les différents types de moteur pas a pas…….……...27

II.5.1 Moteurs a reluctance variable……..……..…..…….28

II.5.1.1 Moteur reluctance a simple circuit……..……28

II.5.1.2 Moteur reluctance multi-circuit……...…….28

II.5.2 Les moteurs a aimant permanent……...……..……..29

II.5.3 Les moteurs pas a pas hybride……...……..……..….30

II.5.3.1 Description du MPPH……....……..…30

II.6 Comparaisons des performances…….……...31

II.7 Alimentations des moteurs pas à pas……32

II.7.1 Alimentation unipolaire……..……..…….32

II.7.1.1 Alimentation en tension……..……..…….32

II.7.1.2 Alimentation en courant……..……..33

II.7.2 Alimentation bipolaire…….34

II.8 Modes d'excitation des phases ……..…34

II.9. Nombre de phase…….....35

Conclusion……..……36

CHAPITRE III : Modélisation et commande à flux orienté du MPPH

III.1 introduction ……..…….37

III.2 Modélisation du MPPH ……..……..37

III.2.1 Modèle dans le repère (a,b)……..……37

III.2.1.1 Equations électriques……..……..37

III.2.1.1 Equations mécaniques……..……....39

III.2.2 Modèle dans le repère (d,q)……..……..……40

III.2.2.1 Transformation de Park ……..……..……40

III.2.2.2 Equations électriques ……..……..……41

III.2.2.3 Expression du couple électromagnétique..……...…….……42

III.2.4 Interprétation des résultats ……..…….48

III .2.5 la commande à flux orienté du MMPH.....49

III.3 Détermination des coefficients PI 49

III.3.1 régulation des courants 49

III.3.2 régulation de la vitesse 51

III.3.3 régulation de la position ……..52

III.4 Modélisation du double pont H 52

III.5 La commande MLI…….53

III.6. Interprétation des résultats ……58

III.7. Conclusion ……...58

CHAPITRE IV Généralité et Réalisation de l'onduleur Monophasé

IV.1.Introduction ……..59

IV.2. Domaines d'application des onduleurs…….59

IV.3. Principe de conversion continue/alternative (DC/AC)…..…….. 59

IV.4. Cellules de commutation…….60

IV.5. Les composants de l'onduleur de tension…..…….62

IV.5.1. Composants de puissance ……..…….62

IV.5.1.1 Le radiateur……..62

IV.5.1.2Le convertisseur de puissance……...…62

IV.5.1.2.a. Partie commande ……...…62

IV.5.1.2.b. Partie protection et mise en forme…….…62

IV.5.1.3.Carte de commande ……..…64

IV.5.1.4.Temps mort et mise en forme……...……..65

IV.5.1.5. Carte d'allumeurs ……...……..65

IV.5.1.6 Circuit d'isolation (optocoupleur)……..66

IV.5.2. Partie puissance……...…….....67

IV.5.2.1 Transistor IGBT « GT60Q101»…….....67

VI.6 Conclusion :……...…….……69

Conclusion générale…….……70

Liste des figures

Fig. I.1 Structure d'une cellule solaire en silicium……...……..……3

Fig. I.2 : structure d'un module PV standard……...…….….4

Fig I.3 schéma électrique équivalant d'une cellule photovoltaïque idéale…….5

Fig. I.4 schéma électrique équivalant d'une cellule photovoltaïque avec une seule diode …..6

Fig. **I.5** : schéma électrique équivalant d'une cellule photovoltaïque avec deux diodes……....7

Fig. I.6 caractéristique I(V) et P(V) pour une cellule PV……..8

Fig. I.7 un module composé de *NPM* branches parallèles, chacun avec *NSM* cellules solaires en série……....9

Fig. I.8 les caractéristiques I(V) et P(V) pour un module…..……..10

Fig. I.9: diagramme de comparaison entre la production avec suiveur et la production avec système fixe …….……...…11

Fig. I.10 champ de suiveurs de soleil a axe horizontale……..……..…11

Fig. I.11 champ de traqueur de soleil a axe incliné…….…..…....12

Fig. I.12 suiveur de soleil passif ……...…14

Fig. I.13 suiveur de soleil a une cellule bifaciale……..…14

Fig. I.14 Principe d'équilibrage d'ombre ……..…...…….....15

Fig. I.15 définition de latitude, l'angle horaire et la déclinaison…….……16

Fig. I.16 description du mouvement de soleil a l'aide de l'altitude solaire et l'azimute…..…18

Fig I.17 la position du soleil décrit par les angles d'altitude et Azimute ……..….…….19

Fig II.1: Moteur pas à pas……..……..…..…20

Fig II-2 : Schéma bloc de principe du contrôle d'un moteur pas-à-pas …….…….21

Fig II.3 Fonctionnement schématique d'un moteur pas à pas……..23

Fig II.4 séquence de rotation par demi-pas…….……23

Liste des figures

Fig II.5 Couple statique……..……..24

Fig II.6 couple dynamique moyen…….…..26

Fig II.7.mode survitesse……...27

Fig II-8 *:* Moteur à réluctance variable (MRV) a circuit magnétique simple…….…….28

Fig II.9 Moteur à aimants permanents (MP), structure de base……..29

Fig II.10 Moteur MPPH …….….30

Fig II.11 Coupe du MPPH…….…….31

Fig II.12 Rotor du MPPH…….....31

Fig II.13 circuit de base d'une alimentation…….……...33

Fig II.14 alimentation en hacheur……..……..…….……..……..33

Fig II.15 circuit d'alimentation bipolaire…….…….....35

Fig II.16 configuration interne des bobines du moteur……...35

Fig. III.1 Schéma équivalant du MPPH……..37

Figure III.2: Repère (d,q)……40

Fig. III.3 Schéma bloc du modèle de moteur pas à pas hybride…….…….43

Fig. III.4 Simulation de démarrage de moteur pas à pas en charge (mode I)……..44

Fig III.5 simulation de démarrage de moteur pas à pas en charge (mode II)……...46

Fig III.6 simulation de démarrage de moteur pas à pas en charge (mode III)…….47

Fig. III.7 : boucle de régulation de courant direct ……..50

Fig. III.8 : boucle de régulation de la vitesse……...51

Fig. III.9 : boucle de la régulation de la position…….52

Fig III.10 modèle d'un pont en H sous Sim power……..……52

Fig III.11 principe de la commande MLI……53

Fig III.12 schéma de la commande vectorielle du MPPH ……..53

Liste des figures

Fig. III.13 : La simulation de la commande de à flux orienté du MPPH……..…54

Fig. III.14 : représentation de la position et la vitesse de soleil…….....55

Fig.III.15 : représentation des courants Id, Iq ……...56

Fig. III.16 : les résultats de simulation de la commande de MPPH par l'orientation de flux……..….57

Fig IV.1 : Schéma d'un onduleur monophasé……..……..……..60

Fig IV.2 : Schéma d'une cellule de commutation d'un onduleur et formes d'ondes…….60

Fig IV. 3 : Schéma de la carte de protection……...…….63

Fig IV.4:photo de la partie de protection réalisée…….……63

Fig IV.5 : Circuit de la carte de commande……..64

Fig IV.6: Photo de la partie de commande réalisée……..……64

Fig IV.7 circuit de temps mort……65

Fig IV.8 Allumeur (commande de grille **d'IGBT**)……...66

Fig IV.9: Brochage de l'optocoupleur HCPL3120……...……67

Fig IV.10 : photo de transistor IGBT GT60Q101…….……..67

Fig IV.11: Caractéristiques puissance consommée fréquence de commutation.....68

Fig IV.12:photo d'un bras d'onduleur réalisé.....68

Fig IV.13:photo des quatre bras d'onduleur réalisé.....69

Liste des tableaux

Tableau I.1 les coefficients de l'équation de temps.....17

Tableau II.1 position de rotor.....22

Tableau II.2 les avantages de chaque type de moteur pas a pas.....32

Tableau III.1 Détermination des PI 49

Tableau IV.1 comparaison des caractéristiques de quelques semi conducteurs.....61

Nomenclature

I_D : courant d'obscurité [A]

I_0 : courant de saturation [A]

I_C : courant de la cellule [A]

I_L : photo courant [A]

e : la charge électrique d'un électron=1.6*10^-19 [coulomb]

k : constante de Boltzmann=1.38*10^-23 [j/K]

T_C : température absolue de la cellule [K]

V_C : tension de la cellule [V]

Rs : la résistance série [Ω]

I_{SC} : le courant de court-circuit [A]

Rsh : la résistance shunt [Ω]

n : le facteur de la non-idéalité de la diode

Gi : irradiation solaire globale du lieu considéré [W/m²]

NOCT (Nominal Operating Cell Temperature)

Ta: temperature ambient

I (V): intensité du courant disponible d'une cellule photovoltaïque en fonction de la tension

V_C : tension aux bornes de la jonction P-N d'une cellule photovoltaïque [V].

Eg : énergie de la bande interdite

PV: photovoltaïque

GPV : générateur photovoltaïque

P(V) : la variation de la puissance en fonction de la tension aux bornes de la cellule PV [W]

NSM : nombre de cellules solaires connecté en série dans un module

NPM : nombre de branches connecté en parallèle dans un module

I_{sc}^{M} : courant de court-circuit du module photovoltaïque [A]

I_{sc}^{C}: courant de court-circuit de la cellule photovoltaïque [A]

V_{oc}^{M} : tension de court-circuit du module photovoltaïque [V]

V_{oc}^{C} : tension de court-circuit de la cellule photovoltaïque [V]

R_S^M : résistance série du module photovoltaïque [Ω]

R_S^C : résistance série de la cellule photovoltaïque [Ω]

Nomenclature

V_t^c : tension thermique [V]

N : le nombre de jour

Φ: la latitude [m]

λ : la longitude [°]

δ : la déclinaison[°]

ω : l'angle horaire [°]

ET : equation de temps

AST : temps solaire apparent [heures]

LST : temps solaire locale [heures]

SL : longitude standard [°]

LL : longitude locale [°]

D : facteur qui est égale à 1 pour l'été et 0 dans le cas contraire

α : l'angle d'altitude solaire[°]

γ : l'angle d'azimute [°]

θp : L'angle de pas [°]

M : nombre de phase

Zr : nombre de dents rotoriques

MPPH : moteur pas à pas hybride

PWM : Pulse Width modulation (modulation de largeur d'impulsion)

Ia : Courant de phase A [A]

Ib : Courant de phase B [A]

Ua : Tension de phase A [V]

Ua : Tension de phase B [V]

Ψa :flux de phase A [wb]

Ψb :flux de phase B [wb]

R : Résistance de phase [Ω]

L : Inductance de phase [H]

Km : Constante de couple [Vs/rad]

Nr : Nombre de dents du rotor

Nomenclature

ω : Vitesse de rotation [rad/s]

θ : Position mécanique du rotor [rad]

e_a : force électromotrice engendré par la phase a

e_b : force électromotrice engendré par la phase b

Tm : Couple électromagnétique [Nm]

TL : Couple de charge [Nm]

J : Inertie du rotor [kgm^2]

Kv : Coefficient de frottement visqueux [Nms/rad]

Td : couple de détente [Nm]

$\boldsymbol{T_p}\theta$: Transformation de Park

$\boldsymbol{T_p}(-\theta)$: Transformation de Park inverse

U_d *et* U_q: Composantes directe et en quadrature des tensions de phase.

i_d *et* i_q: Composantes directe et en quadrature des courants de phase.

DC : direct current [A]

AC : alternative current [A]

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue à travers une cellule dite photovoltaïque (PV) basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à produire une tension lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier en fonction du matériau utilisé pour la fabrication de la cellule. L'association de plusieurs cellules PV en série - parallèle donne lieu à un générateur photovoltaïque (GPV) qui à une caractéristique courant-tension (*I-V*) non linéaire.

La caractéristique *I-V* du GPV dépend du niveau d'éclairement et de la température de la cellule ainsi que du type d'association des cellules PV.

Pour améliorer le rendement des GPV, on les équipe par des actionneurs pour qu'ils puissent tourner et suivre le soleil, parmi ces actionneurs on distingue le moteur pas à pas qui est caractérisé par la précision en déplacement et son faible cout.

Le moteur pas à pas exécute des mouvements de pas lorsque des impulsions de tension sont appliquées à ses phases, la génération de ces impulsions est assurée par l'onduleur qui représente l'organe de commande, ce dernier est commandé par la technique de l'orientation de flux parce qu'elle consiste à comparer la position de référence qui représente dans notre cas la position de soleil avec la position de l'arbre de moteur qui tourne le panneau et le résultat de comparaison est transformé à une tension commandant l'onduleur.

Notre travail est divisé en quatre chapitres :

Dans le 1er chapitre nous avons donné des notions de base concernant les panneaux solaires, leurs structures et leurs composition puis on a fait une comparaison entre les panneaux solaires fixes et les suiveurs de soleil, comme les suiveurs doublent la quantité d'énergie par rapport aux panneaux fixes, on a présenté ces différents types et les techniques utilisés pour suivre le trajectoire de soleil.

Dans le 2eme chapitre nous avons présenté le moteur pas à pas, son circuit d'alimentation et les différents types d'alimentation, en plus, on a fait une étude comparative entre les types de moteurs.

Dans le 3eme chapitre, la modélisation et la commande en position de moteur pas à pas est étudiée, pour cela on a proposé la commande vectorielle puis on l'a appliqué pour suivre le soleil.

Dans le 4eme chapitre on présente la réalisation de l'onduleur (la partie de commande et de puissance) pour l'utiliser dans les essais afin de commander le moteur.

I.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude des systèmes solaires photovoltaïques fixes et mobiles, en premier lieu on rappelle par les concepts de base concernant les panneaux solaires, ensuit on étudie les suiveurs de soleil, ses types et les techniques utilisés pour suivi le mouvement de soleil pendant la journée. Enfin on modélise le mouvement de soleil pour l'utilisera par la suite.

I.2 définition d'un système solaire photovoltaïque

Le système solaire photovoltaïque est un système constitué d'éléments aptes à transformer une partie de l'énergie solaire reçue, directement en énergie électrique.

I.3 Les principaux composants d'un système solaire photovoltaïque

Un système solaire photovoltaïque est généralement constitué de trois ou quatre éléments principaux

- Le générateur photovoltaïque, qui représente l'outil de conversion de l'énergie contenue dans la lumière du soleil en énergie électrique en courant continu. Il est composé d'un ensemble de panneaux. Le panneau est constitué de plusieurs modules (structurés en série ou en parallèle ou hybride). Le module contient des rangés de cellules (structurées en série ou en parallèle ou hybride) et généralement des cellules à base de silicium [1]
- Le stockeur d'énergie (batterie ou accumulateur), qui a le rôle de stocker l'énergie émise par le générateur photovoltaïque dans le cas ou il y'a excès en énergie par rapport à celle demandé par la charge, l'énergie accumulée est utilisé pendant la nuit. Généralement le stockeur d'énergie est utilisé dans les systèmes autonomes.
- Le système de contrôle (régulateur), il est employé dans les systèmes qui contiennent la batterie, le fonctionnement de ce régulateur est d'éviter la surcharge de la batterie par le panneau solaire, et éviter le déchargement excessif par la déconnection de la batterie de la charge. [2]
- Le système d'interconnexion, qui relie le générateur photovoltaïque (producteur d'électricité) au consommateur (consommateur d'électricité). C'est un système simple généralement les câbles [1]

I.4 composition du générateur photovoltaïque

Comme on a mentionné précédemment un générateur photovoltaïque est composé de cellules PV, ces cellules sont connectées ensemble pour former des panneaux solaires, ces derniers sont associés pour former un champ. Dans ce que suit on va définira ces différents composants

I.4.1 les cellules PV

La cellule PV est un dispositif semi-conducteur, c'est une diode de type spécial. La plupart de structures communes d'une cellule PV de silicium sont schématiquement représenté sur la figure I.1. Une fois qu'une charge est connecté entre les surfaces de contact, une tension apparaisse aux bornes de la charge, et un courant circule à travers. [3]

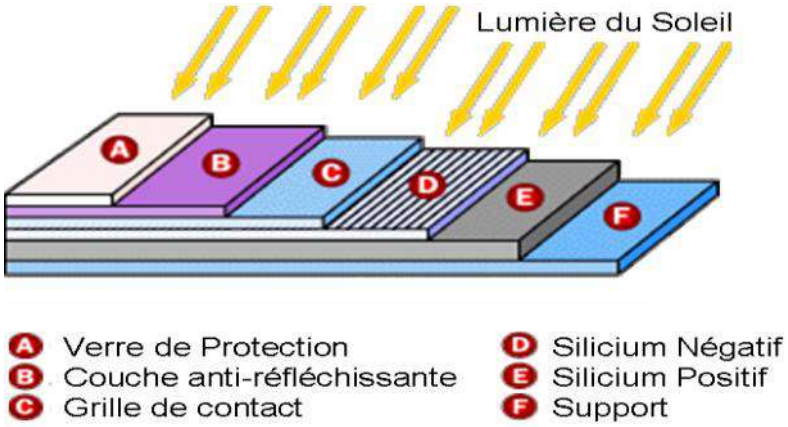


Figure. I.1 : Structure d'une cellule solaire en silicium.

I.4.2 modules et champs

Pour des buts pratiques, les cellules solaires sont assemblées à l'intérieur d'un module PV. Les cellules sont reliées en série et en parallèle au moyens des bandes de cuivre afin de réaliser la tension et le courant pratiquement applicables. La structure d'un tel module est illustrée dans la figure I.2.

Afin d'empêcher les cellules ombragées de renverser leur polarité et de claquer consécutivement, chaque sous-chaine, de plus 8 cellules solaires reliées en séries, est équipé d'une diode antiparallèle, nommée : diode de déviation ; qui est habituellement située dans la boite de raccordement.[3]

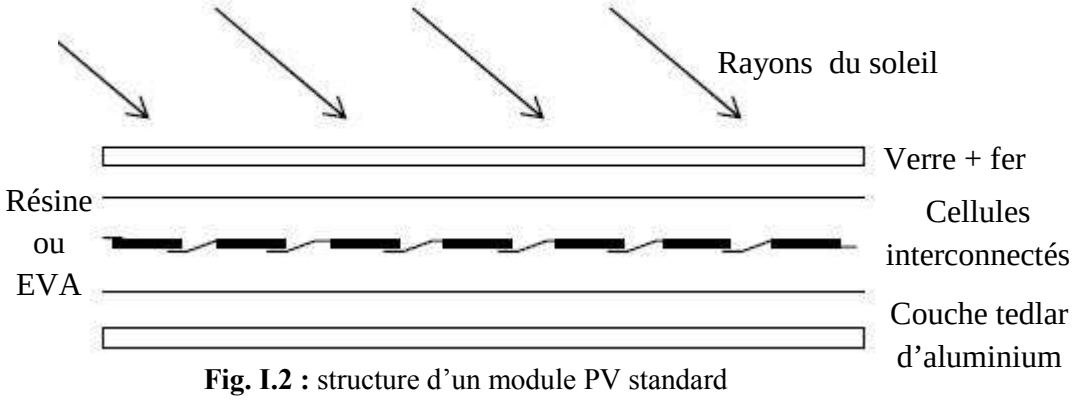


Fig. I.2 : structure d'un module PV standard

Avec :

EVA : Ethyl Vinyl Acetate ;

Tedlar : polyvinyl fluoride (PVF).

Les modules photovoltaïques sont typiquement assemblé selon une combinaison série et parallèle, l'ensemble des modules dans un système photovoltaïque s'appelle un champ PV.

I.5 principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

Le principe de base d'une cellule solaire faite avec un matériau semi-conducteur comme le silicium amorphe ou microcristallin consiste en une jonction p-i-n, c'est à dire: une zone de silicium dopée "p", une zone de silicium non dopée (intrinsèque) et une zone de silicium dopée "n" .Lorsqu'un photon d'énergie supérieure au gap du silicium atteint la zone intrinsèque, il est absorbé pour créer une paire « électron-trou ». Un courant électrique est alors généré par la séparation de cette paire "électron-trou", en direction des deux bornes opposées de la cellule. Cette séparation se fait sous l'action du champ électrique présent dans la zone de silicium intrinsèque. Le trou et l'électron créés dans la couche "i" doivent traverser les couches de silicium dopées ("p" et "n") avant d'atteindre les bornes de la cellule solaire. On peut représenter la cellule solaire comme une diode plate qui est sensible à la lumière. Quand un photon de lumière, d'énergie suffisante, heurte un atome sur la partie négative de cette diode, il excite un électron et l'arrache de sa structure moléculaire, créant ainsi un électron libre sur cette partie, la circulation de ces électrons donne un courant continu. Donc on peut modéliser la cellule photovoltaïque comme une source de courant. [1]

I.6 modélisation de la cellule PV

La cellule photovoltaïque converti directement l'éclairement solaire en électricité, son courant et sa tension de sortie dépendent essentiellement de l'éclairement et de la température. A cet effet, la prédiction des performances d'une cellule PV nécessite l'élaboration d'un modèle mathématique permettant l'étude de son fonctionnement pour les différentes conditions

météorologiques (éclairement, température, etc.).Cette section présente les principaux modèles de simulation de la caractéristique I-V des cellules PV puis des modules PV.

Les modèles utilisés pour simuler le fonctionnement des modules photovoltaïques tiennent en considération, la variabilité de l'éclairement et de la température du module.

I.6.1 modèle idéal d'une cellule photovoltaïque

Dans ce modèle la cellule est considérée comme source de courant connecté en parallèle avec une diode voir Fig. I.3, la source de courant représente le courant généré par la cellule PV due aux photons qu'elle reçoit, il est constant sous une température et irradiation constantes.

Pendant l'obscurité la cellule n'est plus un élément actif, elle fonctionne comme une diode, elle ne produit ni de courant ni de tension, mais si elle est connecté à une source de tension elle génère un courant appelé courant de d'obscurité.

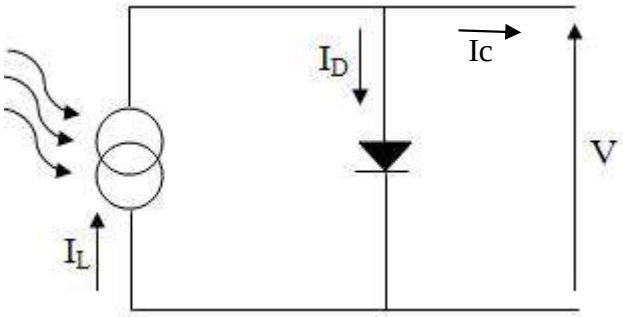


Fig I.3 : schéma électrique équivalant d'une cellule photovoltaïque idéale

Les équations qui régissent ce modèle sont données par :

$$I_D = I_0 * \left(\exp\left(\frac{Vc*e}{k*Tc}\right) - 1\right) \qquad (I.1)$$

$$I_C = I_L - I_D \qquad (I.2)$$

Ou :

I_D : courant d'obscurité [A] ; k : constante de Boltzmann=1.38*10^-23 [j/K]

I_0 : courant de saturation [A] ; T_C : température absolue de la cellule [K]

I_C : courant de la cellule [A] ; V_C : tension de la cellule [V]

I_L : photo courant [A]

e : la charge électrique d'un électron=1.6*10^-19 [coulomb]

I.6.2 modèle réel d'une cellule photovoltaïque

Dans ce modèle on prend en considération les pertes ohmiques dans la cellule solaire, ces pertes sont présentées par deux résistances, l'une est insérée en série appelé résistance série représente les pertes ohmiques dans la cellule et l'autre est connecté en parallèle appelé résistance shunt représente la résistance interne de la diode, elle est généralement grande. On distingue deux modèles : le premier modèle avec une seule diode et le deuxième avec deux diodes.

I.6.2.1 modèle d'une cellule photovoltaïque avec une seule diode

Ce modèle est celui qui utilisé par les constructeurs de cellules solaires, les paramètres qui forment le modèle mathématique sont ceux donnés dans les fiches techniques, parce qu'il donne des résultats satisfaites.

Le circuit équivalant de ce modèle est illustré par la Fig. I.4

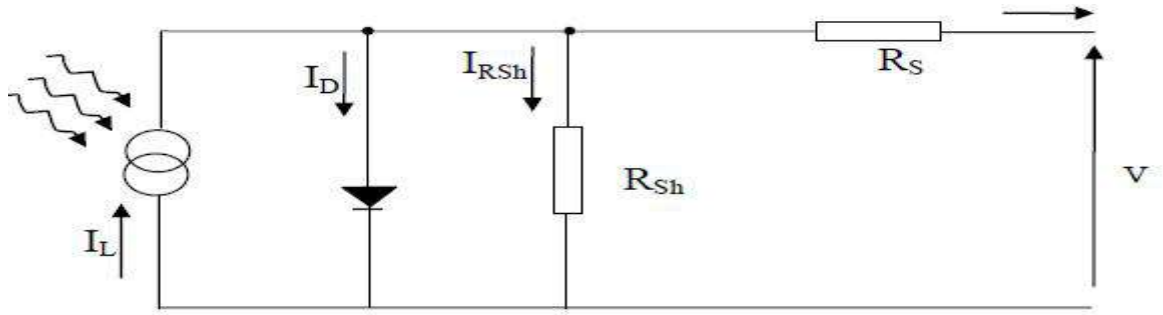


Fig. I.4 : schéma électrique équivalant d'une cellule photovoltaïque avec une seule diode

L'équation qui décrit la caractéristique I-V de ce modèle sont données par :

$$I_C = I_L - I_0 * \left(\exp\left(\frac{(Vc+Ic*Rs)*e}{n*k*Tc}\right) - 1\right) - \frac{Vc+Rs*Ic}{Rsh} \quad (I.3)$$

$$Tc = Ta + (NOCT-20) * \frac{Gi}{800} \quad (I.4)$$

$$I_L = I_{SC} * \left(\frac{G}{1000}\right) \quad (I.5)$$

Ou :

Rs : la résistance série [Ω] ; I_{SC} : le courant de court-circuit [A]

Rsh : la résistance shunt [Ω]

n : le facteur de la non-idéalité de la diode

Tc : la température absolue de la cellule [K]

Gi : irradiation solaire globale du lieu considéré [W/m²]

NOCT (Nominal Operating Cell Temperature) : température nominale de fonctionnement des cellules photovoltaïques dans les conditions suivantes : un ensoleillement de 800 W/m², une température ambiante de 20°C et une masse d'air optique AM égale à 1.

Ta : température ambiante

I.6.2.2 modèle d'une cellule photovoltaïque avec deux diodes

Ce modèle est utilisé lorsque la précision est exigée, le circuit équivalent est donné par la figure I.5

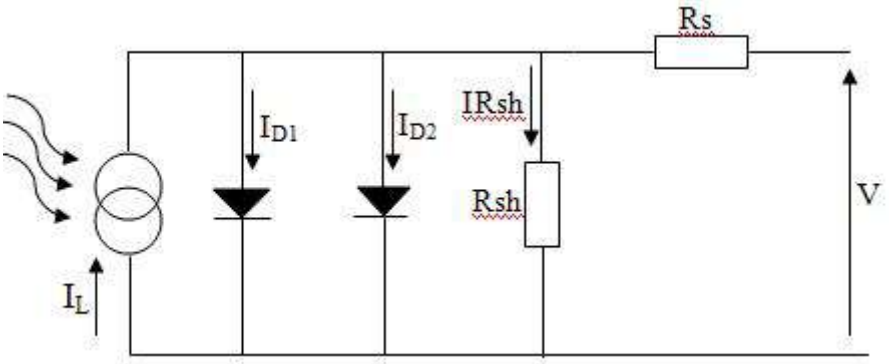


Fig. I.5 : schéma électrique équivalant d'une cellule photovoltaïque avec deux diodes

L'équation qui décrit la caractéristique I-V de ce modèle sont données par :

$$Ic = I_L - I_{01} * \left(\exp\left(\frac{(Vc+Ic*Rs)*q}{n1*k*Tck}\right) - 1\right) - I_{02} * \left(\exp\left(\frac{(Vc+Ic*Rs)*q}{n2*k*Tck}\right) - 1\right) - \frac{Vc+Rs*Ic}{Rsh} \quad (I.6)$$

Il est évident à partir de l'équation précédente, que la caractéristique courant-tension dépend fortement de l'ensoleillement et de la température. La dépendance de la température est encore amplifiée par les propriétés du photo-courant I_L et des courants de saturation inverse de la diode.

$$I_L(Tc) = IL|_{Tc=298K} [1 + (Tck - 298K) * (5 \; 10\text{^} - 4)] \quad (I.7)$$

$$I_{01} = k_{1*} Tck^3 * \exp\left(\frac{Eg}{K*Tck}\right) \quad (I.8)$$

$$I_{02} = k_{2*} Tck^{5/2} * \exp\left(\frac{Eg}{K*Tck}\right) \quad (I.9)$$

Ou : Eg représente l'énergie de la bande interdite du semi-conducteur

Et $k1=1.2A*cm^{-2}*K^{-3}$

$k2= 2.9*10^5$ A/ $cm^{-2}*K^{-5/2}$

Le résultat obtenu lors de la simulation est représenté par la figure I.6

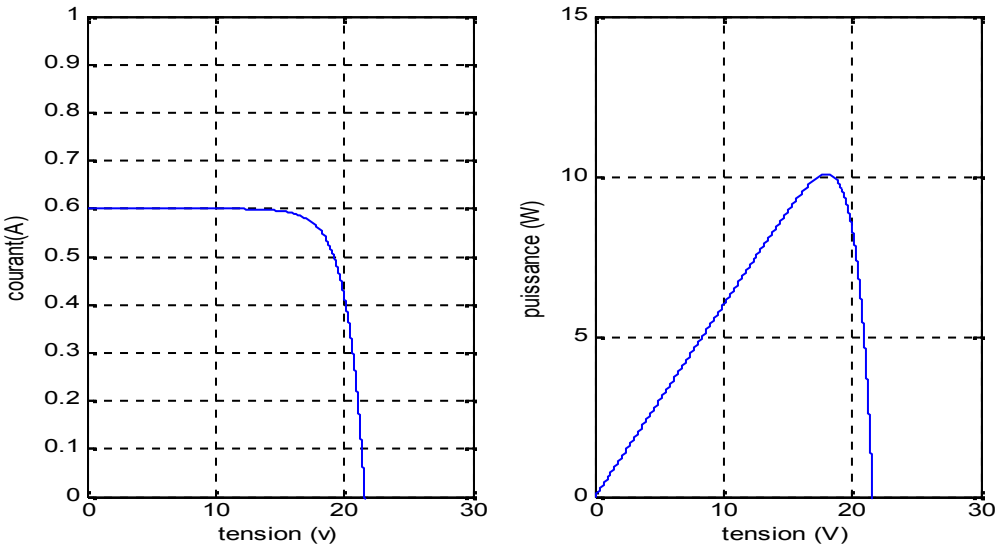


Fig. I.6 caractéristique I(V) et P(V) pour une cellule PV

La caractéristique I(V) d'une cellule PV représente la variation du courant qu'elle produit en fonction de la tension aux bornes de la cellule PV depuis le court-circuit (tension nulle correspondant au courant produit maximum) jusqu'au circuit ouvert (courant nul pour une tension maximale aux bornes de la cellule). On peut diviser la courbe obtenu en trois zones :

La zone (1) : où le courant reste constant quelle que soit la tension, pour cette région, le générateur photovoltaïque fonctionne comme un générateur de courant.

La zone (2) : correspondant au coude de la caractéristique, la région intermédiaire entre les deux zones précédentes, représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé.

La zone (3) : qui se distingue par une variation de courant correspondant à une tension presque constante, dans ce cas le générateur est assimilable à un générateur de tension.

La caractéristique P(V) d'une cellule PV, représente la variation de la puissance produit en fonction de la tension aux bornes de la cellule PV, par définition la puissance est égale à la produit de la tension par le courant c'est pourquoi elle est nulles aux points correspondants aux courant de court-circuit et la tension de circuit ouvert, à l'exception de ces deux points la puissance n'est pas nulle, elle augmente jusqu'à sa valeur max 'P max', puis démunir jusqu'à la tension de circuit ouvert. [4]

I.6.2.3 modèle d'un module photovoltaïque

Les cellules sont généralement regroupées en "modules", qui sont encapsulés avec divers matériaux pour protéger les cellules et les connecteurs électriques de l'environnement. Les constructeurs fournissent des cellules photovoltaïques dans les modules, composé de *NPM* branches parallèles, chacun avec *NSM* cellules solaires en série, comme le montre la figure (I.7)

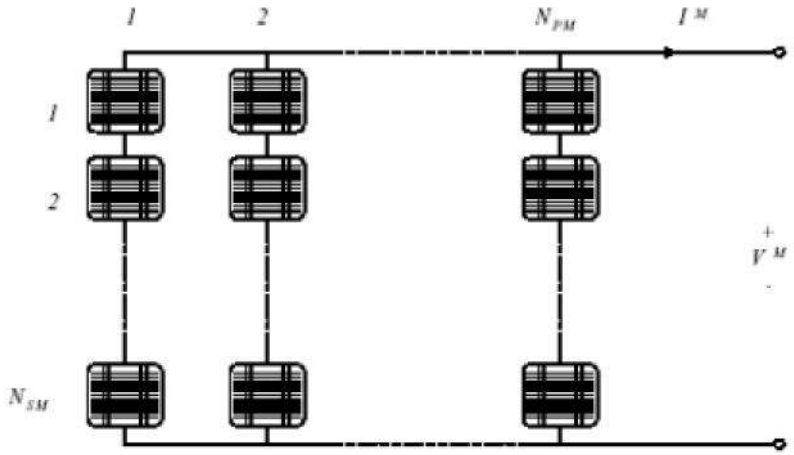


Fig. I.7 : un module composé de *NPM* branches parallèles, chacun avec *NSM* cellules solaires en série

Le modèle utilisé pour simuler les performances du module PV est déduit du modèle de la caractéristique d'une cellule solaire, dans ce qui suit on désigne par 'M' le module et par 'C' la cellule, le courant du module sous différents condition d'opération peut décrit par :

$$I^M = I_{SC}^M * \left[1 - \exp\left(\frac{V^M - V_{OC}^M + R_S^M * I^M}{N_{SM} * V_t^C}\right)\right] \quad \text{(I.10)}$$

Il est à noter que le courant de module I^M est une fonction implicite qui dépend à :

- La tension de court-circuit de module donné par :

$$I_{sc}^M = N_{PM} \square I_{sc}^C \quad \text{(I.11)}$$

- La tension de circuit ouvert de module donné par :

$$V_{oc}^M = N_{PM} * V_{oc}^C \quad \text{(I.12)}$$

- La résistance série équivalente de module donné par :

$$R_S^M = \frac{N_{SM}}{N_{PM}} * R_S^C \quad \text{(I.13)}$$

- La tension thermique de la semi-conducteur donné par :

$$V_t^C = \frac{k * T^C}{e} \quad \text{(I.14)}$$

Pour notre simulation on utilise un module composé de deux branches en parallel chaque branche est composé de quatre cellules en serie, les resultats de simulation sont illustré par la figure. I.8

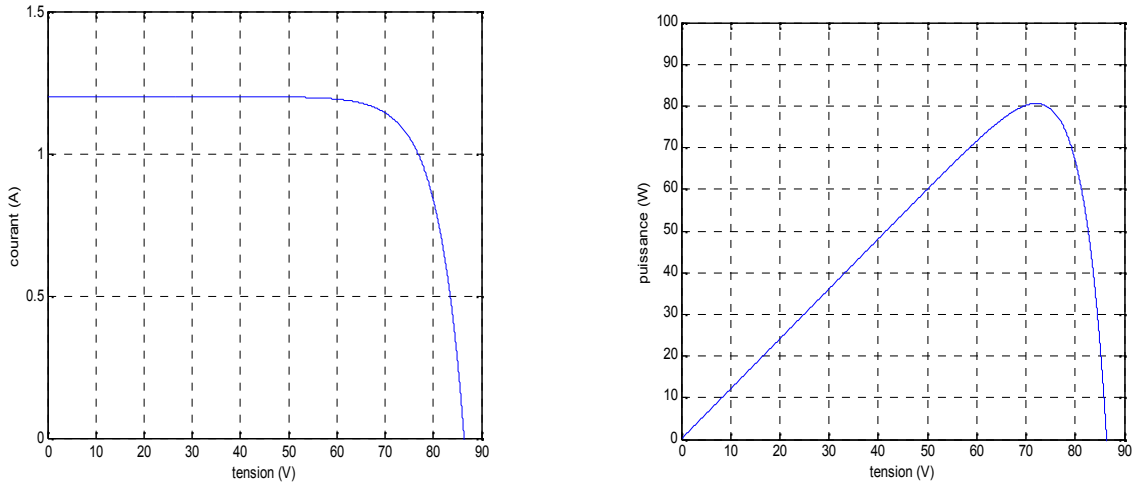


Fig. I.8 : les caractéristiques I(V) et P(V) pour un module

La courbe I(V) obtenu pour un module est semblable à celle d'une cellule sauf que le courant est doublé parce que on a deux branches chacune produit le même courant 0.6(A), comme ils sont connectées en parallèle le courant résultant sera 1.2(A), en plus la tension aux bornes du module sera augmentée quatre fois parce qu'il y' a quatre cellules en série.

I.7. l'intérêt des panneaux mobiles par rapport aux panneaux fixes

Au cours de la journée, le soleil se déplace continuellement, alors qu'un générateur Photovoltaïque est fixe dans sa position, perdant ainsi une considérable quantité d'énergie, qui pourrait être disponible.

Dans une installation fixe qui, pour en optimiser le rendement est exposé au Sud, l'énergie rendue par les modules PV est maximale seulement à midi comme indiqué sur la figure. I.9. Pour cela si les modules PV sont toujours orientés vers le soleil, c'est comme s'il y avait constamment la condition correspondante à midi, la puissance générée est toujours celle maximale.

Les modules photovoltaïques placés sur des suiveurs de soleil ont un rendement énergétique qui augmente de manière appréciable par rapport aux installations fixes.

Les suiveurs de soleil proposés dans notre gamme offrent un suivi de la trajectoire du soleil suivant un axe motorisé et un axe saisonnier manuel. Ils engendrent ainsi une augmentation de la production moyenne d'électricité de l'ordre de 50%.

A titre de l'exemple, la figure (I.9) montre qu'un système de 1 kW bien orienté, produit 5,5 kWh d'énergie, alors que le même système avec suiveur, dans les mêmes conditions d'ensoleillement, produit 11 kWh d'énergie.

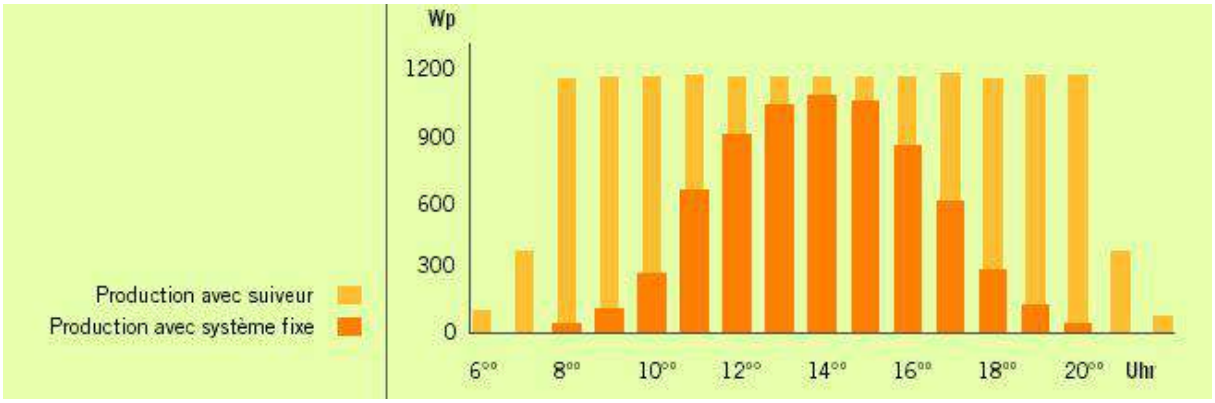


Figure I.9: diagramme de comparaison entre la production avec suiveur et la production avec système fixe

I.8. types de suiveurs de soleil

Il existe deux types de traqueur de soleil, suiveur de soleil mono-axe qui peuvent tourner autour un seule axe généralement de l'Est vers l'Ouest et biaxes qui tourne de l'Est vers l'Ouest pour le premier axe et de sud vers le nord pour la deuxième axe.

I. 8.1 suiveurs de soleil mono-axe

Ils peuvent suivre le soleil pendant la journée, selon l'orientation de l'axe de rotation, ils sont divisés en trois groupes

I.8.1.1 suiveurs de soleil a axe horizontale

Ils ont un axe de rotation est parallèle à la surface de terre, il est dirigé soit de l'Est vers l'Ouest ou bien de nord vers le sud. [5] L'avantage de ce type de traqueur est la simplicité de l'installation des modules des panneaux parce que ces derniers partagent le même axe de rotation voir Fig. I.10



Fig. I.10 : champ de suiveurs de soleil a axe horizontale

I.8.1.2 suiveurs de soleil a axe verticale

Ils se caractérisent par un axe de rotation verticale à la surface de terre, ils tournent de l'Est vers l'Ouest, dans les hautes altitudes ils sont plus efficaces que ceux à axe horizontale. Pendant l'installation il faut prendre en considération l'ombre, ce qui provoque une diminution de l'énergie collecté. Généralement les panneaux sont monté avec certain angle d'inclinaison par à rapport à l'axe de rotation

I.8.1.3 suiveurs de soleil a axe incliné

Touts les suiveurs possédant un axe de rotation entre l'horizontale et le verticale sont considérés comme suiveurs a axe incliné, les panneaux sont monté directement sur l'axe de rotation voir la figure. I.11



Fig. I.11 : champ de traqueur de soleil a axe incliné

I. 8.2 suiveurs de soleil biaxe

Afin d'améliorer le rendement et de suivre exactement la position de soleil parce qu'elle se change en altitude pendant l'année on utilise les suiveurs de soleil biaxe qui ont deux dégrées de libertés qui agissent comme deux axes de rotation, un axe verticale perpendiculaire à la terre (axe primaire) et le deuxième axe est normale par rapport au axe primaire, ces suiveurs sont classés en deux catégories :

I.8.2.1 suiveurs de soleil azimute-altitude

Dans cette configuration l'axe primaire ou bien l'axe d'azimute doit être parallèle à l'axe de zénith, et l'axe d'élévation est perpendiculaire à l'axe primaire. L'angle de suivi autour l'axe d'azimute est l'angle d'azimute solaire et l'angle de suivi autour l'axe de l'élévation est l'angle de d'élévation solaire. [5]

I.8.2.2 suiveurs de soleil polaire

Ces suiveurs ont un axe primaire parallèle à l'axe polaire de la terre qui est orienté vers l'étoile polaire, l'axe primaire fait avec l'horizon un angle d'inclinaison égale à l'angle de latitude locale, le deuxième axe de rotation est perpendiculaire au l'axe polaire, l'angle de suivi autour l'axe polaire est égale à l'angle heure de soleil et l'angle de suivi autour le deuxième axe dépend de l'angle déclination. [5]

I.9 les méthodes de suivi de soleil

Plusieurs méthodes de suivi de soleil sont étudiées pour garder les panneaux ou les concentrateurs perpendiculaires sur les rayons solaires, ces méthodes sont divisées en méthodes passif (mécaniques) et méthodes actifs (électriques)

I.9.1 les suiveurs passifs

Les suiveurs passifs sont basés sur la dilatation thermique d'une substance généralement Fréon, habituellement les suiveurs passifs sont composés de deux actuateurs qui fonctionnent d'une manière opposé, lorsque les deux actuateurs sont soumis à la même illumination le suiveur se trouve en repos, si l'illumination est différent entre les deux actuateurs le suiveur se déplace vers un nouveau point d'équilibre ou l'illumination devient égales pour les deux actuateurs. L'avantage de ce type est la simplicité de construction par rapport aux suiveurs actifs.

En revanchent ils sont moins précis, et ne fonctionnent pas dans les basses températures.

La figure I.12 montre un suiveur de soleil passif présenté par Clifford et al. Ce suiveur consiste à utiliser deux tubes cylindriques identiques contenants un liquide sous une pression partielle. Ces tubes sont positionnés sur un cadre en bois, symétriquement par rapport à l'axe horizontale. Les deux tubes sont ombrés tels que le tube le plus éloigné du soleil absorbe la radiation solaire alors que le deuxième reste ombré ce qui provoque le mouvement du système, pour éviter une réponse excessive et les oscillations on équipe le suiveur par système d'amortissement. [6]

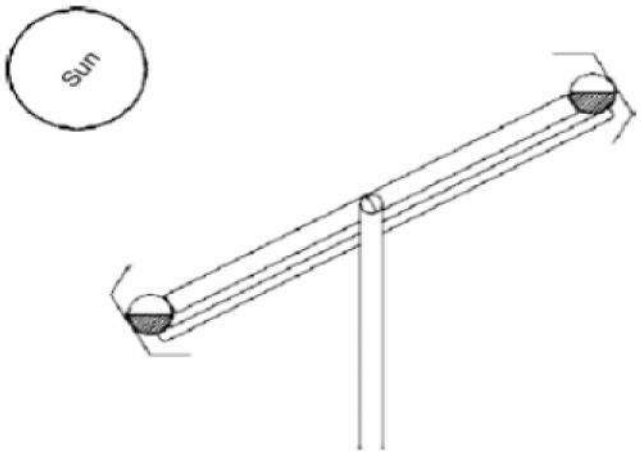


Fig. I.12 : suiveur de soleil passif

I.9.2 les suiveurs actifs

Il y'a trois types principales de suiveurs actifs : suiveur a une cellule solaire bifaciales auxiliaire, suiveur électro-optiques, et suiveurs à base de microprocesseur

Suiveur a une cellule solaire bifaciales auxiliaire est le plus simple, la cellule solaire bifaciales auxiliaire qui agit comme un capteur de lumière est fixé sur l'axe de rotation, elle est placé perpendiculaire sur le panneau solaire, la cellule est connecté directement à un moteur à courant continue, lorsque le soleil déplace, l'angle d'incidence augmente sur la cellule, ce qui produit une énergie capable à faire tourner le moteur qui tourne par son tour le panneau solaire. La figure I.13 montre le schéma de ce type de suiveur [7]

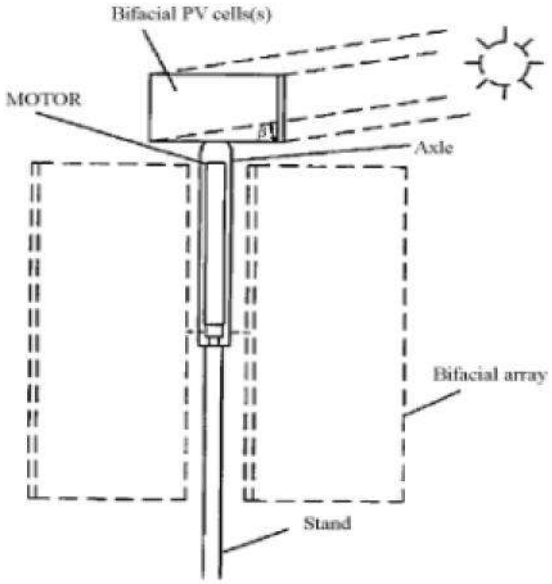


Fig. I.13 : suiveur de soleil a une cellule bifaciale

Les suiveurs électro-optiques sont aussi des systèmes simples qui consistent à utiliser deux photorésistances comme capteurs pour les suiveurs mono-axe, Ces capteurs sont positionnés très proche l'un par rapport à l'autre et ont un diviseur, ou montés sur des plans inclinés par un angle bien déterminé pour créer un courant ou différence de potentiel entre les deux capteurs comme il est montré dans la figure I. 14

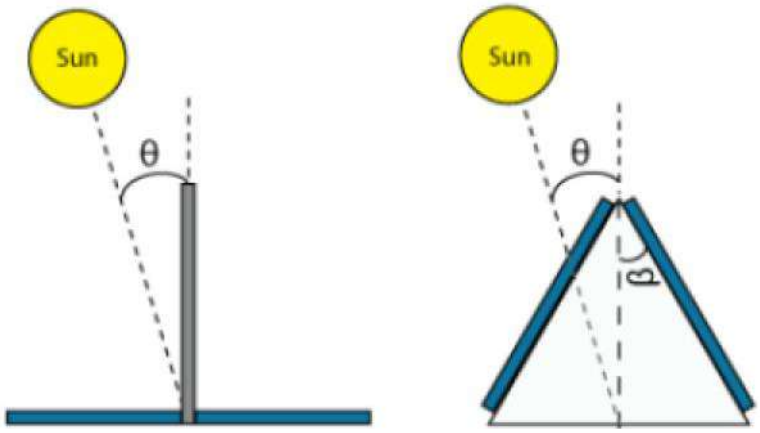


Fig. I.14 : Principe d'équilibrage d'ombre

Une combinaison de résistances, capacitances, portes logiques, et transistors sont utilisés pour former un circuit de comparaison et un circuit de commande, la sortie de circuit de comparaison alimente le circuit de commande qui alimente le moteur et change son sens de rotation selon le capteur qui récrive le maximum d'illumination. [6] [7]

Lorsque les capteurs de la lumière sont employés, on obtient une commande du suiveur en boucle fermé, parce que l'image du soleil est envoyée à l'organe de commande pour voir si la position du soleil est changée ou non. L'avantage de commande en boucle fermé est la précision de suivi qui atteinte jusqu'à 0.1°, par contre les désavantages sont la nécessité à une structure mécanique très compliqué pour le suiveur, en plus si le ciel devient nuageux il n y'a plus d'asservissement de la position de soleil et par conséquent pas de suivi , la dernière désavantage est la limitation de champs visuel des capteurs .[5]

Les suiveurs à base de microprocesseur utilisent des algorithmes pour déterminer la position de soleil au lieu des capteurs de lumière. Ce type de suiveur est utilisé dans la commande en boucle ouvert. L'avantage de cette commande est que le suiveur suit le soleil quel que soit l'état du ciel (nuageux / claire), par contre la désavantage est la précision qui est dégradé par rapport à la commande en boucle fermé

I.10 modélisation du mouvement apparente de soleil

La position apparente du soleil vue par un observateur dépende en effet, par la longitude du lieu d'observation, de la déclinaison et de l'angle horaire du soleil voir la figure. I.15. IL est intéressant de rappeler la définition de ces différentes grandeurs :

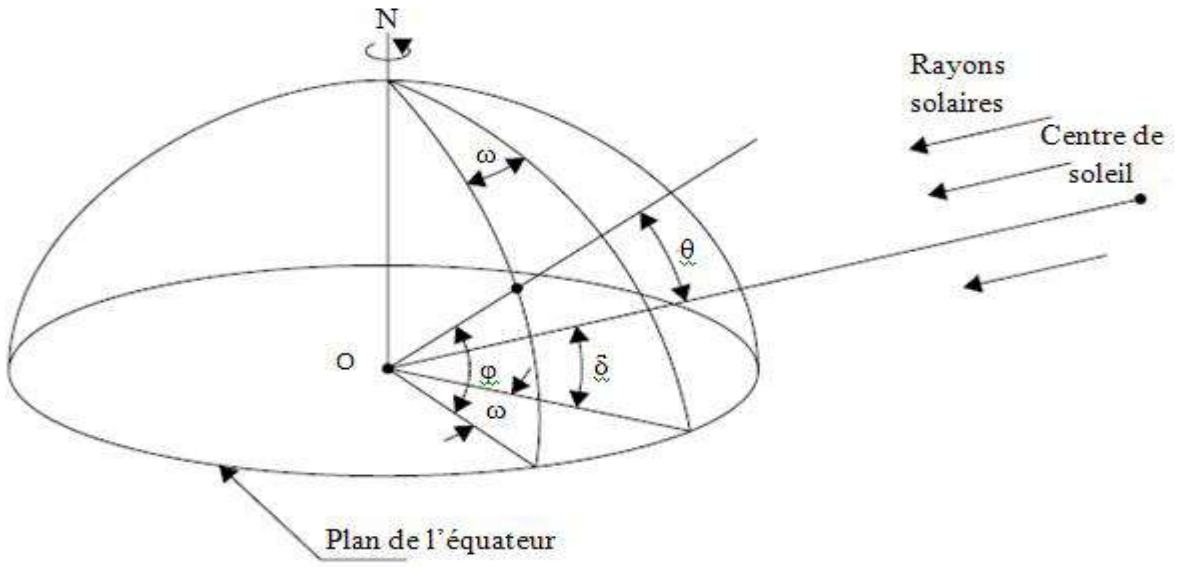


Fig. I.15 : définition de latitude, l'angle horaire et la déclinaison

I.10.1 La latitude(φ)

Est l'angle formé par le plan équatorial et la direction reliant le lieu considéré et la centre de la terre. On ajointe le signe positif aux altitudes de l'hémisphère Nord et celles de l'hémisphère Sud d'un signe négatif.

I.10.2 La longitude (λ)

Représente l'angle formé par le plan méridien du lieu considéré et le plan méridien origine. Ce dernier passe par l'observateur de Greenwich et a pour longitude 0°. Les longitudes situées à l'Est de méridien sont affectés d'un signe positif et celles situées en Ouest sont négatives.

I.10.3 La déclinaison (δ)

L'angle déclinaison est l'angle formé par l'axe polaire de la terre et le plan écliptique dû à la rotation de la terre autour le soleil. Sa valeur varie entre 23°7' et -23°7' et s'annule aux équinoxes de printemps et d'automne, cet angle est calculé en radian à partir de la formule de Cooper. N représente le nombre de jour de l'année, pour le 1er janvier N=1. [4]

$$\delta = 23.45\frac{\pi}{180} * sin\left[\frac{2\pi}{365} * (284 + N)\right] \qquad (I.15)$$

I.10.4 l'angle horaire

L'angle horaire décrire la position instantanée du soleil, il est formé par le plan méridien du site et le plan méridien contenant le soleil, il est zéro à midi solaire et s'augmente lorsque on part vers l'Est. L'angle horaire est obtenu à partir de temps solaire apparent

$$\omega = 15 \square (AST - 12) \quad \text{(I.16)}$$

Ou AST est le temps solaire apparent qui est défini par le mouvement angulaire du soleil dans le ciel, le midi solaire est défini par le passage du soleil sur le méridien de l'observateur, il ne coïncide pas avec le midi locale défini à 12 :00. Pour convertir le temps local en temps solaire apparent on doit appliquer deux corrections : L'équation de temps et la correction de la longitude [2]

I.10.5 L'équation de temps

Elle représente la variation du temps solaire apparent, il existe plusieurs expressions pour déterminer L'équation de temps, comme celle développée par Lamm (1981):

$$ET=60 \square \sum_{k=1}^{6}[A_k * \cos(360 \square k * N/365.25) + B_k * \sin(360 \square k * N/365.25)] \quad \text{(I.17)}$$

Ou N représente le nombre de jour pour un cycle de quatre ans (1-1461) et A_k et B_k sont des constants donnés par :

k	A	B
1	2.0870 *10^-4	0
2	9.2869 *10^-3	-1.2229 *10^-1
3	-5.2258*10^-2	-1.5698 *10^-1
4	-1.3077*10^-3	-5.1602 *10^-3
5	-2.1867*10^-3	-2.9823 *10^-3
6	-1.0051*10^-4	-2.3463*10^-4

Tableau I.1 : les coefficients de l'équation de temps

I.10.6 la correction de longitude

Comme le soleil prend quatre minutes pour traverser 1° de longitude, une correction de longitude de 4*(longitude standard - longitude locale) doit être ajouté ou retranché au temps locale, donc pour les régions situant à l'East de la longitude standard la correction est ajouté, dans le cas contraire elle est retranché. [2] L'équation qui donne la variation du temps solaire apparent est donné par :

$$AST = LST + ET \pm 4 \square (SL - LL) - D \quad \text{(I.18)}$$

AST : temps solaire apparent

LST : temps solaire locale

SL : longitude standard

LL : longitude locale

D : facteur qui est égale à 1 pour l'été et 0 dans le cas contraire

I.10.7 l'angle d'altitude solaire et l'azimute

La position de soleil est décrite à l'aide de l'altitude solaire (α) qui représente l'angle entre les rayons solaires et le plan horizontale et l'azimute (γ) est l'angle des rayons solaires mesuré sur le plan horizontale de a partir de sud voir Fig. I.16, Ces deux angles sont calculés a partir des angles précédents par les relations suivants :

$$\alpha = \arcsin(\cos(\delta) \square \cos(\omega) \square \cos(\varphi) + \sin(\delta) \square \sin(\varphi)) \quad \text{(I.19)}$$

et

$$\gamma = \begin{cases} \arccos\left(\frac{sin(\delta)*cos(\varphi)-cos(\delta)*sin(\varphi)*cos(\omega)}{cos(\alpha)}\right) & si\ \omega < 0 \\ 2\pi - \arccos\left(\frac{sin(\delta)*cos(\varphi)-cos(\delta)*sin(\varphi)*cos(\omega)}{cos(\alpha)}\right) & si\ \omega > 0 \end{cases} \quad \text{(I.20)}$$

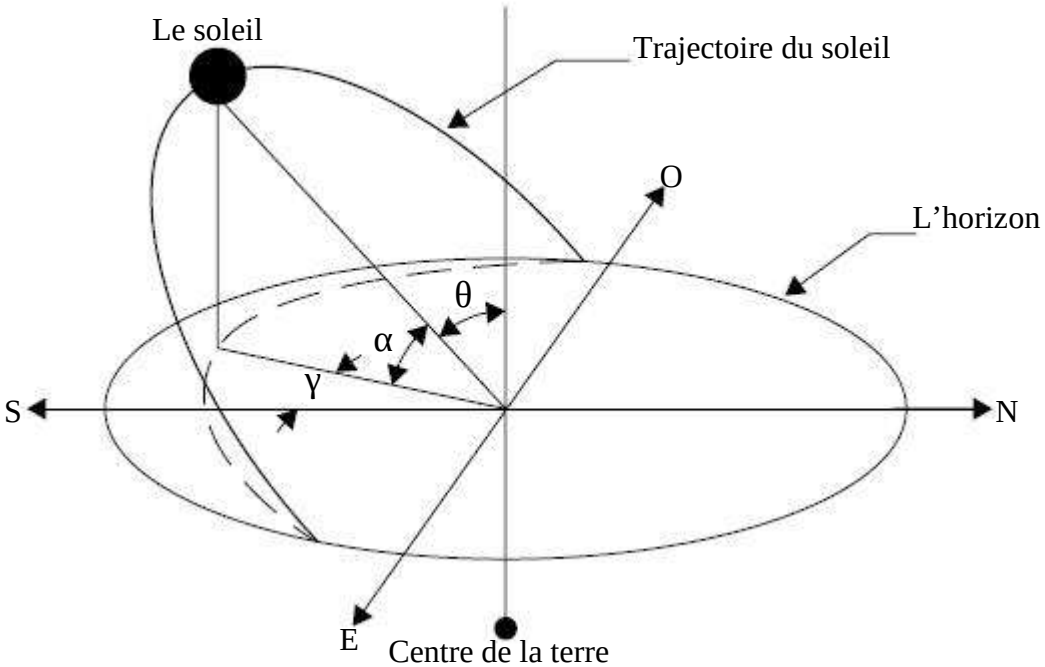


Fig. I.16 : description du mouvement de soleil a l'aide de l'altitude solaire et l'azimute

Les résultats de simulation de la position du soleil sont schématisés dans la figure I.17

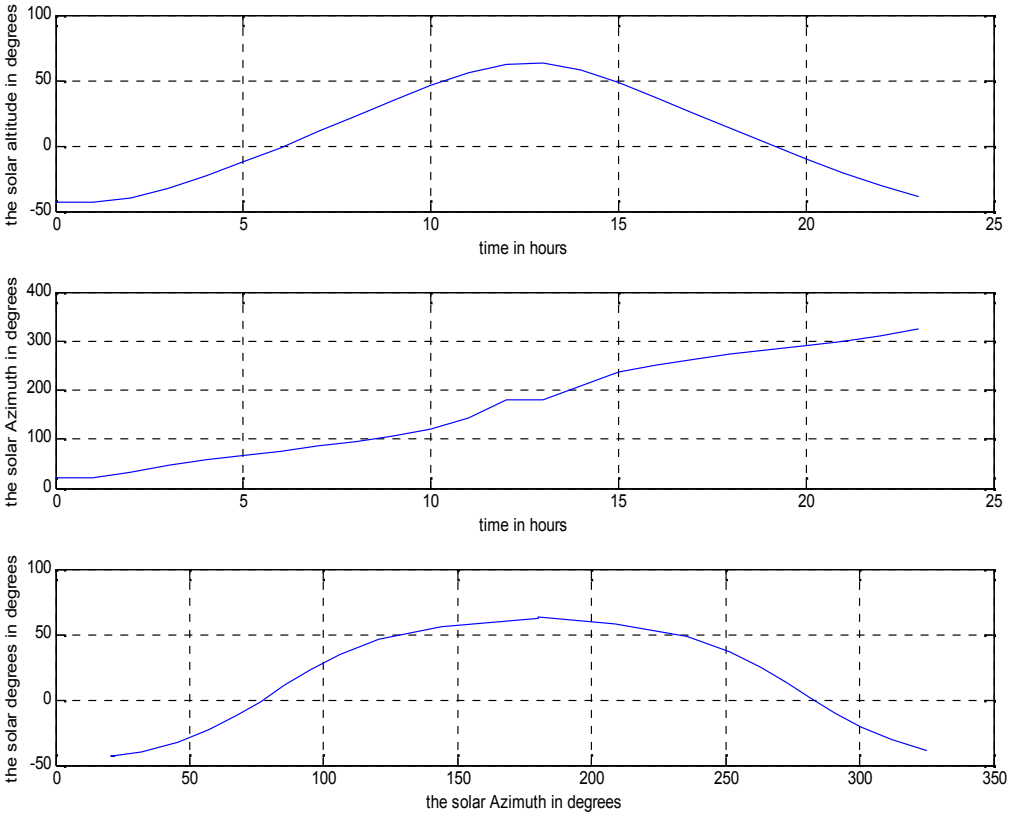


Figure I.17 : la position du soleil décrit par les angles d'altitude et Azimute

La simulation de la position du soleil est faite pour la wilaya de Médéa, le 16 avril 2013.

La première courbe représente la variation de l'altitude solaire pendant une journée, on remarque que le soleil se lève à environ 6 :00 et atteint sa position max à 12 :00 puis se couche à environ 19 :00

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté une étude concernant les systèmes solaires d'origine photovoltaïque, des simulations faites pour mieux comprendre les caractéristiques de fonctionnement des panneaux solaires et la description du mouvement de soleil

II.1. Introduction

Les moteurs pas à pas sont des moteurs spéciaux utilisés pour commander avec grande précision le déplacement et la position d'un objet. Ils sont les meilleurs et souvent l'unique solution à des nombreux problèmes de contrôle.

Comme leur nom l'indique, ces moteurs tournent par incréments discrets. Leur comportement dépend beaucoup de la source d'alimentation qui génère les impulsions.

Suivant leur construction, le moteur pas à pas avance de 90°, 45 ·18 ou d'une fraction de degré par impulsion. En faisant varier la fréquence des impulsions, on peut faire tourner le moteur lentement ou rapidement à des vitesses aussi élevées que 4000 rad /min.

A cause de sa grande précision de positionnement, le moteur pas à pas est utilisé dans les machine outils, les impriment et les traceur suiveur de soleil …etc.

II.2. Généralités

Les moteurs pas à pas (stepping motor en anglais) sont des moteurs spéciaux, constitue un convertisseur électromécanique destiné à transformer le signal électrique (impulsion ou train d'impulsions de pilotage) en déplacement (angulaire ou linéaire) mécanique.



Fig. II.1: Moteur pas à pas

Au point de vue électrotechnique, le moteur classique ressemble à la machine synchrone, dont le stator (le plus souvent à pôles saillants) porte les enroulements de pilotage et le rotor (presque toujours à pôles saillants) est soit muni d'aimants permanents (structure dite polarisée ou active), soit constitué par une pièce ferromagnétique dentée (structure dite réluctante ou passive).

Entre le moteur et son alimentation, sont intercalés trois éléments essentiels (Figure II-2)

- une unité de calcul, qui élabore les impulsions de commande.

- un modulateur PWM, qui génère les commandes des contacteurs électroniques de commutation.

- une électronique de commutation (puissance), qui, à partir d'une alimentation, fourni l'énergie vers les enroulements appropriés du moteur.

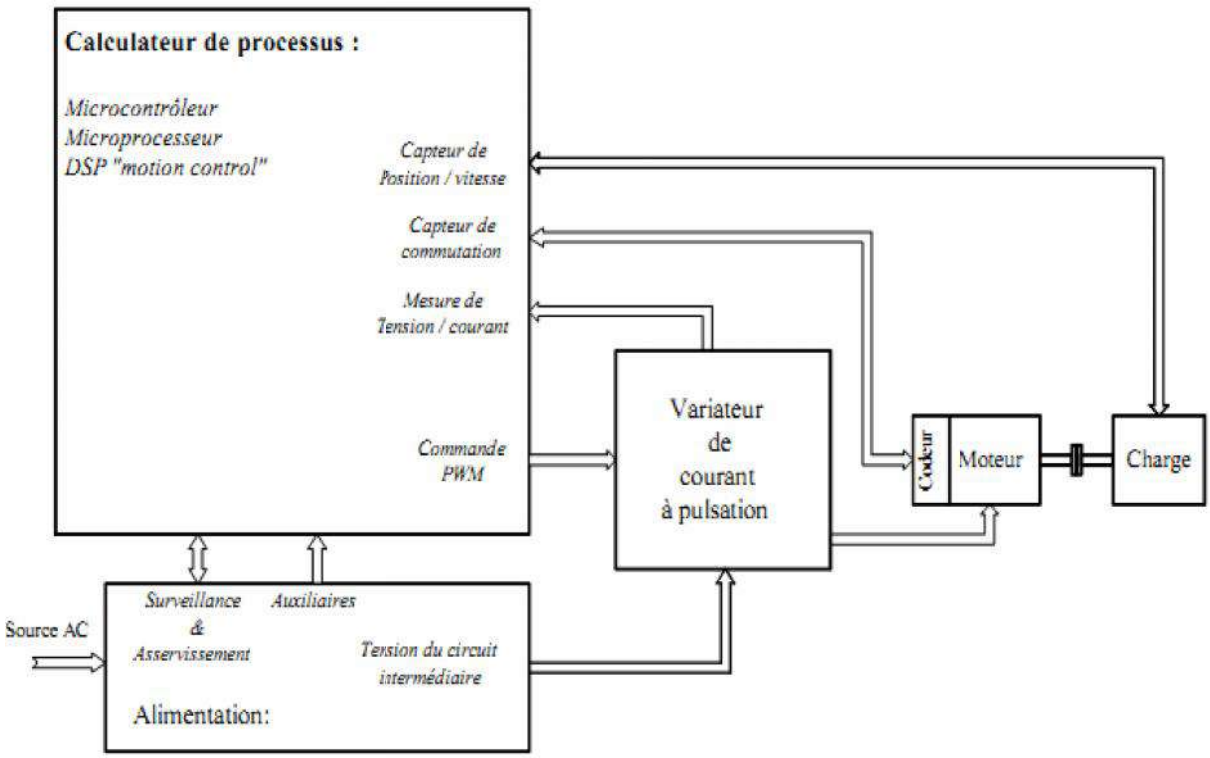


Fig. II.2 : Schéma bloc de principe du contrôle d'un moteur pas-à-pas

Les moteurs pas à pas existent en différentes tailles qui varient de 1 cm à plus d'une dizaine de centimètres. Tout dépendra des applications dans lesquelles ils seront utilisés. Le plus petit moteur, par exemple, sera destiné au déplacement des têtes de lecture dans les lecteurs de disquettes ou dans les disques durs où un couple très faible est requis. Par contre, le déplacement d'un bras de robot demandera un couple nettement plus important, donc un moteur de diamètre élevé.

II.3. Principe de fonctionnement

Le moteur pas à pas est l'organe de positionnement et de vitesse travaillant généralement en boucle ouverte.

Le principe de base est donc toujours la création d'un champ tournant comme dans les moteurs triphasés industriels ou dans les petits moteurs équipant les programmateurs mécaniques : les pôles magnétiques de rotation de même nom se repoussent et les pôles des noms contraires s'attirent, le champ magnétique entraînera le rotor alimenté dans le même sens.

II.3.1. Fonctionnement en pas entier

Lorsque les commutateurs sont ouverts, le rotor occupe n'importe quelle position. Cependant, Si l'on ferme les commutateurs 1 et 2, le champ magnétique produit par les pôles 1 et 2 attira le rotor de sorte qu'il s'alignera dans la position indiquée à la figure (II.3.A). Si, en suite, on ouvre les commutateurs 1 et 2 touts en fermant les commutateurs 3 et 4, le rotor tournera de 180° et s'alignera dans la position de la figure (II.3.C).

Pour inverser le sens de rotation du moteur, il suffit d'appliquer la séquence contraire.

Le tableau suivant indique les positions du rotor en fonction de l'excitation de la phase du stator.

Commutateurs Fermés	**Position résultante**
12	**A**
23	**B**
34	**C**
14	**D**

Tableau II.1 : position de rotor

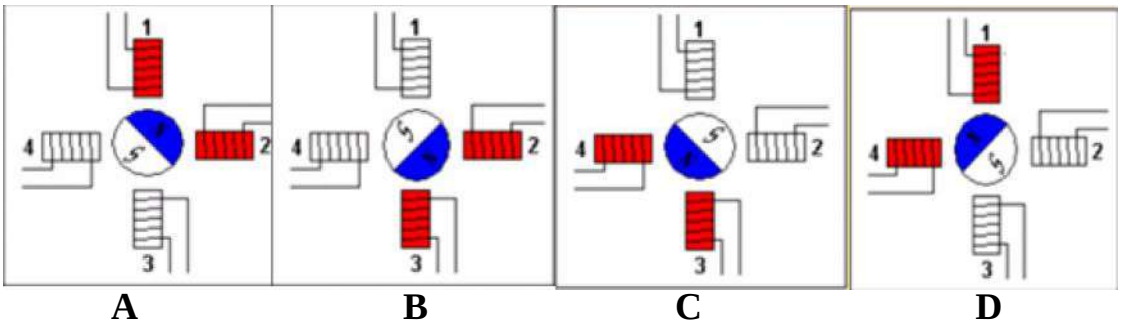


Figure II.3 : Fonctionnement schématique d'un moteur pas à pas

II.3.2 Fonctionnement en demi- pas

Pour le mode demi pas la figure II.4 représente la séquence de rotation par demi pas

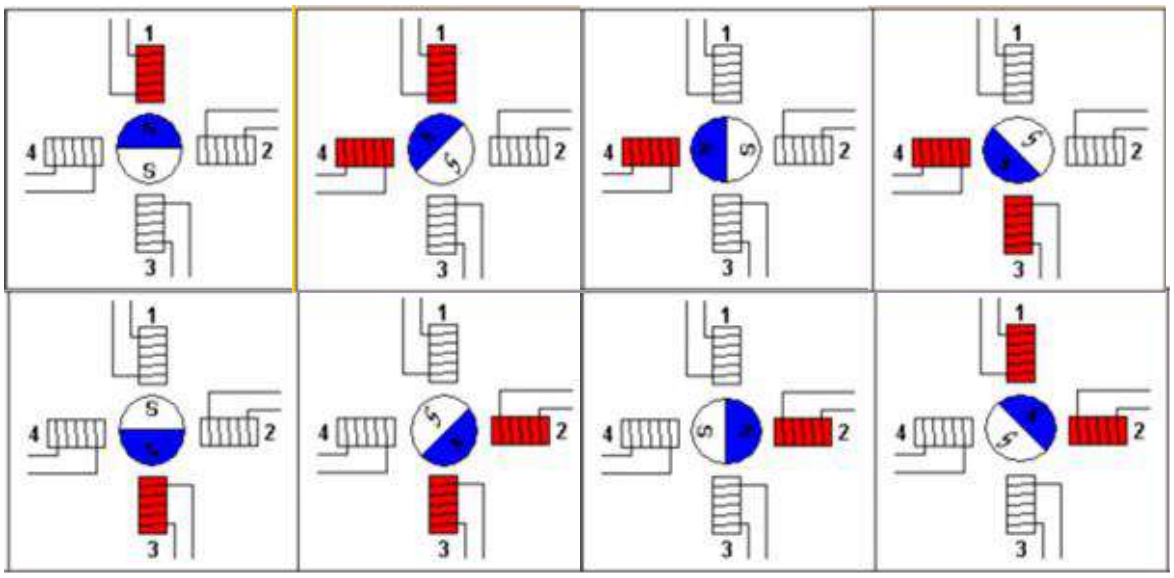


Figure II.4 : séquence de rotation par demi-pas

II.4. Régime de fonctionnement et caractéristiques générales des moteurs pas a pas

Chaque type possède une caractéristique qui permet de choisir le moteur désiré. Les caractéristiques statiques Sont essentiellement liées à la constitution mécanique et électrique du moteur, par contre les caractéristiques dynamiques sont obtenues pendant le fonctionnement normal du moteur.

II.4.1. Caractéristique de fonctionnement en pas a pas

Le fonctionnement en pas entier est caractérisé par un ensemble de déplacements élémentaires successifs séparés par position d'équilibres stables.

II.4.1.1 Angle de pas :

C'est l'angle nominal entre deux positions adjacentes de rotation, cet angle est défini par les constructeur et il est donnée par :

$$\theta p = 360/M\,Z_r\ [°]$$

Ou

M : nombre de phase

Zr : nombre de dents rotoriques

II.4.1.2 Couple statique

C'est le couple disponible sur l'arbre du moteur lorsque celui-ci est excité de façon statique. En première approximation, toutes les structures des moteurs pas à pas présentent une caractéristique de couple sinusoïdale en fonction de la position figure II.5. [10]

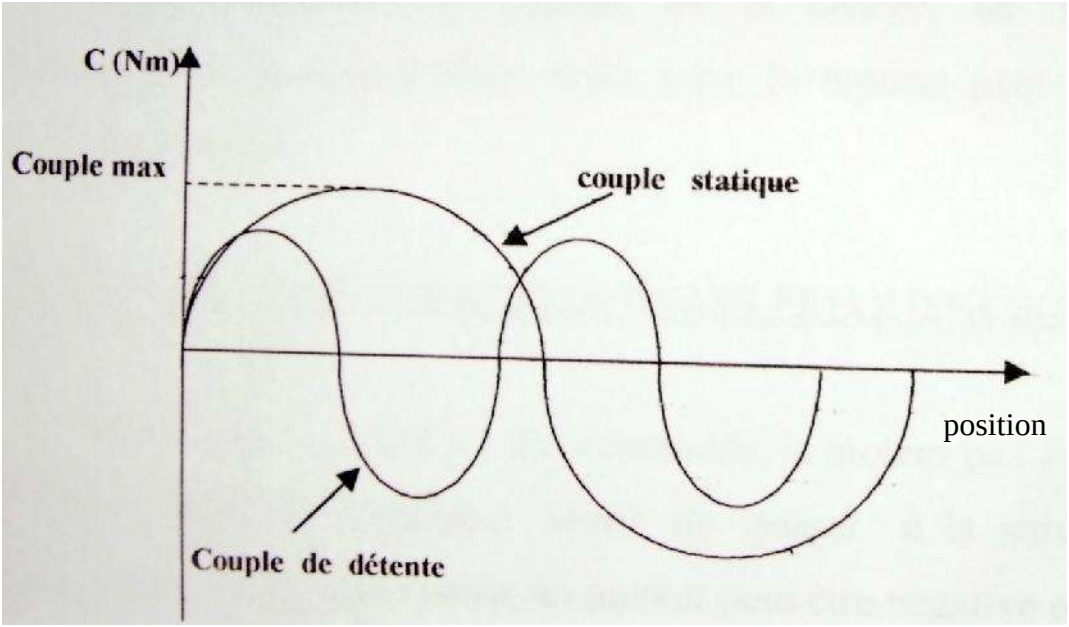


Figure II.5 : Couple statique

II.4.1.3 Couple de maintien

C'est le couple maximal fourni par le moteur excité de façon statique.

II.4.1.4 Couple de détente

C'est le couple disponible sur l'arbre d'un moteur polarisé non alimenté. Il est dû à la variation de la réluctance provoquée par la saillante du stator. Ce couple est souvent dix fois moins important que le couple de maintien.

II.4.1.5 Angle de charge

A vide, pour une alimentation donnée, nous observons un certain nombre de position d'équilibre du moteur. Lorsque celui-ci est chargé, ces positions se déplacent. L'écart entre ces position d'équilibre et les précédentes est appelé angle de charge.

II.4.2. Caractéristique couple-vitesse ou fréquence

II.4.2.1. Fréquence maximale de démarrage (zone 1)

Le démarrage du moteur n'est possible que pour une fréquence inférieure à une fréquence limite appelée fréquence maximale de démarrage.

Cette caractéristique dépend de la charge, de la commande et de l'alimentation du moteur. Dans cette zone, le moteur peut démarrer et s'arrêter sans perte de pas.

II.4.2.2.Zone d'instabilité a basse fréquence (zone 2)

Aux faibles fréquences de commande, le moteur pas a pas oscille autour de chaque position d'équilibre avant de passer à la suivante. A l'instant de commutation de phase la vitesse du moteur peut être négative et l'énergie d'accélération est insuffisante pour vaincre l'énergie cinétique acquise par le moteur au pas précédent, entraînant une perte de synchronisme.

II.4.2.3. Zone d'entrainement au de survitesse (zone 3)

Au-delà de la fréquence maximale de démarrage, le moteur déclenche et perd son synchronisme. On y accède par des rampes d'accélération et on en sort par des rampes de décélération.

II.4.2.4. Zone d'instabilité a grandes fréquences (zone 4)

Au delà de la fréquence élevée, il peut aussi se produire des instabilités dues dans ce cas aux oscillations de la vitesse autour de la valeur moyenne. [13]

Donc pour faire fonctionner le moteur dans la bonne zone d'entraînement, il est nécessaire de le démarrer dans la zone(1) en évitant la zone (2) puis accélérer progressivement dans la zone(3) en évitant aussi la zone (4) jusque à la vitesse désirée.

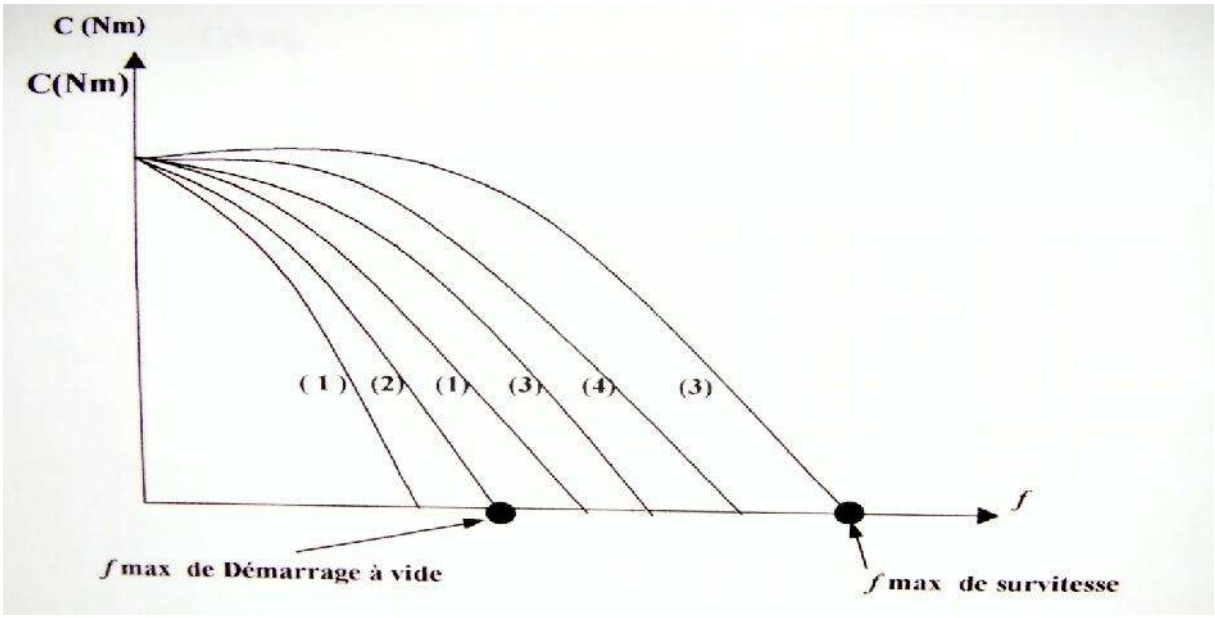


Figure II.6 : caractéristique couple-fréquence

II.4.3. Mode de rotation en survitesse et phénomène de résonance

II.4.3.1. Mode de survitesse *(SLEWING)* :

II est obtenu lorsque le moteur pas à pas peut tourner à une vitesse uniforme, sans s'arrêter après chaque pas. Donc, puisque la vitesse est constante, le moteur développe un couple plus grand dans un taux d'impulsion donné sans perdre le synchronisme voir la figure. II.7, Par conséquent le moteur se comporte comme un moteur synchrone, sauf que la tension d'alimentation n'est pas sinusoïdale.

Pour augmenter ou diminuer la vitesse dans ce mode, il faut en effet prévoir une accélération et une décélération. Cette caractéristique assure un contrôle précis sur le nombre d'impulsion et la position correspondante de la charge. [19]

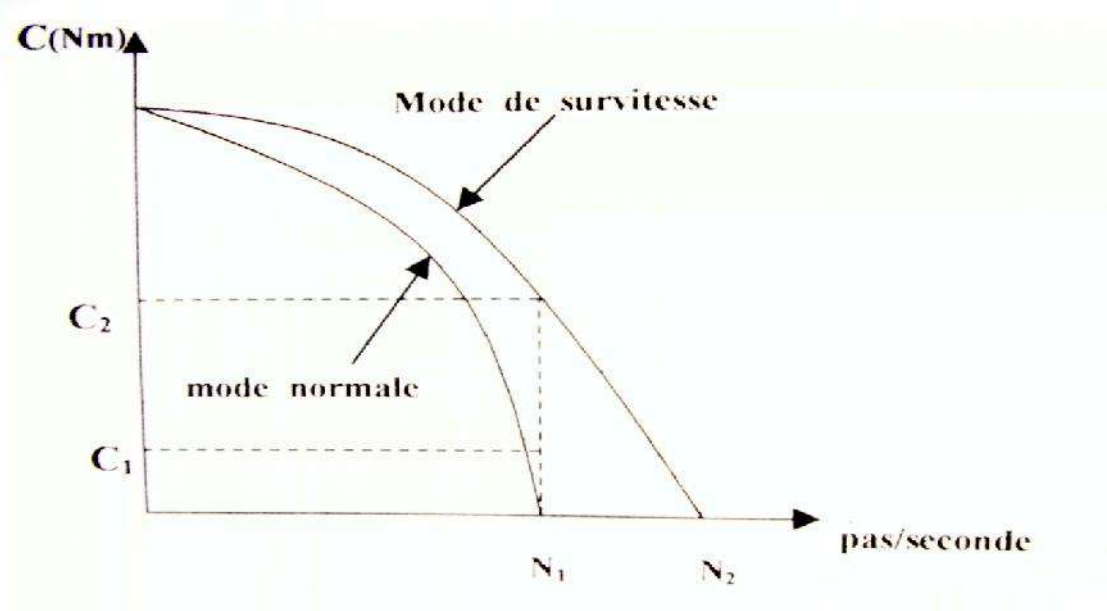


Figure II.7 : mode survitesse

II.4.3.2. Phénomène de résonance

Lorsque le moteur pas à pas tourne en mode de survitesse, il arrive que sa vitesse devienne instable. Le rotor tourne alors de façon aléatoire ou il se met à simplement vibrer sur place ceci manifeste dans une certaine plage de vitesse.

II.5. Les différents types de moteur pas à pas

Bien que, les moteurs pas à pas sont identiques dans leurs fonctionnement, ils diffèrent cependant dans leur constitution et leur domaine de travail. [8]

Il existe trois types principaux de moteur pas à pas:

- Les moteurs à aimant permanent
- Les moteurs à réluctance variable
- Les moteurs hybrides

II.5.1 Moteurs a reluctance variable

Ils sont considérés comme les moteurs de base des moteurs pas à pas. Le couple moteur est dû à la variation de la réluctance du circuit magnétique de la machine.

Le moteur à réluctance variable a été mis pour permettre des pas plus petits. On obtiendra avec ces moteurs des fréquences de travail élevées.

Ces moteurs existent sous forme de plusieurs structures; moteurs à simple circuit magnétique et moteur à plusieurs circuits magnétiques

II.5.1.1 Moteur reluctance a simple circuit

Ce moteur est plus compact. Sa structure est simple. Il a un seul groupe de dents sur le rotor et le stator. Le stator est construit en tôles feuilletées, alors que le rotor est massif (pour réduire l'inertie).

Son pas angulaire peut prendre pour chaque moteur une valeur entre 1.8° et 30°.

Dans ces moteurs le nombre des dents dans les pôles statoriques et rotoriques sont différents.

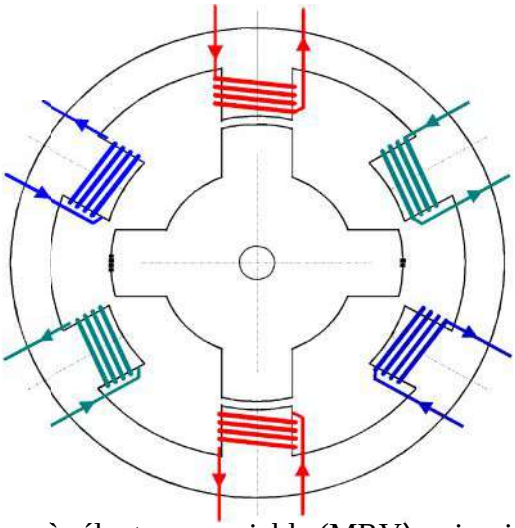


Figure II.8 : Moteur à réluctance variable (MRV) a circuit magnétique simple

II.5.1.2 Moteur reluctance multi-circuit

Ces moteurs sont les plus anciens, ils ont une construction multi-circuit. Ils sont moins utilisés aujourd'hui à cause de leur complexité de construction. L'avantage de cette structure permet d'éliminer toute inductance mutuelle entre phases statiques.

La disposition du rotor peut se faire de deux façons différentes :

- Les stators sont en phase et les rotors sont régulièrement décalés.
- Les rotors sont positionnés de manière identique et les stators sont décalés .

II.5.2 Les moteurs à aimant permanent

Les moteurs à aimants sont constitués d'un stator supportant les bobinages et peut être excité par un stator à structure saillante ou à structure lisse. Le rotor possède un seul aimant. d'un rotor magnétique (aimant bipolaire). La figure II.9 exprime sa structure de base et ces modes d'alimentation. Le principe de fonctionnement de base est identique pour les structures saillantes et lisses.

Par contre, la structure saillante peut présenter un couple réluctant supplémentaire, dit « couple de détente », provenant de l'action de l'aimant sur les plots statoriques. [20]

Parmi ces caractéristiques on a :

- Un nombre de pas par tour faible
- Un couple moteur élevé
- Construction simple

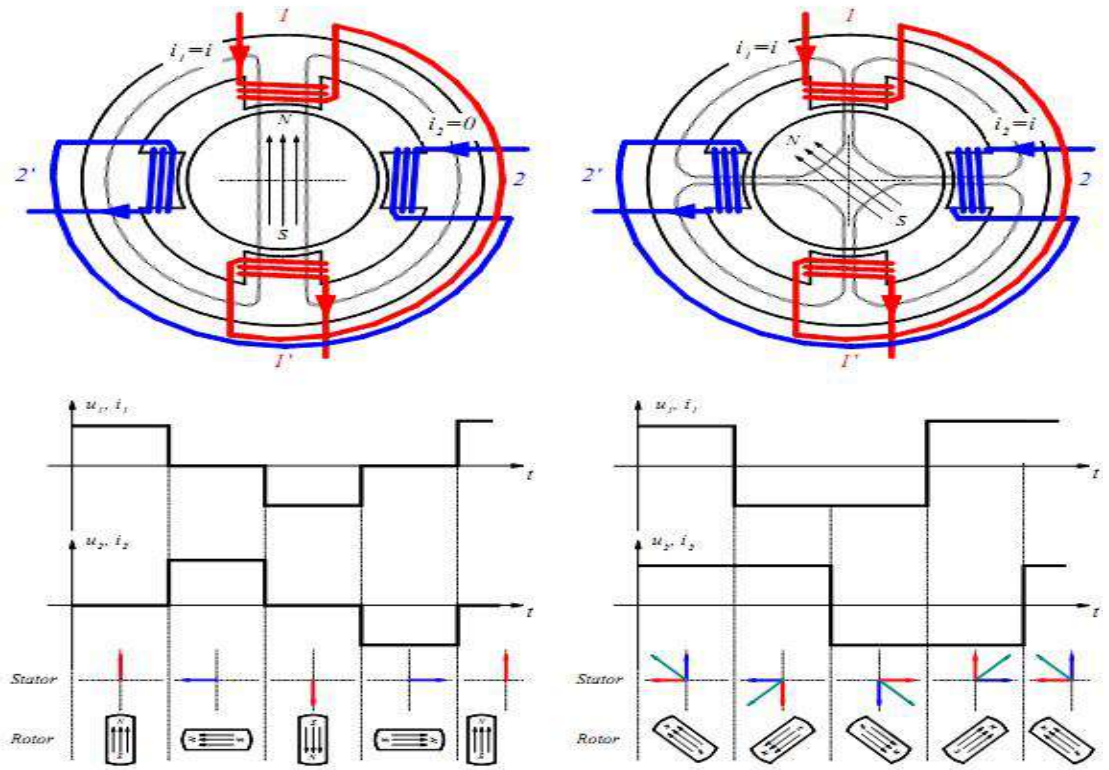


Fig. II.9 : Moteur à aimants permanents (MP), structure de base et mode d'alimentations

II.5.3. Les moteurs pas à pas hybride

Le moteur pas à pas hybride (MPPH) ou moteur réluctant polarisé possède l'avantage d'associer le phénomène de la réluctance variable à une excitation par aimant permanent, d'où le nom hybride. Parmi ses caractéristiques, on peut citer :

- un couple moteur élevé et proportionnel au courant,
- un couple de détente,
- un nombre de pas élevé ce qui permet d'éviter l'utilisation du réducteur,
- un couple massique élevé,
- une précision de positionnement.

A cause de ces avantages, le MPPH domine le marché des applications de l'actionneur pas à pas. Pour cette raison nous l'avons choisi dans notre application. [10]

II.5.3.1 Description du MPPH

Le MPPH est constitué d'un stator et d'un rotor dentés (comme le moteur à réluctance variable) et d'un aimant permanent dans son rotor. Les figures II.10 et II.11 montrent la structure du MPPH.



Figure II.10 : Moteur MPPH

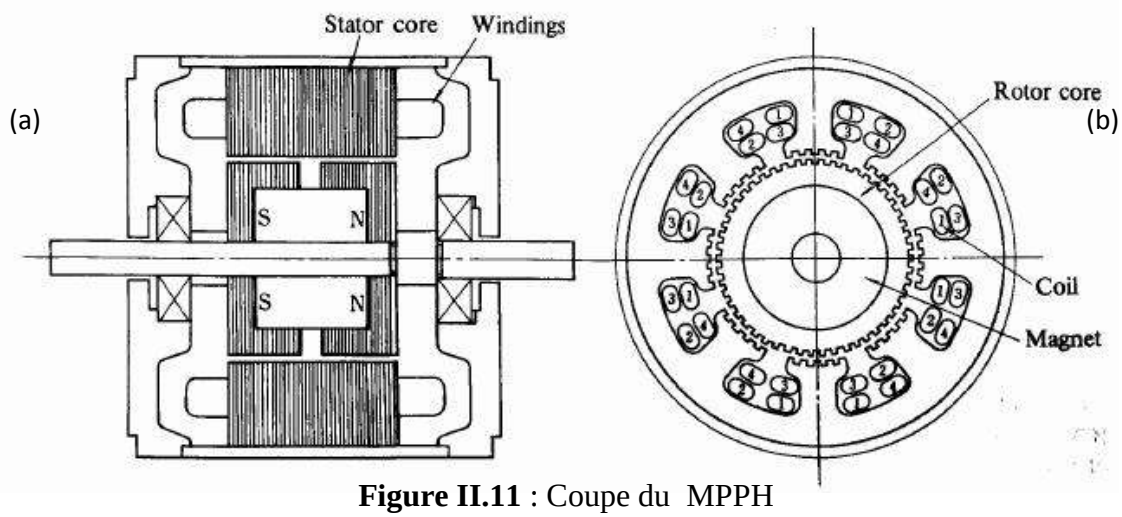


Figure II.11 : Coupe du MPPH
(a) Coupe axiale, (b) Couple transversale

Le stator est feuilleté et muni de plots saillants (figure II.11.b). Il contient les bobines qui forment, en général, deux phases avec une alimentation bipolaire.

Le rotor comporte deux structures (deux sections) dentées en matériau ferromagnétique (figure II.12). Ces deux structures sont régulièrement décalées entre elles d'un demi-pas dentaire et sont fixées de part et d'autre d'un aimant.

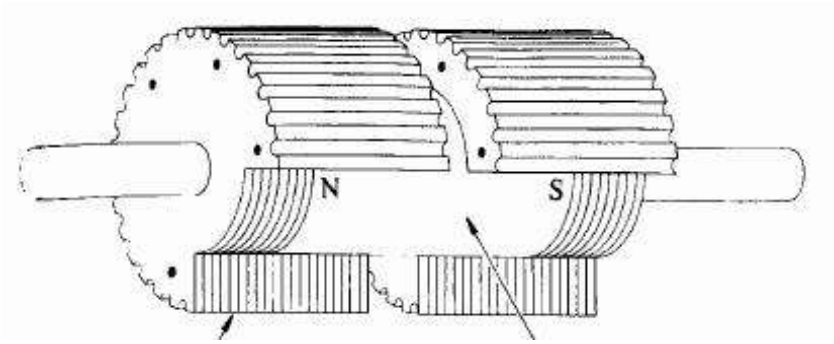


Figure II.12 : *Rotor du MPPH*

Le MPPH de la figure II.12 contient 50 dents dans son rotor, donc il peut réaliser 4 x 50 pas par tour (1.8° par pas).

II.6. Comparaisons des performances

-Les moteurs à réluctance variable ont un pas plus petit, une haute fréquence d'impulsions et une vitesse de fonctionnement élevée.

-Les moteurs à Aimant permanent ont un pas angulaire important et une fréquence de travail faible. [9]

-Les moteurs hybrides ont un angle petit avec un couple important.

Nous présentons sur le tableau (II.2) les avantages de l'un par rapport à l'autre.

Type de moteur	Moteur à aimant permanent	Moteur à réluctance variable	Moteur hybride
Résolution (nb de pas/tour)	Moyenne	Bonne	Elevée
Couple moteur	Elevé	Faible	Elevé
Sens de rotation	Il dépend : -du sens du courant pour les moteurs bipolaires -L'ordre d'alimentation des bobines	Il dépend uniquement de l'ordre d'alimentation des bobines	Il dépend : -du sens du courant pour les moteurs bipolaires -L'ordre d'alimentation des bobines
Fréquence de travail	Faible	Grande	Grande

Tableau II.2 : étude comparative de différents types de moteur pas à pas

II.7. Alimentation des moteurs pas à pas

Les performances d'un entraînement à moteur pas à pas dépendent à la fois du moteur, de la structure du convertisseur d'alimentation et de la séquence d'excitation des phases.
L'évolution de l'électronique de puissance et l'apparition sur le marché de nombreux circuits intégrés spécialisés dans la commande des moteurs pas à pas améliorent de façon considérable ses performances. [13]
On se basant sur ces critères, on rencontre deux types d'alimentation selon l'application:

II.7.1. Alimentation unipolaire

II.7.1.1. Alimentation en tension

Le Schéma pour une phase, comporte une alimentation fixe Vcc. un interrupteur commandé (transistor bipolaire) fonctionnant en régime de commutation permet aussi d'établir ou de supprimer le courant qui traverse la phase, Une diode de roue libre permet l'extinction de courant, après blocage des transistors.

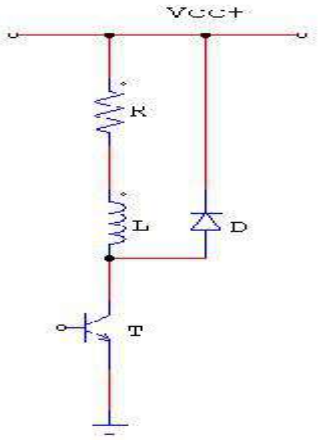


Figure II.13 : circuit de base d'une alimentation en tension

II.7.1.2. Alimentation en courant

Elle consiste à imposer des courants de forme carrée dans les enroulements de phases. L'alimentation est assurée par une seule source de tension élevée, et un système de régulation de courant (hacheur). La figure (II.14) montre le circuit de cette alimentation. Lorsque le courant de phase atteint la valeur maximale Imax, légèrement supérieur à la valeur nominale In, le transistor T'est bloqué, et le courant décroît en circulant à travers la diode de D.

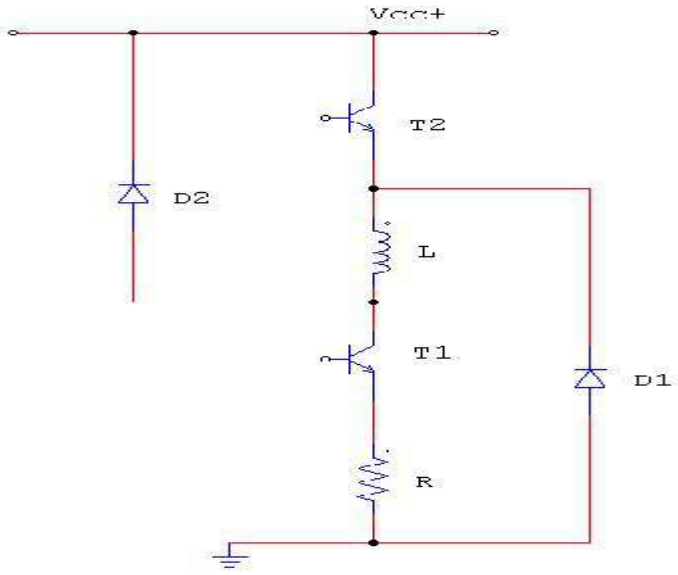


Figure II.14 : alimentation en courant

II.7.2. Alimentation bipolaire

Elle nécessite quatre transistors par phase, l'excitation d'une phase fait par la commutation de deux transistors montés en opposés.

Le montage de base peut être amélioré. Le courant dans le sens positive est obtenu par la commutation de T1 et T4, ce courant croit jusqu'à Imax, voire le figure. II.15, lorsque l'on bloque ces transistors, le courant continu à circuler dans le même sens, grâce aux Diodes de roue libre D2 et D3, il décroît jusqu'à s'annuler. Pour le sens inverse on utilise T2 et T3 aussi que D1 et D4.

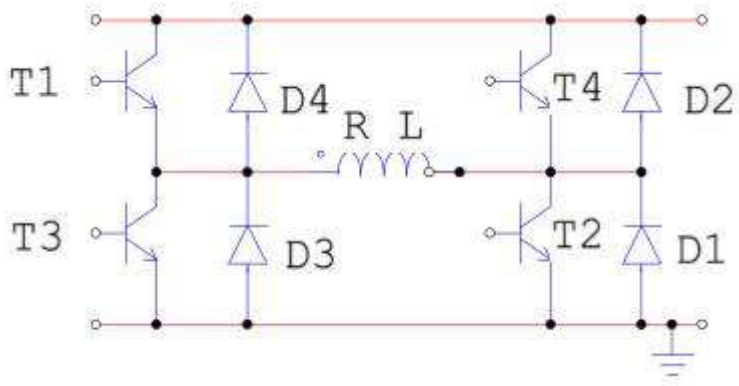


Figure II.15 : circuit d'alimentation bipolaire

II.8. Modes d'excitation des phases

Il est aussi appelé modes de commande ou, mode de séquensement. Selon la stratégie de commande adoptée, le moteur peut effectuer un déplacement élémentaire d'un pas, d'un demi-pas ou d'une fraction de pas Ces différents modes peuvent être réalisés, soit en logique câblée, soit en logique programmée. [13]

On distingue quatre modes d'excitation :

II.8.1. Mode 1

Durant une séquence d'alimentation, une seule phase est alimentée à la fois par le courant nominal 'In', c'est dans ce mode que définit l'angle de pas.

II.8.2. Mode 2

Dans ce cas deux phases sont alimentées simultanément par deux courants nominaux ln. Le couple obtenu est racine de 2 fois plus élevées que celui obtenue dans le mode 1, l'angle de pas est le même, mais les positions d'équilibres sont intermédiaires aux précédentes.

II.8.3. Mode 3

La combinaison en alternance des deux modes précédent s donne le mode 3, qui est défini par la séquence d'alimentation suivante : une phase, puis deux phases sont alimentées à la fois.
Ce mode permet de doubler la résolution du moteur, Cependant, il présente l'inconvénient de ne pas fournir le même couple pour toutes les positions d'équilibre.

II.8.4. Mode 4

Pour éviter l'' inconvénient introduit par le mode 3 et obtenir un fonctionnement régulier en demi-pas, le courant est régulé par un facteur de racine de 2, lorsqu'une seule phase est excitée.

II.9. Nombre de phase

Il existe divers types de moteurs pas à pas mais la principale différence est le nombre de bobines utilisées.

- Configuration interne des bobines du moteur :

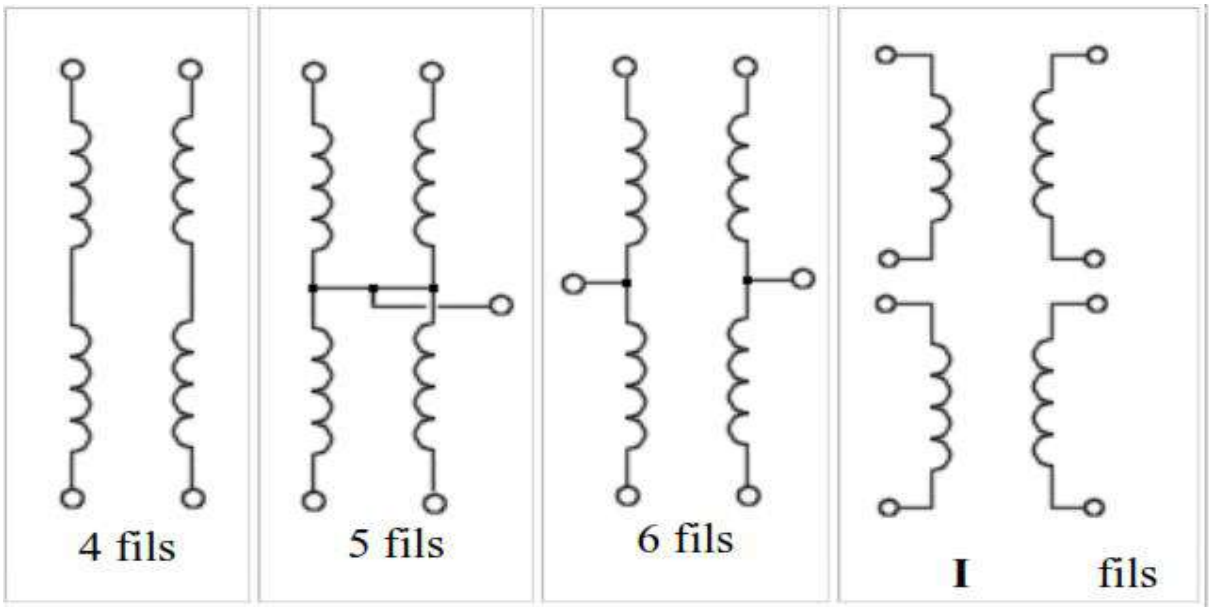


Figure II.16 : Configuration interne des bobines du moteur

II.9.1 Les moteurs à 4 fils (bipolaires)

Bien que sur le schéma, 4 bobines ont été représentées, ce moteur agit comme s'il ne possédait que 2 bobines. Ce moteur oblige d'alimenter soit une bobine à la fois, ou les deux en même temps. À tout moment, donc, le moteur a la moitié ou la totalité de ses bobines alimentées, ce qui a comme avantage de lui donner plus de force. Par contre, il est plus complexe de contrôler un moteur bipolaire, au niveau de l'interface de puissance, puisqu'il faut inverser la polarité de la bobine.

II.9.2 Les moteurs à 5 fils (unipolaires)

Le moteur unipolaire est conçu de sorte que l'interface de puissance soit grandement simplifiée, mais au détriment de la force. Le moteur comporte en quelque sorte deux bobines à points centraux, ces derniers étant communs. Habituellement, on relie ces points centraux, et on applique l'alimentation à un des 4 autres fils.

Il est toutefois possible d'ignorer les points centraux et de faire fonctionner le moteur unipolaire comme un moteur bipolaire, mais il faut être davantage rigoureux car contrairement au moteur bipolaire, ici les deux bobines sont capables d'interagir entre elles.

Par exemple, si on alimente une des deux bobines, et qu'on relie une borne de l'autre bobine à la masse, le courant se répartit maintenant dans trois demi-bobines, au lieu de deux demi-bobines pour le moteur bipolaire.

II.9.3 Les moteurs à 6 fils

Avec le moteur à 6 fils, on a alors réellement le choix de le contrôler comme un moteur bipolaire, ou comme un moteur unipolaire. Dans le premier cas, on ignore simplement les connexions centrales, et dans le second cas, on relie les deux points centraux à la masse, pour alimenter l'un après l'autre les 4 autres fils.

II.9.4 Les moteurs à 8 fils

Le moteur à 8 fils est celui qui permet le plus de flexibilité, quant au nombre de façons différentes de le contrôler.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, tout d’abord les principales caractéristiques d’une moteur pas à pas. Nous avons ensuit rappelé les différentes structures existantes. En dernier lieu, nous avons fait une comparaison des performances du différents types et structures présentés, aussi les différents structures d’alimentation et les modes d’excitions sont étudiés.

III.1 introduction

Dans ce chapitre on va faire la modélisation du moteur étudié pour trouver leur modèle. Ce modèle doit être représentatif du MPPH et en même temps aussi simple que possible afin de ne pas compliquer les algorithmes de commande et rapprocher ainsi le temps de calcul en temps réel. Puis on va contrôle de position en utilisant la commande vectorielle.

III.2 Modélisation du MPPH

Le MPPH peut être représenté par un modèle complet qui tient compte de tous les phénomènes qui existent dans ce moteur, comme les effets de saturation, la variation de l'inductance en fonction de la position du rotor, les inductances mutuelles...etc.

Dans notre application, on utilise un modèle qui représente les principaux phénomènes qui interviennent dans le fonctionnement du MPPH. La figure III.1 montre le schéma équivalent du MPPH.

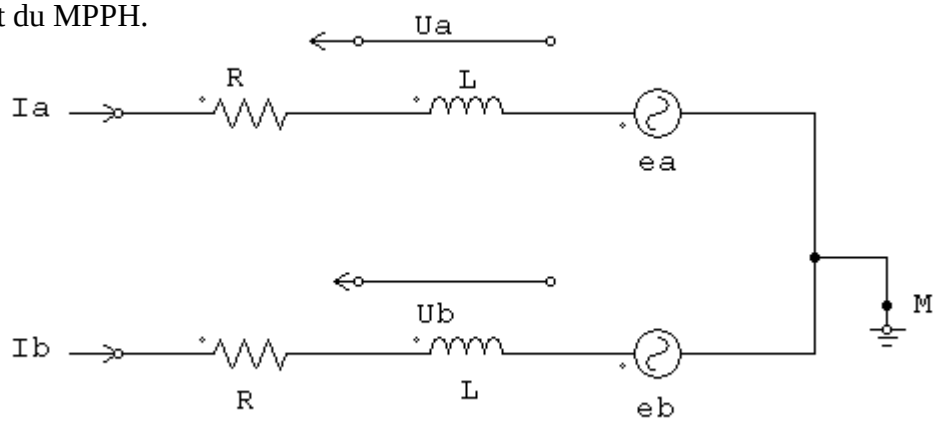


Fig. III.1 : Schéma équivalant du MPPH

III.2.1 Modèle dans le repère (a, b)

III.2.1.1 Equations électriques

Les équations électriques générales du MPPH sont données par:

$$U_a = RI_a + \frac{d\psi_a}{dt} \qquad (3.1)$$

Avec $$U_b = RI_b + \frac{d\psi_b}{dt}$$

I_a et I_b : Courants des phases A et B [A]

U_a et U_b : Tension des phases A et B [V]

ψ_a et ψ_b : Flux des phases A et B [wb]

R : Résistance de phase [Ω]

Les flux des deux phases peuvent s'exprimer comme suit :

$$\psi_a = \psi_{aa} + \psi_{ab} + \psi_{am} \quad (3.2)$$

$$\psi_b = \psi_{bb} + \psi_{ba} + \psi_{bm}$$

Avec ψ_{aa} et ψ_{bb} : Flux propres

ψ_{ab} et ψ_{ba} : Flux mutuels entre phases

ψ_{am} et ψ_{bm} : Flux mutuels entre les phases et l'aimant de rotor.

Sachant que les deux phases A et B sont en quadrature, les flux mutuels entre elles sont nuls.

$$\psi_{ab} = \psi_{ba} = 0 \quad (3.3)$$

On suppose que les inductances propres sont constantes. Les équations électriques (3.1) deviennent :

$$U_a = RI_a + L\frac{dI_a}{dt} - K_m\omega\sin(N\theta) \quad (3.4)$$

$$U_b = RI_b + L\frac{dI_b}{dt} - K_m\omega\cos(N\theta)$$

Avec

L : Inductance de phase [H]

Km : Constante de couple [Vs/rad]

N : Nombre de dents du rotor

ω : Vitesse de rotation [rad/s]

θ : Position mécanique du rotor [rad]

A partir de (3.4), on peut déduire les expressions des forces électromotrices :

$$e_a = -K_m\omega\sin(N\theta) \quad (3.5)$$

$$e_b = K_m\omega\cos(N\theta)$$

III.2.1.1 Equations mécaniques

L'équation mécanique du MPPH est donnée par :

$$T_m - T_L = J\frac{d\omega}{dt} + K_v\omega \qquad (3.6)$$

Avec Tm : Couple électromagnétique [Nm]

TL : Couple de charge [Nm]

J : Inertie du rotor [kgm^2]

Kv : Coefficient de frottement visqueux [Nms/rad]

En négligeant les pertes, le couple électromagnétique peut être obtenu à partir de l'expression suivante:

$$T_m = \frac{e_a I_a + e_b I_b}{\omega} + T_d \qquad (3.7)$$

Dans l'équation (3.7), le couple de détente (T_d) est créé par l'aimant du rotor qui s'aligne avec les dents du stator en absence du courant. L'équation de ce couple est donnée par la relation suivante:

$$T_d = -Ksin(4N\theta) \qquad (3.8)$$

K est une constante.

Td est généralement égal à 10% du couple nominal. Afin de simplifier le modèle du

MPPH, nous avons négligé ce couple.

$$T_d = 0 \qquad (3.9)$$

En utilisant (3.5) et (3.9), l'expression du couple devient :

$$T_m = K_m(-I_a sin(N\theta) + I_b \cos(N\theta)) \qquad (3.10)$$

L'équation mécanique peut s'écrire sous la forme suivante:

$$K_m(-I_a sin(N\theta) + I_b \cos(N\theta)) - T_L = j\frac{d\omega}{dt} + K_v\omega \qquad (3.11)$$

L'équation reliant la vitesse et la position est donnée par :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \qquad (3.12)$$

En regroupant, les équations (3.4), (3.11) et (3.12) on obtient le modèle du MPPH dans le repère (a, b) comme suit :

$$\begin{cases} U_a = RI_a + L\frac{dI_a}{dt} - K_m\omega\sin(N\theta) \\ U_b = RI_b + L\frac{dI_b}{dt} - K_m\omega\cos(N\theta) \\ K_m(-I_a sin(N\theta) + I_b\cos(N\theta)) - T_L = j\frac{d\omega}{dt} + K_v\omega \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} \end{cases} \quad (3.13)$$

III.2.2 Modèle dans le repère (d,q)

. Pour obtenir le modèle du moteur dans repère (d,q) lié au rotor, on doit utiliser la transformation de Park.

III.2.2.1 Transformation de Park

La transformation de Park permet de passer du repère fixe (a,b), lié au stator au repère (d, q) lié au rotor. Le référentiel (d,q) s'obtient par la rotation d'un angle électrique (Nθ) du repère (a, b)

.

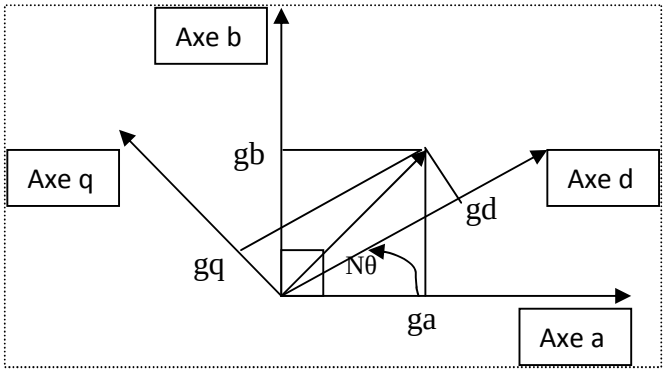


Figure III.2: Repère (d,q)

La matrice de Park est donnée par :

$$\boldsymbol{T_p}\theta = \begin{bmatrix} \cos(N\theta) & \sin(N\theta) \\ -\sin(N\theta) & \cos(N\theta) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Un système dans le repère (d,q) sera représenté par :

$$\begin{pmatrix} g_d \\ g_q \end{pmatrix} = \boldsymbol{T_p}\theta \begin{pmatrix} g_a \\ g_b \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

La matrice de transformation de Park inverse est donnée par :

$$\boldsymbol{T_p}(-\theta) = \begin{bmatrix} \cos(N\theta) & -\sin(N\theta) \\ \sin(N\theta) & \cos(N\theta) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

En utilisant (3.16), un système dans le repère (a, b) sera représenté par :

$$\begin{pmatrix} g_a \\ g_b \end{pmatrix} = \boldsymbol{T_p}(-\theta) \begin{pmatrix} g_d \\ g_q \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

III.2.2.2 Equations électriques

Les équations électriques du MPPH (3.13) peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \end{bmatrix} = R\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} + K_m\omega \begin{bmatrix} -\sin(N\theta) \\ \cos(N\theta) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

En multipliant les termes de (3.18) par $\boldsymbol{T_p}(\theta)$, on obtient :

$$\boldsymbol{T_p}(\theta)\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \end{bmatrix} = R\boldsymbol{T_p}(\theta)\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} + \boldsymbol{T_p}(\theta)\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} + K_m\omega\boldsymbol{T_p}(\theta) \begin{bmatrix} -\sin(N\theta) \\ \cos(N\theta) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

En utilisant (3.15) et (3.17), l'équation (3.19) devient :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = R\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \boldsymbol{T_p}(\theta)\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt}\left(\boldsymbol{T_p}(-\theta)\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}\right) + K_m\omega\boldsymbol{T_p}(\theta) \begin{bmatrix} -\sin(N\theta) \\ \cos(N\theta) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Après développement on trouve :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = R\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \boldsymbol{T_p}(\theta)\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta}{dt}\frac{d}{d\theta}\boldsymbol{T_p}(-\theta)\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \boldsymbol{T_p}(-\theta)\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}\right) + K_m\omega\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

En utilisant (3.14) et (3.16) dans (3.21), on obtient les équations électriques dans le repère (d, q) comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = R\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + N\omega\begin{bmatrix} 0 & -L \\ L & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + K_m\omega\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

U_d *et* U_q: Composantes directe et en quadrature des tensions de phase.
i_d *et* i_q:: Composantes directe et en quadrature des courants de phase.

L'équation (3.22) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$U_d = RI_d + L\frac{dI_d}{dt} - LN\omega I_q$$

$$U_q = RI_q + L\frac{dq}{dt} + LN\omega I_d + K_m\omega \quad (3.23)$$

III.2.2.3 Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple peut être obtenue à partir de l'équation de la puissance instantanée.

$$P(t) = U_d I_d + U_q I_q \quad (3.24)$$

En remplaçant (3.23) dans (3.24) on obtient :

$$P(t)=R\,(I_d^2 + I_q^2) \quad + \quad L\left(I_d\frac{dI_d}{dt} + I_q\frac{dI_q}{dt}\right) \quad + \quad \omega K_m I_q \quad (3.25)$$

Pertes joule — puissance électromagnétique emmagasinée dans la bobine — puissance mécanique

Le couple électromagnétique peut être obtenu à partir de l'expression de la puissance mécanique (3ème terme de l'équation (3.25)) comme suit :

$$T_m = \frac{P_m}{\omega} \quad (3.26)$$

Avec P_m : Puissance mécanique.

D'après le 3ème terme de (3.25), le couple peut s'écrire sous la forme suivante :

$$T_m = K_m I_q \quad (3.27)$$

En résumé, le modèle du MPPH dans le repère (d,q) est donné par :

$$\begin{cases} U_d = RI_d + L\frac{dI_d}{dt} - LN\omega I_q \\ U_q = RI_q + L\frac{dIq}{dt} + LN\omega I_d + K_m\omega \\ K_m I_q - T_l = J\frac{d\omega}{dt} + K_v\omega \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (3.28)$$

Le modèle du moteur pas à pas est donné comme suit :

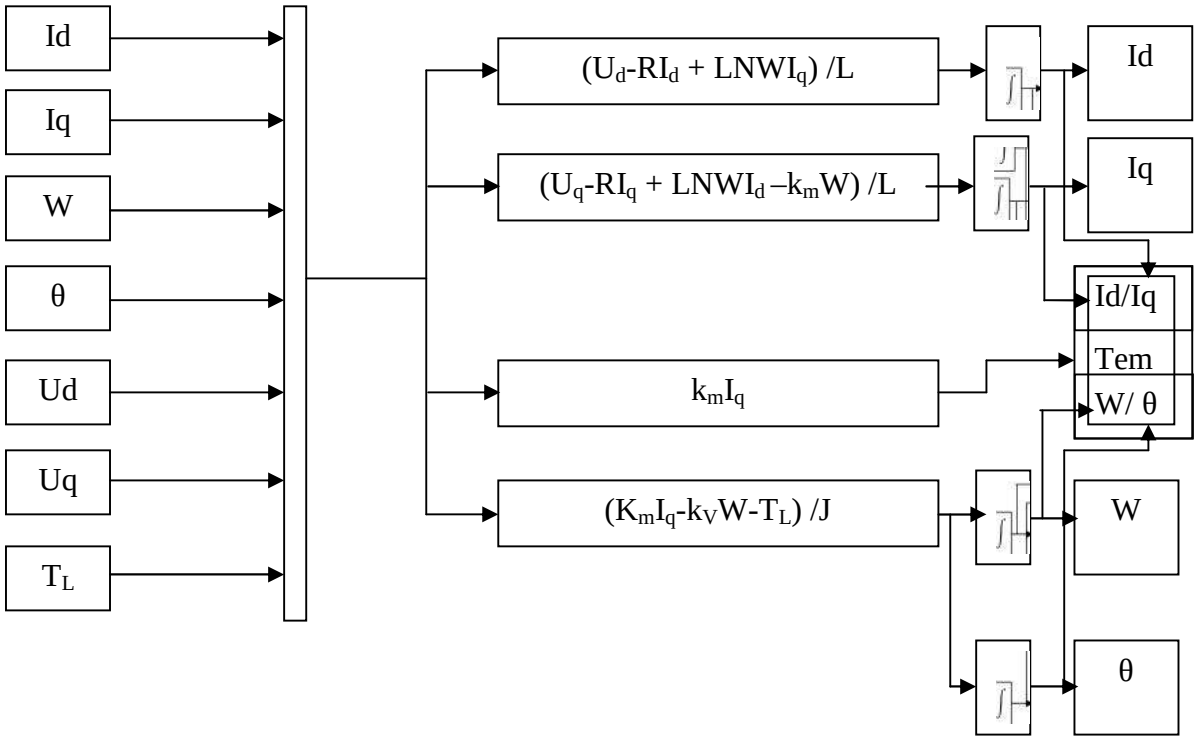
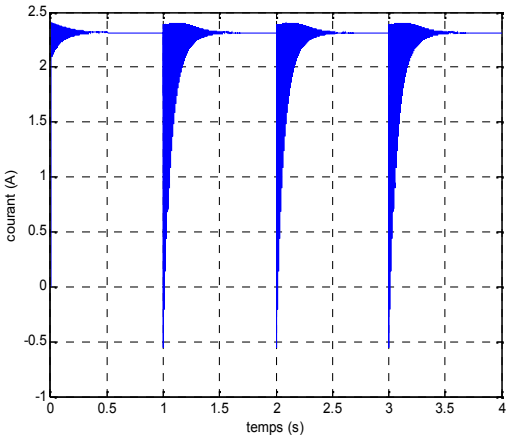
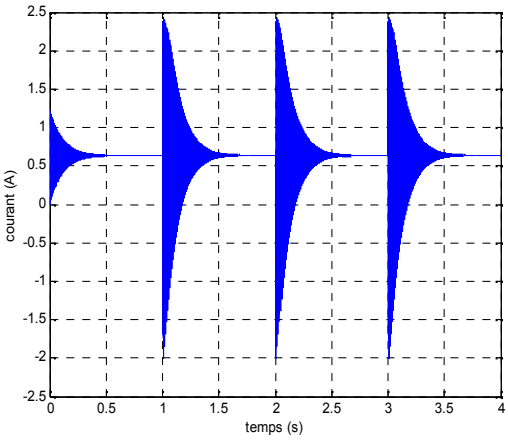


Fig. III.3 : Schéma bloc du modèle de moteur pas à pas hybride

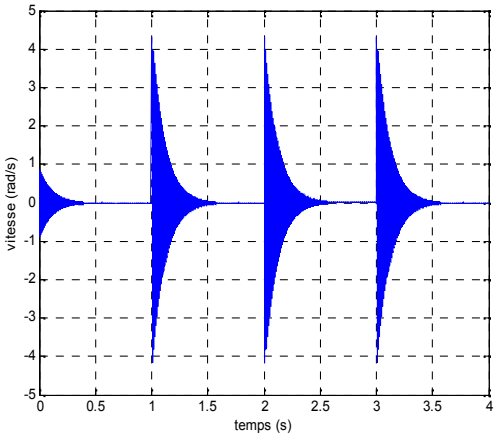
Les résultats de simulation pour le premier mode d'alimentation sont donnés par la figure. III.4



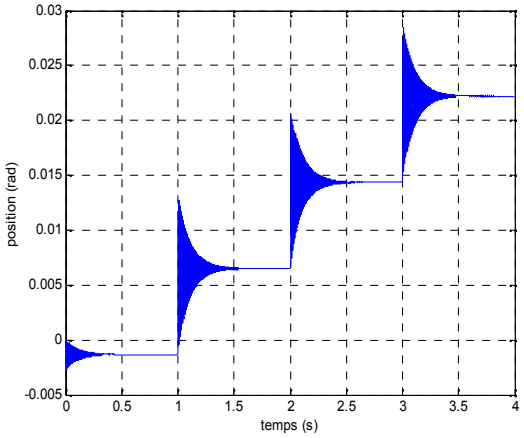
Le courant Id (A)



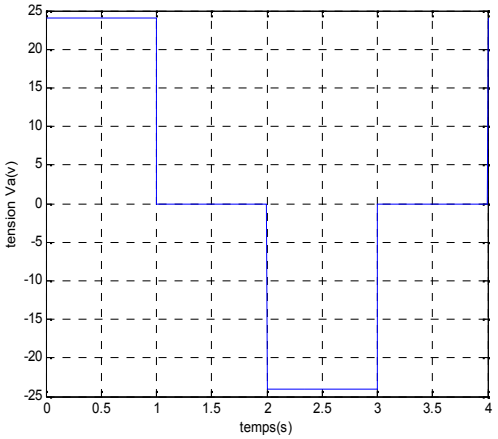
le courant Iq (A)



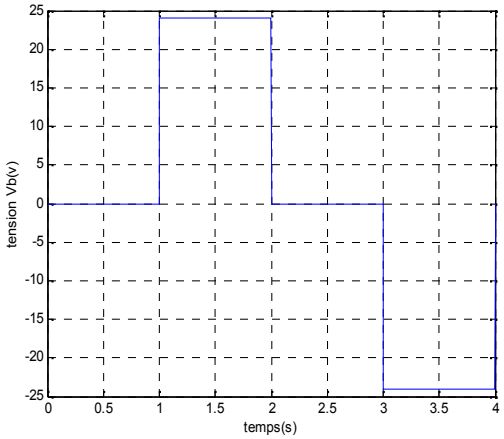
la vitesse (rad/s)



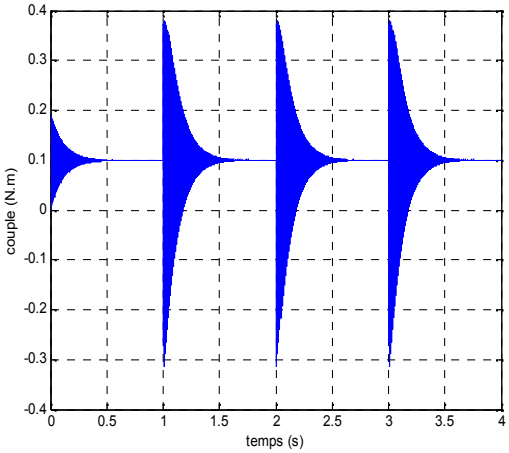
la position (rad)



Tension Va (v)



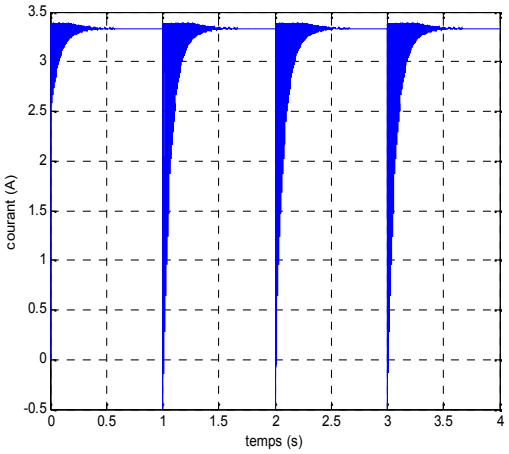
tension Vb (v)



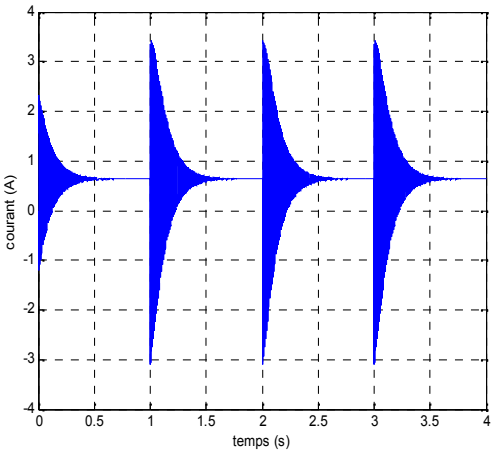
Le couple électromagnétique (N.m)

Figure. III.4 :Simulation de démarrage de moteur pas à pas en charge (mode I)

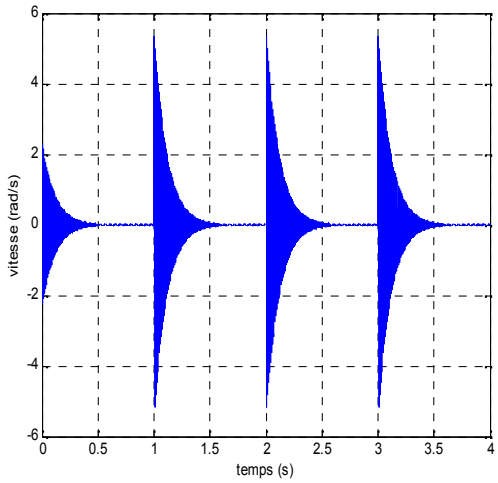
Les résultats de simulation pour la deuxieme mode d'alimentation sont illustré par la figure. III.5



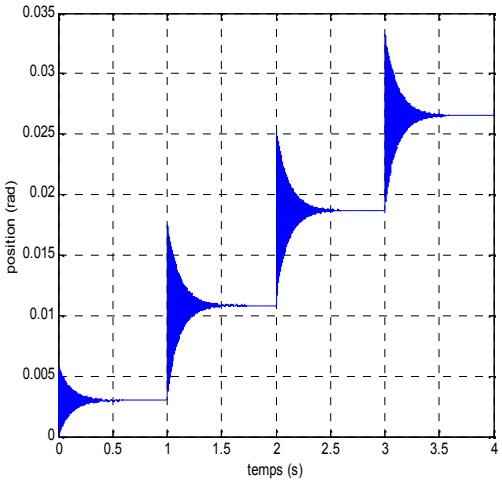
Le courant Id (A)



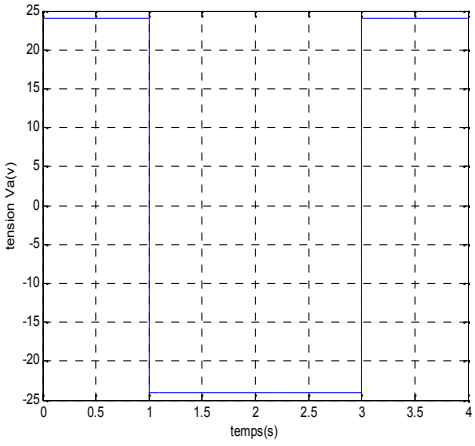
le courant Iq (A)



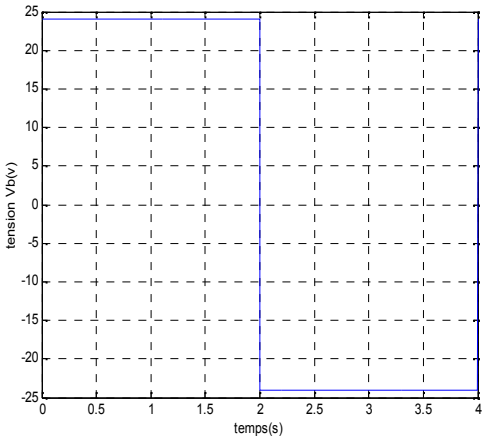
La vitesse (rad/s)



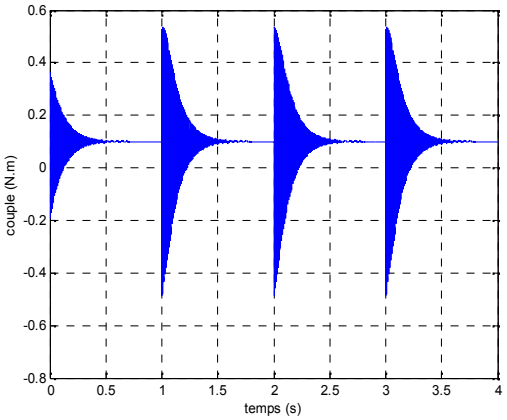
la position (rad)



La tension Va (v)



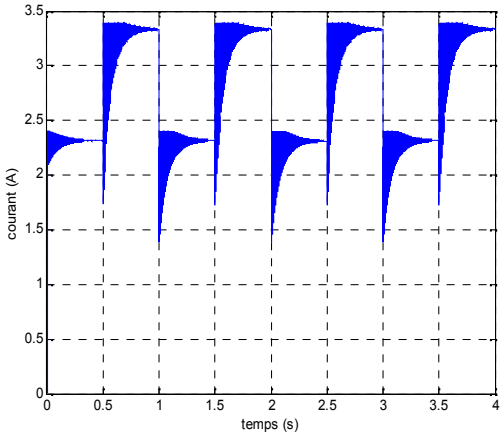
la tension Vb (v)



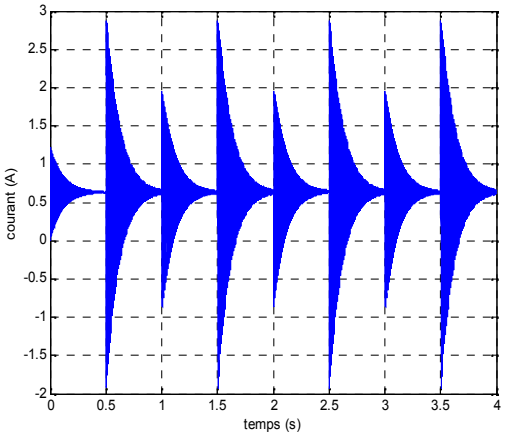
Le couple electromagnétique (N.m)

Figure III.5 : simulation de démarrage de moteur pas à pas en charge (mode II)

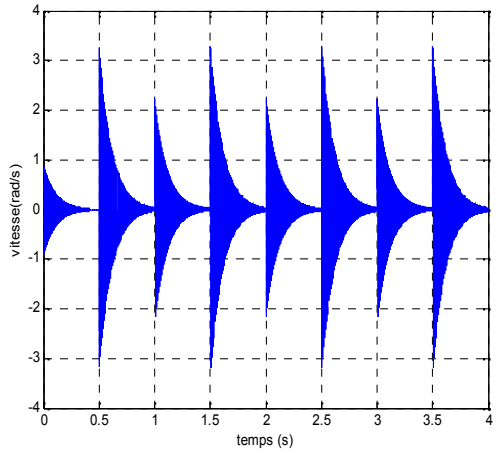
Les résultats de simulation pour le mode d'alimentation en demi-pas sont donnés par la figure. III.



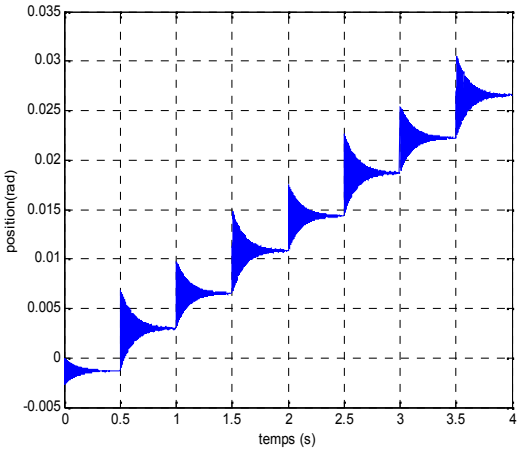
Le courant Id (A)



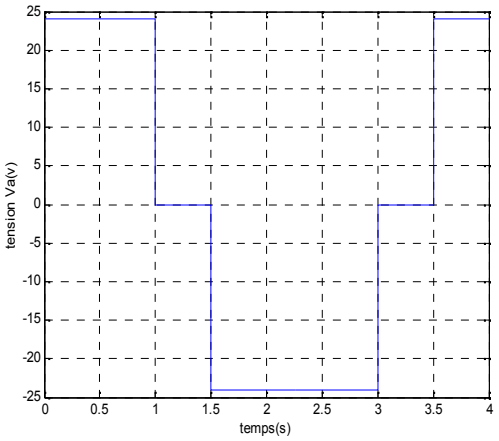
le courant Iq (A)



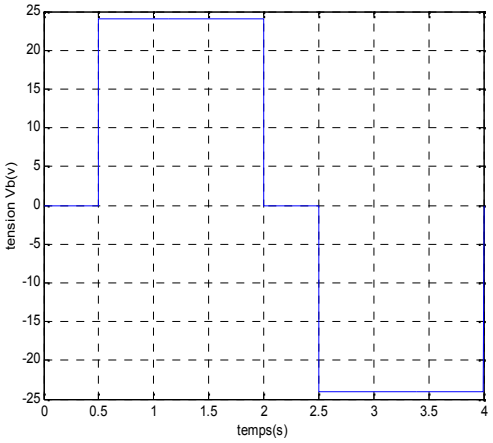
la vitesse (rad/s)



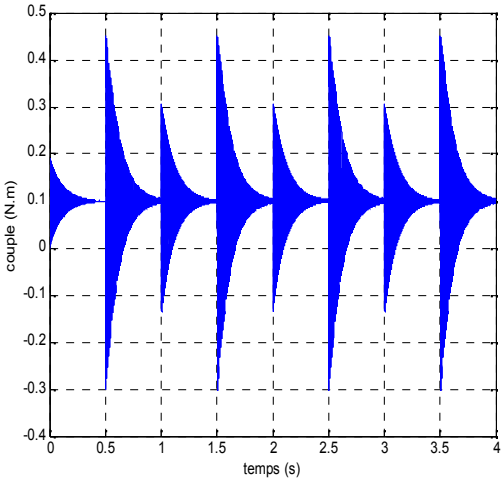
la position (rad)



La tension Va (v)



la tension Vb (v)



Le couple électromagnitique (N.m)

Figure III.6 : simulation de démarrage de moteur pas à pas en charge (mode III)

III.2.4 Interprétation des résultats

On remarque pour le premier mode d'alimentation que :

- ✓ le courant 'Id' est égale à 2.4 (A), à l'instant (t=1s) le courant se diminue brusquement puis il se reprend sa valeur initiale parce qu' il y'a une commutation d'alimentation des poles de moteur . La mème chose pour le courant 'Iq',il est égale à 0.6 (A) sauf aux moments ou l'alimentation est changée .
- ✓ le couple 'Tem' est égale à 0.6 (N.m) pour que le moteur peut éleminer l'effet de couple résistant et puisse tourner , en plus la forme de la courbe est similaire à celle de courant 'Iq' parce que le couple est l'image de courant 'Iq'
- ✓ La vitesse 'V' est nulle, à l'instant (t=1s) parce qu'il y'a une nouvelle alimentation de nouveau pole la vitesse augemente et diminue instentaniment et devient zéro dès que le rotor atteint la nouvelle position d'équilibre.
- ✓ La position 'θ' est nulle, à l'instant (t=1s) grace à la commutation de l'alimentation, elle s'augemente immidiatement puis ily'a une osillation correspondant à la dimunation de la vitesse, enfin elle se stabilise à la position d'équilibre dès que la vitesse devient nulle

On remarque pour le deuxieme mode d'alimentation que :

- ✓ Le courant 'Iq' est égale à 3.4 (A), qui représentse $\sqrt{2}$ * 'Id' de premier mode d'alimentation, parce que lorsque on alimente les deux phases à la fois le courant de chaque bobine produit un flux, le flux résultant d'apres le théoreme de thyphagors est l'hypotenuse dans le traingle réctangle dont l'adjacente et l'opposé sont les flux des phases et le flux est proportionel au courant. le meme remarque pour le couple
- ✓ Le reste des parametres se varient comme le premier mode d'alimentation

On remarque pour le troisieme mode d'alimentation que :

- ✓ Le nombre de pas est doublé parce que on alimente une phase puis les deux phases à la fois donc ce type d'alimentation est une combinaison entre le premier et le deuxieme mode d'alimentation, ce mode convient miuex lorsque la précision est éxigé
- ✓ Le courant 'Id' est la super position des courants deu premier et deuxiem mode d'alimentation

III .3 la commande à flux orienté du MMPH

Pour obtenir les meilleurs performances, on peut utiliser la commande à flux orienté FOC, Le FOC consiste à séparer le control de flux du celui du couple moteur. L'axe d est choisi suivant l'axe du flux, donc le flux totale est aligné suivant cet axe, le control de couple moteur se fait par le courant de l'axe q, dans ce cas le repère (d,q) tourne avec le moteur d'une manière synchrone. Un autre avantage de la commande par FOC est que les grandeurs dans le repère (d, q) sont continues, donc la régulation des courants de phase se fait de la même manière qu'avec un moteur à courant continu (CC). Dans ce cas, le MPPH peut utiliser son couple maximal et devient moins bruité.

Pour découpler le flux et le couple, on peut imposer au courant statorique d'axe 'd' une valeur nulle, l'équation (3.28) devient :

$$\begin{cases} Ud = -LNwIq \\ Uq = RIq + L\frac{dIq}{dt} + kmw \\ Tm = kmIq \end{cases} \quad (3.29)$$

Donc l'équation peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} Ud = Ud' - LNwIq \\ Uq = Uq' + kmw \\ Tm = kmIq \end{cases} \quad (3.30)$$

Avec :

$$\begin{cases} Ud' = RId + L\frac{dId}{dt} \\ Uq' = RIq + L\frac{dIq}{dt} \end{cases} \quad (3.31)$$

Tel que les grandeurs (-LNwIq) et (kmw) représente les grandeurs de compensation que on doit les ajouter en signe opposées à la sortie des régulateurs.

III.3 Détermination des coefficients PI

III.3.1 régulation des courants

Pour les courants, direct en quadrature, nous mettons en évidence deux boucles de régulation symétriques munit de régulateurs de type PI voir figure III.7.

La relation (3.31) nous permet d'écrire :

$$\frac{Id}{Vd'} = \frac{1}{R+L_dS} \quad (3.32)$$

$$\frac{Iq}{Vq'} = \frac{1}{R+LqS} \quad (3.33)$$

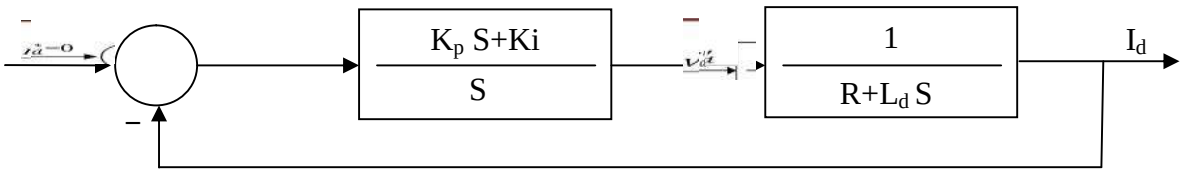


Fig. III.7 : boucle de régulation de courant direct

Pour déterminer les coefficients 'K_P' et 'K_i', on impose deux pôles complexes conjugués de partie réelles négatives tels que :

$$s_{1,2} = \rho(-1 \pm j) \tag{3.34}$$

Les pôles précédents forment un polynôme caractéristique défini par :

$$P(s) = s^2 + 2.\rho.s + 2.\rho^2 \tag{3.35}$$

L'identification de dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermé avec le polynôme caractéristique nous donne les expressions analytiques des coefficients 'Kp' et 'Ki'

La fonction de transfert en boucle ouverte est donné par :

$$G_O(S) = \frac{Kp+\frac{Ki}{S}}{R+LS} \tag{3.36}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donné par :

$$G_F(S) = \frac{Kp.S+Ki}{L.S^2+(R+Kp).S+Ki} \tag{3.37}$$

Donc l'identification entre le dénominateur de l'expression (3.38) et le polynôme caractéristique nous donne :

$$\begin{cases} Kp = 2.\rho.L - R \\ Ki = 2.L.\rho^2 \end{cases}$$

On varie ρ jusqu'à on obtient la meilleur réponse. Pour notre étude on obtient :

Pour le courant Id : Kp = 500, Ki = 150

Pour le courant Iq : Kp = 1000, Ki=150

III.3.2 régulation de la vitesse

La boucle externe de régulation de vitesse sera définit par les paramètres (K_{pw}, K_{iw}). On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la relation liant la vitesse au couple électromagnétique :

$$\frac{w}{Tm-Tl} = \frac{1}{(f_{v+j.s})} \tag{3.38}$$

La figure III.8 montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

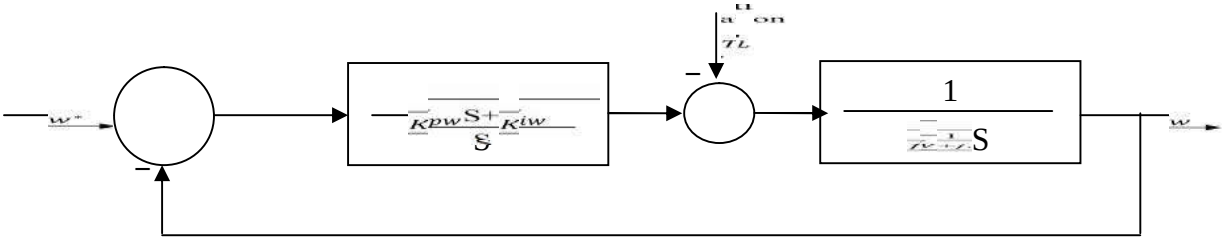


Fig. III.8 : boucle de régulation de la vitesse

D'où nous pouvons déduire l'expression de la vitesse de rotation :

$$w = \frac{\frac{K_{pw}+\frac{K_{iw}}{S}}{J}}{S^2+\left(\frac{K_{pw}+f_V}{J}\right).S+\frac{K_{iw}}{J}}.w^* - \frac{S}{S^2+\left(\frac{K_{pw}+f_V}{J}\right).S+\frac{K_{iw}}{J}}.T_L \tag{3.39}$$

On suit les mêmes étapes pour calculer les coefficients Kp et Ki, le dénominateur de la boucle fermé est donné par :

$$D_{BF}(S) = S^2 + \left(\frac{K_{pw}+f_V}{J}\right).S + \frac{K_{iw}}{J} \tag{3.40}$$

Après la comparaison entre la relation (3.40) et l'équation (3.35) on trouve :

$$K_{pw} = 2.\rho_w J - f_v$$

$$K_{iw} = 2.\rho_w^2.J$$

La meilleure réponse est obtenu pour les valeurs 'Kp' et 'Ki' suivantes :

Kp= 4, Ki=2.4

III.3.3 régulation de la position

La figure III.9 montre la boucle de la régulation de la position

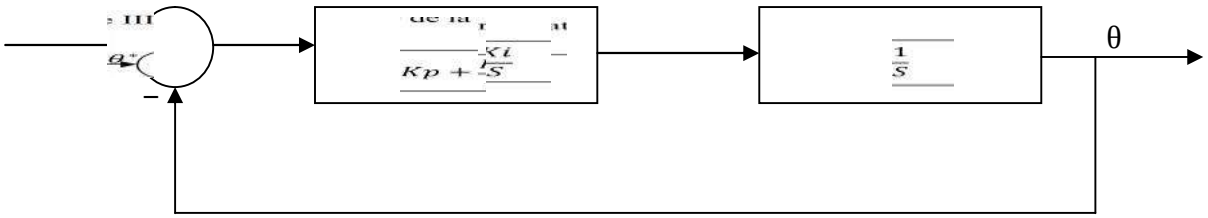


Fig. III.9 : boucle de la régulation de la position

On suit les mêmes étapes utilisées pour calculer les coefficients Kp et Ki pour la vitesse et les courants. On trouve :

Kp=19

Ki=2.25

III.4 Modélisation du double pont H

On a vu précédemment que le moteur pas à pas a besoin à un train d'impulsions pour qu'il puisse tourner d'une manière continue mais son alimentation est de type continu (source de tension continue ou batterie). Donc il faut utiliser un onduleur pour convertir la tension continu en tension alternatif dont la fréquence est réglable selon notre besoin. Dans notre travail le modèle du double pont H est faite sous 'Sim power' on construit notre modèle par les composantes de l'électronique directement sans besoin à un modèle mathématique qui décrit le fonctionnement de l'onduleur.

Le modèle est donné par la figure III.10

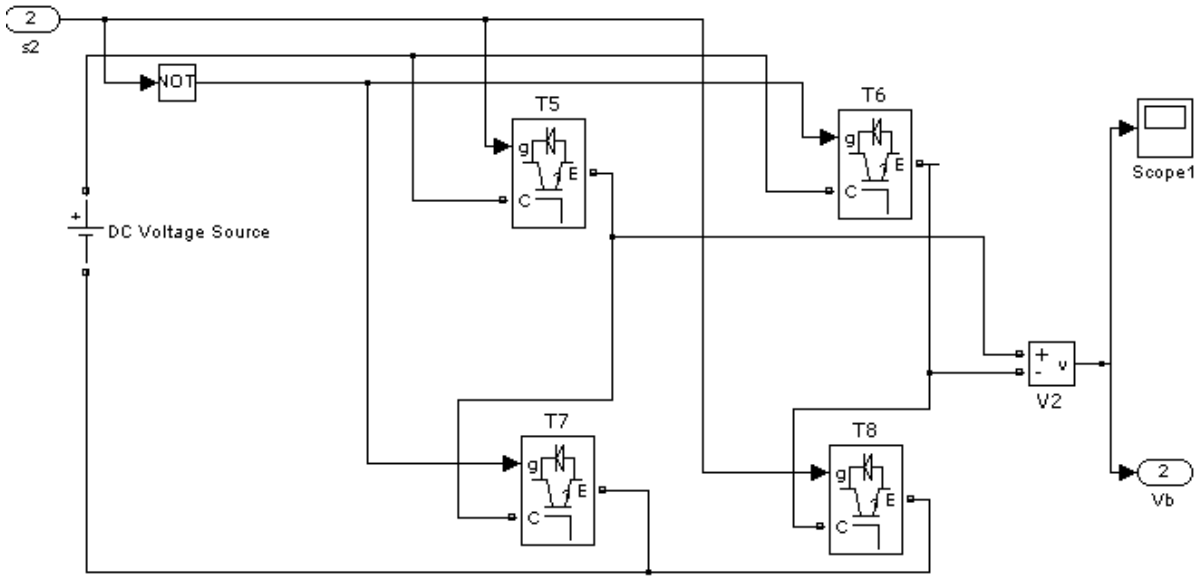


Figure III.10 : modèle d'un pont en H sous Sim power

III.5 La commande MLI

Le principe de cette méthode consiste à comparer un signal de référence de tension avec une porteuse triangulaire de fréquence fixe, on va utiliser ce technique parce qu'il a l'avantage d'avoir une fréquence de commutation fixe. Dans notre étude on compare un signale triangulaire de fréquence élevée avec un signal constante voir figure. III.11.

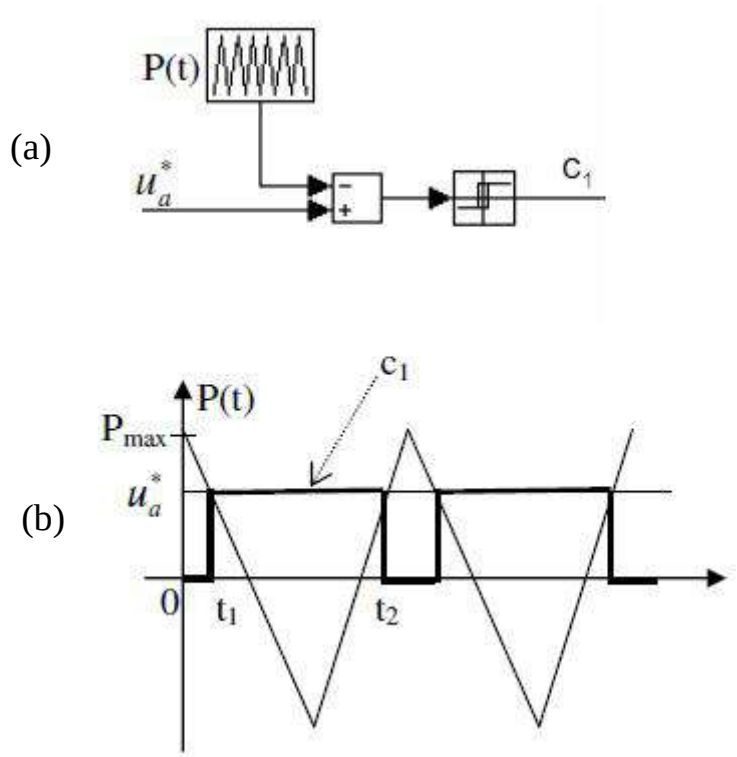


Figure III.11 : principe de la commande MLI

(a) Schéma fonctionnel, (b) signal de commande

La figure III.12 donne le schéma global de la commande vectorielle du MPPH

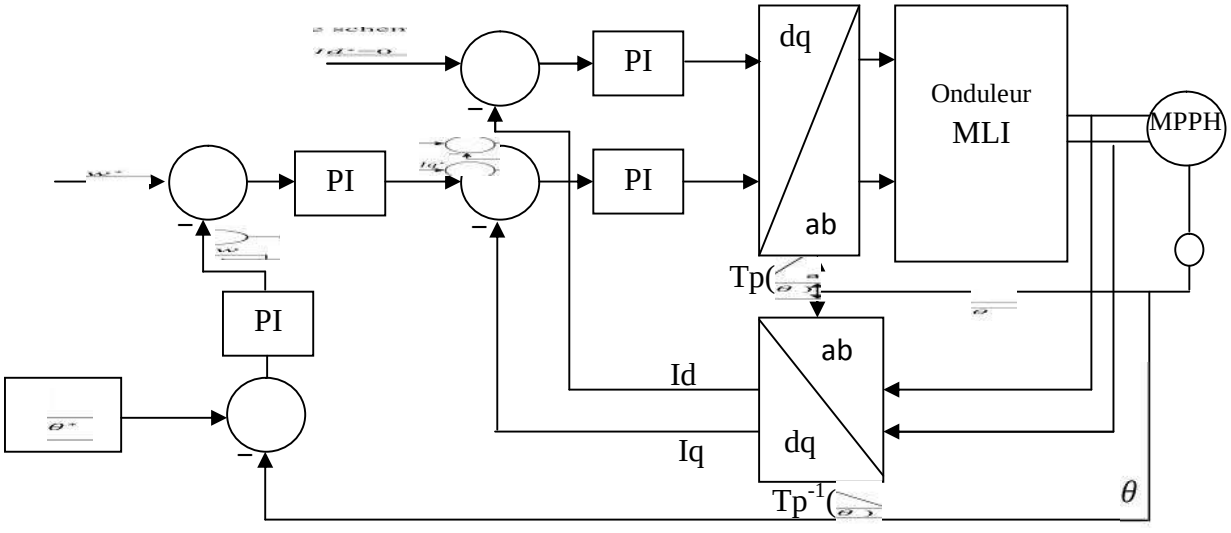


Fig. III.12 : schéma de la commande vectorielle du MPPH

Le modèle de simulation de la commande de à flux orienté du MPPH est donné par la figure III.13

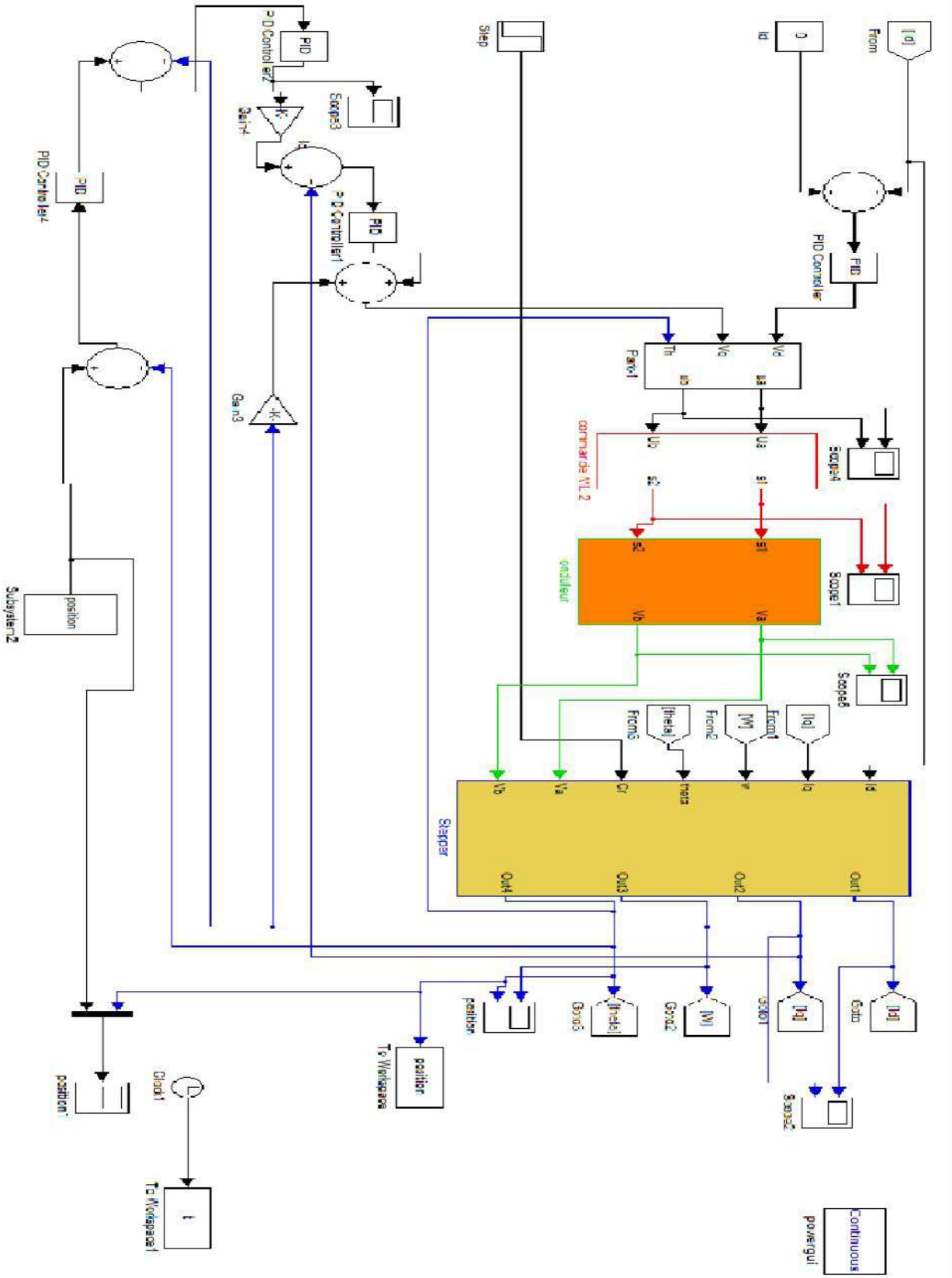
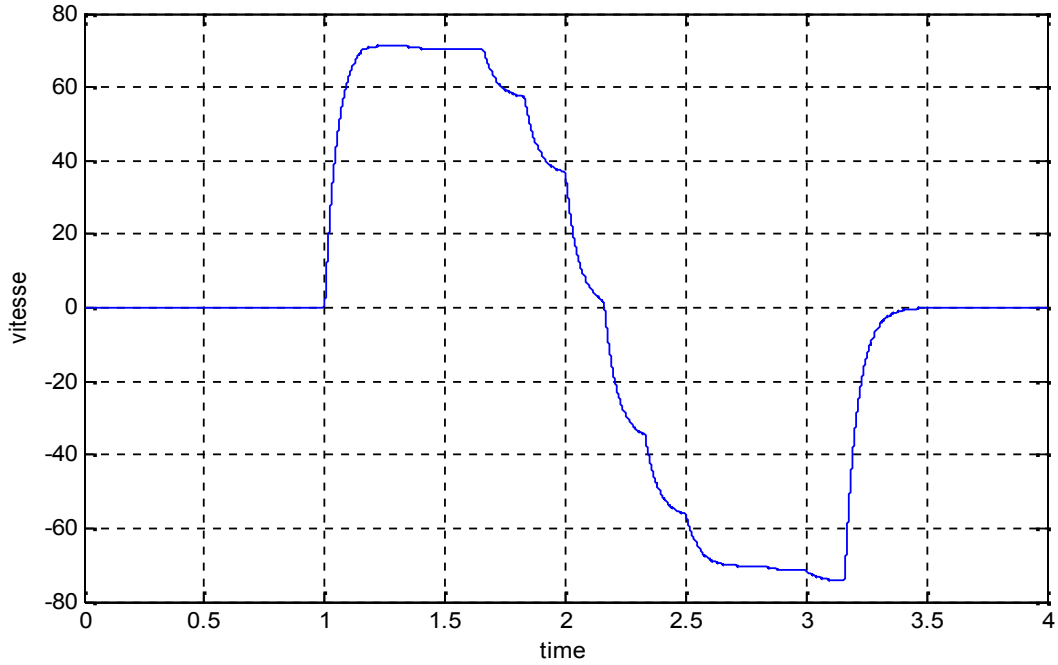
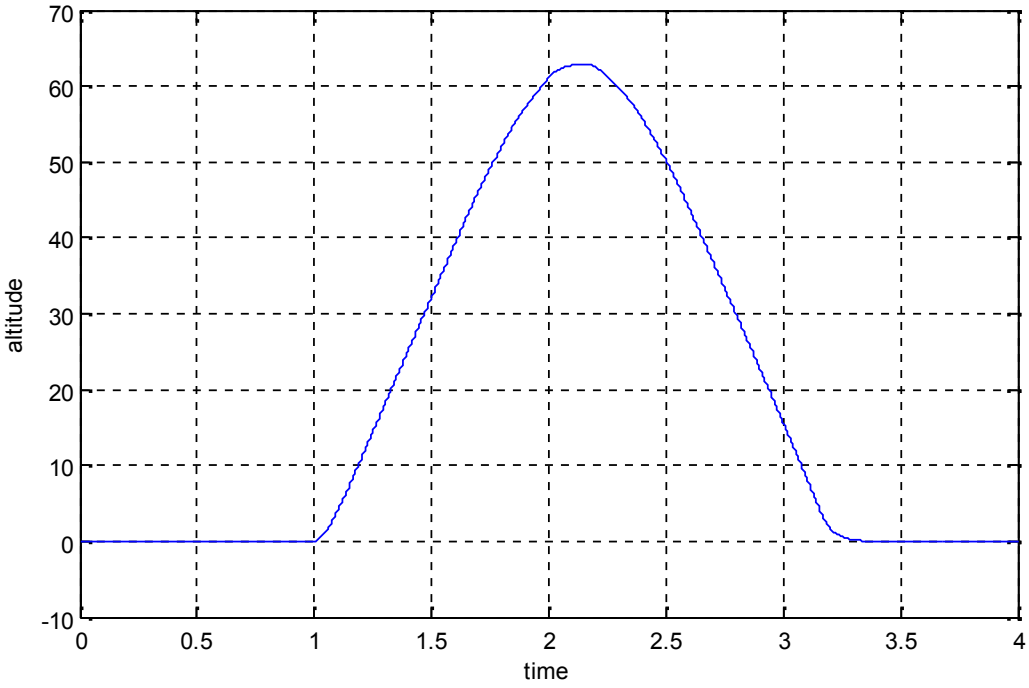


Figure III.13 : La simulation de la commande de à flux orienté du MPPH

Les résultats de simulation sont donnés par les figures. (III.14_III.16)

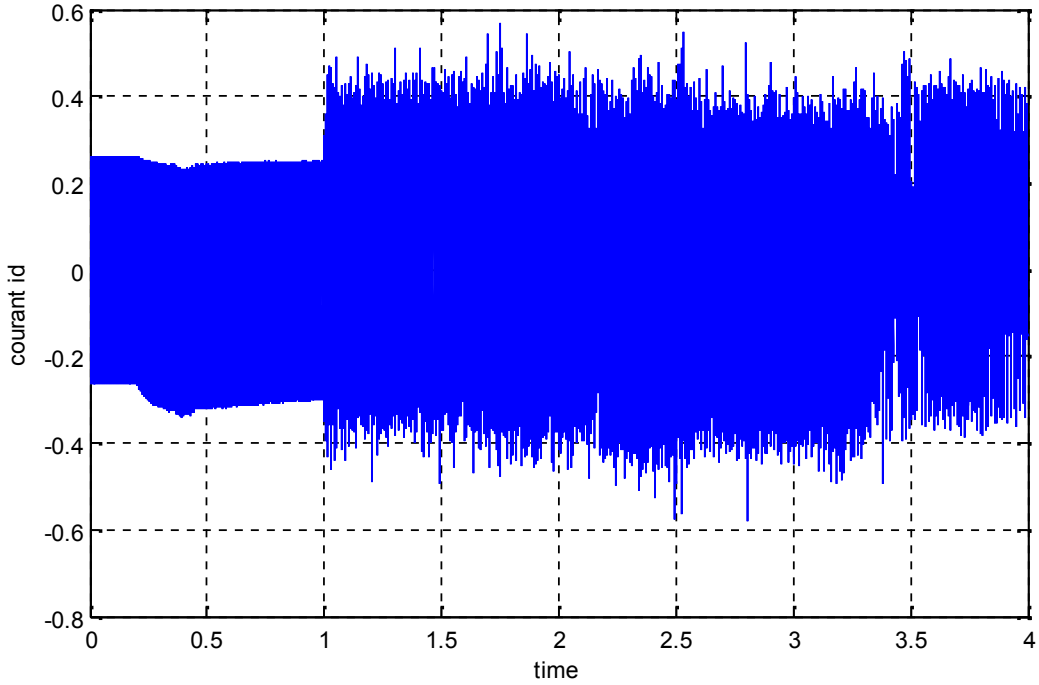


La vitesse (deg/s)

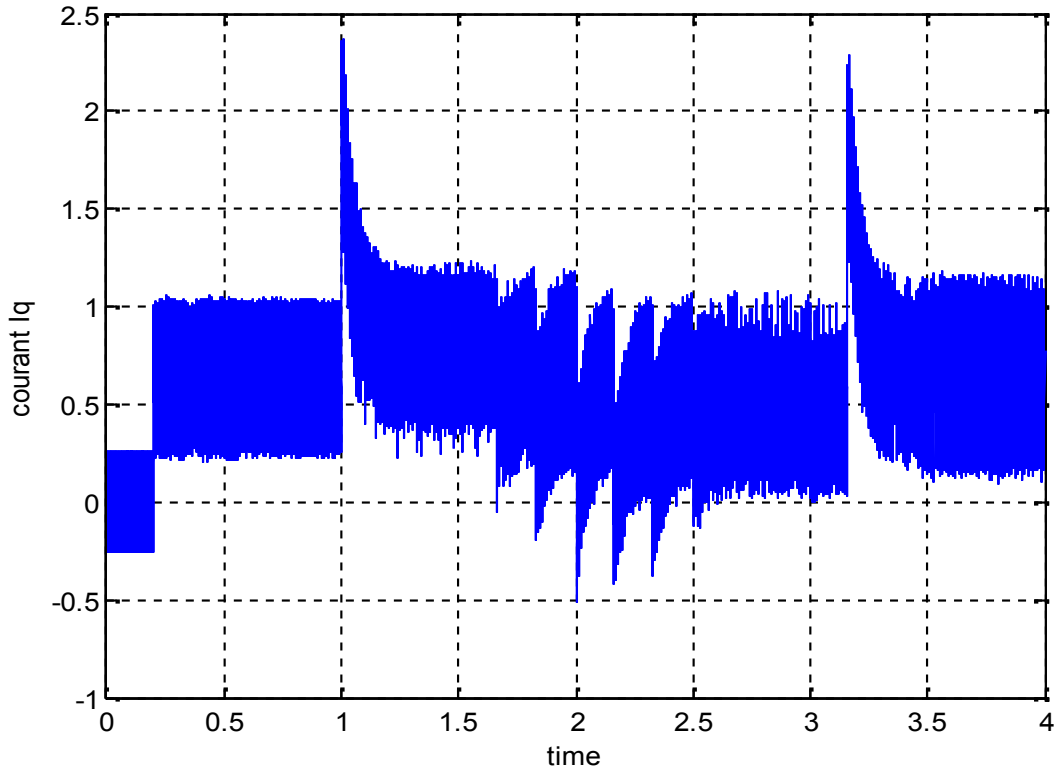


L'altitude solaire (deg)

Figure III.14 : représentation de la position et la vitesse de soleil

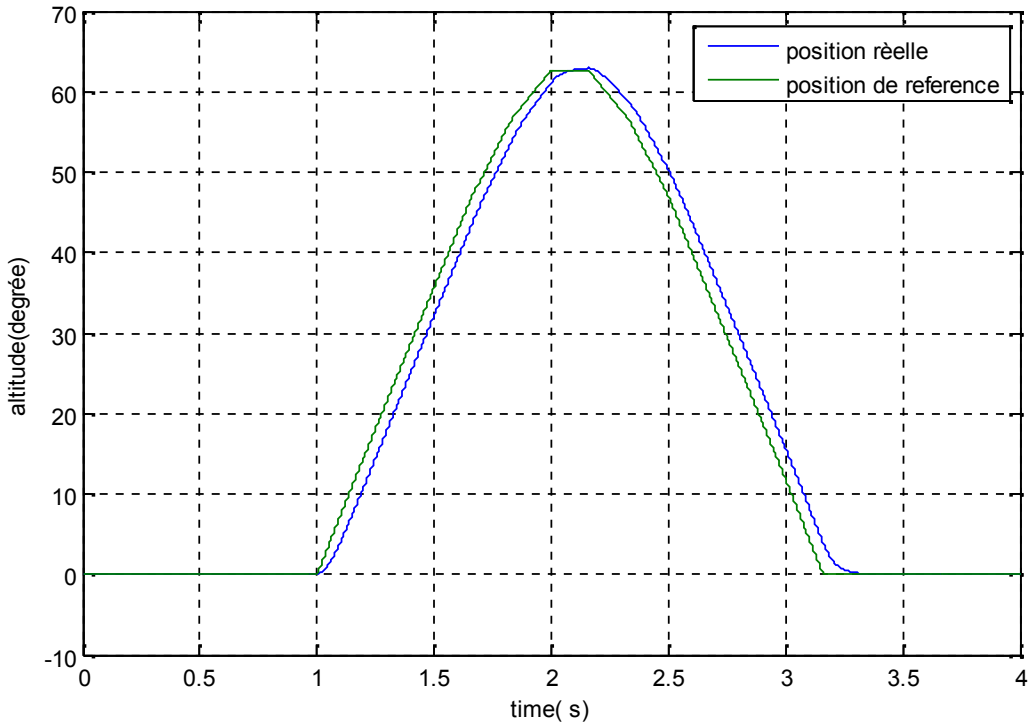


Le courant Id (A)

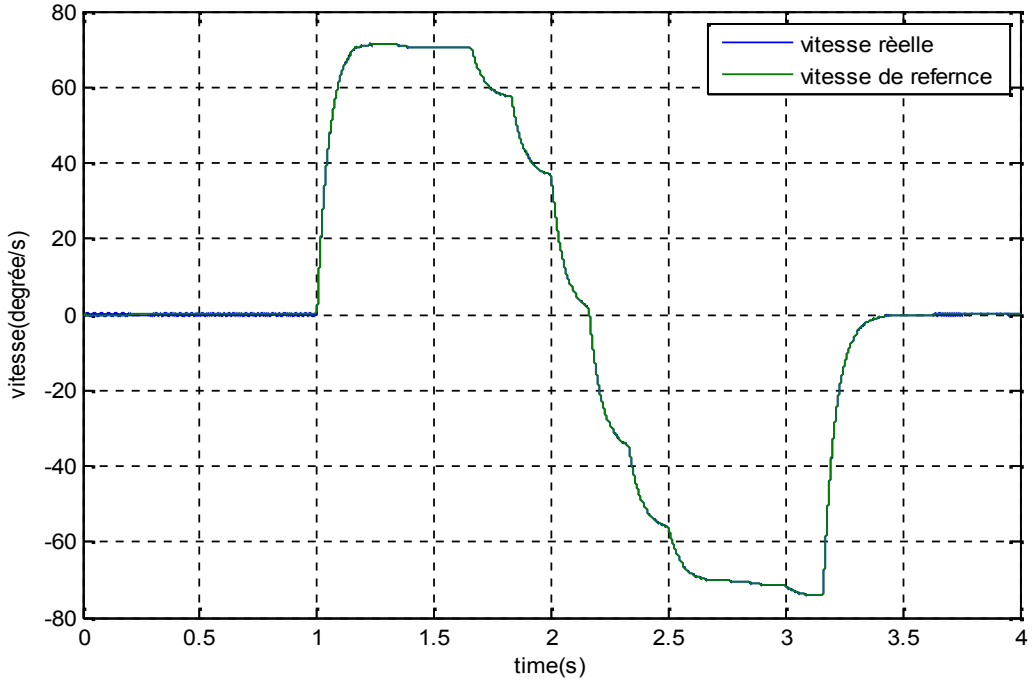


Le courant Iq (A)

Figure III.15 : représentation des courants Id, Iq



Représentation des positions de référence et réelle



Représentation de vitesse de référence et réelle

Figure III.16 : les résultats de simulation de la commande de MPPH par l'orientation de flux

Dans l'échelle de temps, chaque seconde est équivalent à 6 heures, donc 4(s) représente un jour complet

III.6. Interprétation des résultats

On remarque que

- la vitesse réelle coïncide avec la vitesse de référence, et la position de rotor suit bien la position de référence de soleil
- la position de l'arbre de moteur suit la position de soleil de référence avec un petit retard due à l'erreur statique
- le courant 'Id' au démarrage du moteur oscille entre 0.2(A) et -0.2(A) donc pratiquement il est nul, donc il suit le courant de référence Id*, lorsque le moteur démarre le courant s'augmente et oscille entre 0.4 (A) et -0.4(A)

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre on a fait la modélisation et a vu l'influence de mode d'alimentation sur le fonctionnement MPPH, puis on a fait la commande vectorielle de MPPH et on a utilisé cette commande pour suivre la position de soleil obtenue dans le premier chapitre. Les résultats de simulation montrent que le moteur suit exactement la position de soleil

IV.1.Introduction

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques qui transforment une grandeur Électrique (tension ou courant) continue en une grandeur alternative d'amplitude et de fréquence réglables. Dans ce chapitre nous avons présenté la réalisation pratique d'une maquette expérimentale constituée les circuits de commande et de puissance de l'onduleur monophasé.

D'abord, nous allons présenter les différentes parties du montage en montrant le rôle de chacune des cartes utilisées. Ensuite, nous présenterons la mise en œuvre d'un onduleur monophasé. En fait, la maquette réalisée est une maquette dimensionnée pour les applications pédagogiques ou de recherche.

IV.2. Domaines d'application des onduleurs

Les onduleurs sont utilisés dans différents domaines et différentes applications industrielles de conversion de l'énergie électrique, tels que les systèmes d'entraînement électrique à base de moteurs à courant alternatif, le chauffage par induction, les alimentations de puissance embarquées (aviation, marine, satellites,...), les alimentations de secours (hôpitaux, centres de calcul,...).

IV.3. Principe de conversion continue/alternative (DC/AC)

Si l'on revient au concept d'une conversion DC/AC basée sur l'emploi d'une électronique de commutation, il s'agit, à partir d'une source continue, de fabriquer une source alternative en connectant d'une façon cyclique la sortie à un certain nombre de sources de tension continue par l'intermédiaire d'interrupteurs.

Afin d'illustrer ce principe, nous allons étudier un peu plus en détail l'onduleur monophasé en pont montré sur la figure. VI.1 Cet onduleur est composé de quatre cellules de commutation, notées K_1, et K'_1, K_2 et K'_2, formants deux bras. On commande les deux paires d'interrupteurs K_1-K'_2 et K_2-K'_1 de telle manière à obtenir la forme d'onde désirée. Les commandes des interrupteurs du même bras sont complémentaires, afin d'éviter de court-circuiter la source continue.

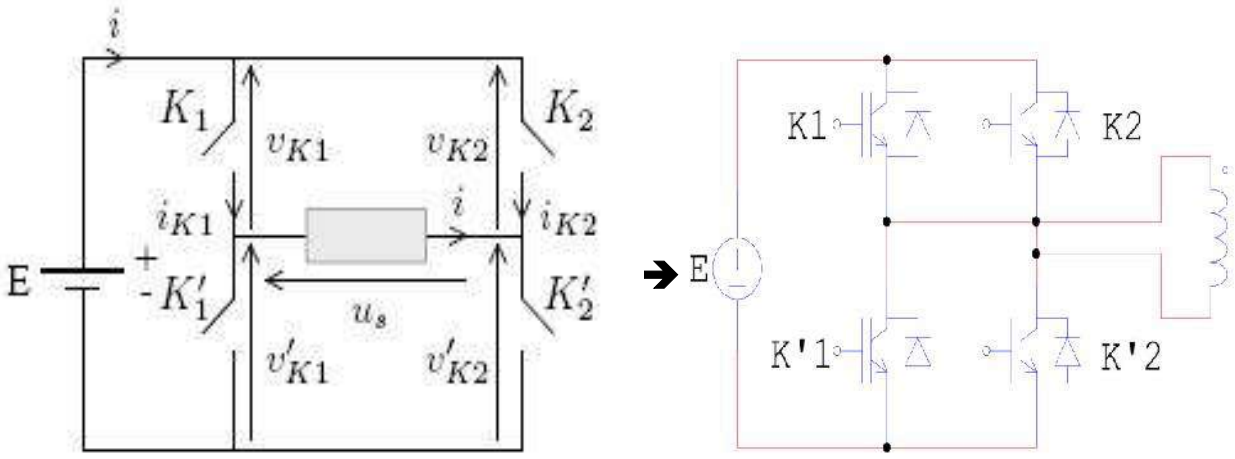


Figure IV.1 : Schéma d'un onduleur monophasé

IV.4. Cellules de commutation

L'élément de base de tout convertisseur est appelé la cellule de commutation. Telle qu'elle est généralement définie en électronique de puissance, celle-ci est constituée de deux interrupteurs (K_1 et K_2) réversibles en courant Ainsi que d'une source de tension E non réversible.

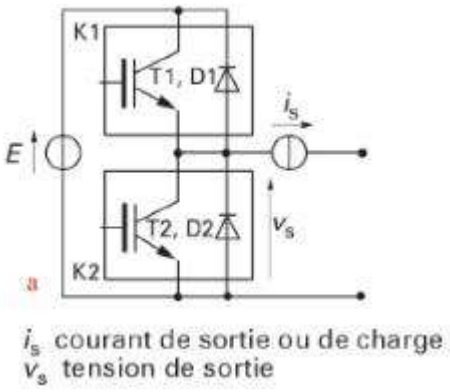


Figure IV.2 : Schéma d'une cellule de commutation d'un onduleur et formes d'ondes

Les éléments centraux de la cellule sont évidemment les interrupteurs réalisés à partir de composants semi-conducteurs de puissance. Ces derniers sont apparus dans les années 1950 avec les premiers thyristors de puissance. Ils n'ont cessé d'évoluer et ont donné naissance au MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) dans les années 1970 et à l'IGBT (Insulated Gate Bipolar ransistor) dans les années 1980 **[17],[18].**

Le MOSFET est très bien adapté pour les convertisseurs basse-tension et à fréquence élevée

(Inférieure à 100V et supérieure à 50kHz) alors que l'IGBT est utilisé pour les tensions supérieures à 300V et des fréquences rarement supérieures à 20kHz. Les GTO (Gate Turn Off thyristor) et thyristors sont dédiés aux applications haute tension (>1kV) fort courant (>1kA). Le tableau IV.1 donne une comparaison des caractéristiques de quelques semi conducteurs Utilisés dans les cellules de commutation des onduleurs.

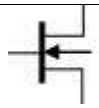
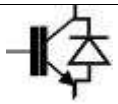
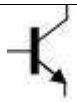
Semi conducteur / Caractéristique	MOSFET	IGBT	BJT/MD
Symbole			
Conduction			
Conductivité courant	faible	élevée	élevée
Pertes	élevées	faibles	faibles
Commutation			
Temps de fermeture	court	moyen	moyen
Temps d'ouverture	court	moyen	cout
Pertes	faibles	moyennes	élevées
Commande			
Puissance consommée	faible	faible	élevée
Grandeur	tension	tension	courant

Tableau IV.1 : comparaison des caractéristique des semi conducteurs utilisés dans les cellule de commutation des onduleurs

Les modules à IGBT sont des composants d'avenir dans les fortes et moyennes puissances, leurs qualités, aujourd'hui reconnues au niveau industriel, sont :

- la rapidité ;
- La robustesse ;
- La facilité de commande ;
- Une bonne dissipation thermique (faible résistance thermique puce - boîtier) ;
- La présence d'une diode en antiparallèle rapide avec un recouvrement doux ;
- Une fréquence de découpage pouvant aller jusqu'à 20 kHz

Dans la partie suivante, nous allons présenter l'onduleur, à base de cellules de commutation à d'IGBT, que nous avons réalisé en commençant par la présentation des différents composants intervenants dans sa réalisation.

IV.5. Les composants de l'onduleur de tension

IV.5.1. Composants de puissance

IV.5.1.1 Le radiateur

L'importance de dissiper la chaleur due aux pertes par commutation et par conduction dans les composants semi-conducteurs est primordiale. Sachant que cette élévation de température constitue, dans la majorité des cas, la cause principale de l'endommagement des composants et donc celui de l'onduleur. Pour cette raison, on a placé les composants de puissance (bras d'IGBT) sur un radiateur dissipateur en aluminium. L'aluminium est un bon conducteur de chaleur à prix raisonnable et facile à usiner, permettant le transfert de la chaleur par conduction. En outre, le radiateur est équipé d'un ventilateur de type axial aspirant permettant le refroidissement de l'onduleur à l'air forcé.

IV.5.1.2Le convertisseur de puissance

Le convertisseur de puissance est composé en deux parties :

- partie commande
- partie puissance

IV.5.1.2.a. Partie commande

Le rôle de ce bloc est la génération des signaux de commandes des bases des transistors, cette carte qui fait l'isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance, en plus elle fait la mise en forme des signaux et impose le temps mort entre les ordres de commande des interrupteurs complémentaires. Ainsi, constituée d'une carte de contrôle DS1103 (basée sur un DSP TMS320C31) et pilotée par ordinateur. L'ordinateur permet de générer le code objet défini à partir de l'algorithme de commande. Nous verrons prochainement de quelle façon celui-ci est généré La partie commande est composé de :

IV.5.1.2.b. Partie protection et mise en forme

Cette carte est reliée aux sorties de la carte dSPACE, elle protège cette dernière dans le cas d'un court-circuit ou d'un courant très élevé. La figure IV.3 présente le schéma de principe de cette carte.

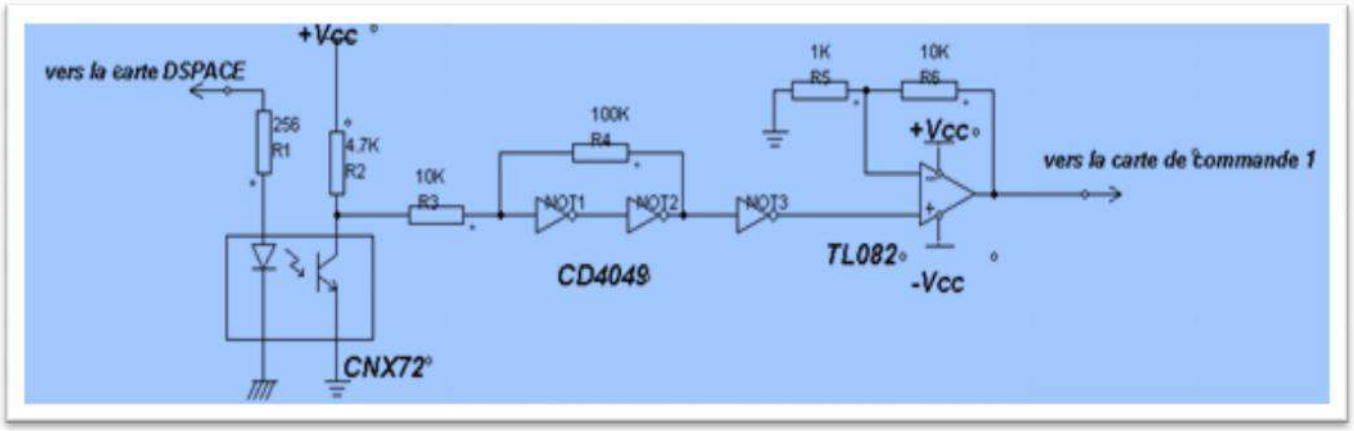


Figure IV. 3 : Schéma de la carte de protection

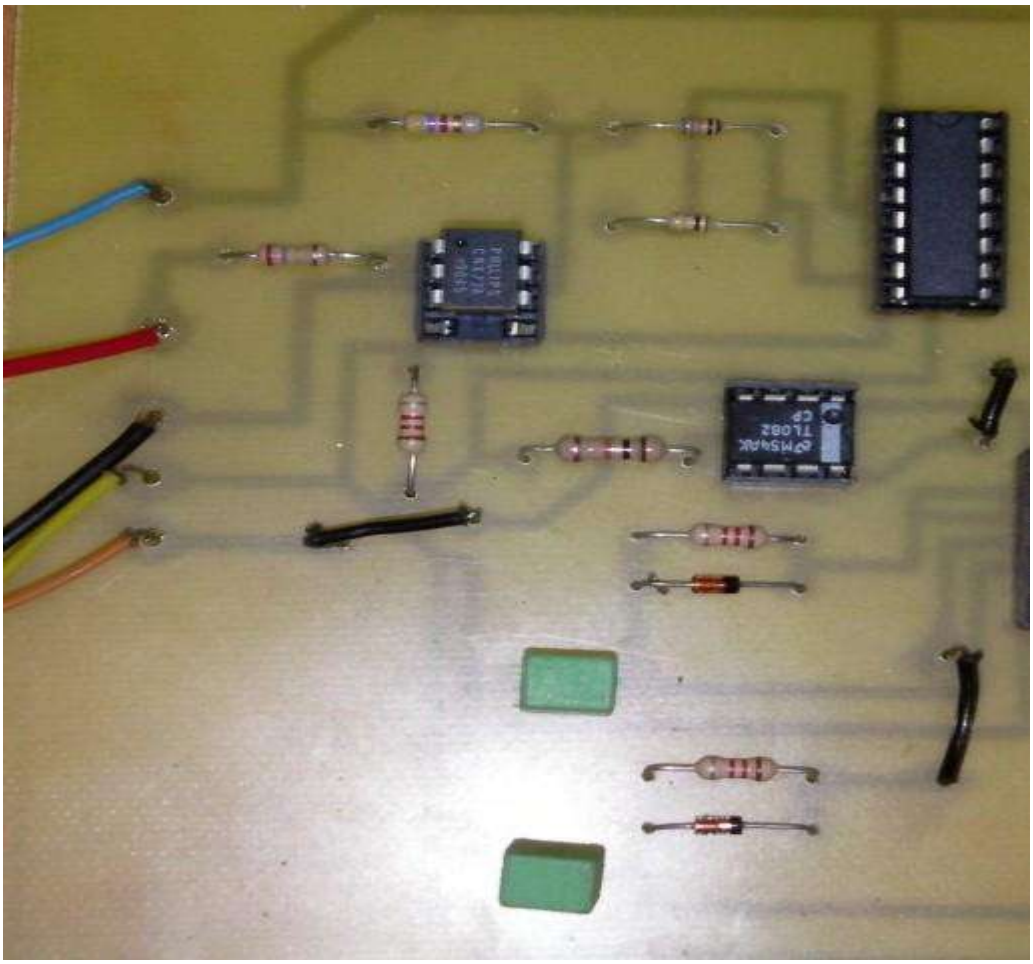


Figure IV.4:photo de la partie de protection réalisée.

IV.5.1.3.Carte de commande

La carte de commande génère 8 signaux de commande, pour 4 bras. La commande d'une cellule de commutation demande l'application de deux signaux complémentaires pour éviter un court circuit. En effet, les temps d'amorçage et de blocage des transistors sont différents, cela peut conduire à un court circuit. Pour éviter ce genre de problèmes, une résistance R placée du transistor afin de limiter le courant de gâchette (R=60Ω). [12].

La figure IV.5 représente la carte de commande d'un bras d'onduleur monophasé.

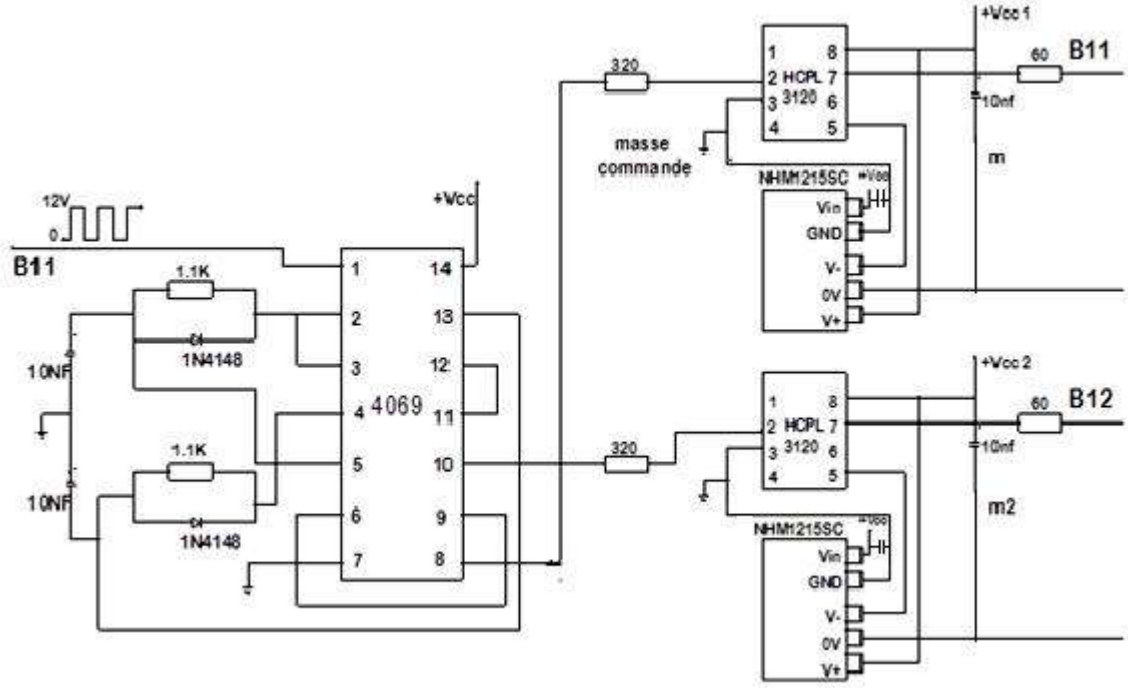


Figure IV.5 : Circuit de la carte de commande

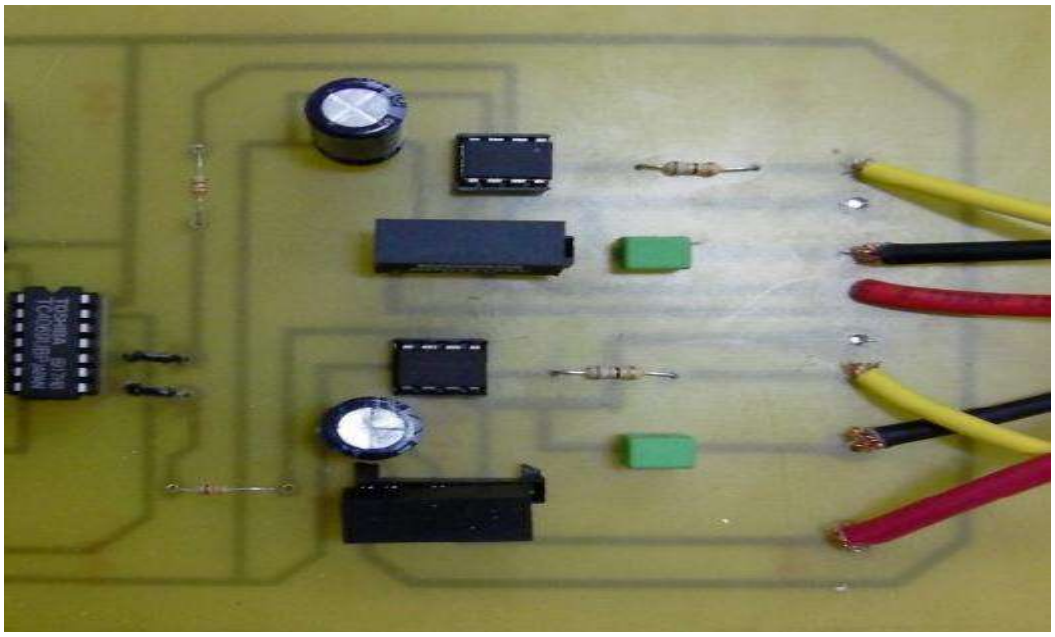


Figure IV.6: Photo de la partie de commande réalisée.

Ainsi, afin d'assurer un fonctionnement correct, il faut introduire un temps mort entre les signaux de commande. Ceci est assuré par un circuit de temps mort, qui délivre deux signaux décalés et inversés. Le circuit de la carte de commande est représenté sur la figure IV.5.

IV.5.1.4.Temps mort et mise en forme

Le circuit de temps mort assure la génération d'un retard (temps mort) entre les signaux de commande des deux IGBTs, ce temps mort (Dead Time) est nécessaire pour protéger les alimentations de puissance contre les courts circuits. Un temps mort entre l'ouverture d'un transistor et la fermeture du complémentaire est donc indispensable. En pratique, on retarde le front montant. Le front descendant reste inchangé. Le retard est réalisé par un circuit RC que l'on inhibe sur le front descendant. De simples circuits RC permettent de ralentir la montée de l'impulsion. Pour ne pas retarder également la descente de celle-ci, on décharge rapidement la capacité à travers la diode très rapide en parallèle avec la résistance (la diode choisie est 1N4148). La mise en forme du signal est assurée par des portes logiques inverses.

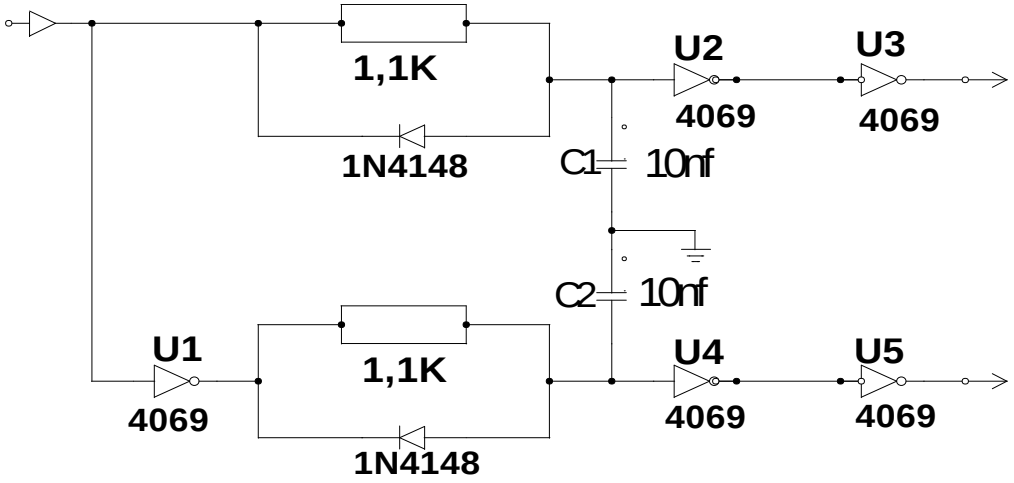
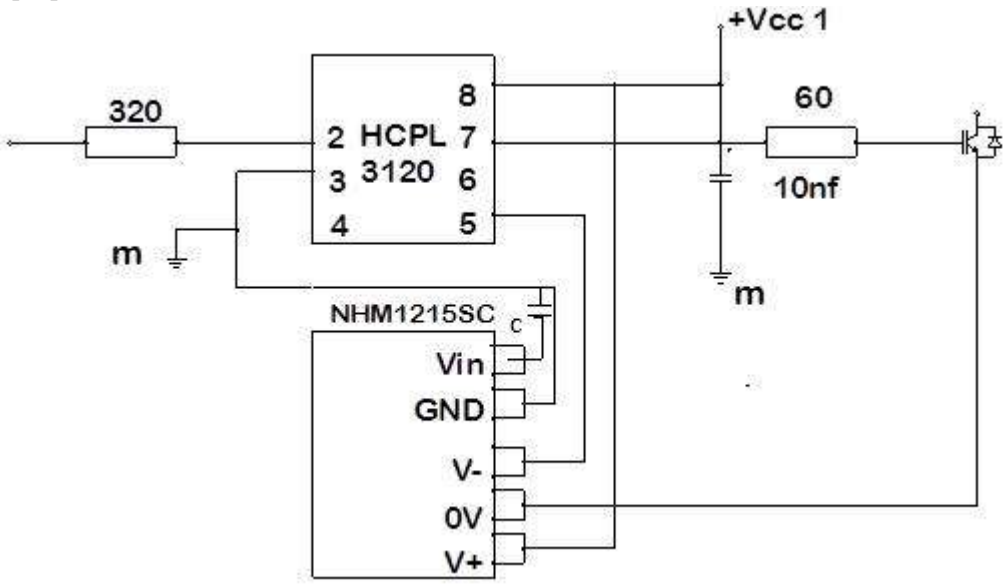


Figure IV.7 circuit de temps mort

IV.5.1.5. Carte d'allumeurs

Les IGBT's sont pilotés par des allumeurs (drivers) qui permettent d'adapter les signaux de commande, fournis par la carte de commande, aux caractéristiques des interrupteurs. Chaque carte allumeur permet de piloter un IGBT. Afin d'assurer une isolation, entre la carte de commande et le transistor de puissance, cette isolation nous permet de protéger la partie électronique faible puissance et lui permet d'être moins sensible aux bruits générés par la partie de puissance, on utilise un driver isolé par photodiode (CNX72)

et une source de tension indépendante et isolée (en utilisant le circuit intégré NMH1215SC) pour la commande de grille du IGBT. La figure IV.8 montre le schéma principal d'allumeur. [14]



La Figure IV.8 Allumeur (commande de grille d'IGBT)

IV.5.1.6 Circuit d'isolation (optocoupleur)

Le fait d'employer un optocoupleur pour activer l'IGBT contribue à la sécurité du montage car la partie commande est totalement isolé électriquement du circuit de puissance.

L'optocoupleur est monté tout prés du transistor pour éviter tout parasitage de câblage et aussi diminuer l'effet de l'inductance parasite.

Dans notre cas, on a utilisé, l'Optocoupleur HCPL 3120 qui a comme tension d'isolation 1500V, un temps de propagation de 0,1 µs. Un courant (supply current max) d'entré de 5mA, sous une tension d'alimentation 15 à 30V et un courant de sortie (peak output current) qui peut atteindre 2A.

Grâce à la valeur élevée du courant qu'il peut fournir à la sortie, l'Optocoupleur **HCPL 3120** est largement utilisé comme Driver dans les applications qui nécessitent l'utilisation des transistors **IGBT**, qui ont la particularité d'absorber des valeurs sensibles de courant à la mise en conduction afin de charger la capacité d'entrée. [9].

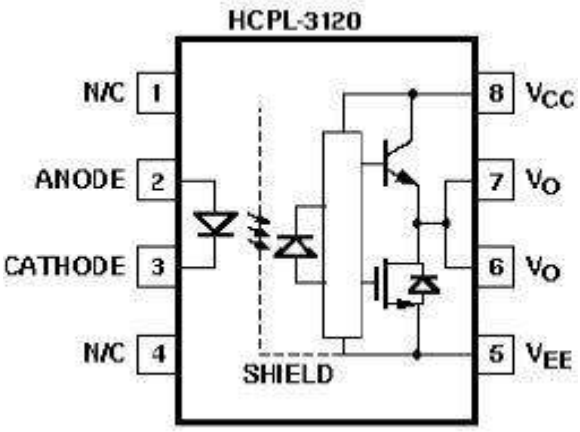


Figure IV.9: Brochage de l'optocoupleur HCPL3120

IV.5.2. Partie puissance

IV.5.2.1 Transistor IGBT « GT60Q101»

Le transistor de puissance IGBT (Insulated Gâte Bipolar Transistor) met à profit les avantages du transistor à effet de champ et du transistor bipolaire. Il est à l'heure actuelle en plein développement.

Il a pratiquement les propriétés d'un transistor bipolaire mais sa commande en tension de type MOS (courant de grille beaucoup plus faible qu'un courant de base) le rend très avantageux. On le trouve actuellement sous forme de module pouvant atteindre **60A-900V.** Le transistor **GT60Q101** est un IGBT intégrée avec une diode en antiparallèle.

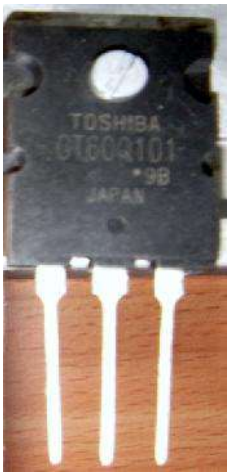


Figure IV.10: photo de transistor IGBT GT60Q101

Ces interrupteurs de puissance sont montés sur un circuit imprimé afin de minimiser les inductances de câblage, et sont placés sur un dissipateur thermique,

lui même ventilé pour évacuer la chaleur.

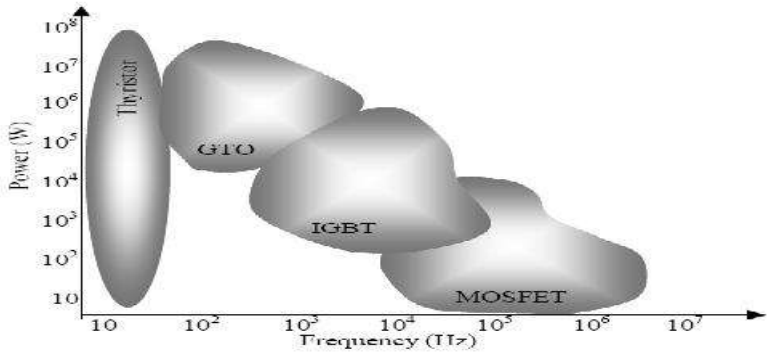


Figure IV.11: Caractéristiques puissance consommée-fréquence de commutation

En effet, ce genre de composants est mieux adapté aux faibles tensions que les IGBT. De plus les chutes de tensions sont plus faibles et ils ont une meilleure rapidité de commutation (voir la figure IV.9).

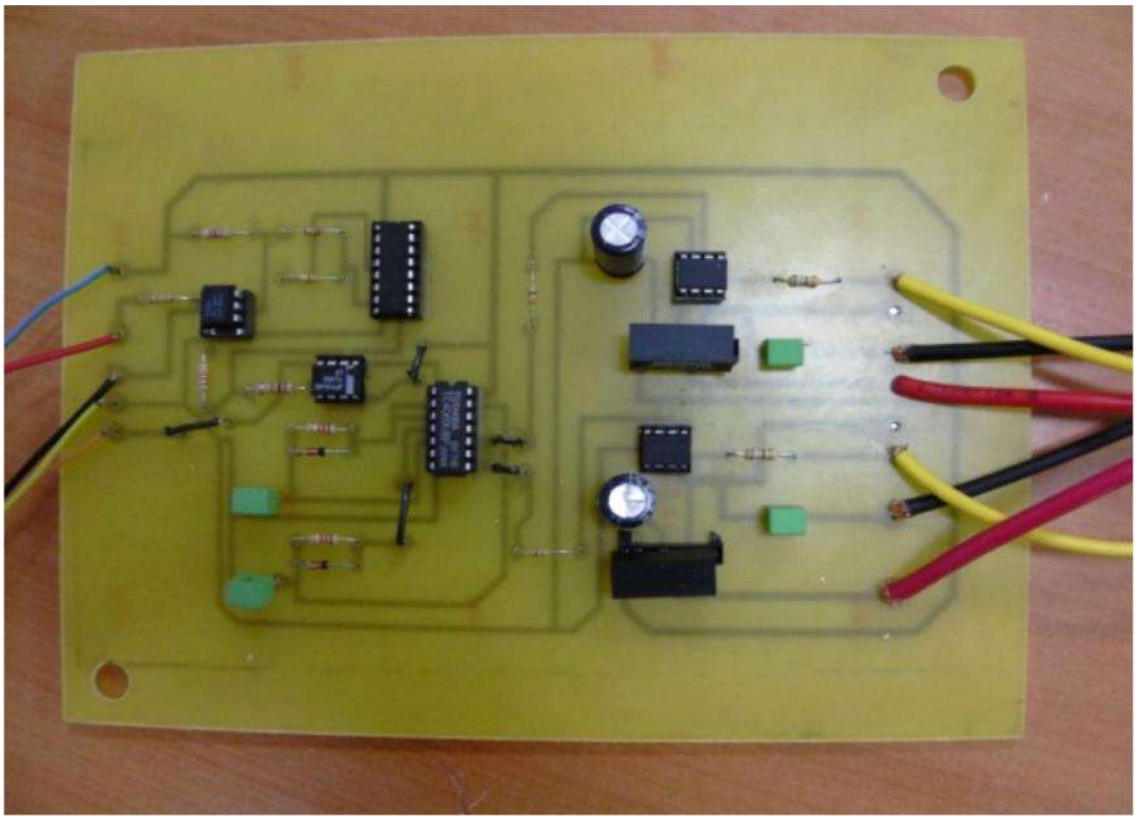


Figure IV.12:photo d'un bras d'onduleur réalisé

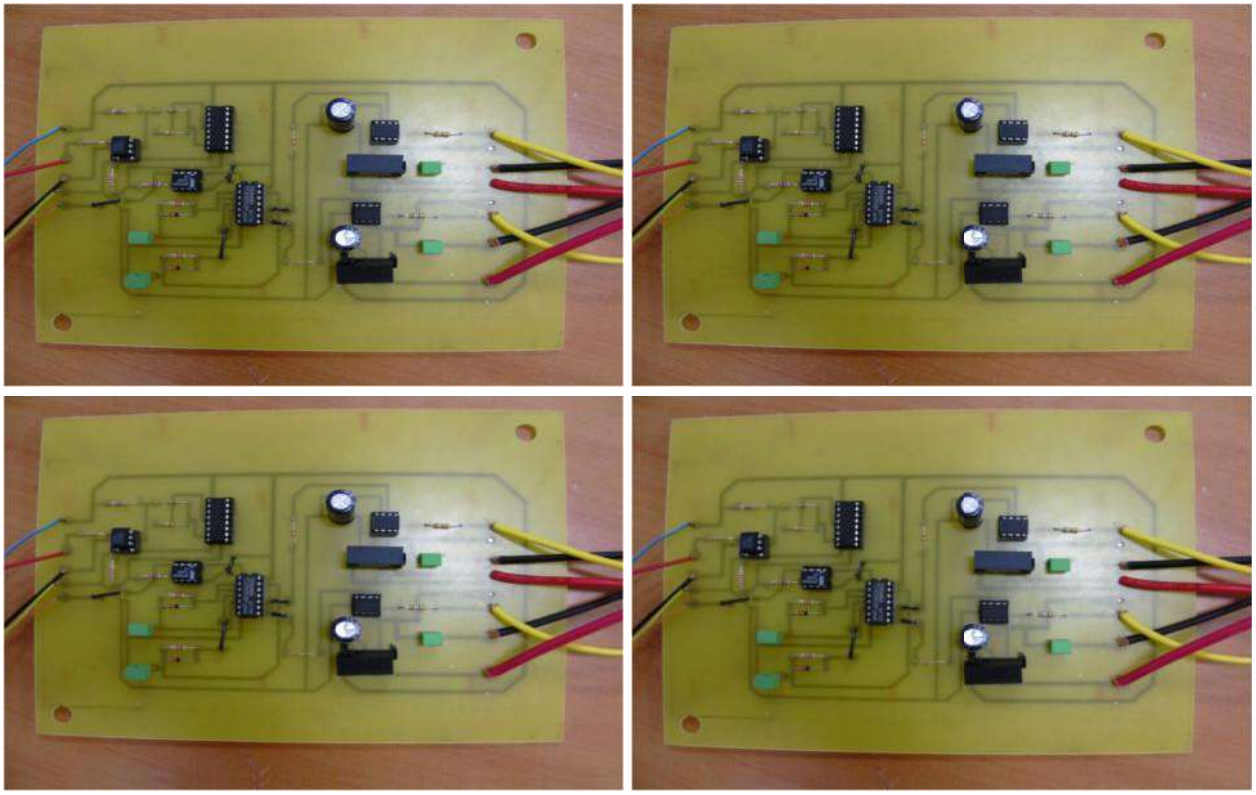


Figure IV.13:photo des quatre bras d'onduleur réalisé

VI.6 Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la structure des onduleurs de tension monophasée de puissance. Il est permet d'alimenter différents types de charges et de machines électriques de puissances différentes. Les teste des circuits de commande de chaque bras sont fait séparément afin de vérifier que chaque bras fonctionne correctement

Conclusion générale :

L'énergie solaire est une technologie prometteuse pour satisfaire la demande toujours croissante en énergie. Elle est une source d'énergie abondante, renouvelable, et favorable à l'environnement. Cependant, son utilisation est faible à cause de son faible rendement et le cout d'investissement initial élevé. A Ces défis s'ajoute le manque de l'expérience de la technologie avec les sources solaires. Dans beaucoup de conceptions pratiques, la puissance moyenne extraite à partir des générateurs photovoltaïques ne dépasse pas 10% de la puissance reçue sur leurs surfaces. C'est pourquoi on utilise les suiveurs de soleil pour augmenter le rendement des panneaux solaires.

Notre travail traite la commande en position en boucle fermée du moteur pas à pas et l'application de cette commande pour suivre le mouvement de soleil.

Au début, Nous avons étudié l'effet photovoltaïque et la composition des panneaux solaires, puis nous avons établi les équations régissant le générateur photovoltaïque PV. Nous avons donné le modèle électrique de la cellule et du panneau PV. A partir de l'analyse des résultats nous avons conclut la imitation du rendement des GPV, donc on a proposé comme solution l'utilisation des suiveurs de soleil.

Puis nous avons étudié et modélisé le moteur pas à pas, les résultats de simulation nous permet de comprendre l'influence de différents modes d'alimentation sur les caractéristiques de moteur.

Nous avons étudié la commande vectorielle de moteur pas à pas en prenant la position de soleil (altitude solaire) développée en 1er chapitre comme position de référence. Les résultats de simulation obtenus sont parfaits et montre que le moteur donc le panneau solaire suit exactement la position du soleil.

En fin on a fait une réalisation de l'onduleur pour l'utiliser dans la partie expérimentale dans notre étude.

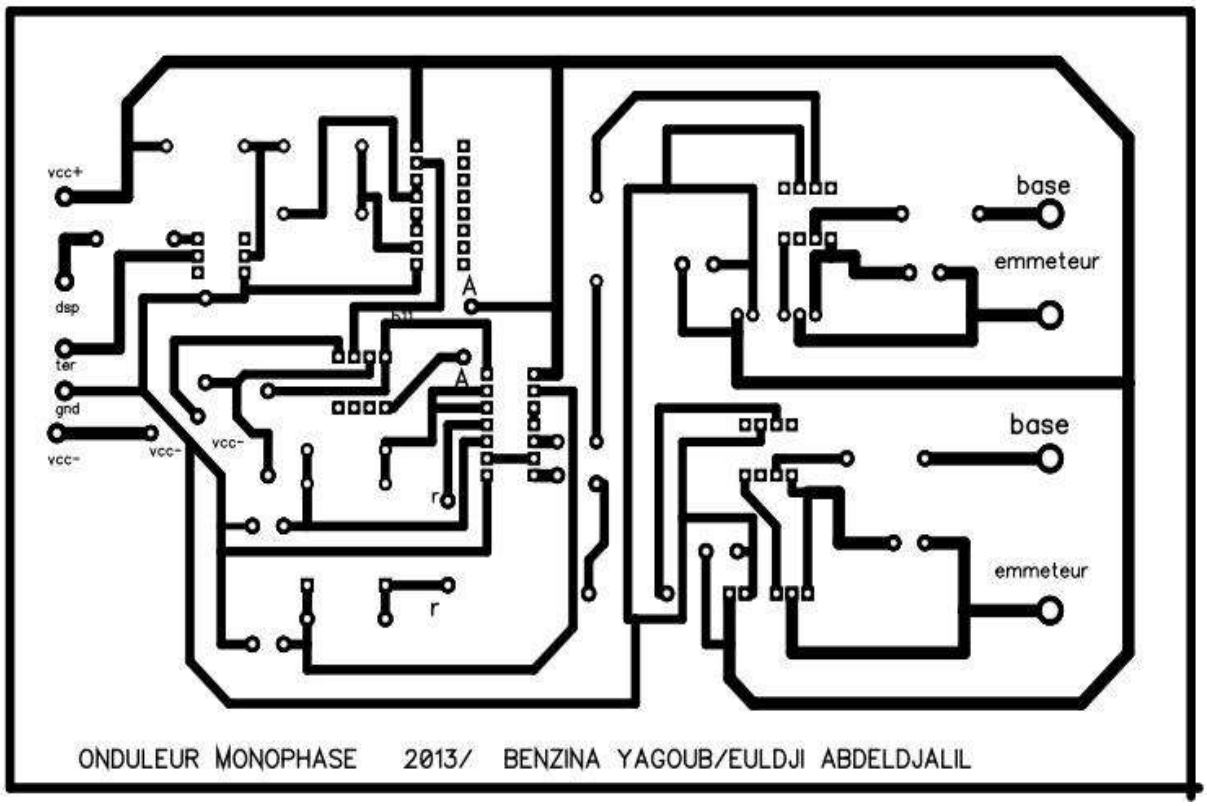
Perspectives

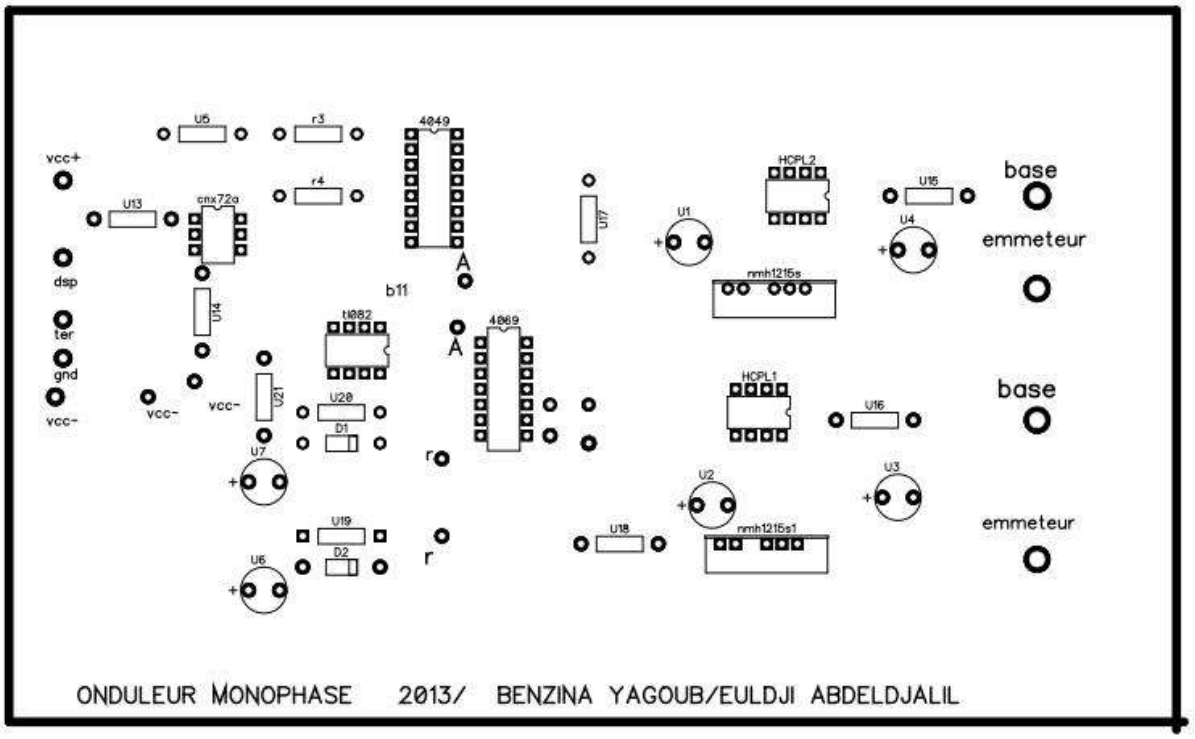
Malgré qu'on a réalisé l'onduleur, on n'a pas pu faire la partie expérimentale parce que on n'a ni le suiveur ni les capteurs de position et de vitesse utilisés dans la commande vectorielle.

Pour cela, Nous proposons comme perspectives :

- De faire une étude de conception et de réalisation d'un suiveur de soleil de type Azimute altitude
- De réaliser les capteurs cités ci-dessus et faire la partie expérimentale de notre étude
- De faire la commande de suiveur en boucle fermé, cela demande l'utilisation des capteurs LDR pour obtenir la position de soleil
- D'essayer d'appliquer les commandes intelligentes sur les suiveurs de soleil

Circuit imprimé de partie de commande de l'onduleur monophasé

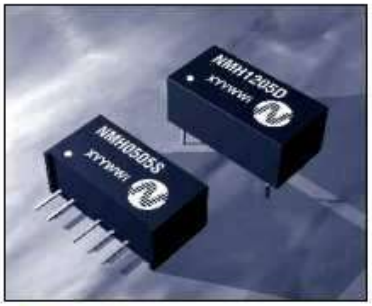




C&D TECHNOLOGIES
Power Solutions

NMH SERIES

Isolated 2W Dual Output DC-DC Converters



FEATURES

- Wide Temperature performance at full 2 Watt load, –40°C to 85°C
- Dual Output from a Single Input Rail
- Industry Standard Pinout
- Power Sharing on Output
- 1kVDC Isolation
- Efficiency to 86%
- Power Density up to 1.44W/cm³
- 5V, 12V, 24V & 48V Input
- 5V, 9V, 12V and 15V Output
- Footprint from 1.46cm²
- UL 94V-0 Package Material
- No Heatsink Required
- Internal SMD Construction
- Toroidal Magnetics
- Fully Encapsulated
- No External Components Required
- MTTF up to 2.0 Million hours
- Custom Solutions Available
- No Electrolytic or Tantalum Capacitors

DESCRIPTION

The NMH series of industrial temperature range DC-DC converters are the standard building blocks for on-board point-of-use power systems. They are ideally suited for providing dual rail supplies on single rail boards with the added benefit of galvanic isolation to reduce circuit noise. All of the rated power may be drawn from a single pin provided the total load does not exceed 2W.

Pin compatibility with the NMA 1 watt series ensures minimal effort in upgrading distributed power systems.

SELECTION GUIDE

	Nominal Input Voltage	Output Voltage	Output Current	Input Current at Rated Load	Efficiency	Isolation Capacitance	MTTF[1]	Package Style[4]
Order Code	(V)	(V)	(mA)	(mA)	(%)	(pF)	kHrs	
NMH05055	5	5	±200	500	80	24	1574	SIP
NMH05095	5	9	±111	494	81	28	663	
NMH05125	5	12	±83	488	82	30	338	
NMH05155	5	15	±67	476	84	33	187	
NMH12055	12	5	±200	208	80	35	490	SIP
NMH12095	12	9	±111	201	83	55	343	
NMH12125	12	12	±83	198	84	63	229	
NMH12155	12	15	±67	198	84	66	148	
NMH24055	24	5	±200	103	81	41	318	SIP
NMH24095	24	9	±111	98	85	75	249	
NMH24125	24	12	±83	97	86	95	183	
NMH24155	24	15	±67	97	86	104	127	
NMH48055	48	5	±200	51	82	45	235	SIP
NMH48095	48	9	±111	51	82	74	195	
NMH48125	48	12	±83	49	85	90	152	
NMH48155	48	15	±67	49	85	112	112	

When operated **with** additional external load capacitance the rise time of the input voltage will determine the maximum external capacitance value for guaranteed start up. The slower the rise time of the input voltage the greater the maximum value of the additional external capacitance for reliable start up.

INPUT CHARACTERISTICS

Parameter	Conditions	MIN	TYP	MAX	Units
Voltage Range	Continuous operation, 5V input types	4.5	5	5.5	V
	Continuous operation, 12V input types	10.8	12	13.2	
	Continuous operation, 24V input types	21.6	24	26.4	
	Continuous operation, 48V input types	43.2	48	52.8	
Reflected Ripple Current	5V input types		50		mA p-p
	12V input types		70		
	24V input types		130		
	48V input types		200		

OUTPUT CHARACTERISTICS

Parameter	Conditions	MIN	TYP	MAX	Units
Rated Power[2]	T_A= –40°C to 85°C			2	W
Output Voltage Accuracy	NMH0505	–5		7.5	%
	All other types	–5		5	
Line Regulation	High V_{IN} to low V_{IN}		1.0	1.2	%/%
Load Regulation	10% load to rated load, 5V output types		5	10	%
	10% load to rated load, 9V output types		3	10	
	10% load to rated load, 12V output types				
	10% load to rated load, 15V output types				
Ripple & Noise	BW=DC to 20MHz, 5V output types		150	200	mV p-p
	BW=DC to 20MHz, 9V output types		100	150	
	BW=DC to 20MHz, 12V output types		80	150	
	BW=DC to 20MHz, 15V output types		70	150	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Short circuit duration[3]	1second
Internal power dissipation	300mW
Lead temperature 1.5mm from case for 10 seconds	300°C
Input voltage V_{IN}, NMH05 types	7V
Input voltage V_{IN}, NMH12 types	15V
Input voltage V_{IN}, NMH24 types	28V
Input voltage V_{IN}, NMH48 types	54V

www.dc-dc.com

1 Calculated using MIL-HDBK-217F with nominal input voltage at full load.
2 See derating curve
3 Supply voltage must be discontinued at the end of the short circuit duration.
4 Replace suffix "S" with "D" for DIP package style.
All specifications typical at T_A=25°C, nominal input voltage and rated output current unless otherwise specified.

HEWLETT PACKARD

2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

Technical Data

HCPL-3120

Features

- **2.0 A Minimum Peak Output Current**
- **15 kV/µs Minimum Common Mode Rejection (CMR) at V_{CM} = 1500 V**
- **0.5 V Maximum Low Level Output Voltage (V_{OL}) Eliminates Need for Negative Gate Drive**
- **I_{CC} = 5 mA Maximum Supply Current**
- **Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis**
- **Wide Operating V_{CC} Range:** 15 to 30 Volts
- **500 ns Maximum Switching Speeds**
- **Industrial Temperature Range:** -40°C to 100°C
- **Safety Approval**
  UL Recognized - 2500 V rms for 1 minute per UL1577
  CSA Approval
  V_{IORM} = 630 V peak
  (Option 060 only)

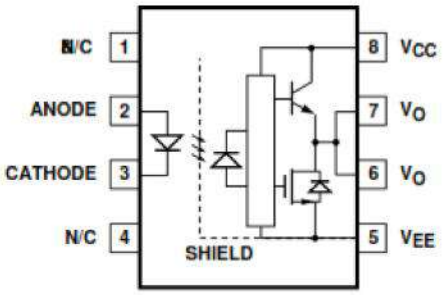
Applications

- **Isolated IGBT/MOSFET Gate Drive**
- **AC and Brushless DC Motor Drives**
- **Industrial Inverters**
- **Switch Mode Power Supplies (SMPS)**

Description

The HCPL-3120 consists of a GaAsP LED optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. This optocoupler is ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by this optocoupler makes it ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate.

Functional Diagram



LED	V_{CC} - V_{EE} "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	V_{CC} - V_{EE} "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	V_O
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1 µF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS081E – FEBRUARY 1977 – REVISED FEBRUARY 1999

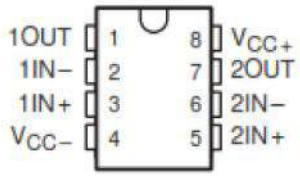
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/μs Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

description

The TL08x JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08x family.

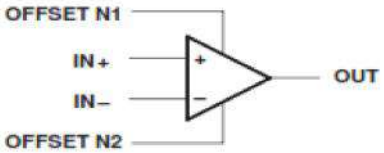
The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from –40°C to 85°C. The Q-suffix devices are characterized for operation from –40°C to 125°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of –55°C to 125°C.

TL082, TL082A, TL082B
D, JG, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)

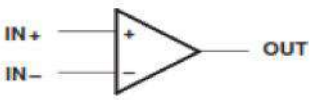


symbols

TL081

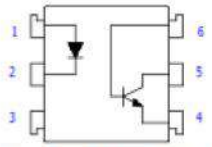


TL082 (EACH AMPLIFIER)
TL084 (EACH AMPLIFIER)



opto **Global Supplier of Optoelectronic Solutions** **CNX72A**
ALL Product Lead Free, RoHs Compliant UL # E244343

Schematic:



For dimensions and pin-outs, see the last page of this document.

Features:

1. Current transfer ratio (CTR 40-160% at IF=10mA Vce=0.04V)
2. High isolation voltage between input and output (Viso = 5300Vrms, 7500Vpk).

Ordering:

Suffix to Standard Part Number

V = VDE Compliant
G = 10mm Lead Spread
S = Surface Mount Lead-form
T = Tape & Reel

Superior OPTO Part Number:

OPTO611

Absolute Maximum Ratings:

Parameter		Symbol	Rating	Unit
Input	Peak forward current	I_{FM}	1	A
	Reverse voltage	V_R	6	V
	Power dissipation	P_D	70	mW
	Collector-emitter voltage	V_{CEO}	30	V
Output	Emitter-collector voltage	V_{ECO}	6	V
	Collector-base voltage	V_{CBO}	60	V
	Emitter-base voltage	V_{EBO}	6	V
	Collector current	I_C	50	mA
	Collector power dissipation	P_C	150	mW
	Total power dissipation	P_{tot}	200	mW
Isolation voltage 1 minute		V_{iso}	5300	Vrms
		Viso	7500	Vpk
Operating temperature		T_{opr}	-55 to +100	°C
Storage temperature		T_{stg}	-55 to +125	°C
Soldering Temperature 10 seconds		Tsol	260	°C

Electrical Characteristics:

Parameter		Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
Input	Forward voltage	VF	IF=20mA	–	1.2	1.4	V
	Peak forward voltage	VFM	IFM=0.5A	–	–	3.5	V
	Reverse current	IR	VR=4V	–	–	10	uA
	Terminal capacitance	Ct	V=0, f=1kHZ	–	30	–	pF
Output	Collector dark current	ICEO	VCE=20V	–	–	0.1	uA
Tranfer charac teristics	Current transfer ratio	CTR	IF=10mA, VCE=0.04V	40	–	160	%
	Collector-emitter saturation voltage	VCE(sat)	IF=10mA, Ic=4mA	–	0.1	0.4	V
	Isolation resistance	Riso	DC500V	$5x10^{10}$	10^{11}	–	ohm
	Floating capacitance	Cf	V=0, f=1MHZ	–	0.6	1.0	Pf
	Cut-off frequency	fc	Vcc=5V,Ic=2mA,RL=100ohm	–	80	–	kHz
	Response time (Rise)	tr	Vce=2V,Ic=2mA,RL=100ohm	–	5	20	us
	Response time (Fall)	tf		–	4	20	us

©COPYRIGHT 2004 OPTO INC. www.optoinc.com Telephone: 972-886-0018 Fax: 972-886-0078 Email: sales@optoinc.com

HEF4069UB
gates
Hex inverter

DESCRIPTION

The HEF4069UB is a general purpose hex inverter. Each of the six inverters is a single stage.

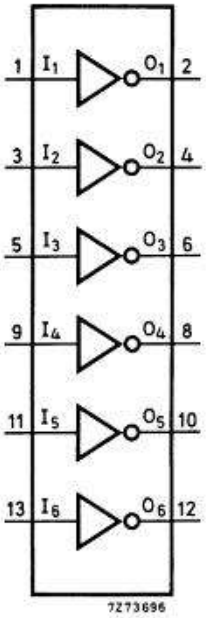


Fig.1 Functional diagram.

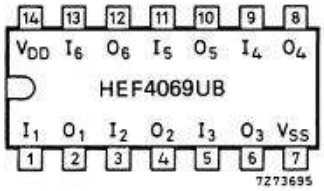


Fig.2 Pinning diagram.

HEF4069UBP(N): 14-lead DIL; plastic (SOT27-1)
HEF4069UBD(F): 14-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT73)
HEF4069UBT(D): 14-lead SO; plastic (SOT108-1)
( ): Package Designator North America

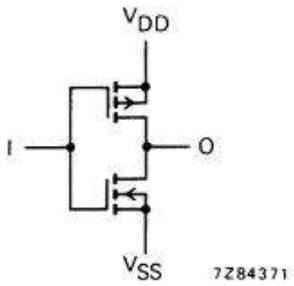


Fig.3 Schematic diagram (one inverter).

FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category GATES

See Family Specifications for V_{IH}/V_{IL} unbuffered stages

TEXAS INSTRUMENTS

Data sheet acquired from Harris Semiconductor
SCHS046A

CD4049UB, CD4050B

August 1998 - Revised May 1999

CMOS Hex Buffer/ Converters

The CD4049UB and CD4050B devices are inverting and non-inverting hex buffers, respectively, and feature logic level conversion using only one supply voltage (V_{CC}). The input-signal high level (V_{IH}) can exceed the V supply voltage when these devices are used for logic-level conversions. These devices are intended for use as CMOS to DTL/TTL converters and can drive directly two DTL/TTL loads. (V_{CC}= 5V, V_{OL} = 0.4V, and I = 3.3mA.)

Features

• CD4049UB Inverting

• High Sink Current for Driving 2 TTL Loads

• High-To-Low Level Logic Conversion

• 100% Tested for Quiescent Current at 20V

• Maximum Input Current of 1µA at 18V Over Full Pac C

• 5V, 10V and 15V Parametric Ratings

Temperature Range; 100nA at 18V and 25

Applications

• CMOS to DTL/TTL Hex Converter

• CMOS Current “Sink” or “Source” Driver

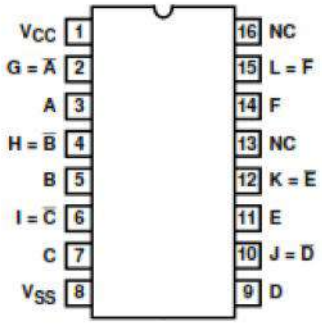
• CMOS High-To-Low Logic Level Converter

Ordering Information

PART NUMBER	TEMP. RANGE (^{o}C)	PACKAGE	PKG. NO.
CD4049UBE	-55 to 125	16 Ld PDIP	E16.3
CD4050BE	-55 to 125	16 Ld PDIP	E16.3
CD4049UBF	-55 to 125	16 Ld CERDIP	F16.3
CD4050BF	-55 to 125	16 Ld CERDIP	F16.3
CD4050BM	-55 to 125	16 Ld SOIC	M16.3

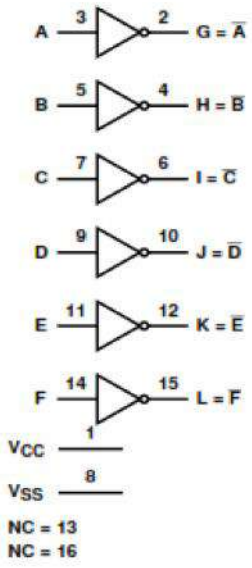
Pinouts

CD4049UB (PDIP, CERDIP)
TOP VIEW



Functional Block Diagrams

CD4049UB



Caractéristiques de moteur pas à pas hybride MPPH :

$R=10[\Omega]$	$Kv=3.07*10^{-4}$ [Nms/rad]	Nr = 50
$L=0.9*10^{-3}$ [H]	$J=15.62*10^{-5}$ [Kg.m^2]	$\theta_P=1.8°$
Km=0.157 [Vs/rad]	T_L = 0.2 [N.m]	

Caractéristiques de la cellule PV :

Pmax = 10 [W]	Isc = 0.6 [A]
Vmax = 17.6 [V]	Voc= 21.6 [V]
Imax = 0.57 [A]	

NOCT= 30+/-3 [degree Celsius]

[1] **Ameziane Sadek,** Implantation expérimentale de l'MPPT pour un système de génération hybride solaire-éolien, Université de Batna, thèse de magister 2009

[2] **Kalogirou Soteris**, solar energy engineering process and systems, Elsvier 2009, 1st edition

[3] **Mohamed djar allah**, contribution à l'étude des systèmes photovoltaïques résidentiels couplés aux réseaux électriques, Université de Batna, thèse de doctorat 2008

[4] **Mehimmedetsi Boudjemâa,** Application du formalisme Bond Graph à une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque, université Mentouri de Constantine, thèse de magister 2007

[5] **Kok-Keong Chong, Chee-Woon Wong**, General Formula for On-Axis Sun-Tracking System, Universiti Tunku Abdul Rahman Malaysia, article publié en www.InTech.com

[6] **Hossein Mousazadeh, Alireza Keyhani, Arzhang Javadi, Hossein Mobli, Karen Abrinia, Ahmad Sharifi,** A review of principle and sun-tracking methods for maximizing solar systems output, Renewable and Sustainable Energy Reviews, journal 2013

[7] **Adrian Catarius, Mario Christiner,** Azimuth-Altitude Dual Axis Solar Tracker, Worcester polytechnic institute, master thesis 2010

[8] **MAYE PIER :** moteurs électriques pour la robotique 1988 éditions DUNOD

[9] **R.SLIMANI, T BOUCHRAWA**, réalisation d'un système d'identification des paramètres d'un moteur pas a pas

[10] Moussa Bengedia Synthèse d'algorithmes de commande sans capteurs de moteurs pas à pas et implantation sur architecture programmable Docteur de l'université de FRANCHE-COMTE le 16 novembre 2007

[11] **Olivier HILBRUNNER**. THESE Présentée devant l'école centrale de Lyon pour obtenir le titre de DOCTEUR Spécialité acoustique. (Développement et optimisation d'un système de control actif pour les absorbants acoustique hybrides) octobre 2003

[12] **SELLAMI Oussama, GACHI Mohamed** thèse Réalisation et commande d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC Pour l'obtention du Diplôme Master en Génie Electrique, UYFM, 2011/2012

[13]**A.AMOKRANE, S BAILLICHE**: conception d'une carte de command bipolaire avec hacheur de courant pour moteur pas a pas.

.

[14] **SOFIANE MOULOUD, MOHAMED-REDHA SKENDER**, « Réalisation et

commande en temps réel d'un convertisseur multicellulaire série », Mémoire de Master, UYFM 2011.

[15] **MOHAMED ABED, RAFIK BOUZAHZAH,** « Etude et réalisation d'un onduleur triphasé multi niveaux (cas du trois niveaux) », PFE Ingénieur, EMP 2000.

[16]: **B .BACHIR** COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UNE MACHINE A INDUCTION. Ingénieur d'état en génie électrotechnique M'sila2006/2007.

[17] **B. JAYANT BALIGA**, «Trends *in power semiconductor devices*», IEEE Transactions On Electronics Devices, tome 43, no 10, p. 1717R1731, octobre 1996.

[18] **Pierre LEFRANC**, « Étude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, novembre 2005.

[19] **jean JACQUIM** : les moteur pas a pas principe et application paris 1981.

[20] **ZENATI A/ Hakim ,** KERROUCHE Samir, Commande de deux moteurs pas à pas via le port parallèle avec Delphi, diplôme étude universitaire appliqué Université de Bejaia 2008