

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES

Faculté de Génie Electrique

Département d'Électrotechnique

Thèse de doctorat présentée par :

TAYEBI AZZEDINNE

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Science

Spécialité : Electrotechnique

Option : Réseaux électriques

Intitulé de la thèse :

**Réalisation d'un Onduleur de Tension Commandé par
Microcontrôleur pour un Système Photovoltaïque**

Présentée devant le jury composé de :

Dr. SAYAH Houari	Professeur	UDL Sidi Bel-Abbès	Président
Dr. BRAHAMI Mostefa	Professeur	UDL Sidi Bel-Abbès	Directeur de thèse
Dr. SMAILI Atallah	Professeur	U Tiaret	Examineur
Dr. ALLAOUI Tayeb	Professeur	U Tiaret	Examineur
Dr. BOUCHAKOUR Abdelhak	MRA	UR CDER Ghardaia	Examineur
Dr. NASSOUR Kamel	MCA	UDL Sidi Bel-Abbès	Examineur

Laboratoire de Recherche ICEPS (Intelligent Control & Electrical Power Systems)

Soutenue le : 28/01/2021

Résumé : L'objectif de cette thèse est la réalisation d'un onduleur triphasé destiné aux systèmes photovoltaïque (PV) appliqué au système de pompage PV au fil du soleil, d'une puissance de sortie d'environ 1kVA avec une tension d'entrée de 80-140VDC et une sortie à onde sinusoïdale de 26-88VAC à une fréquence variable entre 17 - 57Hz.

Le circuit de commande de l'onduleur est basé sur deux microcontrôleurs : PIC16F876A et PIC18F4550 de Microchip. Le premier est chargé de la gestion et le contrôle du convertisseur, en donnant l'ordre de démarrage du système de pompage PV progressivement, un transit de puissance maximal (MPPT) du générateur PV, arrête le système PV dans le cas de problème ou redémarrage du système PV. Le second microcontrôleur est dédié exclusivement pour générer les signaux de commande de l'onduleur. En ce qui concerne le programme de génération des signaux de commande, il a été réalisé à partir de la MLI vectorielle (SVM).

Nous avons présenté des procédures de simplification de l'algorithme de commande SVM. Le programme développé et exécuté n'occupe qu'un peu plus de 2KO (Kilo octet).

À la fin, après la réalisation du prototype de l'onduleur, de nombreux tests ont été réalisés en laboratoire et sur site réel et les résultats sont satisfaisants.

ملخص : الهدف من هذه الأطروحة هو تحقيق عاكس ثلاثي الأطوار مخصص للأنظمة الكهروضوئية (PV) المطبق على نظام الضخ الكهروضوئي بالطاقة الشمسية، بطاقة خروج تبلغ حوالي 1kVA بجهد دخول يبلغ 80-140VDC وخروج ذو موجة جيبية 26-88VAC بتردد متغير بين 17 - 57Hz.

تم بناء الدائرة الكهربائية للعاكس حول اثنين من وحدات التحكم الدقيقة PIC16F876A و PIC18F4550 من ميكروشيب. الأول هو المسؤول عن الإدارة والتحكم في المحول، حيث يصدر الأمر ببدء تشغيل نظام الضخ الكهروضوئي تدريجياً، و ضمان التدفق الأقصى للطاقة (MPPT) من المولد الكهروضوئي، و إيقاف النظام الكهروضوئي في حالة حدوث مشكلة و إعادة تشغيل النظام. والثاني مخصص حصرياً لتوليد إشارات تحكم العاكس. فيما يتعلق ببرنامج توليد إشارات التحكم ، فقد تم تنفيذه باستخدام طريقة SVM.

لقد قدمنا إجراءات لتبسيط خوارزمية التحكم SVM ليصبح حجم البرنامج المطور والمنفذ ما يزيد قليلاً عن 2Ko.

في النهاية، بعد إنتاج النموذج الأولي للعاكس، تم إجراء العديد من الاختبارات في المختبر وفي الميدان وكانت النتائج مرضية.

Remerciements

Je tiens à remercier sincèrement Monsieur le Professeur Mostefa BRAHAMI pour m'avoir proposé ce sujet et accepté dans son laboratoire ICEPS, et pour son encadrement constant, son aide et ses conseils avisés durant la réalisation de ce travail.

Je tiens à remercier également Dr SAYAH Houari, Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, d'avoir accepté la présidence de mon jury de thèse.

Je remercie également Dr SMAILI Atallah et Dr ALLAOUI Tayeb, Professeurs à l'Université de Tiaret, ainsi que Dr BOUCHAKOUR Abdelhak, Maître de recherche à l'Unité de Recherche Appliquée en Energies Renouvelables-CDER, et Dr NASSOUR Kamel, Maître de Conférence à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, pour avoir accepté d'examiner ce modeste travail, de l'évaluer et de le juger.

Je tiens, à exprimer ma profonde gratitude, à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail et particulièrement Monsieur Chikhi Sid-Ali, Attaché de Recherche à l'URER.MS et le regretté Zouaoui DEY. A tous mes amis sans exception surtout mes collègues de l'URER.MS qui m'ont accompagné dans mon parcours.

Et finalement un grand merci à ma famille, à mon père, à ma mère, à mes frères, à ma femme, à mes enfants pour avoir supporté mes doutes et mes angoisses durant ces années de thèse.

SOMMAIRE

Résumé

Remerciements

Sommaire

Introduction Générale	2
CHAPITRE I : Production de l'Energie Electrique par Cellules Photovoltaïques	8
I.1 Introduction.....	9
I.2 Gisement solaire	10
I.2.1 Relation Terre-Soleil.....	10
I.2.2 Coordonnées terrestres.....	11
I.2.3 Soleil	12
I.2.3-1 Positions du soleil	12
I.2.3-2 Temps solaire – temps légal	13
I.2.4 Rayonnements solaire	14
I.2.4-1 Rayonnements direct et diffus	15
I.2.4-2 Angle d'incidence optimale de rayonnement du système solaire.....	16
I.2.4-3 Mesure du rayonnement solaire	17
I.3. Générateur photovoltaïques (PV).....	18
I.3.1. Cellules photovoltaïques	18
I.3.3. Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque.....	20
I.3.5. Influence de l'ensoleillement et de la température sur le comportement des cellules PV	23
I.3.6 Point optimale de fonctionnement d'un générateur PV.....	24
I.3.8. Protection du générateur photovoltaïque (by-pass et de blocage)	25
I.3.9 Avant l'installation photovoltaïque	26
I.3.10 Types d'installations photovoltaïques.....	27
I.4. Plateforme de simulation basée sur PROTEUS pour étudier le modèle de module photovoltaïque.....	27
I.4.1. Simulation d'une cellule photovoltaïque	28
1.4.2. Simulation d'un module photovoltaïque.....	28
1.4.3. Validation du modèle PROTEUS de panneau PV par des résultats expérimentaux..	30
I.5 Conclusion	30

CHAPITRE II : Convertisseur DC/AC Triphasé Géré par la Technique de Commande MLI	32
II.1. Introduction	33
II.2. Convertisseur DC/AC (Onduleur)	34
II.2.1. Classification des onduleurs.....	35
II.2.1-1. Selon la nature de l'alimentation.....	35
II.2.1-2. Selon la réversibilité (Onduleurs autonomes et non autonomes)	35
II.2.2. Applications des onduleurs	36
II.2.2-1. Contrôle de la vitesse de rotation des machines à courant alternatif.....	36
II.2.2-2. Assurer la continuité des alimentations des secours.....	36
II.2.2-3. Applications relatives aux transports.....	36
II.3. Etude d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux	36
II.3.1. Structure de l'onduleur	36
II.3.2. Grandeurs d'entrée et de sortie	37
II.4. Stratégie des commandes des convertisseurs statiques	37
II.4.1. Stratégie de modulation à pleine onde	38
II.4.2. Stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	40
II.4.2-1. Technique de commande MLI vectorielle (SVM)	43
II.4.2-2. Séquence de commutation (modèle de commutation)	48
II.4.2-3. Algorithme de l'implantation de la technique SVM.....	51
II.4.3. Simplification de l'algorithme de la technique SVM.....	52
II.4.3.1. Organigramme simplifié de SVM pour contrôler un onduleur à deux niveaux ..	55
II.5. Qualité du signal de sortie et paramètres de performances de l'onduleur.....	57
II.6. Simulation dans l'environnement PROTEUS.....	58
II.7. Conclusion	63
CHAPITRE III : Application de l'Onduleur de Tension Triphasé aux Systèmes de Pompage PV au fil du soleil	65
III.1. Introduction	66
III.2. Système de pompage photovoltaïque au fil de soleil	67
III.3. Composants d'un système de pompage photovoltaïque au fil du soleil	67
III.4. Dimensionnement d'un système de pompage PV au fil du soleil	68
III.4.1. Besoins journaliers en eau	68
III.4.2. Dimensionnement et choix de la pompe.....	69
III.4.2.1. Détermination du débit horaire de la pompe Q	69

III.4.2.2. Calcul de la hauteur manométrique totale (HMT).....	69
III.4.3. Energie solaire disponible dans un site.....	70
III.4.4. Dimensionnement du champ photovoltaïque.....	70
III.5. Exemple de dimensionnement d'un système de pompage PV installé dans la wilaya d'Adrar	71
III.6. Modélisation de la machine asynchrone (MAS)	72
III.6.1. Modèle équivalents du moteur asynchrone en régime permanent	73
III.6.2 Schéma équivalent en régime permanent (modèle à fuites totalisées au rotor).....	75
III.6.3. Mesure et calcul des paramètres du circuit équivalent du moteur MS402.....	76
III.6.3.1. Teste de mesure des résistances du bobinage du stator.....	77
III.6.3.2. Essai à vide	77
III.6.3.3. Essai en court-circuit (rotor bloqué)	79
III.6.4. Commande scalaire (Contrôle en V/f de la machine asynchrone)	79
III.7. Caractéristiques propres de l'onduleur pour un système de pompage PV au fil du soleil	80
III.7.1. Génération des signaux de sorties avec V/f constant	80
III.7.2 Démarrage progressif du moteur.....	81
III.7.3 MPPT assurée par l'onduleur	81
III.8. Algorithmes et organigrammes	82
III.8.1. Programme de gestion du convertisseur	82
III.8.2. Programme de génération des signaux de commande SVM	82
III.9. Résultats de simulation et interprétation.....	83
III.9.1. Simulation de la génération des signaux de commande SVM et interprétation des résultats	84
III.9.2. Simulation de l'onduleur triphasé commandé par la technique SVM et interprétation des résultats	84
III.9.3. Simulation du système de pompage PV avec MPPT et interprétation des résultats.....	88
CHAPITRE IV : Réalisation et Expérimentation de prototype d'un onduleur triphasé destiné aux applications de pompage PV.....	93
IV.1. Introduction.....	94
IV.2. Composants de l'interrupteur de puissance	94
IV.2.1. Caractéristiques statiques d'un interrupteur de puissance	96
IV.2.2. Caractéristiques dynamiques d'un interrupteur de puissance	96
IV.2.2-1. Pertes de conduction	97
IV.2.2-2. Pertes de commutation	97

IV.2.3. Classification des interrupteurs des puissances	97
IV.2.3-1. Transistor électronique	98
IV.2.3-2. Transistor de puissance à effet de champ MOSFET	100
IV.2.3-3. Caractéristiques statiques de transistor de puissance	100
IV.2.3-4. Caractéristiques de commutation du transistor de puissance	102
IV.3. Partie Puissance	103
IV.3.1. Dimensionnement du condensateur d'entrée	103
IV.3.2. Onduleur en demi-pont : dimensionnement des composants	104
IV.3.2-1. Choix du MOSFET	104
IV.3.2-2. Pilotage des deux interrupteurs d'un demi-pont	106
IV.3.2-2.1. Driver L6384	106
IV.3.2-2.2. Temps mort	107
IV.3.2-2.3. Calcul de la résistance de grille R_g	108
IV.3.2-3. Radiateur de chaleur des MOSFET du circuit de puissance	109
IV.3.3. Évaluation des pertes dans un demi-pont de l'onduleur	110
IV.3.3-1 Pertes de conduction	110
IV.3.3-2 Pertes de Commutation	111
IV.3.3-3 Pertes au niveaux du grille de MOSFET	111
IV.3.4 Calcul du rendement	111
IV.4. Circuit de commande	111
IV.4.1. Microcontrôleurs PIC	112
IV.4.1-1. Choix du microcontrôleur	113
IV.4.1-2. Microcontrôleurs PIC18F4550	115
IV.4.1-3. Microcontrôleurs PIC16F876A	115
IV.4.2. Opto-coupleur 6N137	115
IV.4.3. Inverseur 74HC04	116
IV.4.4. Carte d'alimentation à découpage du circuit de commande	117
IV.6. Écriture du programme et implantation sur le microcontrôleur PIC	117
IV.6.1. Environnement MikroC PRO pour PIC	118
IV.6.2. PICkit 2 Programmeur	119
IV.7. Réalisation du circuit de puissance et de commande de l'onduleur	120
IV.7.2. Circuits imprimés	121
IV.7.3. Cartes réelles pour tests	121

IV.7.3-1. Carte filtre d'entrée	121
IV.7.3-2. Circuit de puissances	122
IV.7.4. Résultats des essais expérimentaux au laboratoire	123
IV.7.4-1. Description du banc d'essai.....	123
IV.7.4. Résultats expérimentaux sur un site réel	127
IV.8. Conclusion	133
Conclusion Générale	136
Bibliographie	141

Liste des Figures

Figure I.01 : Système Terre-Soleil.....	10
Figure I.02 : Coordonnées terrestres	11
Figure I.03 : Position du soleil pour un lieu et leur position zénith	12
Figure I.04 : Durée maximal du jour (le temps de présence du soleil dans le ciel) à Adrar	14
Figure I.05 : Spectre énergétique du rayonnement solaire	15
Figure I.06 : Composants du rayonnement solaire	16
Figure I.07 : Les angles d'orientation des systèmes solaires	16
Figure I.08 : Capteurs pour les mesures de l'irradiance solaire, (a) Pyrhéliomètre, (b) Pyranomètre	17
Figure I.09 : Eclairement sur un surface horizontal pour le site d' Adrar $\varphi=27,88^\circ$, le 21 juin	17
Figure I.10 : Caractéristique courant/tension de diode	19
Figure I.11 : Différents types des semi-conducteurs de cellule photovoltaïque.....	19
Figure I.12 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque	21
Figure I.13 : Caractéristique I-V et P-V d'une cellule solaire.....	21
Figure I.14 : Schéma équivalent d'un module photovoltaïque.....	21
Figure I.15 : Module photovoltaïque a 36 cellules	23
Figure I.16 : Influence de l'éclairement et la température sur les caractéristiques I-V	24
Figure I.17 : Différents points de fonctionnement avec un celle point de puissance maximale	24
Figure I.18 : Caractéristique I-V du générateur photovoltaïque Association série et/ou Parallèle.....	25
Figure I.19 : Deux types des diodes de protection (by-pass et de blocage)	26
Figure I.20 : Schéma équivalent d'une cellule module photovoltaïque dans PROTEUS	28
Figure I.21 : Schéma équivalent du module photovoltaïque dans PROTEUS	28
Figure I.22 : Caractéristiques I-V et P-V obtenues par la simulation dans PROTEUS	30
Figure I.23 : Courbes I-V expérimentales et celles obtenues par simulation	30
Figure II.01 : Symbole de l'onduleur	35
Figure II.02 : Type d'onduleur monophasé	35
Figure II.03 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	36
Figure II.04 : Forme des tensions de sortie d'un onduleur commandé par la technique pleine onde 180°	39
Figure II.05 : Circuit équivalant a l'état de Q1,Q4 et Q5 commandé	39
Figure II.06 : Principe de la MLI Sinus-Triangle de commande	42
Figure II.07 : Circuit de simulation sur Proteus pour générer les signales de commande MLI Sinus-Triangle.....	42
Figure II.08 : Signaux de commande modulés en MLI Sinus-Triangle.....	43
Figure II.09 : Vecteurs de tension de sortie dans le plan (α, β)	44
Figure II.10 : Huit états de commutations possibles.....	45
Figure II.11 : Plan vectoriel, (a) vecteurs de tension spatiale, (b) décomposition V_{ref} avec V_k et V_{k+1} ($k=1$, secteur I).....	46

Figure II.12 : Tension de référence, cas où $m=24$, donc $k'=4$ qui présente le nombre des périodes T_s dans le secteur 1	48
Figure II.13 : Différentes séquences de commutation	49
Figure II.14 : Séquence symétrique à sept segments	49
Figure II.15 : Organigramme de la <i>MLI</i> vectorielle de l'onduleur à deux niveaux.....	52
Figure II.16 : Forme des signaux	54
Figure II.17 : Variation des durées des états en fonction de la fréquence du signal de sortie	55
Figure II.18 : Organigramme simplifié de la technique SVM pour contrôler l'onduleur à deux niveaux	56
Figure II.19 : Forme de la tension, du courant et leurs spectres des harmoniques de l'onduleur commandé par la technique plein onde	60
Figure II.20 : Forme de la tension, du courant et leurs spectres des harmoniques de l'onduleur commandé par la technique <i>MLI</i> Sinus-Triangle	61
Figure II.21 : Forme de la tension, du courant et leurs spectres des harmoniques de l'onduleur commandé par la technique SVM.....	62
Figure III.01 : Caractéristiques du débit évolue avec l'intensité de l'ensoleillement.....	67
Figure III.02 : Schéma illustre les composants d'un système de pompage PV Autonome	68
Figure III.03 : Données de base d'une pompe à la coté hydraulique.....	70
Figure III.04 : Représentation symbolique de la machine asynchrone.....	73
Figure III.05 : Schéma équivalent par phase en régime permanent.....	74
Figure III.06 : Schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques à inductances Réparties	75
Figure III.07 : Schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au Rotor.....	76
Figure III.08 : Résistance représentant les pertes ferromagnétiques sur le modèle avec inductances de fuites totalisées au rotor	76
Figure III.09 : Schéma de mesure les résistances de bobinage de stator entre deux Bornes.....	77
Figure III.10 : Courbe des pertes magnétiques et mécaniques	78
Figure III.11 : Caractéristique couple vitesse dans le cas V/f constant	80
Figure III.12 : Organigramme de la mise en œuvre du programme MPPT.....	81
Figure III.13 : Schéma de simulation du système pompage PV.....	83
Figure III.14 : Visualiser les signaux de commande SVM	84
Figure III.15 : Résultats de simulation de l'onduleur à 2 niveaux commandé par la SVM $V_{DC}=106V$, $m=24$, $f=20Hz$, $r=0.4$, $V_{ab(rms)}=26V$	85
Figure III.16 : Résultats de simulation de l'onduleur à 2 niveaux commandé par la SVM : $V_{DC}=106V$, $m=24$, $f=40Hz$, $r=0.8$, $V_{ab(rms)}=51.7V$	86
Figure III.17 : Résultats de simulation de l'onduleur à 2 niveaux commandé par la SVM : $V_{DC}=106V$, $m=24$, $f=57Hz$, $r=1.14$, $V_{ab(RMS)}=73V$	87
Figure III.18 : Evolution de la tension, du courant et de la puissance de sortie de GPV sous les conditions $G=400W/m^2$, $T=25C^\circ$ Fréquence initiale =18Hz.....	89
Figure III.19 : Evolution de la tension, du courant et de la puissance de sortie de GPV	

	sous les conditions $G=700W/ m^2$, $T=25C^\circ$ Fréquence initiale =18Hz....	90
Figure III.20 :	Evolution de la tension, du courant et de la puissance de sortie de GPV sous les conditions $G=1000W/ m^2$, $T=25C^\circ$	91
Figure IV.01 :	Caractéristiques dynamiques de l'interrupteur.....	97
Figure IV.02 :	Diagramme de classification des interrupteurs des puissances (puissance nominale - fréquence).....	98
Figure IV.03 :	Différents types des transistors FET.....	99
Figure IV.04 :	Représentation symbolique, Structures de MOSFET.....	100
Figure IV.05 :	Caractéristiques statiques transistor MOSFET.....	101
Figure IV.06 :	Modèle de MOSFET présente les capacités parasite internes	102
Figure IV.07 :	Définition des temps de commutation	103
Figure IV.08 :	Circuit de puissance	103
Figure IV.09 :	Demi-pont de l'onduleur triphasé.....	104
Figure IV.10 :	Schéma interne du driver L6384 et pins de connexion.....	107
Figure IV.11 :	Circuit de saturation du transistor monté en haut et du transistor monté en bas de le même bras	108
Figure IV.12 :	Photo de différents types de radiateurs.....	109
Figure IV.13 :	Microcontrôleur PIC.....	113
Figure IV.14 :	Photo-coupleur.....	116
Figure IV.15 :	Inverseur 7404.....	116
Figure IV.16 :	Carte d'alimentation à découpage pour les partais commande.....	117
Figure IV.17 :	Environnement MikroC PRO.....	118
Figure IV.18 :	PICkit 2 Programmeur.....	119
Figure IV.19 :	Schéma électrique du circuit de demi-pont avec les drivers L6384.....	120
Figure IV.20 :	Schéma électrique de la carte de commande.....	120
Figure IV.21 :	Circuit imprimé double face de la carte de puissance d'un demi-pont....	121
Figure IV.22 :	Circuit imprimé double face de la carte de commande qui composé à deux cartes	121
Figure IV.23 :	Condensateur d'entrée.....	122
Figure IV.24 :	Circuit de puissance, les trois demi-pont avec les refroidisseurs	122
Figure IV.25 :	Carte de commande de l'onduleur.....	123
Figure IV.26 :	Banc d'essai expérimentaux.....	123
Figure IV.27 :	Visualiser les signaux de commande SVM présente sur deux écrans....	124
Figure IV.28 :	Spectre de tension statorique pour a différentes fréquences.....	124
Figure IV.29 :	Banc d'essai expérimentaux.....	125
Figure IV.30 :	Visualiser la forme des signaux de tension de phase et de branche Obtenus.....	125
Figure IV.31:	Résultats expérimentaux	126
Figure IV.32 :	Motopompe immergée Grundfos SP5A-7	128
Figure IV.33 :	L'onduleur et les accessoires de mesures	128
Figure IV.34 :	Système de pompage PV à expérimenter sur site réel (URER/MS).....	128
Figure IV.35 :	Evolution l'éclairment, la tension et le courant de sortie de GPV	129
Figure IV.36 :	Evolution l'éclairment, la tension et le courant de sortie de GPV	130
Figure IV.37 :	Résultats expérimentaux	132

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Fiche technique du module PV de type <i>Isofoton-75</i> aux STC	29
Tableau I.2 : Paramètres du panneau <i>Isofoton-75</i> aux conditions de fonctionnement nominales introuvable dans la fiche technique	29
Tableau II.1 : Relations des tensions de sortie de l'onduleur correspondant les différents états de commutation (la technique de commande pleine onde 180°) de les trois bras.....	40
Tableau II.2 : Tensions entre les différents points d'un onduleur correspondant aux différents états de commutation des trois bras	45
Tableau II.3 : Calcul des temps d'application des vecteurs actifs et non nuls	51
Tableau II.4 : Données numériques des états de commutation et leurs durées de Conduction	53
Tableau II.5 : Comparaison entre l'algorithme SVM proposé et l'algorithme SVM conventionnel	57
Tableau III.1 : Dimensionnement des éléments du système pompage PV.....	72
Tableau III.2 : Déterminer le type de couplage (Δ ou Y) à partir les résistances Mesurées	77
Tableau III.3 : Valeurs mesurée l'essai à vide	78
Tableau III.4 : Valeurs mesurée à l'essai en court-circuit (rotor bloqué, $g=1$).....	79
Tableau III.5 : Valeurs des paramètres du modèle du moteur MS402	79
Tableau III.6 : Calcul du rapport V/f et comparaison entre les valeurs calculées et celles de simulation	88
Tableau IV.1 : Interrupteur des semi-conducteurs de l'électronique de puissance.....	95
Tableau IV.2 : Caractéristiques des composants MOFSET utilisé.....	106
Tableau IV.3 : Mesure des essais expérimentaux avec une fréquence variable	125
Tableau IV.4 : Mesures prélevé pour différents moments de la journée (15/11/2020).....	131
Tableau IV.5 : Mesures prélevé pour différents moments de la journée (14/11/2020).....	131
Tableau IV.6 : Valeurs électrique et le rendement de l'onduleur	133

Liste des symboles

δ	Angle de la déclinaison
j	Le numéro du jour dans l'année
AH	L'angle horaire
HS	L'hauteur (l'angle entre le soleil et le plan horizontal du lieu)
AZ	L'azimut (l'angle avec la direction du sud)
α	Est l'angle zénith
L	La latitude d'un lieu
TU	Le temps universel
λ	La longitude
TL	Le temps légal
TSM	Le temps solaire moyen
TSV	Le temps solaire vrai
ET	L'équation du temps
θ_i	L'angle d'incidence
γ	L'angle de l'azimut du capteur
S	L'angle d'inclinaison
G	L'intensité du rayonnement solaire reçu sur un plan
I_d	Est le courant de sortie de la cellule
V_d	Est la tension à la borne de la cellule (0.4-0.7)
I_0	Est le courant de fuite
q	La charge de l'électron = $1.6 \cdot 10^{-19} \text{C}$
K	Constante de Boltzman = $1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
T	Température absolue de la cellule PV
I_{ph}	Courant produite par la photopile solaire (Photo-courant)
I_D	Courant dans la diode
I_{sh}	Courant circulant dans la résistance shunt de la cellule
I_s	Courant de saturation dans la diode
T_c	Température de la cellule (K: Kelvin)
R_s	Résistance série d'une cellule
R_{sh}	Résistance shunt d'une cellule
A	Facteur d'idéalité de la jonction
n_{cs}	Nombre de cellule en série dans le module
β	Coefficient de tension en température
E_g	Energie de gap pour le silicium cristalline 1.12 eV
I_{oref}	Courant de référence de saturation inverse de diode
V_{coref}	Tension de référence à vide
P_{max}	Puissance maximale (Maximum power)
V_{co}	Tension de circuit ouvert (Open circuit voltage)
I_{cc}	Courant de court-circuit (Short circuit current)
V_{pm}	La tension qui correspond le point de puissance maximale
I_{pm}	Le courent qui correspond le point de puissance maximale

Liste des symboles

E ou U_{DC}	La tension continue à l'entrée de l'onduleur
I_{DC}	Le courant continu à l'entrée de l'onduleur
V_{ao}, V_{ao}, V_{ao}	Les trois tensions de sortie aux bornes de l'onduleur
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	Les trois tensions composées aux bornes de la charge
$V_{ab\ eff}$	Valeur efficace de la tension composée (rms) de sortie aux bornes de l'onduleur
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Les trois tensions simples aux bornes de la charge
i_a, i_b, i_c	Les trois courants simples aux bornes de la charge
P_s	La puissance de sortie aux bornes de l'onduleur
$Q_1 - Q_6$	Les six interrupteurs de puissance
a_0	Valeur moyenne du signal (composante continue) de la série de Fourier
a_n	L'amplitude d'harmonique de rang n (de la série de Fourier)
b_n	Coefficients de la série de Fourier
n	Est le rang harmonique (de la série de Fourier)
$S1, S2, S3$	Les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement
r	Le taux de modulation
m	L'indice de modulation
f_p	La fréquence du signal de porteuse triangulaire
f_{ref}	La fréquence du signal de modulation
$V_0 - V_7$	Huit configurations de commutations (Les huit vecteurs des états)
V_{ref}	Le vecteur de référence (Le vecteur d'espace)
T_k, T_{k+1}, T_0	La durée de temps alloué au vecteur d'état
T_s	Période d'échantillonnage
E_h	Energie hydraulique
C_h	Constante hydraulique d'eau
Q	Débit d'eau
HMT	Hauteur manométrique total
$H_{géo}$	Hauteur géométrique
Δp_c	Pertes de charge produites par le frottement de l'eau sur les parois des conduites.
$E_{éle(mp)}$	Énergie requise pour la pompe
$E_{éle(Gph)}$	L'énergie que doit fournir le champ
$P_{crête}$	La puissance crête du champ photovoltaïque
h_{ms}	Les heures de soleil maximum durant le mois d'exploitation où l'ensoleillement est le plus faible
p_{Gph}	Les pertes dues à la poussière, à l'échauffement des modules, au câblage
η	Le rendement
ω	La pulsation du fondamental du courant de sortie
p	Le nombre de paires de pôles du moteur
R_{sm}	Résistance statorique du moteur
R_r	Résistance rotorique du moteur
l_s	Coefficient d'inductance propre d'un enroulement du moteur
m_s	Coefficient d'inductance mutuelle avec chacun des 2 autres bobinages statoriques
m_{sr}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor obtenue lorsque les bobinages en question sont en regard l'un de l'autre

l_s	Inductance cyclique de fuite du stator;
l_r	Inductance cyclique de fuite du rotor.
p_f	Pertes ferromagnétiques statoriques
R'_r	Résistance ramenée d'un bobinage du rotor
L'_r	Inductance de fuite ramenée du rotor
R_f	Résistance des pertes magnétiques
g	Glissement
$P_{méc}$	Pertes mécaniques
P_{mag}	Pertes magnétiques
P_{fer}	Pertes fer
α, β	axes du repère stator
d, q	axes du repère tournant
θ	Angle électrique
V_{ds}	Tension statorique instantanée dans l'axe (d)
V_{qs}	Tension statorique instantanée dans l'axe (q)
φ	Flux
ω_s	Pulsation statorique
ω_r	Pulsation rotorique
M	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor
Ω	Vitesse de rotation mécanique
P_{cc}	Puissance active en court-circuit ($g=1$) d'entrée aux bornes de la charge
Q_{cc}	Puissance réactive en court-circuit ($g=1$) d'entrée aux bornes de la charge
P_{SO}	Puissance active dans l'essai à vide de moteur
U_n	La valeur efficaces de la tension nominale aux bornes de phase du moteur
C	Capacité de l'entrée de la circuit de puissance de l'onduleur
V_{DD}	Tension d'alimentation des circuits
V_{DS}	Tension entre le drain et la source
I_D	Courant de drain d'un transistor MOSFET
V_{GS}	Tension entre la grille et la source
$V_{GS(th)}$	Tension de seuil entre la grille et la source
I_{gs}	L'intensité du courant de grille
$R_{DS(on)}$	Résistance à l'état passant du transistor MOSFET de puissance
C_{DS}	La capacité Drain-Source
C_{GD}	La capacité Grille-Drain
C_{GS}	La capacité Grille-Source
C_{ISS}	Capacité de d'entrée d'un transistor
C_{OSS}	Capacité de sortie d'un transistor
C_{RSS}	Capacité miller d'un transistor
I_G	Courant dans la grille d'un transistor MOSFET
R_g	La résistance de grille
T_{ON}	Durée de mise en conduction d'un transistor
T_{OFF}	Durée de blocage d'un transistor
p_{cond}	Les pertes de conduction
p_{on}, p_{off}	Les pertes de commutation

Q_{rr}	La charge stockée dans le diode
t_{rr}	Temps de recouvrement inverse
p_G	Les pertes au niveaux du grille de MOSFET
I_F	Le courant traversé le diode
V_F	La tension aux bornes du diode
t_r	Temps de montée
t_f	Temps de descente
D	Rapport cyclique
R_{gs}	Est la résistance série équivalente du GPV;
f_d	La fréquence de découpage correspondante à la fréquence de refoulement
T_{amb}	Température ambiante
T_{junc}	Température de jonction de MOSFET

Introduction Générale

Introduction Générale

Le soleil est une source quasiment inépuisable d'énergie qui envoie à la surface de la terre un rayonnement qui représente chaque année environ 8400 fois la consommation énergétique de l'humanité. L'énergie solaire représente un potentiel important en Algérie. En effet, notre pays reçoit plus de 3000h d'ensoleillement par an avec un niveau de rayonnement élevé, où la moyenne annuelle de l'irradiance solaire quotidienne est de 5 à 7kWh/m²/jour en ce qui concerne les surfaces inclinées à des angles optimaux [1]. Ce type d'énergie renouvelable est issu directement de la captation du rayonnement solaire. On utilise des capteurs spécifiques afin d'absorber l'énergie des rayons du soleil et de la rediffuser selon deux principaux modes de fonctionnement :

- Solaire photovoltaïque (à travers des panneaux solaires photovoltaïques) : l'énergie solaire est captée en vue de la production d'électricité.
- Solaire thermique (à travers de chauffe-eau solaire, chauffage, Concentration solaires thermiques) : la chaleur des rayons solaires est captée est rediffusée, et plus rarement sert à produire de l'électricité.

Le solaire photovoltaïque (PV) est une source intermittente d'électricité (ne produit pas d'électricité la nuit) nécessitant un moyen de stockage. Dans une liaison avec le réseau électrique ce système PV sert à alimenter une charge unique (une pompe, un ventilateur), qui a besoin d'énergie pendant le jour seulement (dite système PV au fil de soleil). Cette énergie photovoltaïque est utilisée dans différents domaines et applications. Les systèmes de pompage photovoltaïque sont l'une des applications utilisées pour extraire de l'eau et la stocker au lieu du stockage de l'énergie électrique. Le stockage de l'eau est efficace dans les régions désertiques et spécialement dans le sud de l'Algérie qui contient une quantité considérable d'eau souterraine pouvant être utilisée dans le domaine agricole [2,3].

La diffusion des systèmes PV est due aux programmes nationaux qui ont été mis en œuvre et financés par le gouvernement. Ces programmes ont été la raison pour laquelle les citoyens algériens ont été initiés aux systèmes d'énergie photovoltaïque. Dans la wilaya d'Adrar, nous avons remarqué la participation des agriculteurs à l'acquisition de systèmes de pompage PV et à leur utilisation pour l'irrigation. C'est ce que nous avons confirmé sur le terrain grâce aux sorties effectuées par l'équipe de pompage solaire de l'unité de recherche d'Adrar.

On remarque que tous les systèmes de pompage photovoltaïques, installés, dans la wilaya d'ADRAR, ont été importés. Les convertisseurs qui rentrent dans la constitution de ces systèmes, sont fabriqués avec des composants miniatures, ce qui rend, en cas de défaillance, leur dépannage très compliqué, voire impossible. Le seul moyen de dépannage, est de remplacer carrément la carte défaillante. Ce qui revient cher, et demande un temps énorme pour l'acquisition d'une nouvelle carte (très spécifique).

Pour cela nous proposons la réalisation d'un convertisseur triphasé qui peut faire fonctionner dans les mêmes conditions les électropompes importées.

Les convertisseurs statiques, adaptés à l'énergie solaire photovoltaïque, sont souvent appelés dans le commerce «convertisseurs solaires». Ils ont pour objectif d'adapter l'énergie électrique qui provient des panneaux photovoltaïques, aux charges alternatives.

Ces systèmes électriques sont élaborés à partir de composants de type semi-conducteurs qui assurent la conduction ou l'interruption d'un courant. Ces composants utilisés dans un convertisseur engendrent des pertes évacuées sous forme de chaleur. Ces pertes naissent avec le parcours d'un courant durant les différents états de conduction d'un semi-conducteur (bloqué et passant) ainsi que pendant le changement d'état de conduction (commutation). L'évacuation de ces pertes se traduit par une augmentation de la température interne aux composants et une diminution du rendement du convertisseur. Cette augmentation de température peut conduire dans certains cas à leur destruction.

De ce fait, il est nécessaire d'optimiser le dimensionnement de ces composants (interrupteurs). Ces outils de calculs sont basés principalement sur les paramètres électriques et thermiques du système et sur les caractéristiques des composants (semi-conducteurs) utilisés. Il a été mis en évidence que les caractéristiques électriques évoluent en fonction de la température. Il est donc nécessaire de prendre en compte ce comportement pour le dimensionnement de l'onduleur triphasé. Pour limiter ce risque, il est courant d'ajouter un dispositif (dissipateur, ventilateur, caloduc...) favorisant l'échange thermique entre les composants électriques et l'environnement ambiant.

Les quelques travaux présents dans l'état de l'art montrent que le JFET (Normally-Off) semble le plus adapté à l'application considérée. En effet, ce composant possède des pertes en conduction faibles tout en limitant les pertes durant les phases de commutations (passage d'un état de conduction à un état bloqué et inversement) [4]. De plus, le remplacement du thyristor

IGBT/diode par le transistor MOS seul, en utilisant sa diode interne, permettrait encore de réduire le coût [4,5].

D'après le développement des interrupteurs semi-conducteurs à commutation, les convertisseurs de fréquences de type onduleur de tension modulante, trouvent beaucoup d'intérêt surtout dans l'entraînement des machines à courant alternatif. La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la commande de Modulation de Largeur d'Impulsions («MLI» ou «PWM»). Plusieurs méthodes ont été développées dans le but de générer une tension sinusoïdale à la sortie de l'onduleur ayant le moins d'harmoniques possible [7].

Le développement de la MLI a apporté une plus grande souplesse dans le contrôle des convertisseurs. Parmi les variantes de la MLI, la plus en vue ces derniers temps, essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif: la commande communément appelée en Anglais SVM (space vecteur modulation) [8].

Toutefois la commande de la chaîne de conversion photovoltaïque d'un système de pompage d'eau reste complexe par la caractéristique I-V du GPV qui dépend du niveau d'éclairement et de la température de la cellule PV ainsi que du vieillissement de l'ensemble. Dans un tel contexte, il n'existe pas de point de fonctionnement qui minimise un critère de performance du système et qui reste admissible tout le temps. Pour cela, il devient alors nécessaire de concevoir des lois de commande qui puissent s'adapter aux variations des données renvoyées en temps réel par les différents capteurs sur l'évolution des grandeurs mesurées, et qui permettent d'avoir une idée plus ou moins précise sur le modèle du processus commandé. Ces solutions ont rendu les systèmes plus complexes et plus coûteux, et ont également contribué à l'émergence d'algorithmes complexes difficiles d'implanter sur des microcontrôleurs.

Dans ce contexte, pour simplifier le système et en respectant les contraintes de fonctionnement, on utilise une commande adaptative classique en boucle ouverte (minimisant le nombre de capteurs de mesure), incluant l'amélioration des performances du système. Ce travail utilise et confirme une approche dans le coté commande d'un onduleur pour optimiser les performances de la chaîne de conversion proposée dans le document [9], l'onduleur poursuit le point de puissance maximale MPPT sans avoir besoin d'ajouter un convertisseur DC/DC à la chaîne, dont le principe de sa commande est basé sur une simple comparaison entre la tension de sortie d'un panneau PV avec une tension de référence prédéfinie, pour

ajuster continuellement la fréquence de l'onduleur, en utilisant le principe V/f constant et la technique SVM.

Ce document présente les détails techniques de l'étude, la conception et la réalisation d'un onduleur triphasé de tension destiné à l'alimentation d'une électropompe 65V/50Hz/550W, avec variation de fréquence au fil du soleil. Ce prototype d'onduleur est conçu et réalisé, au niveau de l'Unité de Recherche en Energies Renouvelables en Milieu Saharien sise à Adrar rattachée au centre de Développement des Energies Renouvelables sis à Bouzaréah (Alger), URERMS-CDER.

Notre onduleur fonctionne dans une chaîne de conversion photovoltaïque constituée du GPV, de l'onduleur et de la motopompe. Le comportement des différents éléments du système PV est étudié en détail sur la base de la simulation. Pour chaque élément, des modèles mathématiques et électriques sont trouvés et utilisés dans les calculs de simulation. Cela permet d'avoir les résultats de simulation et se faire une idée du comportement des éléments entre eux avant la réalisation du prototype.

Du côté de la conception, l'onduleur contient deux parties principales. La partie puissance composée d'un filtre d'entrée et 6 interrupteurs de types MOSFET. La carte de commande est intégrée contenant principalement deux microcontrôleurs PIC16876A, PIC18f4550 de Microchip. Le premier est chargé de la gestion et du contrôle du convertisseur et fait l'ordre de démarrage du système de pompage PV progressivement : MPPT, arrête le système PV dans le cas d'un problème ou redémarrage du système PV. Le second est dédié exclusivement pour générer les signaux de commande SVM sous le contrôle du premier.

Nous avons présenté des procédures de simplification de l'algorithme de commande SVM, appliqué à un onduleur triphasé conçu pour un système de pompage photovoltaïque. Nous savons que l'approche SVM est basée sur la représentation vectorielle dans le plan (α, β) . Le principe de cette méthode consiste à exprimer les composants de la tension triphasée en fonction de l'angle d'orientation et de l'amplitude du vecteur de tension biphasée. Par conséquent, les dispersions de tensions entre deux phases peuvent être déterminées à partir de la même fonction. Enfin, en utilisant ces dispersions, les temps de commutation se calculent directement selon la position du secteur et le choix de la séquence de tension de phase qui est liée au numéro de secteur (ou la valeur de l'angle d'orientation). Il est rempli de formules mathématiques qui compliquent son implantation. Le but de ce travail est de présenter l'algorithme SVM d'une manière simple, rapide, précise et courte qui le rend facile à

implémenter dans un microcontrôleur. La technique SVM proposée est basée sur la commande V/f constante, ce qui facilite et diminue le volume du programme.

Ce travail a pour objectif la réalisation d'un prototype d'onduleur triphasé de 1kVA, ayant plusieurs objectifs, à savoir :

- Concevoir et améliorer des techniques de commande plus simple de l'onduleur, ainsi que des algorithmes de recherche du point de puissance maximale et par suite des commandes performantes de la motopompe;
- Etude du design des onduleurs et réalisation d'un convertisseur DC/AC à microcontrôleur avec une technologie abordable, et agir dans le sens d'améliorer ses performances techniques. Nous intégrons un microcontrôleur PIC dans le circuit de commande pour réduire le nombre de composants électroniques et la taille de la carte de commande. Le programme de génération des signaux de commande est basé sur la technique SVM ;
- Rendre ce convertisseur disponible sur le marché national et à moindre prix.

Pour atteindre cet objectif, nous avons scindé notre travail en quatre chapitres :

- Dans le premier chapitre, nous présentons la production d'électricité par l'énergie solaire (Générateur photovoltaïque). Ce type de production d'électricité nous oblige à connaître et présenter, le gisement solaire de la zone où les panneaux solaires sont installés, la zone d'Adrar comme cas particulier où se situe la partie expérimentale de ce travail de recherche. En deuxième lieu on présente les caractéristiques électriques des panneaux PV. Dans un tel contexte nous présentons un modèle électrique pour simuler un panneau photovoltaïque avec le logiciel PROTEUS.
- Dans le deuxième chapitre, nous présentons une étude sur les différents onduleurs de tension et les différentes stratégies de leur commande : telles que la commande pleine onde, la MLI sinus-triangulaire et la MLI vectorielle. Ensuite, on présente des procédures de simplification du programme de l'algorithme de la modulation vectorielle à séquence symétrique (dite SVM2 dans la réf [8]). Pour avoir les résultats de simulation de ces commandes, on utilise le modèle électrique de l'onduleur du moteur asynchrone comme charge. Nous faisons une comparaison entre les résultats de simulation obtenus.

○ Dans le troisième chapitre, nous présentons l'onduleur de tension triphasé destiné au système de pompage PV. La motopompe est équipée d'un moteur asynchrone triphasé. Ensuite, on présente le modèle équivalent du moteur en régime permanent. La partie pratique est entamée au ce chapitre, par des essais expérimentaux sur un banc d'essai disponible au laboratoire pour identification des éléments du circuit équivalent (paramètres nécessaires pour la simulation). Les éléments (GPV, onduleur et moteur asynchrone) du système de pompage photovoltaïque sont simulés sous Proteus/ISIS, et les résultats des tensions et des courants de la chaîne de conversion photovoltaïque sont présentés.

○ Dans le quatrième chapitre, nous présentons une vision sur les composants semi-conducteurs (les interrupteurs de puissance) pour le choix de l'interrupteur qui correspond à notre prototype ainsi que le dimensionnement des éléments de la carte de puissance. Plusieurs configurations sont présentées afin d'éviter la conduction simultanée de deux transistors de puissance de même branche (généralisé le temps mort) par l'influence de la valeur de la résistance de grille et de la présence d'une capacité entre grille et source. Une configuration optimale est trouvée. À la fin après la réalisation des maquettes, nous exposons les essais expérimentaux effectués au laboratoire et les tests dans un site réel, nous présentons également les résultats et leur interprétation.

La conclusion générale et les perspectives de ce travail ont présentées à la fin de la thèse.

CHAPITRE I : Production de l'Energie Electrique par Cellules Photovoltaïques

CHAPITRE I

Production de l'Energie Electrique par Cellules Photovoltaïques

I.1 Introduction

Le soleil est une source d'énergies renouvelables inépuisables [10]. L'énergie solaire est la plus dominante de toutes les énergies renouvelables, elle est à l'origine des ressources énergétiques fossiles, accumulées au cours des ères géologiques, comme le charbon, le pétrole et le gaz naturel, et des ressources naturelles renouvelables, comme le rayonnement solaires et l'énergie éolienne ou hydraulique [11]. L'énergie renouvelable est propre et s'inscrit parfaitement dans le cadre de la politique écologique actuelle des gouvernements industrialisés.

La production de l'électricité à partir des cellules photovoltaïques, est l'une des solutions dont le monde a été convaincu au milieu de ces changements climatiques. La conversion de la lumière en électricité, appelée effet photovoltaïque (PV), a été découverte par *E. Becquerel* en 1839 [10,12]. Pour étudier et évaluer cette méthode de production d'électricité, nous devons étudier deux composantes principales : le rayonnement émis par le soleil et la photopile solaire (cellule photovoltaïque).

Notre planète est exposée au soleil tous les jours du lever au coucher du soleil, la surface terrestre reçoit une quantité d'énergie importante mai la quantité de l'énergie varie d'un lieu à un autre. Cela est dû à plusieurs raisons : la forme sphérique de la terre, la trajectoire de la terre autour du soleil et la terre qui tourne sur elle-même. Donc la connaissance de gisement solaire disponible dans un site est très importante.

Dans ce chapitre, on donnera un aperçu sur les paramètres qui influent sur le potentiel énergétique solaire (rayonnement solaire) dans un lieu (en particulier : la zone de la wilaya d'Adrar où se situe la partie expérimentale de ce travail de recherche). Nous étudierons, ensuite, le générateur PV, mais seulement à travers ses caractéristiques électriques en fonction du rayonnement solaire et de la température.

I.2 Gisement solaire

Le soleil et la terre forment un système homogène régi par des lois physiques précises. Ce système est caractérisé par un mouvement continu et des effets réciproques (tels que la lumière venant à la terre du soleil, les forces de gravitation,.....etc). Alors que ce système fait partie d'autres systèmes très grands se déplaçant dans l'espace [13].

La terre réceptionne les fils de soleil chaque jour, le soleil est la source naturelle la plus importante, car il pilote tous les processus environnementaux agissant à la surface de la terre. Le soleil fournit à la terre une énorme quantité d'énergie. L'énergie stockée par les océans aide à maintenir la température de la terre à un niveau d'équilibre permettant la stabilité pour une grande diversité de formes de vie.

I.2.1 Relation Terre-Soleil

La terre décrit autour du soleil une trajectoire légèrement elliptique dont le soleil occupe l'un des foyers (figure I.1). Sa distance moyenne est de 149.6 millions de km, avec une variation de $\pm 1.7\%$. Cette distance parcourus en quelque 8 minutes par la lumière [13]. L'axe de rotation de la terre sur elle-même est incliné (appelé déclinaison). La déclinaison solaire est l'angle entre les rayons du soleil et le plan de l'équateur de la terre. Elle varie d'un angle de $+23.45^\circ$ à -23.45° . La déclinaison vaut donc $\delta = +23.45^\circ$ au solstice d'été, $\delta = -23.45^\circ$ au solstice d'hiver, et est nulle aux équinoxes. pour n'importe quel jour donné et peut être approximativement calculée par l'équation suivante [9,14].

$$\delta \cong 23.45^\circ \sin \left(360 \left(\frac{284+j}{365} \right) \right) \quad (I.1)$$

Où j , le numéro du jour dans l'année écoulés depuis 1^{er} Janvier et les angles sont exprimés en degrés.

La déclinaison étant une fonction sinusoïdale, elle varie rapidement au voisinage des équinoxes ($0.4^\circ/\text{jour}$), alors qu'elle est pratiquement stationnaire durant les périodes qui encadrent les solstices d'été et d'hiver.

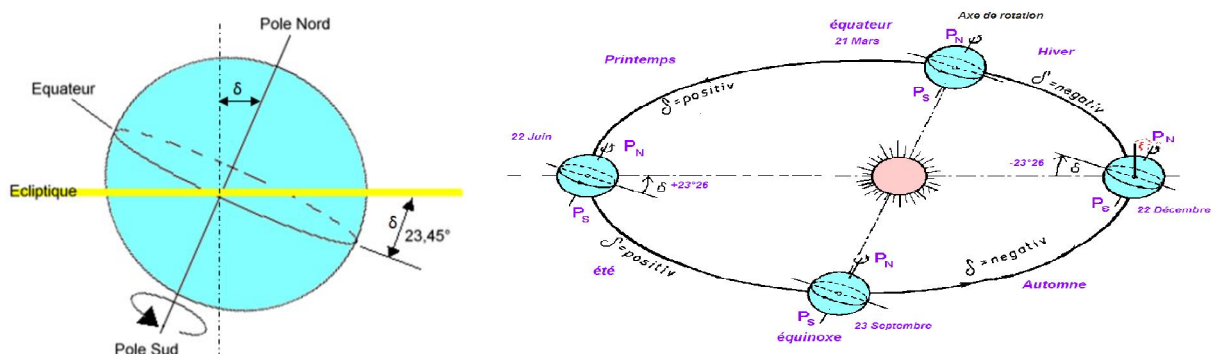


Figure I.1 : Système Terre-Soleil

I.2.2 Coordonnées terrestres

Notre planète tournant sur elle-même autour de l'axe des pôles. L'équateur est une ligne fictive de séparation entre l'hémisphère nord et l'hémisphère sud, définie par un plan perpendiculaire à l'axe des pôles (plan équatorial), alors que les pôles sont définis par l'intersection de cet axe de rotation avec la surface de la terre. Le méridien est le plan du lieu passant par l'axe des pôles. Le méridien origine, servant à la mesure de la longitude, est celui de Greenwich (figure I.2).

Tout point de la surface terrestre est repéré par ses coordonnées géographiques: longitude (définie par rapport au méridien de Greenwich, positivement vers l'Est) et latitude (positive pour l'hémisphère Nord).

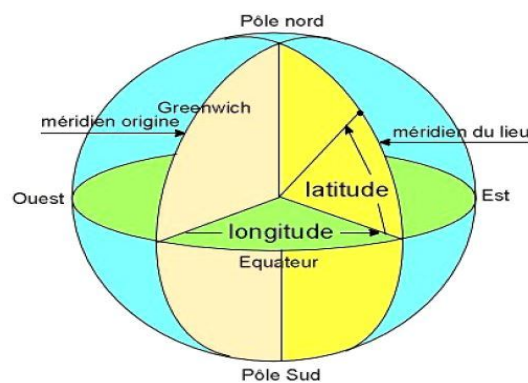


Figure I.2 : Coordonnées terrestres

La latitude : La latitude d'un lieu correspond à l'angle (φ), avec le plan équatorial, que fait le rayon joignant le centre de la terre à ce lieu. L'équateur terrestre est donc caractérisé par une latitude égale à 0° , le pôle Nord par la latitude $+90^\circ$ et le pôle Sud par la latitude -90° . Cette convention de signe affecte le signe $+$ à tous les lieux de l'hémisphère Nord et le signe $-$ à tous les lieux de l'hémisphère Sud. La latitude d'un lieu peut ainsi être comprise entre -90° et $+90^\circ$. La latitude sera désignée ici par la lettre L [15].

La longitude : La longitude d'un lieu correspond à l'angle (λ) que fait le plan méridien passant par ce lieu avec un plan méridien retenu comme origine. On a choisi pour méridien d'origine 0° le plan passant par l'observatoire de Greenwich. Par convention, on affecte du signe $(+)$ les méridiens situés à l'Est de ce méridien, et du signe $(-)$ les méridiens situés à l'Ouest. La longitude d'un lieu peut ainsi être comprise entre -180° et $+180^\circ$. Notre pays Algérie situé entre les deux latitudes 37.2° ; 18.9° Nord-Sud et les deux longitudes 12° ; -8.68° Est-Ouest [15,16].

Altitude d'un point : Correspond à la distance verticale entre ce point et une surface de référence théorique, le géoïde; figurant sur le niveau moyen de la mer. On l'exprime, généralement, en mètre [17].

I.2.3 Soleil

Le soleil est une étoile dans le système solaire, il est le plus gros du système solaire [18]. Il contient plus 99.8% de la masse totale du système solaire. Vu de la terre, le soleil apparaît comme un disque dont le rayon a environ 695000km. Il est le siège de réaction thermonucléaires, génératrices de rayonnement corpusculaires, mais surtout de rayonnements électromagnétiques correspondant approximativement à ceux émis par un corps noir porté à une température de 5800k environ [19].

I.2.3-1 Positions du soleil

Au cours de la journée, l'instant où le soleil passe par le méridien du lieu de l'observateur est le midi «vrai». Pour un instant quelconque, l'angle horaire AH est l'angle, projeté sur le plan de l'équateur, entre le soleil et le midi vrai [15–19].

La position du soleil est définie par deux angles : sa hauteur HS l'angle entre le soleil et le plan horizontal du lieu et son azimut AZ l'angle avec la direction du sud, compté négativement vers l'Est (sens anti-trigonométrique dans l'hémisphère Nord). α est l'angle zénith ($\alpha=90^\circ - HS$) (figure I.3).

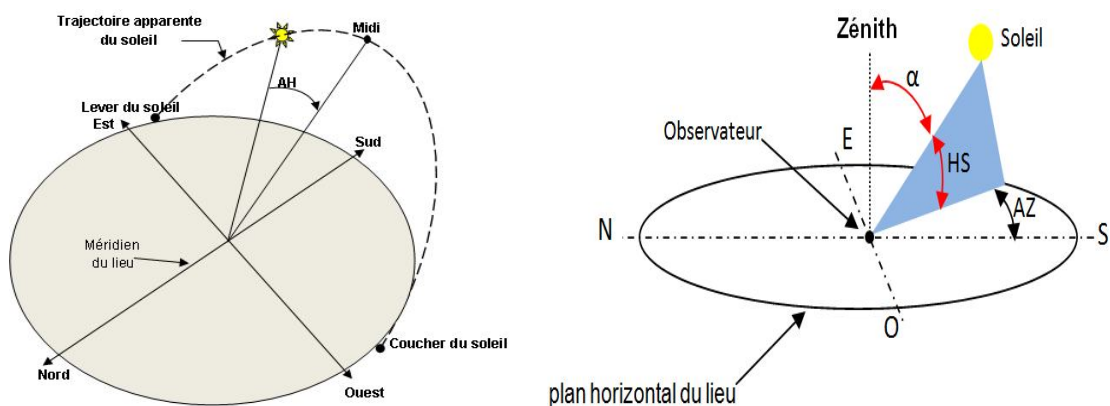


Figure I.3 : Position du soleil pour un lieu et leur position zénith

Le calcul de la position du soleil est fonction de la déclinaison (soit le jour de l'année), la latitude et l'angle horaire; il est effectué à l'aide des expressions suivantes :

$$\sin(HS) = \sin(L) \sin(\delta) + \cos(L) \cos(\delta) \cos(AH) \quad (I.02)$$

$$\sin(AZ) = \frac{\cos(\delta) \sin(AH)}{\cos(HS)} \quad (I.03)$$

I.2.3-2 Temps solaire – temps légal

La rotation régulière de la terre sur elle-même, autour de l'axe des pôles, détermine la succession des jours et des nuits. Une rotation complète de la terre (360°) correspond à 24 heures, en moyenne; il vaut 15° par heure, soit 4 minutes de temps par degré de longitude [9,14,15,19].

Le méridien retenu comme origine est celui de *Greenwich* (GMT) et le temps de ce méridien est le temps universel TU. L'heure de passage du soleil au méridien correspondant à la longitude λ se déduit de l'heure de passage du soleil au méridien origine augmentée de 4 minutes par degré de longitude d'écart entre le méridien d'origine 0° et la longitude λ .

Les montres et horloges, mécaniques ou à quartz, mesurent le temps solaire moyen, et les temps légaux TL utilisés dans chaque pays correspondent approximativement aux temps solaire moyens du fuseau de longitudes où il se situe, avec un décalage fixe par rapport au temps du méridien origine TU, décalage généralement exprimé en heures entières. L'Algérie est dans le fuseau horaire N°1 (TL= TU+1). Connaissant l'heure légal du pays, on en déduit facilement l'heure TU et, par la correction de longitude indiquée, le temps solaire moyen TSM d'un lieu de longitude définie.

$$TSM = TU + \lambda / 15^\circ \quad (I.04)$$

Bien que la terre tourne très régulièrement sur elle-même, les passages du soleil au méridien d'un lieu donné ne se succèdent pas exactement à 24 heures d'intervalle, et le midi vrai peut différer légèrement de 12h TSM (lorsque le soleil est à son zénith) selon l'époque de l'année [15]. Au méridien origine, par exemple, ce passage du soleil (midi vrai) peut présenter une avance ou un retard susceptible d'atteindre 15 à 20 minutes par rapport à midi exprimé en temps universel (temps solaire moyen du méridien origine). Cet écart variable entre le temps solaire moyen TSM et le temps solaire vrai TSV est dû pour les deux raisons suivantes :

- L'orbite de la terre est elliptique, et l'arc parcouru diffère selon la loi des aires de *Képler*. Cette contribution suit un comportement sinusoïdal d'amplitude $\pm 7.8 \text{ minutes}$;
- L'obliquité de l'axe de rotation induit une seconde correction, ayant l'allure d'une sinusoïde avec une période de 6 mois, et une amplitude de $\pm 10 \text{ minutes}$.

La composition de ces deux corrections, appelée équation du temps ET. L'équation du temps varie lentement d'année en année, sous l'effet de la précession des équinoxes (rotation

du grand axe de l'ellipse d'environ 20minutes par an, soit un tour en 26000ans). Elle peut être exprimée par [9,12] :

$$ET[\text{min}] = 9.9 \sin[2(0.986 \cdot j + 100)] - 7.7 \sin(0.986 \cdot j - 2) = TSV - TSM \quad (\text{I.05})$$

Où j , le numéro du jour dans l'année écoulés depuis 1^{er} Janvier et les angles sont exprimés en degrés.

A la notation de TSV se rattache celle d'angle horaire de soleil ω , qui est l'arc de trajectoire solaire compris entre le soleil et le plan méridien du lieu. Pour un lieu de longitude λ donnée, il existe ainsi une correspondance directe entre le TSV et l'angle horaire AH du soleil.

$$AH = 15(TSV - 12) \quad (\text{I.06})$$

où ω est mesuré en degrés et TSV en heures.

$$\text{Donc : } AH = 15 \left(TU + \lambda/15^\circ + ET - 12 \right) \quad (\text{I.07})$$

On présente sur le graphe suivant la durée du jour à Adrar durant toute l'année entre le 1^{er} janvier et le 31 décembre, et qui montre que le jour le plus court est de durée 10.26 (10h 15min) et le jour le plus long est de durée 13.74 (13h 44min) [17].

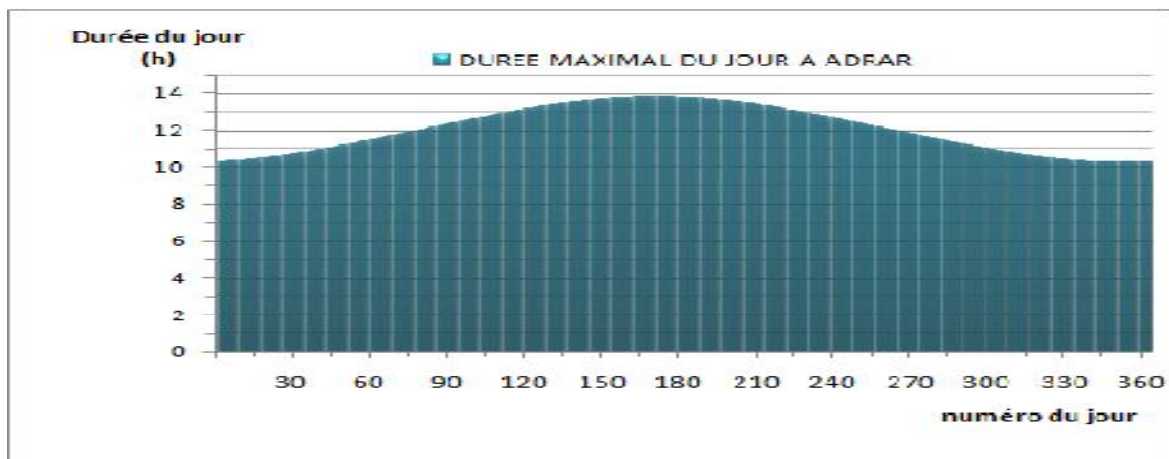


Figure I.4 : Durée maximale du jour (le temps de présence du soleil dans le ciel) à Adrar

I.2.4 Rayonnements solaire

Malgré la distance considérable qui sépare le soleil de la terre 150.106Km, la couche terrestre reçoit une quantité d'énergie importante 180.106GW, c'est pour ça que l'énergie solaire se présente bien comme une alternative aux autre sources d'énergie [15].

Cette quantité d'énergie quittera sa surface sous forme de rayonnement électromagnétique compris dans une longueur variant de 0.22 à 10 μm (figure I.5), l'énergie associée à ce rayonnement solaire se décompose approximativement comme suit [10,11] :

- 9 % dans la bande des ultraviolets (< à 0.4 μm);
- 47 % dans la bande visibles (0.4 à 0.8 μm);
- 44 % dans la bande des infrarouges (> à 0.8 μm).

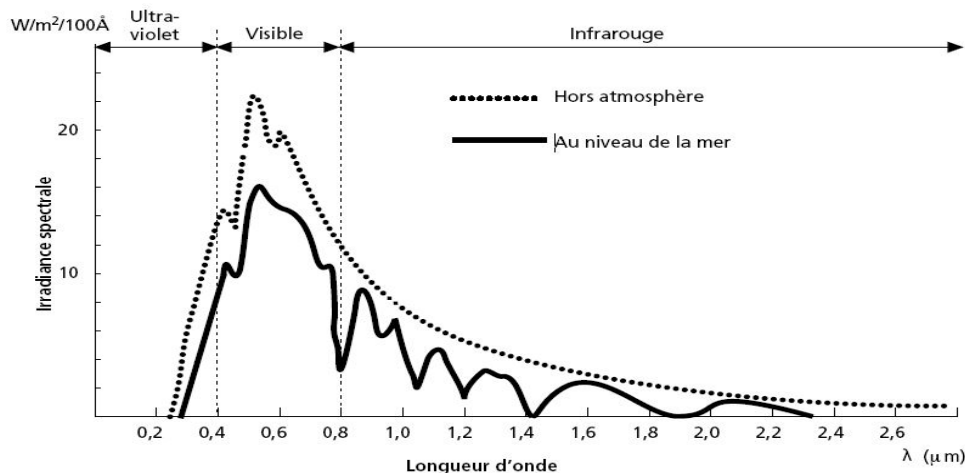


Figure I.5 : Spectre énergétique du rayonnement solaire

I.2.4-1 Rayonnements direct et diffus

En traversant l'atmosphère, le rayonnement solaire est absorbé et diffusé au sol, le rayonnement solaire a composantes des (figure I.6) :

- a) Rayonnement direct :** est reçu directement du soleil, sans diffusion par l'atmosphère. Ses rayons sont parallèles entre eux, il forme donc des ombres et peut être concentré par des miroirs;
- b) Rayonnement diffus :** est constitué par la lumière diffusée par l'atmosphère (air, nébulosité, aérosols). La diffusion est le phénomène qui répartit un faisceau parallèle et une multitude de faisceaux partant dans toutes les directions dans le ciel, ce sont à la fois les molécules d'air, et les gouttelettes d'eau et les poussières qui produisent cet éclatement des rayons du soleil. Cela dépend donc avant tout des conditions météorologiques;
- c) Rayonnement réfléchi :** est la partie réfléchi par le sol et dépend de l'environnement du site.
- d) Le rayonnement global :** est tout simplement la somme de ces diverses contributions.

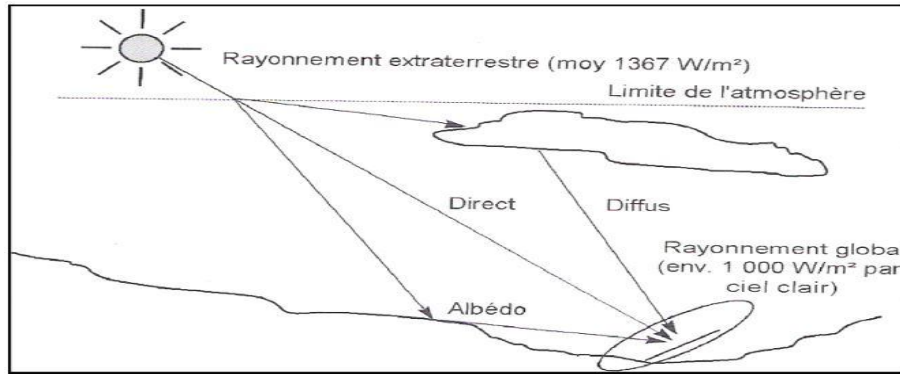


Figure I.6 : Composants du rayonnement solaire

I.2.4-2 Angle d'incidence optimale de rayonnement du système solaire

L'irradiance maximale peut généralement être obtenue par une surface perpendiculaire au soleil. L'angle d'incidence θ_i est l'angle formé entre la direction du soleil et la normal à la surface inclinée du capteur [18].

$$\cos \theta_i = \cos S \cdot \sin HS - \sin S \cdot \cos HS \cdot \cos(\gamma - AZ) \quad (I.08)$$

Les angles γ , S , AZ et HS sont respectivement l'azimut du capteur, l'angle d'inclinaison, l'azimut du soleil et sa hauteur dans le ciel par apport au plan horizontal du lieu.

L'angle d'inclinaison optimal pour les systèmes solaires dépend de la position du soleil. Étant donné que la position du soleil change au cours de la journée et de l'année, seule une surface suivie sur deux axes obtient l'irradiation maximale. L'irradiation annuelle peut être supérieure de plus de 30% à celle d'une surface non suivie, tandis que pour une surface suivie sur un axe, le gain d'irradiation sera de l'ordre de 20%.

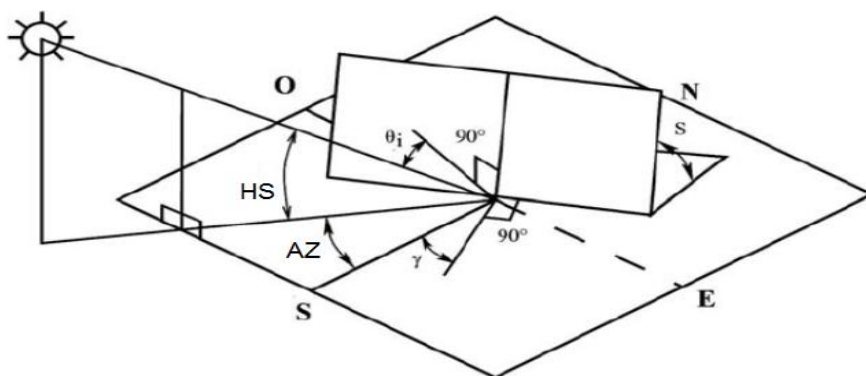


Figure I.7 : Angles d'orientation des systèmes solaires

Les champs à inclinaison fixe sont généralement inclinés par rapport au plan horizontal afin de maximiser l'ensoleillement annuel qu'ils reçoivent. L'angle d'inclinaison optimal dépend de la latitude du lieu dans lequel le site se trouve. En moyenne, sur l'année, l'inclinaison optimale pour maximiser l'énergie annuelle produite est égale à la latitude du

lieu. La direction du système est son orientation ou azimut, tel qu'illustré à la figure I.7. L'azimut idéal d'un système dans l'hémisphère nord est le sud géographique, et le nord géographique dans l'hémisphère sud. Près de l'équateur, l'orientation optimale d'une surface non suivie est presque horizontale [20,21].

I.2.4-3 Mesure du rayonnement solaire

L'ensoleillement (G) correspond à l'intensité du rayonnement solaire reçu sur un plan à un moment donné. Il s'exprime habituellement en watts par mètre carré (W/m^2), et l'énergie, en une heure ou en un jour (c'est-à-dire les irradiances), utiliseront l'unité de densité d'énergie qui en dérive directement : le $Wh \cdot m^{-2}$ (ou $kWh \cdot m^{-2}$). L'ensoleillement varie de zéro, au lever du soleil, à sa valeur maximale, typiquement au midi solaire. On utilise le pyréliomètre pour mesurer la composante directe de l'éclairement et le pyranomètre pour mesurer le rayonnement global [9,17] (figure I.8).



Figure I.8 : Capturs pour les mesures de l'irradiance solaire
(a) pyréliomètre, (b) Pyranomètre

La figure I.9 représente la variation des éclairements direct, diffus et globale chaque minute pour le jour 21/06/2010 (journée à ciel clair) incident sur un plan horizontal.

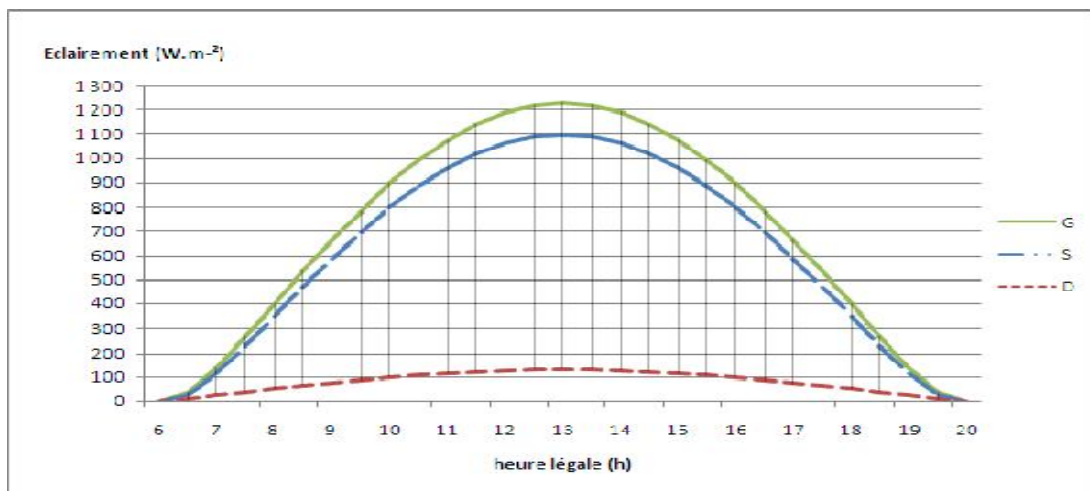


Figure I.9 : Eclairement sur une surface horizontale pour le site d'Adrar ($\varphi=27,88^\circ$, le 21 juin 2010)

I.3. Générateur photovoltaïques (PV)

Le générateur photovoltaïque (**GPV**) est dispositif qui permet de produire de l'électricité à partir de la lumière. L'utilisation du photovoltaïque va de la simple calculette dite "solaire" (alors qu'elle fonctionne aussi bien à la lumière d'une lampe de bureau) jusqu'à la centrale de plusieurs MW. Le développement de la production d'électricité photovoltaïque se développe beaucoup au niveau domestique en particulier dans les pays où les problèmes environnementaux sont pris au sérieux (Japon, Allemagne, Suisse...) et dans les pays en voie de développement.

I.3.1. Cellules photovoltaïques

Les cellules solaires, ou photovoltaïques (PV), sont des dispositifs électroniques qui convertissent essentiellement l'énergie solaire de la lumière du soleil en énergie électrique ou bien en électricité. La physique des cellules solaires est basée sur les mêmes principes de semi-conducteurs que les diodes et les transistors, qui forment les blocs de construction du monde entier de l'électronique.

Cette transformation s'effectue sans bruit, sans émission de gaz, elle est donc une énergie totalement propre. Par ailleurs, l'absence et le manque en mouvement des pièces mécaniques lui confèrent un niveau de fiabilité inégalable (la durée de vie d'un module photovoltaïque est estimé généralement par les experts à 30 ans).

Afin de dériver les caractéristiques courant-tension idéales d'une diode de jonction P-N lorsqu'elle est éclairée par la lumière (figure I.10), les résultats mathématiques de l'équation de diode idéale sont combinés avec les caractéristiques éclairées de la cellule solaire. La loi de la diode idéale est exprimée par l'équation (I.09) [9,16] :

$$I_d = I_0 \left(\exp^{qV_d/KT} - 1 \right) \quad (\text{I.09})$$

où : I_d est le courant de sortie de la cellule

V_d est la tension à la borne de la cellule

I_0 est le courant de fuite

q est la charge de l'électron = $1.6 \cdot 10^{-19} \text{C}$

K est une constante de Boltzman = $1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

T et la température absolue de la cellule PV

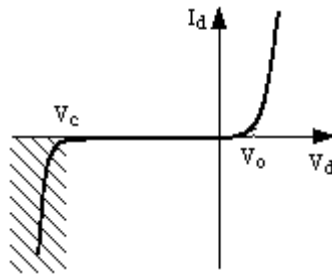


Figure I.10 : Caractéristique courant/tension de diode

I.3.2. Types des semi-conducteurs de cellule photovoltaïque [16,19]

Il existe plusieurs types des cellules PV (figure I.11), les plus connus sont :

Silicium monocristallin :

Les cellules sont fabriquées à partir d'un lingot de silicium monocristallin, cultivées dans des laboratoires de haute technologie, tranchées, puis dopées et gravées. Pour les modules terrestres commerciaux, les rendements varient généralement d'environ 15 à 20%. Les modules fabriqués avec ce type de cellule sont les plus matures du marché. Les fabricants fiables de ce type de module PV offrent des garanties allant jusqu'à 20-25 ans.

Silicium polycristallin :

Ces cellules sont constituées de divers cristaux de silicium formés à partir d'un lingot. Ils sont également tranchés puis dopés et gravés. Ils démontrent des rendements de conversion légèrement inférieurs à ceux des cellules monocristallines, généralement de 13 à 15%. Les fabricants fiables garantissent généralement des modules PV polycristallins pendant 20 ans.

Silicium amorphe :

Le terme amorphe fait référence à l'absence de toute structure cellulaire géométrique. Les modules amorphes n'ont pas le motif ordonné caractéristique des cristaux comme dans le cas du silicium cristallin. Les modules commerciaux ont typiquement des rendements de conversion de 5 à 10%. La plupart des garanties de produits sont pour 10 ans, selon le fabricant.

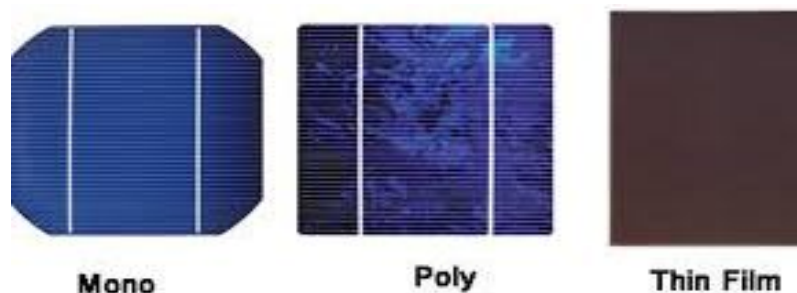


Figure I.11 : Différents types des semi-conducteurs de cellule photovoltaïque

I.3.3. Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque

La cellule solaire au silicium est une diode de grandes dimensions avec des caractéristiques de fabrication et d'aspect bien particulières. Lorsqu'on s'intéresse à capter la lumière avec un cristal de silicium, on s'aperçoit que le silicium réfléchit 30% de la lumière reçue.

L'illumination d'une cellule solaire produit un courant proportionnel appelé photo-courant, indépendant de la tension (Le courant I_{ph} dépend de l'éclairement). Mais lorsque la tension augmente, une partie de ce courant est dissipé dans la jonction à cause de la recombinaison des porteurs de charge.

La résistance R_{sh} existe principalement en raison du courant de fuite de la jonction p-n et dépend de la méthode de fabrication de la cellule photovoltaïque. La résistance R_s existe principalement en raison de la chute de tension de la jonction p-n. La valeur de R_{sh} est généralement haute et quelques auteurs suppriment cette résistance pour simplifier le modèle. La valeur de R_s est très basse. Parfois, ce paramètre est négligé. La caractéristique $I=f(V)$ d'une cellule solaire s'écrit donc :

$$I = I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad (I.10)$$

$$I_{ph} \approx I_{cc} = f(G, T_c) \quad (I.11)$$

$$I_D = I_s \left(\exp \frac{qV_D}{AKT_c} - 1 \right) = I_s \left(\exp \frac{qV_c + R_s I}{AKT_c} - 1 \right) \quad (I.12)$$

$$I_{sh} = \frac{V_D}{R_{sh}} = \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (I.13)$$

Où :

I (A) : Courant de sortie de la photopile solaire (une cellule) ;

I_{ph} (A) : Courant produite par la photopile solaire ;

I_D (A) : Courant dans la diode ;

I_{sh} (A) : Courant circulant dans la résistance shunt de la cellule ;

I_s (A) : Courant de saturation dans la diode ;

V (V) : Tension de sortie de la photopile solaire ;

V_D (V) : Tension au borne de R_{sh} ;

T_c (K) : Température de la cellule (K: Kelvin) ;

R_s (Ω) : Résistance série d'une cellule;

R_{sh} (Ω) : Résistance shunt d'une cellule;

G (W/m^2) : Eclairement globale sur le plan de la cellule ;

A : Facteur d'idéalité de la jonction.

Le circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque est présenté dans la figure I.12 inclut une source de courant, une diode, une résistance série et une résistance shunt. Dans la figure I.13, nous représentons la caractéristique I-V et P-V d'une cellule PV.

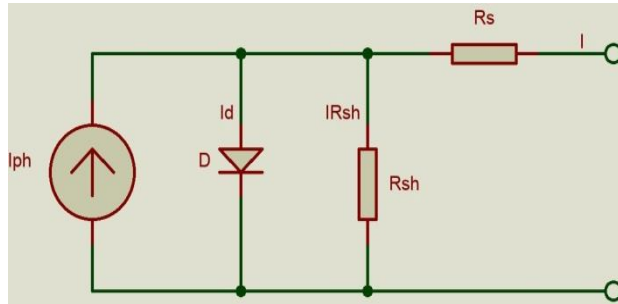


Figure 1.12 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque

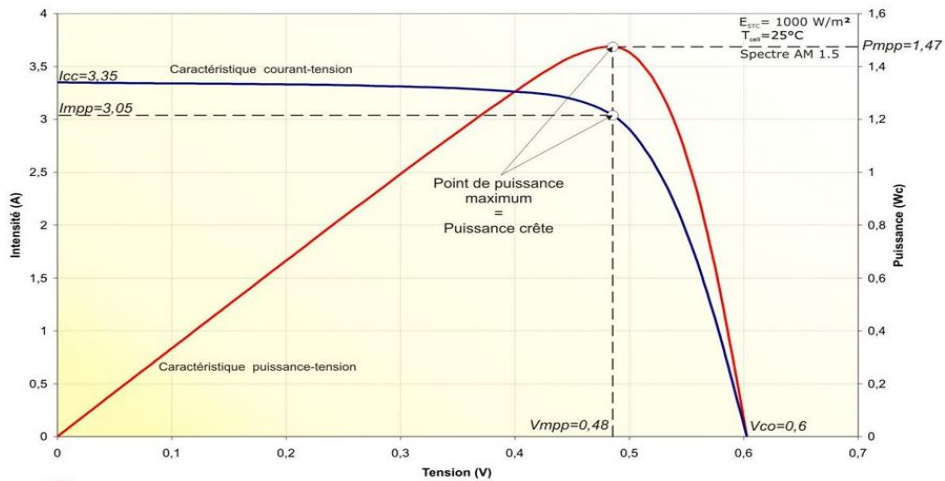


Figure 1.13 : Caractéristique I-V et P-V d'une cellule solaire

I.3.4. Modèle électrique d'un module photovoltaïque (cellules en série)

Afin d'augmenter la tension d'utilisation, les cellules PV sont connectées en série. La tension nominale du module est habituellement adaptée à la charge de 12Volts et les modules auront donc généralement 36 cellules. De plus, la fragilité des cellules au bris et à la corrosion exige une protection envers leur environnement et celles-ci sont généralement encapsulées sous verre ou sous composé plastique. Le tout est appelé «panneau photovoltaïque».

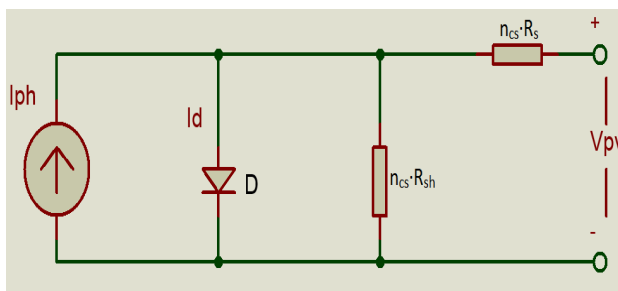


Figure 1.14 : Schéma équivalent d'un module photovoltaïque

Nous avons :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad (I.14)$$

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} (I_{phref} + \alpha \cdot \Delta T) = p_1 \cdot G (1 + p_2 \cdot \Delta T) \quad (I.15)$$

$$\text{Où : } p_1 = \frac{I_{phref}}{G_{ref}} = \frac{(R_s + R_{sh}) I_{ccref}}{R_{sh} G_{ref}}, p_2 = \frac{\alpha}{I_{phref}} = \frac{\alpha R_{sh}}{(R_s + R_{sh}) I_{ccref}} \quad \text{et } \Delta T = T_c - T_{cref}$$

$$I_D = I_0 \left[\exp \left(\frac{q(V_{pv} + R_s I_{pv})}{A n_{cs} K T_c} \right) - 1 \right] \quad (I.16)$$

$$I_{sh} = \frac{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{n_{cs}} + R_{sc} I_{pv}}{R_{shc}} = \frac{V_{pv} + n_{cs} R_{sc} I_{pv}}{n_{cs} R_{shc}} = \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_{sh}} \quad (I.17)$$

$G_{ref} [1000W/m^2]$: Eclairage de référence ;

$T_{cref} [298K]$: Température de référence ;

I_{ccref} : Courant de court-circuit de référence déterminé par l'expérimentale;

$R_s [\Omega]$: Résistance série du module ;

$R_{sh} [\Omega]$: Résistance shunt du module ;

n_{cs} : Nombre de cellule en série dans le module ;

$I_{ph} [A]$: Photo courant de sortie du générateur PV;

$\alpha [A/^\circ C]$: Coefficient de courant en température.

I_0 le courant de saturation inverse de diode, fortement proportionnel à la température, est donné par :

$$I_0 = \frac{I_{ccref} + \alpha \Delta T}{\exp \left(\frac{e_0 (V_{coref} + \beta \Delta T)}{A n_{cs} K T_c} \right) - 1} \quad \text{ou } I_0 = I_{oref} \left(\frac{T_c}{T_{cref}} \right)^3 \exp \left[\left(\frac{E_g}{AK} \left(\frac{1}{T_{cref}} - \frac{1}{T_c} \right) \right) \right] = p_3 T_c^3 \exp \left(-\frac{E_g}{AK T_c} \right) \quad (I.17)$$

$$I_{oref} = \frac{I_{ccref}}{\exp \left(\frac{e_0 V_{coref}}{A n_{cs} K T_{cref}} \right) - 1} \quad \text{donc } p_3 = \frac{I_{ccref} \exp \left(\frac{E_g}{AK T_{cref}} \right)}{\left(\exp \left(\frac{e_0 V_{coref}}{A n_{cs} K T_{cref}} \right) - 1 \right) T_{cref}^3} \quad (I.18)$$

$\beta [V/^\circ C]$: Coefficient de tension en température ;

V_{coref} : Tension de référence à vide ;

I_{oref} : Courant de référence de saturation inverse de diode ;

E_g : Energie de gap pour le silicium cristalline $1.12eV$.

Sur la fiche technique d'un module photovoltaïque figurent bien entendu ses caractéristiques physiques : dimensions, poids, principe de fixation, connexions de sortie, et surtout ses caractéristiques électriques :

P_{\max} [W] : Puissance maximale (Maximum power);

V_{co} [V] : Tension de circuit ouvert (Open circuit voltage);

I_{cc} [A] : Courant de court-circuit (Short circuit current);

V_{pm} [V] : La tension qui correspond le point de puissance maximale;

I_{pm} [A] : Le courant qui correspond le point de puissance maximale;

Les modules photovoltaïques sont mesurés et garantis dans des conditions de référence dites «*STC*» (Standard Test Conditions) qui sont :

- Rayonnement solaire $1000\text{W}/\text{m}^2$;
- Spectre solaire AM 1.5 ;
- Température ambiante $25\text{ }^\circ\text{C}$.

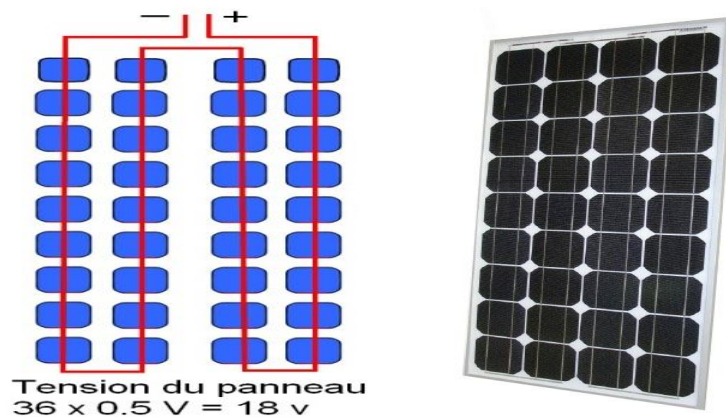


Figure I.15 : Module photovoltaïque à 36 cellules

I.3.5. Influence de l'ensoleillement et de la température sur le comportement des cellules PV

La puissance produite par des modules PV est affectée par deux facteurs clés : l'irradiation solaire et la température à l'arrière de la cellule PV.

La Figure I.16(a) montre comment la courbe I-V est affectée à différents niveaux d'irradiation, plus l'irradiation solaire est grande, le courant est augmentera et par conséquent, la puissance générée est grande. La tension reste essentiellement constante. La quantité de courant produite est directement proportionnelle à l'augmentation de l'intensité du rayonnement solaire.

La Figure I.16(b) montre l'effet de la température sur les capacités de production d'énergie d'un module. Lorsque la température de fonctionnement du module PV augmente, la tension du module chute alors que le courant reste essentiellement stable. La tension de

fonctionnement du module PV est réduite en moyenne pour les modules cristallins d'environ 0.5% pour chaque degré Celsius au-dessus de STC (c'est-à-dire 25°C). Ces influences devront être prises en compte lors du dimensionnement du générateur photovoltaïque.

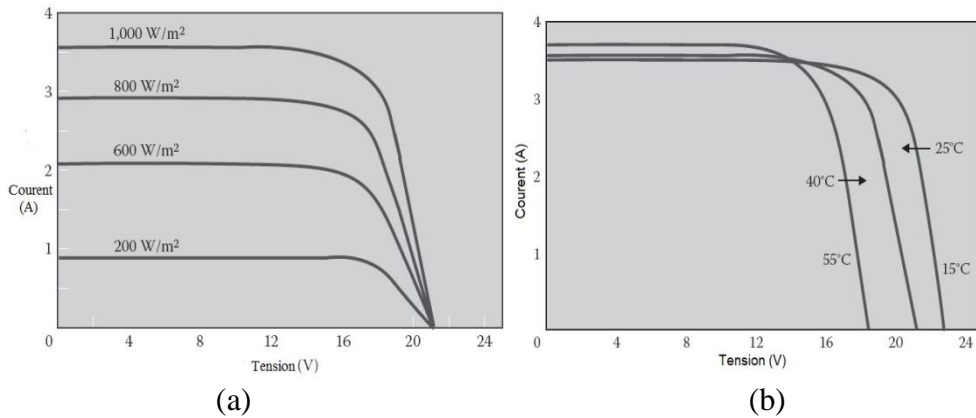


Figure I.16 : Influence de l'éclairement et de la température sur les caractéristiques I-V

I.3.6 Point optimal de fonctionnement d'un générateur PV

On a vu que la cellule solaire n'est ni une source de courant, ni une source de tension mais qu'elle peut jouer ces deux rôles suivant la charge qui lui est connectée : c'est-à-dire qu'elle va fonctionner au point de puissance donné par la charge.

D'après les caractéristiques I-V et P-V du module PV, on note qu'il a des plusieurs points de fonctionnement pour la charge, quelles que soient les conditions (l'éclairement et la température). Nous pouvons décomposer la caractéristique I-V d'un générateur photovoltaïque en 3 zones (Figure 1.17) :

1. Une zone assimilable à un générateur de courant I_{cc} proportionnel à l'irradiation (Zone 1),
2. Une zone assimilable à un générateur de tension V_{co} proportionnel à la température (Zone 2),
3. Une zone où l'impédance interne du générateur varie très fortement de R_s à R_{sh} (Zone 3).

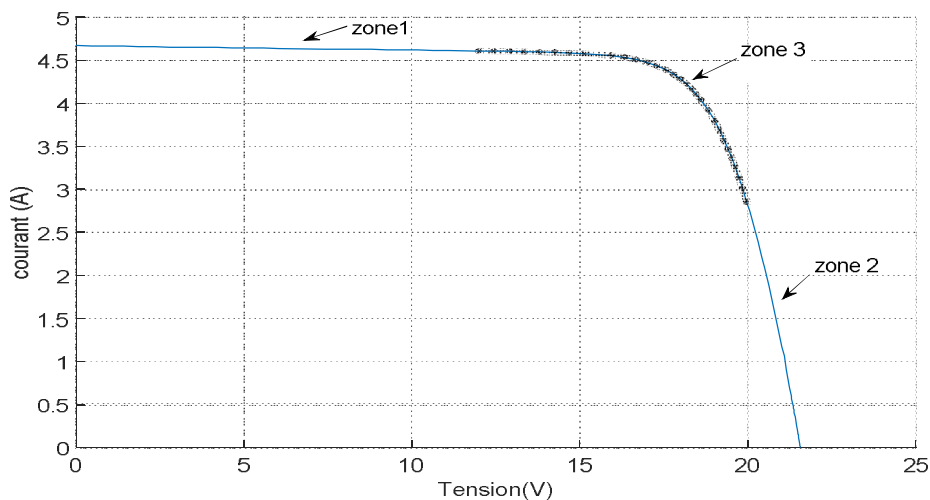


Figure 1.17 : Différents points de fonctionnement avec un seul point de puissance maximale

C'est dans la zone 3 qu'est situé le point de fonctionnement pour lequel la puissance fournie par le générateur est maximale. Ce point est appelé point de puissance optimale (I_{op} , V_{op}), et seule une charge dont la caractéristique passe par ce point, permet d'extraire la puissance maximale disponible dans les conditions considérées [9]. Donc l'importance de l'exploitation des modules PV près de leurs points de puissance maximale c'est un grand objectif. C'est à dire la charge du système doit fonctionner à un point spécifique de la caractéristique I-V afin de pouvoir utiliser toute l'énergie disponible dans le générateur PV à tout moment. Pour une bonne adaptabilité, il est souhaitable d'utiliser un dispositif électronique qui permet à la charge de suivre le point de puissance maximale du générateur PV.

I.3.7. L'association série ou parallèle de plusieurs cellules PV ou modules PV

L'association série et/ou parallèle de plusieurs modules permet de réaliser un champ photovoltaïque, sachant que les connexions en série augmentent la tension pour un même courant, et que les connexions en parallèle augmentent le courant pour la même tension.

Le nombre des modules associée en série dans une branche défini par la tension du cahier des charges, et le nombre de branche débonde avec le courent adaptés à ce cahier des charges (figure I.18).

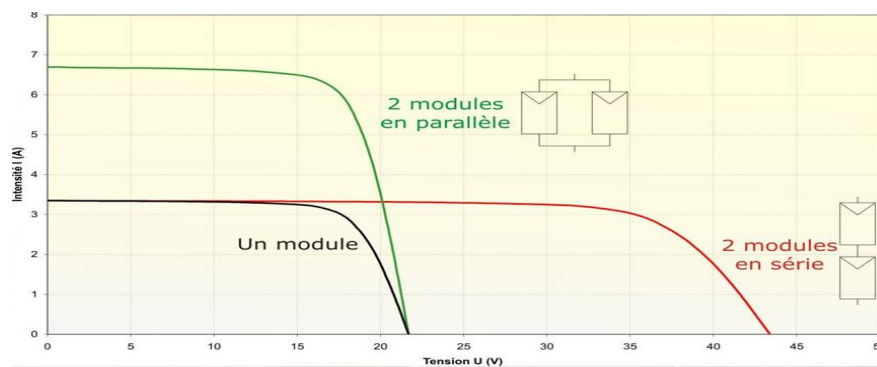


Figure I.18 : Caractéristique I-V du générateur photovoltaïque Association série et/ou parallèle

I.3.8. Protection du générateur photovoltaïque (diode by-pass et de blocage) [16]

Si les cellules des modules en série ne sont pas identiques ou si certaines cellules sont partiellement ombragées, le courant total sera limité par le courant de cette cellule. Pour une impédance de charge faible, les cellules moins efficaces peuvent devenir réceptrices si le courant d'utilisation est inférieur au courant produit par ces cellules. Il est donc impératif d'éviter au maximum les ombres provoquées par les obstacles proches. Pour remédier à ce

problème, on monte en parallèle avec chaque panneau, une ou deux diodes *by pass*, en opposition, c'est-à-dire avec la cathode du panneau (figure I.19).

La diode série de la figure I.19 appelée *diode de blocage* assure qu'aucun courant ne peut circuler d'une chaîne à l'autre: par exemple, si une chaîne comporte des panneaux moins performants (résistance shunt plus faible), elle ne pourra pas absorber de courant provenant des autres chaînes. Ce phénomène est surtout important aux faibles niveaux d'irradiance ou lorsqu'un panneau d'une chaîne subit un ombrage. Il est donc impératif d'éviter au maximum les ombres provoquées par les obstacles proches.

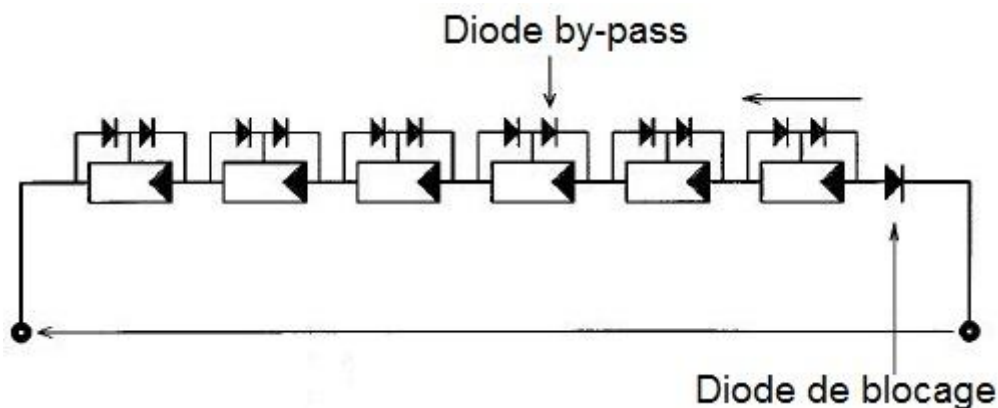


Figure I.19 : Deux types de diodes de protection (by-pass et de blocage)

I.3.9 Avant l'installation photovoltaïque

Nous avons appris de ce qui précède dans ce chapitre que l'énergie fournie par les panneaux solaires est directement proportionnelle à l'ensoleillement. Afin d'optimiser au mieux l'installation il faut donc tenir compte de ce facteur et du lieu de l'installation.

La radiation globale incidente sur la superficie terrestre et, par conséquence, sur une superficie quelconque dépend de la position géographique, du mouvement du soleil et de l'orientation de la superficie. La radiation est maximale si la superficie est orientée face au soleil, c'est-à-dire, perpendiculaire à la ligne qui unit la position de l'installation avec le soleil. Puisque le soleil bouge, l'orientation varie et il faut donc trouver l'orientation la plus appropriée. Par conséquence, l'orientation du module dépend de son orientation qui est à la fois fonction de la position géographique et du mouvement du soleil. On peut formuler trois règles simples :

- Il faut éviter n'importe quelle sorte d'ombrage.
- La superficie devrait s'orienter à l'équateur l'azimut $\alpha = 0$ (Si le système est fixe).

· La superficie devrait s'orienter face au soleil (l'inclinaison dépend de la latitude et de la déclinaison solaire).

Les principales équipes d'une installation photovoltaïque sont les panneaux photovoltaïques, le train de batteries, les régulateurs et les inverseurs. Une fois que les composants du système PV ont été déterminés, les dimensions de chaque composant doivent être déterminées. Par conséquent, il faut répondre trois questions : Combien de panneaux on en aura besoin pour obtenir énergie suffisante pour satisfaire la demande. Combien de batteries sont nécessaires pour accumuler cette énergie. Quel type de régulateur est nécessaire pour le garantir.

I.3.10 Types d'installations photovoltaïques

Avec une puissance installée supérieure à 137GW dans le monde entier et des installations supplémentaires annuelles représentant un total d'environ 40GW au cours de ces dernières années, la technologie solaire PV est devenue une option d'alimentation en électricité de plus en plus importante [21]. Les systèmes PV se partagent entre les petites installations pour l'alimentation de consommateurs isolés et les installations plus importantes qui sont la préfiguration des centrales photovoltaïques de demain et pourraient couvrir 10% de la consommation d'électricité.

- Systèmes autonomes au fil du soleil;
- Systèmes autonomes avec stockage;
- Systèmes autonomes hybrides;
- Systèmes raccordés au réseau.

I.4. Plateforme de simulation basée sur PROTEUS pour étudier le modèle de module photovoltaïque

En raison d'une relation non linéaire complexe entre le courant et la tension dans un module photovoltaïque, les caractéristiques courant-tension et puissance-tension du module PV dans des conditions (l'éclairement et la température) variables sont compliquées. Actuellement, les modèles de cellule photovoltaïques existants sont principalement basés sur le logiciel MATLAB ou PSPICE, à peine basés sur le logiciel PROTEUS. Cette partie présente le modèle de cellules photovoltaïques par le logiciel PROTEUS. En simulant ce modèle, nous pouvons obtenir ses courbes caractéristiques I-V et P-V rapidement et avec précision, de plus, on peut simuler le module PV dans des conditions (l'éclairement et la température) variables. Dans cette simulation avec logiciel PROTEUS on présente un modèle

de panneau photovoltaïque de type *Isofotón-75* (Ces types sont disponibles dans notre unité de recherche URER/MS).

I.4.1. Simulation d'une cellule photovoltaïque

Dans la simulation d'une cellule PV dans l'outil PROTEUS et pour présenter le courant I_{ph} , on utilise un bloc VCCS (source de courant commandée par tension linéaire) avec une source constante de tension prend la valeur I_{cc} qui correspond à un éclairement de $1000W/m^2$, et une résistance variable (Potentiomètre) représente l'éclairement variable (figure I.20).

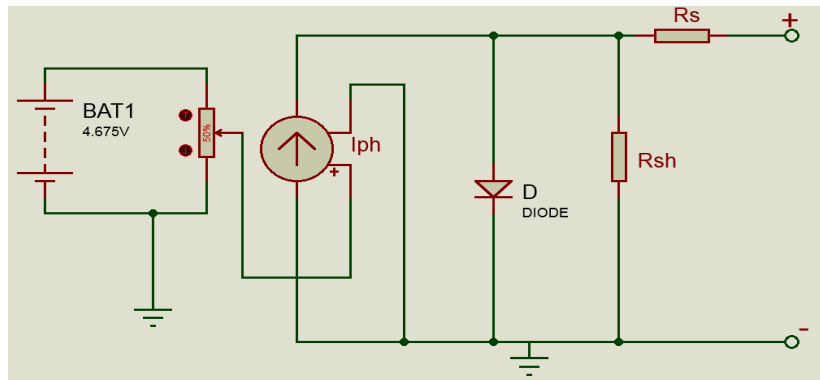


Figure I.20 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque dans PROTEUS

I.4.2. Simulation d'un module photovoltaïque

Une association série de plusieurs cellules PV donne un module PV. En plus de ce que nous avons mentionné sur la cellule PV, les cellules formant le panneau solaire sont au nombre de 36 cellules. Pour cela on utilise un bloc VCVS (source de tension commandée par tension linéaire), et la résistance série et la résistance shunt doit être multiplié dans le nombre des cellules n_{cs} (figure I.21).

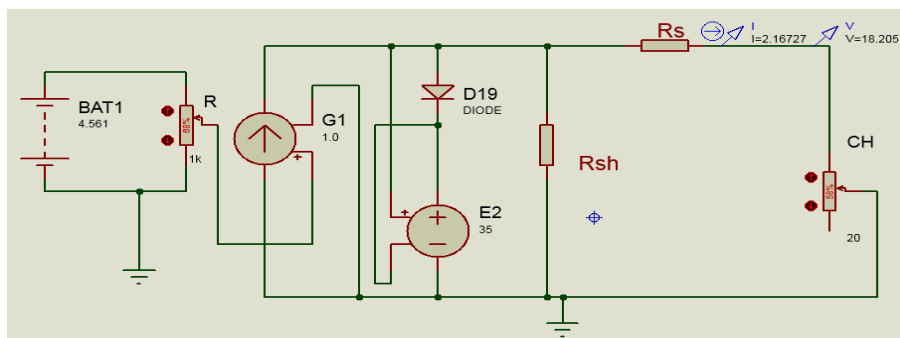


Figure 1.21 : Schéma équivalent du module photovoltaïque dans PROTEUS

Pour la simulation nous besoins de plusieurs paramètres, tandis que les fiches techniques des modules photovoltaïques apportent essentiellement beaucoup d'informations dont nous avons besoins (Tableau I.1) :

Module isofotón-75	
<i>Rendement</i> : $\eta = 11.2\%$, <i>Facteur de forme</i> $FF = 74.4\%$	
<i>Dimension</i> : $(1.224 \times 0.545)m^2$ et <i>Poids</i> = 9kg	
Puissance optimale $P_{Max}[W]$	$75 \pm 10\%$
Tension optimale $V_{op}[Volt]$	17.3
Courant optimal $I_{op}[A]$	4.34
Tension de circuit ouvert $V_{oc}[Volt]$	21.6
Courant de court – circuit $I_{cc}[A]$	4.67
Nombre de cellule en série n_{cs}	36
Coefficient de courant I_{cc} en température α [%/°C]	0.02
Coefficient de tension V_{oc} en température β [%/°C]	-0.4
Température ambiante de référence $T_{aref}[°C]$	20
Température d'utilisation de cellule $NOCT[°C]$	47

Tableau I.1 : Fiche technique du module PV de type Isofotón-75 aux STC

Les paramètres présentés dans les fiches techniques ne sont pas suffisants pour tracer les courbes I-V d'un module PV, donc on cherche les autres paramètres comme le photo courant I_{ph} , les résistances (R_s , R_{sh}), le facteur d'idéalité A et le courant de saturation inverse de la diode I_0 . Il y'a des méthodes mathématiques permettant d'obtenir les paramètres du module photovoltaïque. Ces paramètres doivent être ajustés par des données expérimentales. Dans la Réf [9], l'auteur utilise et développe une méthode pour extraire les paramètres inconnus dans la fiche technique pour le module PV de type Isofotón-75, où ces paramètres sont montrés dans le Tableau I.2. Les résultats de simulation sont représentés dans la figure I.22.

Module isofotón	
Facteur d'idéalité de la jonction A	1.2
Photo courant $I_{ph}[A]$	4.6756
Résistance shunt d'un module $R_s[\Omega]$	0.2402
Résistance shunt d'un module $R_{sh}[\Omega]$	199.4843
p_1	0.0047
p_2	$1.9976 \cdot 10^{-4}$
p_3	3.7042
Courant de saturation inverse de diode $I_{oref}[A]$	$1.6628 \cdot 10^{-8}$

Tableau I.2 : Paramètres du panneau *Isofoton-75* aux conditions de fonctionnement nominales introuvables dans la fiche technique [9]

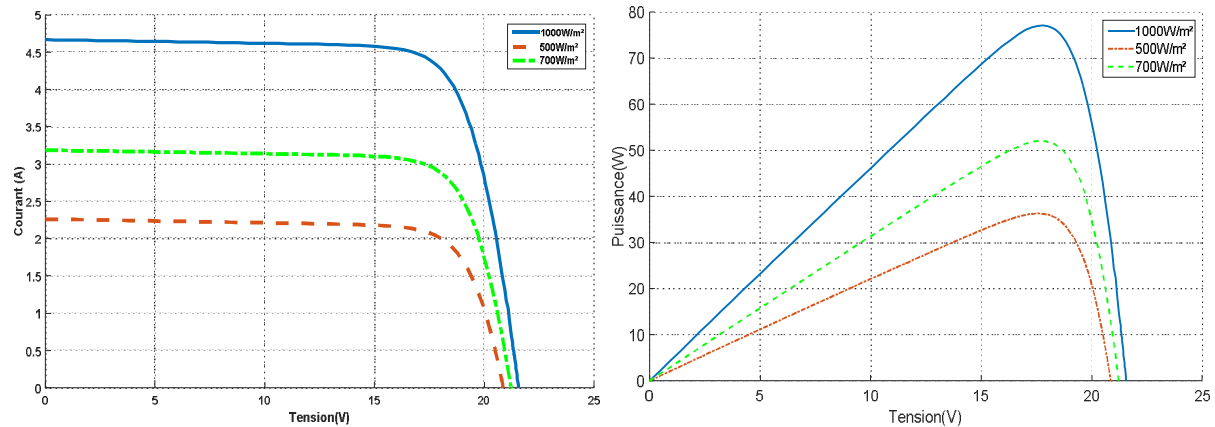


Figure I.22 : Caractéristiques I-V et P-V obtenues par simulation dans PROTEUS

1.4.3. Validation du modèle PROTEUS de panneau PV par des résultats expérimentaux

Afin d'améliorer et d'examiner la validité du modèle, on a comparé les courbes simulées avec les courbes expérimentales, qui sont obtenus pratiquement pour une plage de variation de la puissance de l'éclairage reçu par le panneau photovoltaïque (entre 500 à 777W/m²). Ces données expérimentales sont fournies par un traceur de courbe I-V de type EKO Instruments MP-160 pour caractériser les panneaux et tracer la caractéristique I(V) du module photovoltaïque. À partir de la figure I.23 on remarque un bon accord entre les caractéristiques expérimentales et celles simulées.

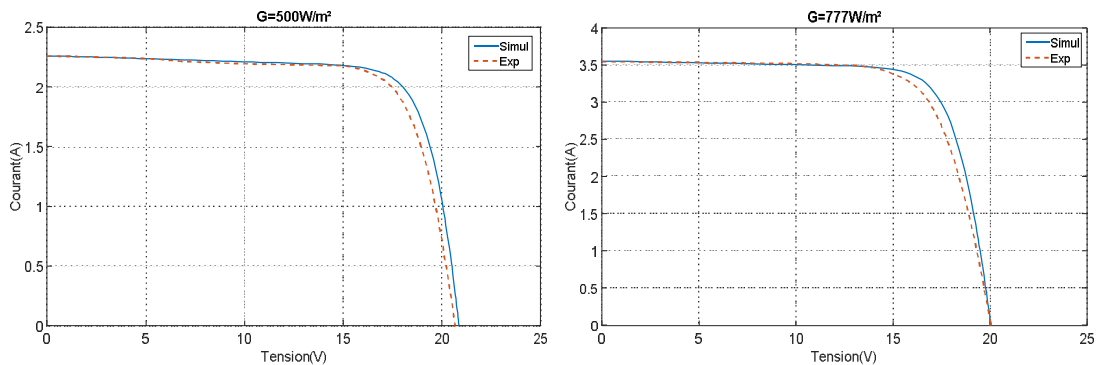


Figure I.23 : Courbes I-V expérimentales et celles obtenues par simulation

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté des descriptions générales de l'énergie photovoltaïque (le rayonnement solaire, le principe de la conversion PV), ainsi que la simulation d'un panneau photovoltaïque dans l'espace PROTEUS en présentant un modèle de module PV.

Dans ce contexte, nous avons fourni un aperçu des propriétés de l'énergie solaire. Nous avons également décrit les principales caractéristiques des éléments constitutifs du générateur photovoltaïque. D'après ce qui précède, nous savons que l'énergie fournie par les panneaux

solaires est directement proportionnelle à l'ensoleillement. Afin d'optimiser au mieux l'installation il faut donc tenir compte de ce facteur et du lieu de l'installation. La radiation globale incidente sur la superficie terrestre et, par conséquence, sur une superficie quelconque dépend de la position géographique, du mouvement du soleil et de l'orientation de la superficie. La radiation est maximale si la superficie est orientée face au soleil, c'est-à-dire, perpendiculaire à la ligne qui unit la position de l'installation avec le soleil. L'orientation du module dépend de son orientation qui est à la fois fonction de la position géographique et du mouvement du soleil. On peut formuler trois règles simples :

- Il faut éviter n'importe quelle sorte d'ombrage.
- La superficie devrait s'orienter à l'équateur l'azimut $\alpha = 0$.
- La superficie devrait s'orienter face au soleil (l'inclinaison dépend de la latitude et de la déclinaison solaire).

Ces paramètres affectent directement la quantité d'énergie produite par les panneaux solaires.

Nous avons présenté un modèle électrique bien détaillé pour simuler un panneau photovoltaïque avec logiciel PROTEUS par un schéma électrique facile et précis de n'importe quel type de cellule PV sans avoir besoin d'effectuer plusieurs tests expérimentaux sur le module photovoltaïque.

Pour une bonne exploitation de générateur PV, c'est-à-dire le GPV fournit sa puissance maximale, il est souhaitable d'utiliser des dispositifs électroniques qui permettent à la charge de suivre le point de puissance maximale du générateur PV, parmi eux : le convertisseur DC/AC (onduleur). Le prochain chapitre sera dédié à l'étude du principe de fonctionnement de l'onduleur et sa commande MLI.

CHAPITRE II : Convertisseur DC/AC Triphasé Géré par la Technique de Commande MLI

CHAPITRE II

Convertisseur DC/AC Triphasé Géré par la Technique de Commande MLI

II.1. Introduction

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont réalisés à partir d'un assemblage de dispositifs (composants électroniques) reliés entre eux. Le principe de la conversion de puissance est basé sur la commutation. La commande des convertisseurs généralement fait appel à des techniques de commutation pour commander les commutateurs de puissance. Il est possible d'obtenir différents genres de conversion [22–24] :

- Conversion continue-continue (Hacheur);
- Conversion alternative-continue (Redresseur);
- Conversion continue-alternative (Onduleur);
- Conversion alternative-alternative (Gradateur).

Comme nous l'avons déjà défini, un onduleur est un convertisseur statique, qui permet d'obtenir une tension AC à partir d'une source DC, et cela par l'intermédiaire de composants semi-conducteurs. Les onduleurs peuvent être classés de plusieurs manières.

Lorsque nous parlons de convertisseurs électriques, nous parlons d'harmoniques dans les signaux électriques et de la raison de leur apparition, et parmi ces sources, nous trouvons l'onduleur. Le signal de sortie de l'onduleur est périodique non purement sinusoïdal. Donc, le spectre de ces signaux inclut une onde fondamentale et des ondes harmoniques d'amplitudes plus au moins importantes. Dans ce qui suit, on comparera les performances de l'onduleur au cas idéal (onde de tension de sortie sinusoïdale pure) pour trois types de commande, en calculant le spectre généré. On cherchera à diminuer, le plus possible, l'amplitude des harmoniques de rangs faibles.

Il existe différents types de systèmes onduleurs qui utilisent différentes méthodes de contrôle, de décalage et de modulation. Nous trouvons une variété de technologies de commande d'interrupteurs pour les onduleurs, et les méthodes de commande et de réglage sont choisies en fonction du type de moteur à courant alternatif utilisé, de son domaine d'application et des exigences. Parmi ces techniques de contrôle, nous mentionnons : La

commande pleine onde, la modulation de largeur d'impulsion Sinus-Triangle (MLI ou PWM) et la modulation par largeur d'impulsions vectorielle (MLIV ou SVM) [25].

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) consiste à générer par alternance de la tension alternative, une tension composée de plusieurs créneaux de largeur variable [26]. Aussi, la technique MLI permet de repousser les harmoniques vers les hautes fréquences, ce qui permet l'utilisation d'un filtre peu encombrant pour éliminer ces harmoniques ou précisément les affaiblir au point de rendre leur influence négligeable devant l'harmonique fondamentale qui nous intéresse [27]. Pour cela l'utilisation de la MLI dans la conception des convertisseurs est devenue très courante.

La modulation vectorielle (SVM : Space vector modulation) est un cas particulier de la MLI. Cette commande est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones ou synchrones pour obtenir des formes d'onde arbitraires non, nécessairement, sinusoïdales. Aujourd'hui, il existe un certain nombre de variantes différentes de MLI vectorielle, qui diffèrent par rapport à la complexité de la réalisation et à la qualité des résultats.

Ce chapitre est consacré à la technique de commande MLI vectorielle appliquée à l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux pour alimenter une pompe immergée entraînée par un moteur asynchrone.

La commande des convertisseurs statiques de puissance notamment les onduleurs, repose de plus en plus sur la génération numérique en temps réel de formes d'onde modulées en largeur d'impulsion utilisant soit des microprocesseurs, soit des DSP. Dans ce contexte et afin de simplifier la technique de commande MLI vectorielle, nous présentons un algorithme de SVM amélioré, pour simplifier les instructions d'écriture d'algorithme, réduire la taille du programme et le temps d'exécution qui rend leur implantation facile sur les circuits intégrés.

II.2. Convertisseur DC/AC (Onduleur)

On distingue deux types d'onduleur : onduleur de tension et onduleurs de courant en fonction de la source continue. Les onduleurs de tension qui sont les plus répandus dans les systèmes industriels et dans toutes les gammes de puissance (de 1kW à plusieurs MW). L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui fournit une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue (figure II.1).

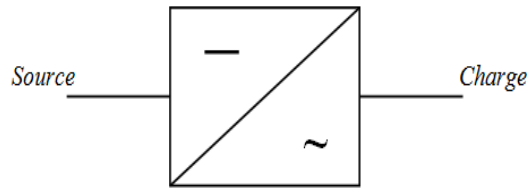


Figure II.1 : Symbole de l'onduleur

II.2.1. Classification des onduleurs

II.2.1-1. Selon la nature de l'alimentation

- Onduleur de tension alimenté par une source de tension continue ;
- Onduleur de courant alimenté par une source de courant continu.

La nature de la source continue est imposée par la nature du récepteur alternatif : les onduleurs de tension alimentent des récepteurs de courant, les onduleurs de courant alimentent des récepteurs de tension. C'est aux onduleurs de tension que cette étude est consacrée.

II.2.1-2. Selon la réversibilité (Onduleurs autonomes et non autonomes)

Les onduleurs autonomes : Un onduleur autonome délivre une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur. Il n'a pas besoin de réseau électrique pour fonctionner.

Les onduleurs non autonomes : Ils sont reliés à un réseau alternatif qui impose la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie.

II.2.1-3. Selon la nature de la charge [28]

Il y a plusieurs montages d'onduleurs.

II.2.1-3.1 Onduleur monophasé : Ce type d'onduleur délivrant en sa sortie une tension alternative monophasée, on distingue différentes structures d'onduleur monophasé : onduleur en demi-pont, onduleur avec transformateur à point milieu et onduleur on pont complet (figure II.2).

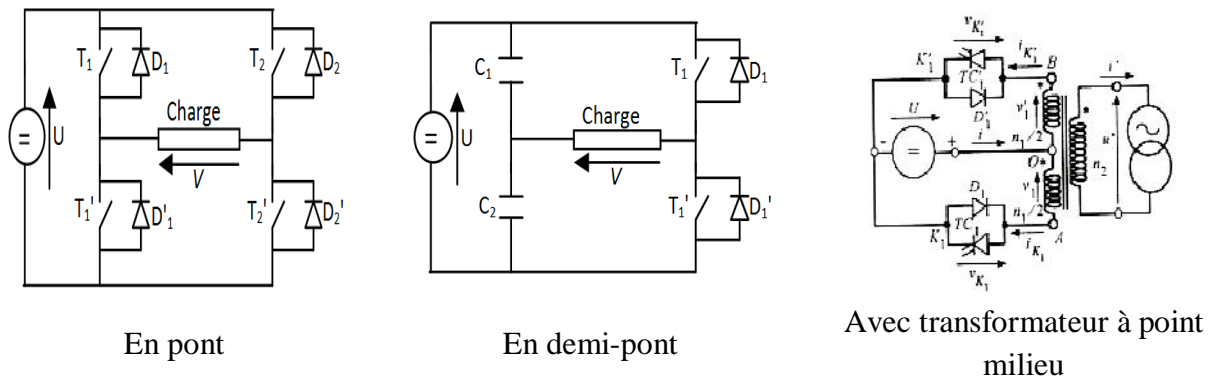


Figure II.2 : Types d'onduleurs monophasés

II.2.1-3.2 Onduleur triphasé

Un onduleur triphasé est constitué pour obtenir trois phases de la tension de sortie de l'onduleur. La structure de l'onduleur triphasé la plus connue est constituée de trois onduleurs monophasés ou trois bras regroupés en parallèle et commandés de façon à obtenir trois tensions de sorties déphasées de 120° degrés, l'une par rapport à l'autre.

II.2.2. Applications des onduleurs

De nombreux domaines ont entraîné une utilisation accrue des onduleurs. Les onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles par exemple :

II.2.2-1. Contrôle de la vitesse de rotation des machines à courant alternatif

Le contrôle de la vitesse du moteur se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur.

II.2.2-2. Assurer la continuité des alimentations des secours

L'onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur pour assurer la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries.

II.2.2-3. Applications relatives aux transports

Les lignes de transmission HVDC et autres.

II.3. Etude d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

II.3.1. Structure de l'onduleur

La structure de l'onduleur envisagée est constituée de trois bras, chaque bras contient deux transistors complémentaires avec des diodes de récupération intégrés en parallèle (diode de roue libres).

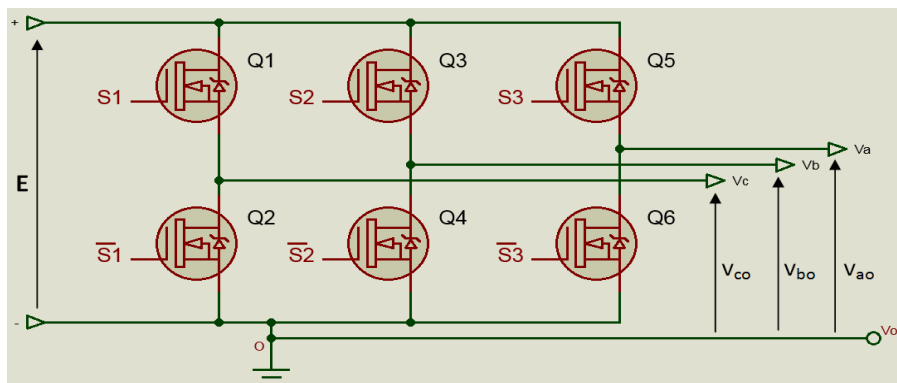


Figure II.3 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

II.3.2. Grandeurs d'entrée et de sortie

Les tensions de sortie simple sont représentées comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ao} &= S_1 \cdot E \\ V_{bo} &= S_2 \cdot E \\ V_{co} &= S_3 \cdot E \end{aligned} \quad (\text{II.01})$$

Les trois tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} ne peuvent prendre que deux valeurs E et 0 pour un onduleur en pont sans diviseur capacitif (comme notre cas qui représente dans la figure II.3). Pour un onduleur en pont avec diviseur capacitif, les tensions V_{ao} , V_{bo} et V_{co} prennent les deux valeurs $E/2$ et $-E/2$, mais les tensions de sortie (V_{an} , V_{bn} , V_{cn} , V_{ab} , V_{bc} , V_{ca}) pour les deux structures sont identiques.

Selon le couplage étoile ou triangle du stator, les tensions aux bornes de chaque enroulement sont différentes, ce qui conduit à un calcul particulier.

Ayant une charge étoile équilibrée les tensions aux bornes des enroulements peuvent s'exprimer à partir des tensions V_{ao} , V_{bo} , V_{co} par les relations suivantes :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0, \quad (\text{II.02})$$

$$\text{On peut écrire : } V_{an} = -V_{bn} - V_{cn} = -V_{bo} + V_{no} - V_{co} + V_{no}, \quad (\text{II.03})$$

$$\text{On a : } V_{ao} = V_{an} + V_{no} \rightarrow V_{no} = V_{ao} - V_{an}, \quad (\text{II.04})$$

Finalement,

$$V_{an} = -V_{bo} + V_{ao} - V_{an} - V_{co} + V_{ao} - V_{an} \rightarrow 3V_{an} = 2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}, \quad (\text{II.05})$$

Donc, on arrive au système matriciel liant à tout instant les tensions entre le point masse de l'alimentation continue de l'onduleur et les tensions simples aux bornes de la charge. Les tensions de phase peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.06})$$

II.4. Stratégie des commandes des convertisseurs statiques

Il existe différents types de systèmes onduleurs utilisant différentes méthodes de commande, de commutation et de modulation. La commande des onduleurs peuvent être classés de plusieurs manières.

Selon les techniques de modulation nous pouvons trouver, la modulation plein onde, la modulation par largeur d'impulsions (MLI ou PWM), la modulation de fréquence d'impulsion (MFI ou PFM) et la modulation d'amplitude d'impulsion (MAI ou PAM). MLI est la technique la plus couramment utilisée.

Selon la technique de commutation on trouve deux type très utilisés :

- Commutation pendant 180° , les interrupteurs sont commandés pendant une durée correspondant à une demi période.
- Commutation pendant 120° , dans ce type de commande, seuls deux transistors conduisent en même temps de sorte que chaque transistor conduit pendant 120° et reste bloqué pendant 240° .

Dans le cas de commande des onduleurs triphasés, les signaux de grille de les trois bras doivent être avancés ou retardés de 120° les uns par rapport aux autres afin d'obtenir des tensions triphasées équilibrées.

Chacune d'elles a un fonctionnement et une conception définie et particulière. Le choix d'une technique dépend de quelques caractéristiques telles que :

- Niveau de puissance à contrôler ;
- Dispositif de puissance à employer ;
- Caractéristiques de la charge ;
- Caractéristiques de la forme de l'onde.

II.4.1. Stratégie de modulation à pleine onde [29]

La tension de sortie est formée de créneaux rectangulaires, riche en harmoniques. On distingue deux stratégie de commande en pleine onde, soit pleine onde 180° ou pleine onde 120° .

La figure suivante présente les formes d'ondes des grandeurs caractéristiques de l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux utilisant trois bras monophasés, commandé par la commande pleine onde 180° , les trois phases des sorties sont déphasé par un angle de 120° l'un par rapport aux autres.

Dans cette cas de la commande, l'onduleur est alimenté une charge de type symétriques, connectées en étoile avec le neutre flottant.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{II.07})$$

A partir de la figure II.4 qui présente les séquences de commutation de les interrupteurs de l'onduleur Q1 à Q6. Si les interrupteurs Q1, Q4 et Q5 sont actifs, on trouve le circuit équivalent montré dans la figure II.5.

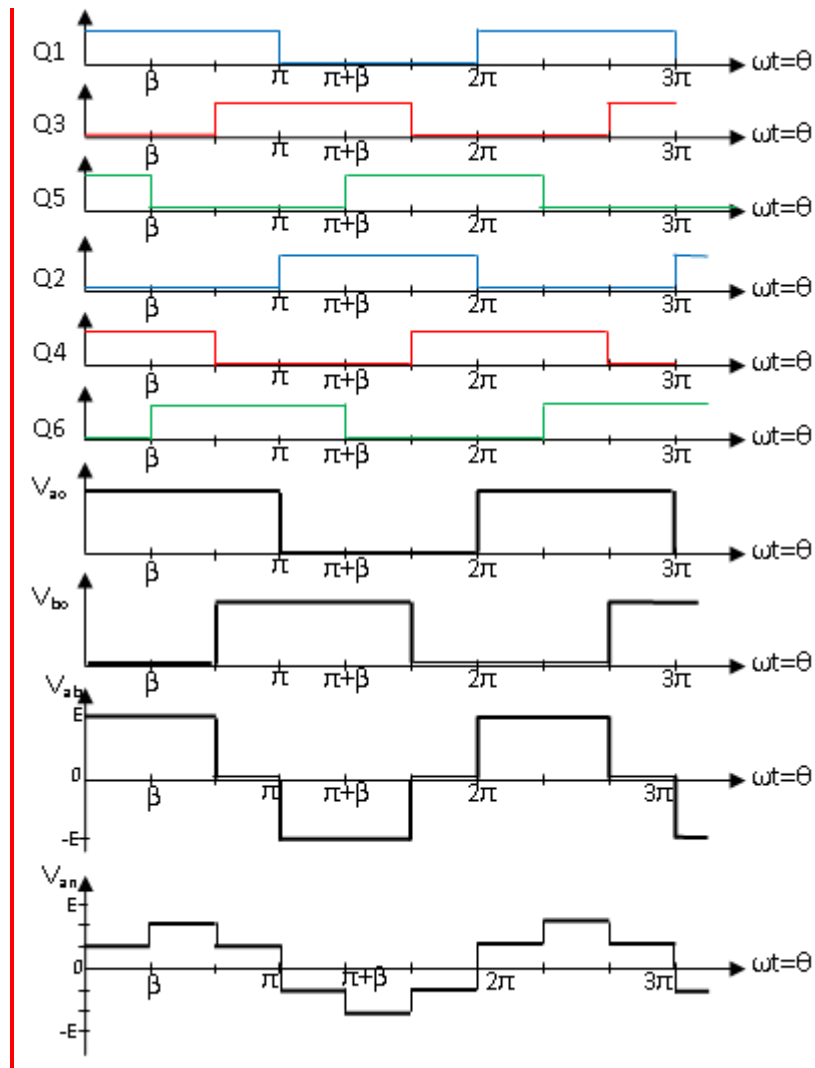


Figure II.4 : Forme des tensions de sortie d'un onduleur commandé par la technique pleine onde 180°

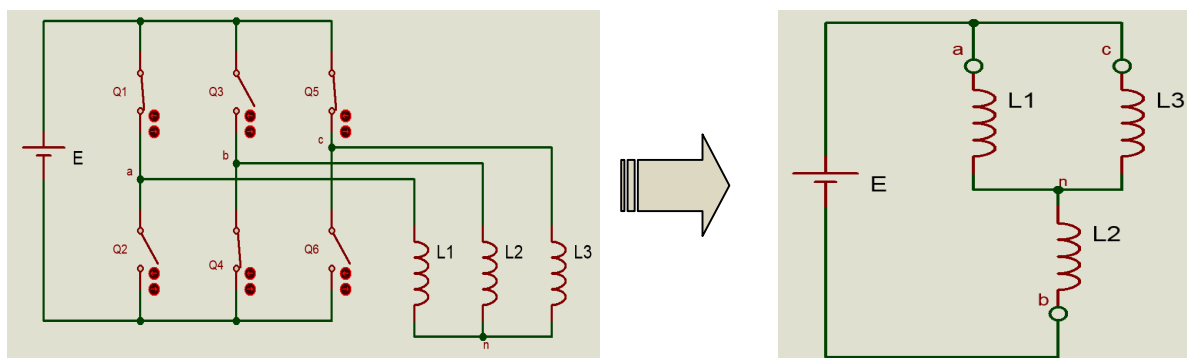


Figure II.5 : Circuit équivalent à l'état de Q1, Q4 et Q5

A partir le circuit équivalent précédant on trouve les relations des tensions suivantes :

$$V_{an} = \frac{E}{3}, \quad V_{bn} = \frac{-2E}{3}, \quad V_{cn} = \frac{E}{3} \tag{II.08}$$

$$V_{ab} = E, \quad V_{bc} = -E, \quad V_{ca} = 0 \tag{II.09}$$

On résume le fonctionnement de l'onduleur dans le tableau suivant :

ωt	$0-\pi/3$	$\pi/3-2\pi/3$	$2\pi/3-\pi$	$\pi-4\pi/3$	$4\pi/3-5\pi/3$	$5\pi/3-2\pi$
Interrupteurs conduits	Q1,Q4,Q5	Q1,Q4,Q6	Q1,Q3,Q6	Q2,Q3,Q6	Q2,Q3,Q5	Q2,Q4,Q5
V_{an}	$E/3$	$2E/3$	$E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	$-E/3$
V_{bn}	$-2E/3$	$-E/3$	$E/3$	$2E/3$	$E/3$	$-E/3$
V_{cn}	$E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	$-E/3$	$E/3$	$2E/3$
V_{ab}	E	E	0	$-E$	$-E$	0
V_{bc}	$-E$	0	E	E	0	$-E$
V_{ca}	0	$-E$	$-E$	0	E	E

Tableau II.1: Relations des tensions de sortie de l'onduleur correspondant aux différents états de commutation (la technique de commande pleine onde 180°) des trois bras

La tension générée par la stratégie de la commande pleine onde à une forme rectangulaire (figure II.4), sa décomposition en série de Fourier montre qu'elle est riche en harmoniques. Dans le cas d'une commande pleine onde (180°), la décomposition en série de Fourier de la tension composée est donnée par :

$$V_{ab}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos(n\omega t) + b_n \cdot \sin(n\omega t)) \quad (\text{II.10})$$

Puisque, il y a une symétrie dans l'allure de la tension de sortie, les coefficients de Fourier a_0 et a_n sont nuls.

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left(n \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right) \quad (\text{II.11})$$

A partir de l'équation (II.11), on trouve que la valeur efficace de l'harmonique fondamentale ($n=1$) de tension entre phases de commande pleine onde (180°), est comme suivant :

$$V_{ab \max} = \frac{4E}{\pi} \cos \frac{\pi}{6} \quad (\text{II.12})$$

$$V_{ab \text{ eff}} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}E}{\pi} \quad (\text{II.13})$$

II.4.2. Stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) [30]

La Modulation en Largeur d'Impulsions MLI (en anglo-saxon Pulse Width Modulation PWM) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé, ...) [31,32].

La MLI consiste à adapter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable. Cette technique peut être considérée comme une extension du principe de la commande par découpage où la durée des impulsions n'est plus régulière mais choisie de façon à supprimer le maximum d'harmoniques de rangs faibles difficiles à filtrer.

Le principe de base de la MLI est le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable.

Au cours de ces dernières années, différentes techniques de MLI ont été développées. Dans ce chapitre on se base sur deux variantes de cette stratégie de commande (MLI Sinus-Triangle et MLI vectorielle).

II.4.2-1. Technique de commande MLI Sinus-Triangle

La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure appelé porteuse (V_p) à un signal de référence d'amplitude variable et de fréquence f appelé modulateur (V_{ref}) et qui constitue l'énergie du signal recueilli à la sortie de l'onduleur. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [7,25,33].

La technique de la MLI se caractérise par deux grandeurs :

Le coefficient de réglage appelé taux de modulation r qui est défini comme étant le rapport de l'amplitude de l'onde modulante (V_{ref}) à celle de la valeur crête de la porteuse (V_p). Il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion :

$$r = V_{ref} / V_p \quad (II.14)$$

L'indice de modulation m , il est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulante :

$$m = f_p / f_{ref} \quad (II.15)$$

La fréquence f_p du signal de porteuse triangulaire est généralement considérablement supérieure à la fréquence f_{ref} du signal de modulation. Le rapport m est un paramètre très important de l'efficacité de la modulation.

Le principe de cette stratégie à deux niveaux (figure II.5) peut être résumé par l’algorithme suivant :

$$\text{Si } V_{ref} \geq V_p \Rightarrow S_2(t) = 1 \quad \text{sinon } S_2(t) = -1 \quad (\text{II.16})$$

Avec : V_{ref} désigne la référence et V_p la porteuse, $S_2(t)$ est le signal MLI à deux niveaux résultant de la comparaison.

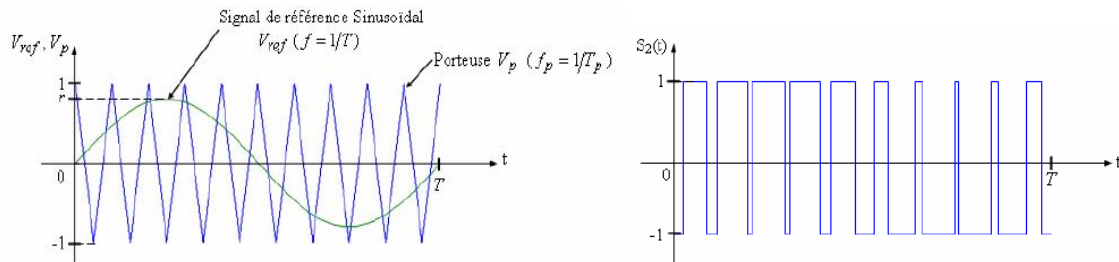


Figure II.6 : Principe de la commande MLI Sinus-Triangle

Dans les onduleurs triphasés, la commande MLI sinus-triangle est basée sur la comparaison de trois ondes modulantes (trois signaux sinusoidaux de référence égaux et déphasés entre eux de 120°) avec un signal porteur triangulaire [34].

La valeur efficace d’harmonique fondamentale de tension composée V_{ab} dans la région linéaire de l’ondeur ($0 \leq r \leq 1$) est donnée par :

$$V_{ab(eff)} = r \frac{\sqrt{3}E}{2\sqrt{2}} \quad (\text{II.17})$$

Pour la simulation de la technique MLI Sinus-Triangle dans l'espace PROTEUS, on utilise le circuit suivant :

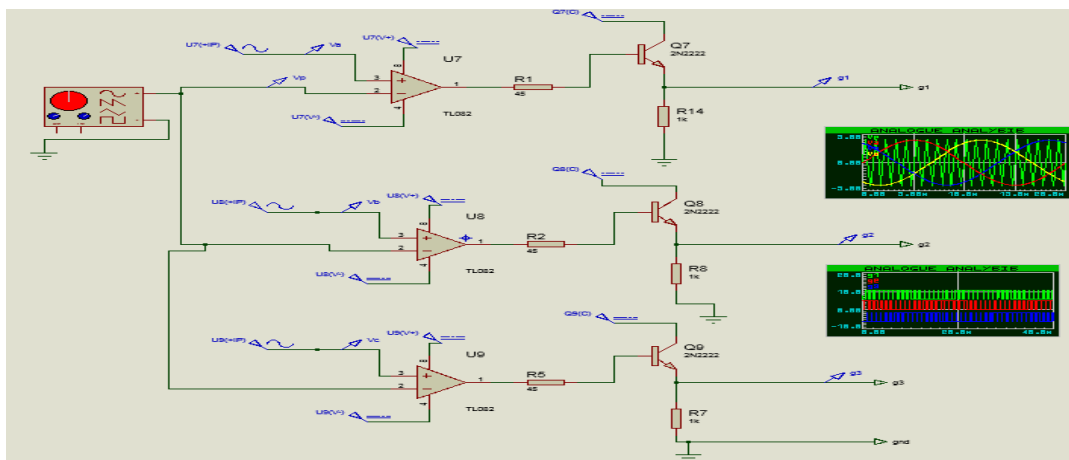


Figure II.7 : Circuit de simulation sur Proteus pour générer les signaux de commande MLI Sinus-Triangle

Les résultats de simulation est montre dans la figure II.8.

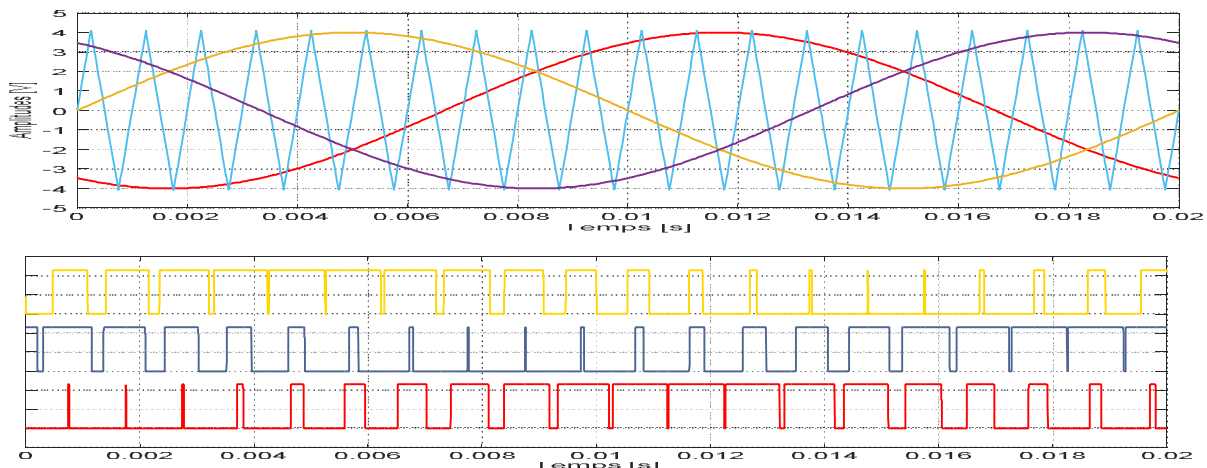


Figure II.8 : Signaux de commande modulés en MLI Sinus-Triangle

II.4.2-2. Technique de commande MLI vectorielle (SVM) [35,36]

La modulation vectorielle est un cas particulier de la MLI. Elle est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones ou synchrones pour obtenir des formes d'onde arbitraires non, nécessairement, sinusoïdales. C'est une variante de la commande MLI qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. L'intérêt de ce type de modulation est qu'elle offre l'avantage de permettre un traitement entièrement numérique [8].

II.4.2-2.1. Représentation vectorielle de l'espace

Les trois tensions de phase désirées à la sortie de l'onduleur sont représentées par un vecteur équivalent V_{ref} tournant dans la direction inverse des aiguilles d'une horloge (figure II.9). L'amplitude de ce vecteur est liée à l'amplitude de la tension de sortie et le temps que prend le vecteur pour accomplir une révolution est identique à la période du fondamentale de la tension de sortie. La représentation vectorielle spatiale des quantités triphasées $x_a(t)$, $x_b(t)$ et $x_c(t)$ avec une répartition spatiale de 120° séparées est donnée par [37] :

$$\bar{x} = \frac{2}{3} (x_a(t) + ax_b(t) + a^2x_c(t)) \quad (II.18)$$

Où : $a = \exp(j2\pi/3) = \cos(2\pi/3) + j.\sin(2\pi/3)$

x : peut-être une tension, un courant ou un flux et ne doit pas nécessairement être sinusoïdal.

Pour notre cas, ayant une charge équilibrée, les tensions aux bornes des enroulements peuvent s'exprimer à partir des tensions V_a , V_b , V_c on peut exprimer sous forme d'un vecteur :

$$V_{ref} = \frac{2}{3} [V_a(t) + aV_b(t) + a^2V_c(t)] \quad (II.19)$$

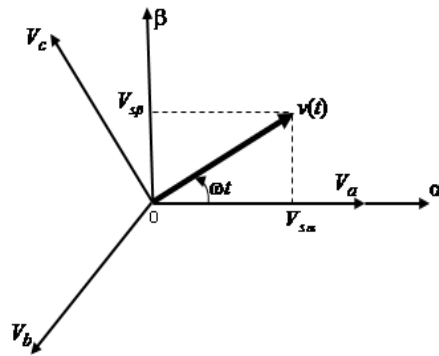


Figure II.9 : Vecteurs de tension de sortie dans le plan (α, β)

Pour simplifier les calculs, il existe plusieurs transformations pour faire correspondre au système triphasé composé de trois grandeurs triphasées dans le repère triphasé a, b, c (x_a, x_b, x_c) à deux grandeurs diphasées dans le repère $\alpha-\beta$ (x_α, x_β). Si l'on adopte la transformation de Clarke, l'expression du vecteur d'espace lié aux trois tensions en entrée de stator (couplage étoile ou triangle) est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

La composante V_0 est nulle puisque les tensions V_a, V_b et V_c sont équilibrées. On considère les deux composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ comme projections sur deux axes perpendiculaires d'un vecteur \vec{V}_s .

II.4.2-2.2. États de commutation [38–42]

Un onduleur triphasé de tension à deux niveaux, possède six interrupteurs de commutation. Donc on a huit configurations de commutations possibles (figure II.9 et tableau II.1). Avec la commutation à 180° les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires, pour cela temps de retard doit exister pratiquement pour que la tension de la source continue ne soit jamais en court-circuit.

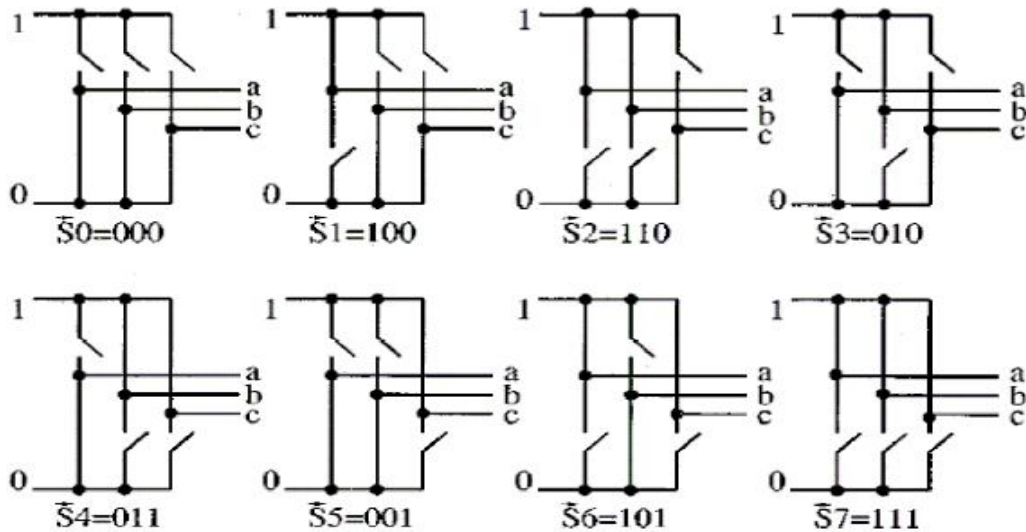


Figure II.10 : Etats de commutations possibles

Ces huit configurations de commutations (notés de V_0 à V_7) peuvent s'exprimer dans le plan α, β par 8 vecteurs des tensions, parmi ceux-ci deux sont nuls les autres sont equi-répartis tous les 60° (figure II.11(a)).

V_S	S_1	S_2	S_3	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{sa}	$V_{s\beta}$
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	E	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{2}E/\sqrt{3}$	0
V_2	1	1	0	E	E	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\sqrt{2}E/2\sqrt{3}$	$\sqrt{2}E/2$
V_3	0	1	0	0	E	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{2}E/2\sqrt{3}$	$\sqrt{2}E/2$
V_4	0	1	1	0	E	E	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\sqrt{2}E/\sqrt{3}$	0
V_5	0	0	1	0	0	E	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-\sqrt{2}E/2\sqrt{3}$	$-\sqrt{2}E/2$
V_6	1	0	1	E	0	E	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{2}E/2\sqrt{3}$	$-\sqrt{2}E/2$
V_7	1	1	1	E	E	E	0	0	0	0	0

Tableau II.2 : Tensions entre les différents points d'un onduleur correspondant aux différents états de commutation des trois bras

Pour chaque période de modulation de l'onduleur, les tensions triphasées fournies par l'algorithme de commande peuvent s'exprimer dans un repère fixe par apport au stator, par

l'intermédiaire de leurs projections $V_\alpha(k)$ et $V_\beta(k)$ sous forme d'un vecteur pour simplifier les calculs.

La technique de modulation vectorielle (SVM) consiste à reconstituer le vecteur de tension de référence V_{ref} , où les entrées de référence sont échantillonnées dans un intervalle (T_s) d'échantillonnage régulier afin de déterminer la durée de commutation des vecteurs actifs. Cela, n'importe quelle la position de vecteur de référence à l'intérieur de l'hexagone peut être obtenu avec deux vecteurs actifs adjacents V_k et V_{k+1} (figure II.11(b)).

D'après la figure II.11(a), les six vecteurs non nuls, délimitent six secteurs avec angle 60° (secteur = le plan fermé entre deux vecteurs adjacents).

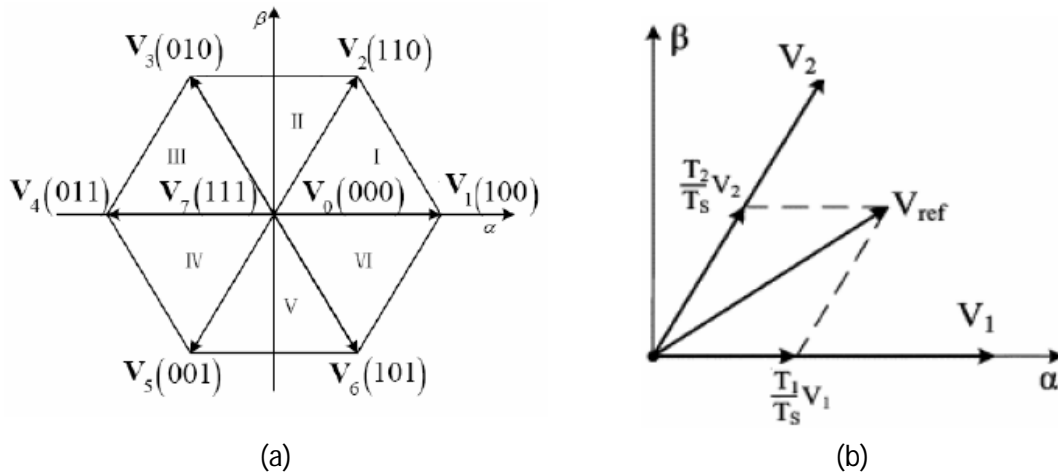


Figure II.11 : Plan vectoriel, (a) vecteurs de tension spatiale, (b) décomposition V_{ref} avec V_k et V_{k+1} (par exemple, dans le secteur I)

Le vecteur d'espace V_{ref} peut être tracé comme dans le diagramme au-dessus et calculé mathématiquement avec la relation suivante :

$$\vec{V}_{ref} = \frac{T_0}{T_s} \vec{V}_0 + \frac{T_1}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \vec{V}_2 + \frac{T_3}{T_s} \vec{V}_3 + \frac{T_4}{T_s} \vec{V}_4 + \frac{T_5}{T_s} \vec{V}_5 + \frac{T_6}{T_s} \vec{V}_6 + \frac{T_7}{T_s} \vec{V}_7 \quad (\text{II.21})$$

Le principe de la SVM est la génération du vecteurs V_{ref} , dans chaque secteur, seuls 4 vecteurs sont utilisés pour produire V_{ref} (les deux tensions les plus proches qui encadrent le secteur, ainsi que V_0 et V_7) :

$$\vec{V}_{ref} = \frac{T_0}{T_s} \vec{V}_0 + \frac{T_k}{T_s} \vec{V}_k + \frac{T_{k+1}}{T_s} \vec{V}_{k+1} + \frac{T_7}{T_s} \vec{V}_7 \quad (\text{II.22})$$

- Le vecteur \vec{V}_k pendant le temps T_k ;
- Le vecteur \vec{V}_{k+1} pendant le temps T_{k+1} ;
- Un vecteur nul \vec{V}_0, \vec{V}_7 pendant le temps T_0 .

Définition du vecteur de tension de contrôle désiré (vecteur de référence) à chaque instant, le vecteur V_{ref} peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs de sortie qui lui sont adjacents [25].

Le vecteur de tension de référence désiré peut être défini dans le plan triphasé par :

$$\begin{aligned} V_{refa} &= r \cdot \frac{E}{2} \sin(\omega t) \\ V_{refb} &= r \cdot \frac{E}{2} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{refc} &= r \cdot \frac{E}{2} \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (II.23)$$

À partir de l'équation (II.23), on trouve la valeur efficace de l'harmonique fondamentale de commande SVM, comme suivant :

$$V_{ab\ eff} = r \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} E \quad (II.24)$$

r : Taux de modulation, ou coefficient de réglage en tension, ou encore rapport cyclique. Il donne le rapport entre l'amplitude de la modulante V_{ref} à la valeur crête de la tension continue.

Par l'application de la transformation de Clark sur l'équation (II.23), on trouve :

$$\begin{aligned} V_{ref\alpha} &= r \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos(\omega t) \\ V_{ref\beta} &= r \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (II.25)$$

Le vecteur \vec{V}_{ref} est d'amplitude $r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U}{2}$ tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation « ω » des tensions désirées.

La valeur maximale de la tension de référence à partir de l'équation (II.25) est égale $r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U}{2}$ et à partir le tableau II.1 est égale $\frac{\sqrt{2}U}{2}$: Donc on trouve que $r_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.1547$.

Une période des grandeurs de sortie correspond à un tour du vecteur \vec{V}_{ref} dans le plan (α, β) . Si la fréquence de modulation est égale à m fois la fréquence des grandeurs de sortie, chaque période de modulation correspond, dans le plan α - β , au secteur d'ouverture angulaire $2\pi/m$, au centre duquel se trouve la référence qu'on souhaite obtenir en sortie (figure II.12).

$$m = \frac{f_e}{f} = 6 \cdot k \quad (II.26)$$

D'ordinaire, on prend pour m un multiple de 6, ou k est le nombre de période de modulation par secteur.

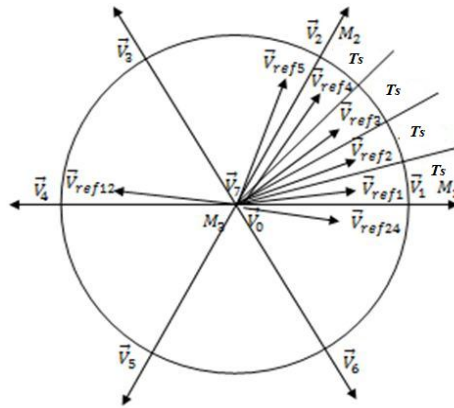


Figure II.12 : Tension de référence, cas où $m=24$, donc $k=4$ qui présente le nombre de périodes T_s dans le secteur 1

II.4.2-2.3 Séquence de commutation (modèle de commutation) [43–47]

Cette stratégie de SVPWM vise à minimiser la distorsion harmonique dans le courant en sélectionnant les vecteurs de commutation appropriés et en déterminant les largeurs correspondantes de leurs positions. Le flux produit par le vecteur de tension de référence dans une période de commutation SVM est une combinaison de chaque flux individuel résultant du vecteur de tension correspondant. Il existe de nombreux modèles de commutation pour la mise en œuvre SVM. Le choix du vecteur nul détermine le schéma SVPWM. Il existe quelques options : le vecteur nul V_0 uniquement, le vecteur nul V_7 uniquement ou une combinaison des vecteurs nuls. Dans l'approche vectorielle spatiale, les états d'onduleur utilisés sont les deux états zéro et les deux états actifs, dont les vecteurs de tension sont les plus proches du vecteur de tension commandé.

L'algorithme SVM a quatre règles de commutation [44] :

- la trajectoire de V_{ref} doit être un cercle ;
- une seule transition par transition d'état ;
- pas plus de trois commutations dans une période d'échantillonnage ;
- l'état final de un échantillon doit être l'état initial du prochain échantillon.

Il existe quatre types de séquence de modulation vectorielle :

1. Séquence bien alignée (the rightaligned sequence : SVM1);
2. Séquence symétrique (the symmetric sequence : SVM2);
3. Séquence alternative du vecteur zéro : SVM3);
4. Séquence non commutée du courant le plus élevé (the highest current not switched sequence : SVM4).

La figure II.13 montre les modèles de différentes séquences de commutation : à 3 segments, 4 segments, 5 segments et 7 segments.

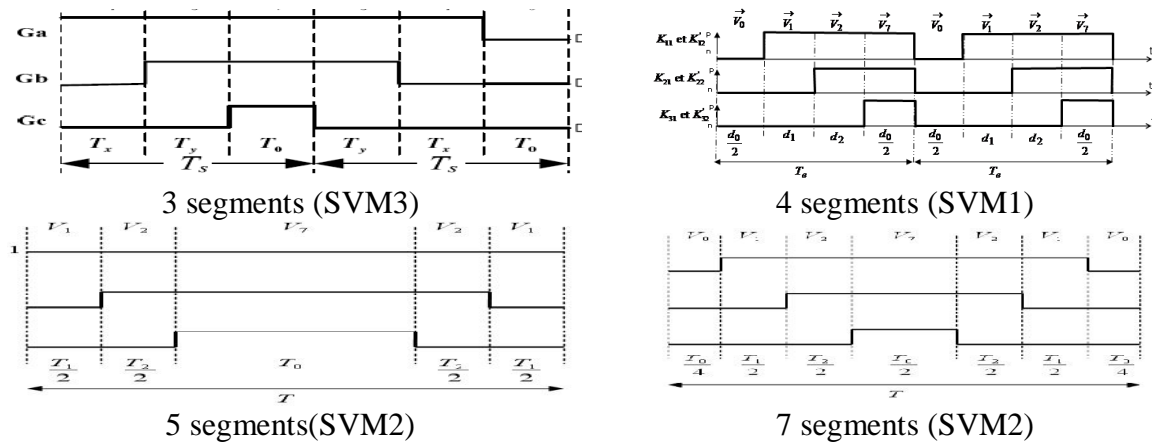


Figure II.13 : Différentes séquences de commutation

Vu les avantages que présente le SVM2 à sept segments, dans la suite de notre étude, l'analyse de cette commande sera basée sur cette séquence. Il est un séquence symétrique et présente un moindre THD des tensions de sortie (figure II.14) [18].

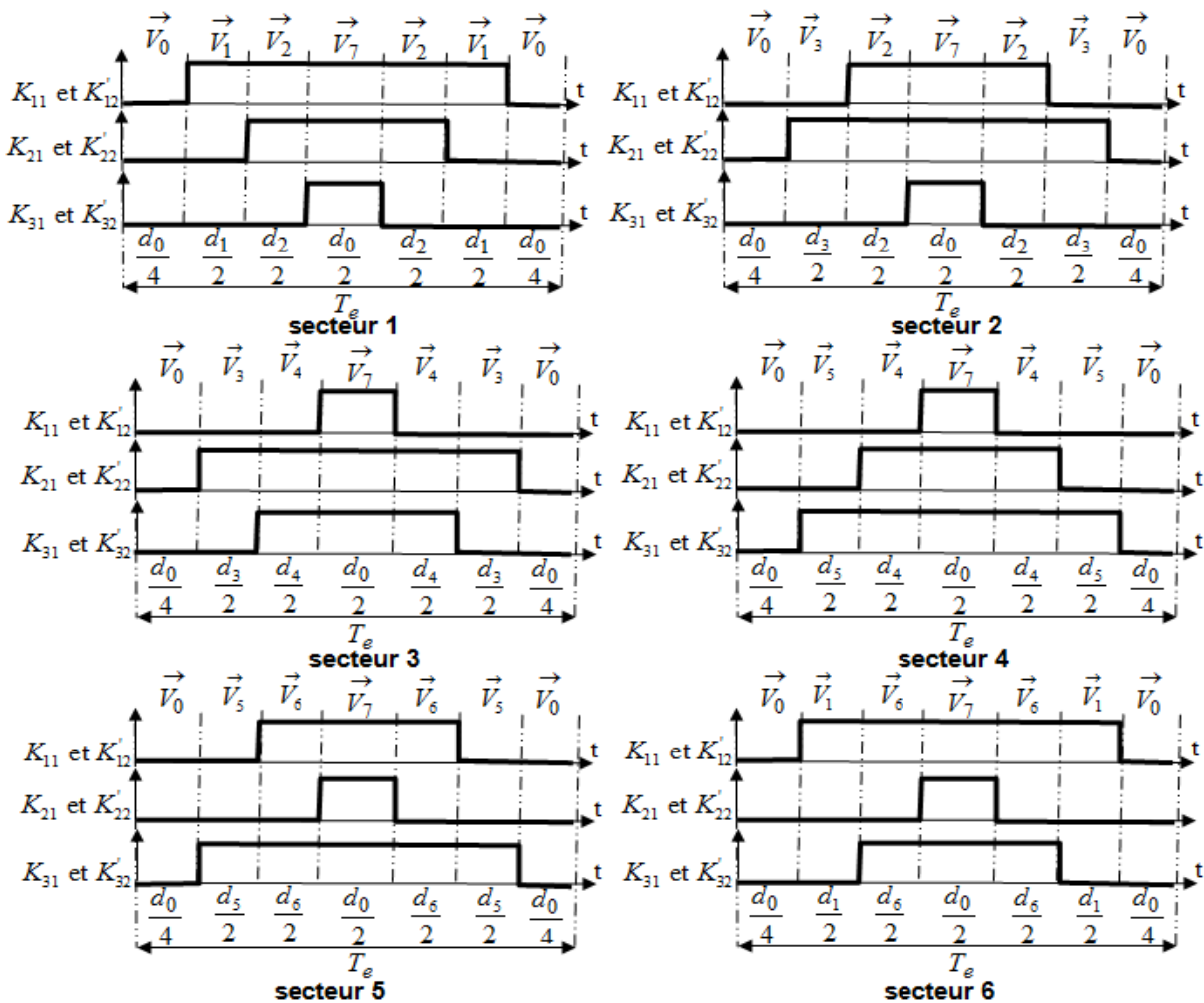


Figure II.14 : Séquence symétrique à sept segments

II.4.2-2.4. Calcul des rapports cycliques dans chaque secteur

Pour déterminer la durée de chaque état de commutation dans un secteur, on utilise l'équation suivante :

$$\int_0^{T_e} \bar{V}_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_0/2} \bar{V}_0 \cdot dt + \int_{T_0/2}^{T_0/2+T_k} \bar{V}_k \cdot dt + \int_{T_0/2+T_k}^{T_0/2+T_k+T_{k+1}} \bar{V}_{k+1} \cdot dt + \int_{T_0/2+T_k+T_{k+1}}^{T_e} \bar{V}_7 \cdot dt \quad (II.27)$$

$$\text{avec} \quad T_0 + T_k + T_{k+1} = T_e$$

T_k : Intervalle de temps alloué au vecteur V_k

T_{k+1} : Intervalle de temps alloué au vecteur V_{k+1}

T_0 : Temps alloué aux deux vecteurs V_0 et V_7

T_s : Période d'échantillonnage

Tenant compte que $\bar{V}_0 = \bar{V}_7 = 0$ et \bar{V}_{ref} , \bar{V}_k et \bar{V}_{k+1} sont constantes, alors :

$$\bar{V}_{ref} T_s = \bar{V}_k T_k + \bar{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (II.28)$$

La décomposition de l'eq. II.28 sur les deux axes du plan α, β est la suivante :

$$T_s \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \cdot \left[T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right] = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

En développant cette équation il est possible d'exprimer les temps d'application T_k et T_{k+1} des vecteurs V_k et V_{k+1} en fonction de $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Ces temps de conduction seront :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} T_s}{E} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

Après une simplification donne :

$$\begin{cases} T_k = \frac{\sqrt{2}}{E \cdot m \cdot f} V_{ref\alpha} \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) - \frac{\sqrt{2}}{E \cdot m \cdot f} V_{ref\beta} \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ T_{k+1} = -\frac{\sqrt{2}}{E \cdot m \cdot f} V_{ref\alpha} \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) + \frac{\sqrt{2}}{E \cdot m \cdot f} V_{ref\beta} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (II.31)$$

Par exemple dans le secteur 1 ($k=1$), les temps de conduction est comme suit :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{2}}{E \cdot m \cdot f} V_{ref\alpha} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) - \frac{\sqrt{2} T_s}{U} V_{ref\beta} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ T_2 = \frac{\sqrt{2}}{E \cdot m \cdot f} V_{ref\beta} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.32)$$

Le reste du temps de la période est complété pour l'application des vecteurs nuls (V_0, V_7) :

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (\text{II.33})$$

Les formules (II.31) et (II.33) nous permet de calculer la durée de chaque état de commutation dans les six secteurs. Le tableau suivant présente les formules pour la durée de chaque état de commutation.

Secteurs	T_k	T_{k+1}	T_0
Secteur 1	$T_1 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right)$	$T_2 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin(\varphi)$	$T_0 = T_s - T_1 - T_2$
Secteur 2	$T_2 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$	$T_3 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin\left(\frac{-\pi}{3} + \varphi\right)$	$T_0 = T_s - T_2 - T_3$
Secteur 3	$T_3 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin(\pi - \varphi)$	$T_4 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin\left(\frac{-2\pi}{3} - \varphi\right)$	$T_0 = T_s - T_3 - T_4$
Secteur 4	$T_4 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \varphi\right)$	$T_5 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin(-\pi - \varphi)$	$T_0 = T_s - T_4 - T_5$
Secteur 5	$T_5 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \varphi\right)$	$T_6 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin\left(\frac{-4\pi}{3} - \varphi\right)$	$T_0 = T_s - T_5 - T_6$
Secteur 6	$T_6 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin(2\pi - \varphi)$	$T_1 = \frac{\sqrt{2}T_s}{E} V_{ref} \cdot \sin\left(\frac{-5\pi}{3} - \varphi\right)$	$T_0 = T_s - T_6 - T_1$

Tableau II.3 : Calcul des temps d'application des vecteurs actifs et non nuls

II.4.2-3. Algorithme de l'implantation de la technique SVM

La sélection de secteur s'effectue suivant l'organigramme décrit à la figure II.15. Il peut être traité par une routine d'interruption activée en synchronisme avec une horloge de période T_s .

On remarque que l'organigramme de la commande SVM est long, contient beaucoup de calculs et de relations mathématiques dans son programme. Cela rend l'écriture d'un programme difficile. En plus, le programme augmente la durée d'exécution au niveau du processeur numérique.

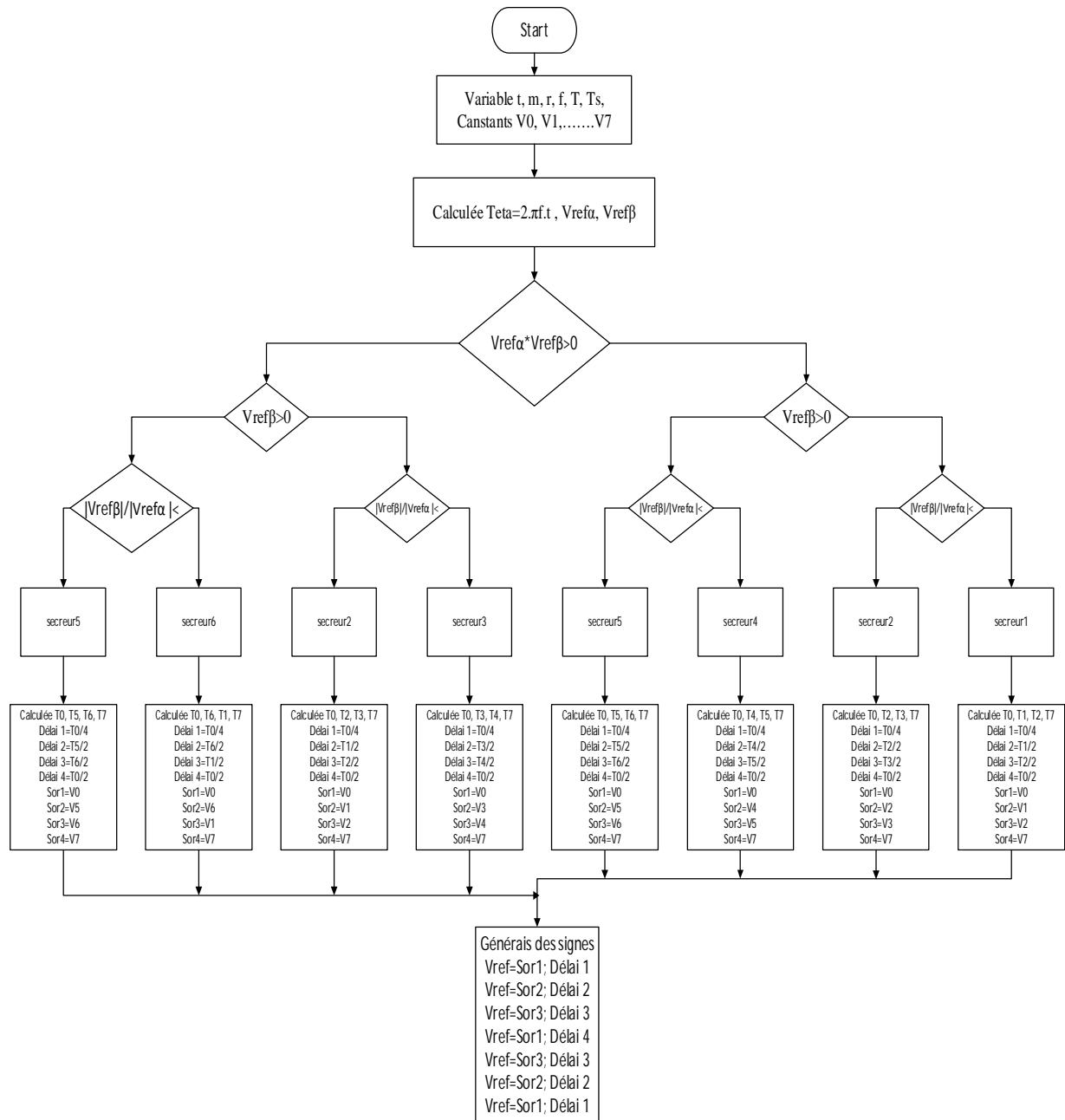


Figure II.15 : Organigramme de la MLI vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

II.4.3. Simplification de l'algorithme de la technique SVM

La raison de la longueur du programme est de rechercher le secteur approprié et de calculer la durée de chaque état afin de créer un vecteur spatial de référence. Il y a beaucoup des travaux effectués concernant la technique SVM en termes d'implémentation ou en termes de simplification de sa programmation [36,48].

Pour notre application, le programme de la SVM sera implémenté pour contrôler un onduleur triphasé conçu pour un système de pompage photovoltaïque autonome en boucle ouverte, utilisant des moteurs à induction avec l'application du principe V/f constant.

V	S ₁	S ₂	S ₃	T	Secteur	V	S ₁	S ₂	S ₃	T	Secteur	V	S ₁	S ₂	S ₃	T	Secteur
V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 1	V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 2	V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 3
V ₁	0	0	1	$\frac{t_1(\theta)}{2}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{2}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{2}$	
V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₄	1	1	0	$\frac{t_4(\theta)}{4}$	
V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$		V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$		V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$	
V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₄	1	1	0	$\frac{t_4(\theta)}{4}$	
V ₁	0	0	1	$\frac{t_1(\theta)}{4}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{4}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{4}$	
V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$		V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$		V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	
V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 1	V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 2	V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 3
V ₁	0	0	1	$\frac{t_1(\theta)}{2}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{2}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{2}$	
V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₄	1	1	0	$\frac{t_4(\theta)}{4}$	
V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$		V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$		V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$	
V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₄	1	1	0	$\frac{t_4(\theta)}{4}$	
V ₁	0	0	1	$\frac{t_1(\theta)}{4}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{4}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{4}$	
V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$		V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$		V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	
V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 1	V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 2	V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 3
V ₁	0	0	1	$\frac{t_1(\theta)}{2}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{2}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{2}$	
V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₄	1	1	0	$\frac{t_4(\theta)}{4}$	
V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$		V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$		V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$	
V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₄	1	1	0	$\frac{t_4(\theta)}{4}$	
V ₁	0	0	1	$\frac{t_1(\theta)}{4}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{4}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{4}$	
V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$		V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$		V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	
V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 1	V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 2	V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	Secteur 3
V ₁	0	0	1	$\frac{t_1(\theta)}{2}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{2}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{2}$	
V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₄	1	1	0	$\frac{t_4(\theta)}{4}$	
V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$		V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$		V ₇	1	1	1	$\frac{t_7(\theta)}{4}$	
V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₂	0	1	1	$\frac{t_2(\theta)}{4}$		V ₄	1	1	0	$\frac{t_4(\theta)}{4}$	
V ₁	0	0	1	$\frac{t_1(\theta)}{4}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{4}$		V ₃	0	1	0	$\frac{t_3(\theta)}{4}$	
V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$		V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$		V ₀	0	0	0	$\frac{t_0(\theta)}{4}$	

Tableau II.4 : Données numériques des états de commutation et leurs durées de conduction

Étant donné que le programme fonctionne en boucle ouverte, la définition du premier secteur où le programme commence à implanter devient facultative. Donc, pour générer les signaux de commande de l'onduleur il est suffi d'un d'arrangement de ces états séquencées à partir du secteur 1 jusqu'au secteur 6 et les durées de temps alloué à chaque état. Le tableau II.4 résume notre travail par exemple dans les secteurs 1, 2 et 3. Dans cet exemple, $m=24$ donc le nombre des périodes T_s dans chaque secteur est 4.

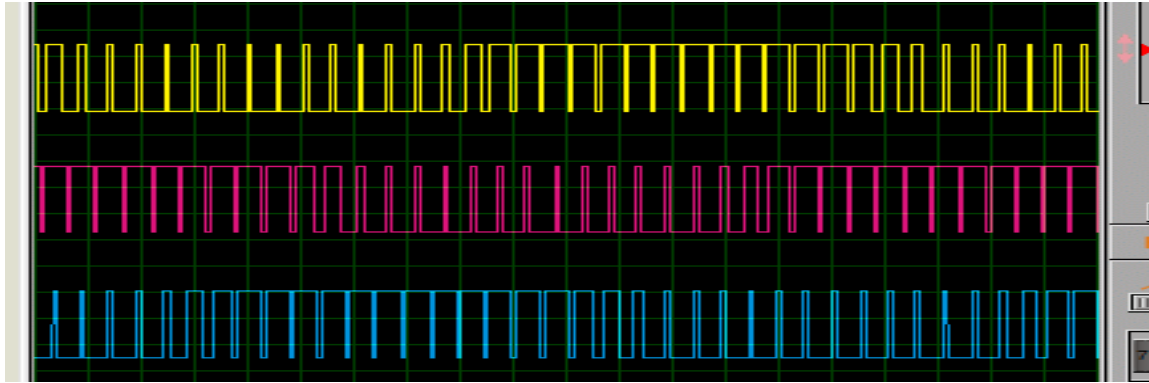


Figure II.16 : Forme des signaux de commande

On peut voir que le tableau II.3 et la figure II.16 (données numériques, forme des signaux) représentent les mêmes signaux de commande SVM.

Nous apportons quelques modifications au programme SVM, où en considérant le rapport V/f constant. On applique ce proposition V/f constant sur l'équation II.31 et on calcule les durées T_k et T_{k+1} de tous les points pour générer V_{ref} pour une position (angle θ).

$$\begin{cases} T_k = \frac{\sqrt{2}}{E \cdot m \cdot f} V_{abRMS} \cos(\theta) \cdot \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) - \frac{\sqrt{2}}{E \cdot m \cdot f} V_{abRMS} \sin(\theta) \cdot \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ T_{k+1} = -\frac{\sqrt{2}}{E \cdot m \cdot f} V_{abRMS} \cos(\theta) \cdot \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) + \frac{\sqrt{2}}{E \cdot m \cdot f} V_{abRMS} \sin(\theta) \cdot \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Dans le cas de secteur 1 ($k=1$) et par exemple si on a $V_{ref}=65V$, $f=50Hz$, $m=24$ et donc $E=106V$. Ces valeurs correspondent, à la tension et la fréquence, nominales du moteur.

$$\text{Le rapport } V/f \text{ est : } \frac{V_{abRMS}}{f} = \frac{65}{50} = 1.3 \quad (\text{II.35})$$

On remplace le rapport V/f par 1.3 dans l'équation (II.34), nous obtenons l'équation suivant :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{2}}{106 \cdot 24} \cdot 1.3 \cdot (0.866 \cos(\theta) - 0.5 \sin(\theta)) \\ T_2 = \frac{\sqrt{2}}{106 \cdot 24} \cdot 1.3 \cdot \sin(\theta) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

A partir de l'équation précédente, on remarque que T_1 et T_2 indépendamment par rapport la fréquence f . Pour les autres secteurs, on trouve que toutes les durées de temps T_k et T_{k+1} constant quel que soit la fréquence f , mais T_0 varie avec la fréquence.

En utilisant les formules (II.34) et en faisant varier la fréquence de 20Hz à 57Hz, nous obtenons les résultats représentés sur la figure ci-dessous :

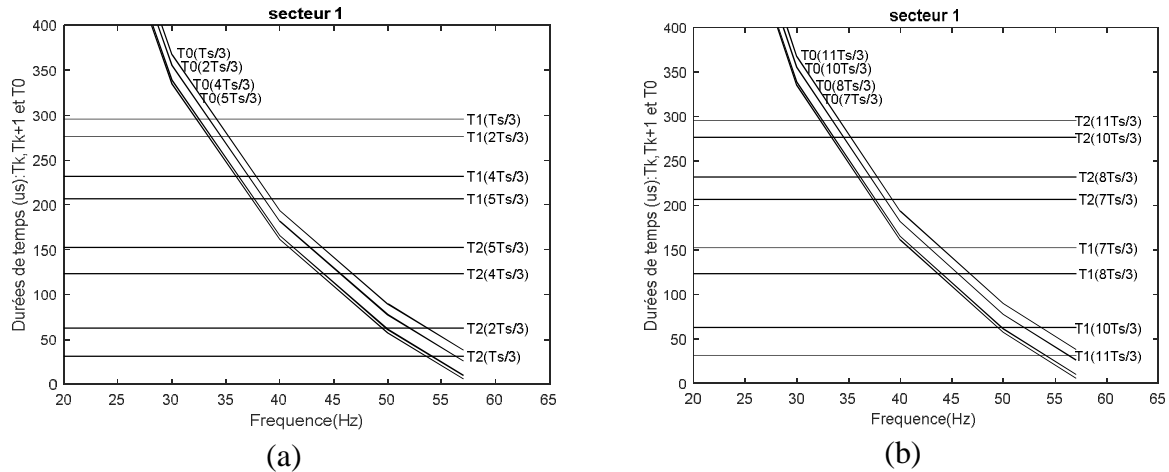


Figure II.17 : Variation des durées des états en fonction de la fréquence du signal de sortie

En effet cette particularité que nous ne trouvons que dans ce cas bien précis, va nous permettre avec un simple calcul de générer toute une gamme de fréquence sur la base de la connaissance d'une seule fréquence. La propriété V/f constant laisse la technique SVM plus facilement et plus court en termes de lignes, ce qui réduit le temps d'exécution du programme.

II.4.3.1. Organigramme simplifié de SVM pour contrôler un onduleur à deux niveaux

On résume les procédures précédentes de simplification de l'algorithme de commande SVM, appliqué à un onduleur triphasé destiné pour les applications de pompage photovoltaïque autonomes utilisant le principe V/f constant en 3 étapes :

- Etape 1 : Calculer T_k , T_{k+1} et T_0 de certaines positions angulaires de V_{ref} pour les 6 secteurs et ceci pour une fréquence f et utiliser la même valeur de T_k et T_{k+1} pour les autres fréquences.
- Etape 2 : Organiser tous les états de commutation pour une période T en arrangeant ces états de séquence à partir du secteur 1 jusqu'au secteur 6 dans un seul vecteur de dimension N (appelé S), et en même, arranger les valeurs des temps de conduction

précalculés (T_k , T_{k+1}) et T_0 , correspondant à ces points dans un vecteur de dimension N (appelé B).

- Etape 3 : La génération des signaux de commande du microcontrôleur est la dernière partie de cet algorithme. Les signaux de commande de déclenchement sont générés directement en affichant le premier élément pour S et B , correspondant au premier état de la première position de V_{ref} du secteur 1, puis le suivant par une séquence de tous les éléments de S et B , tel que le vecteur V_{ref} complète un cycle.

Sur la base de ces résultats, on propose l'organigramme de l'algorithme SVM simplifié suivant :

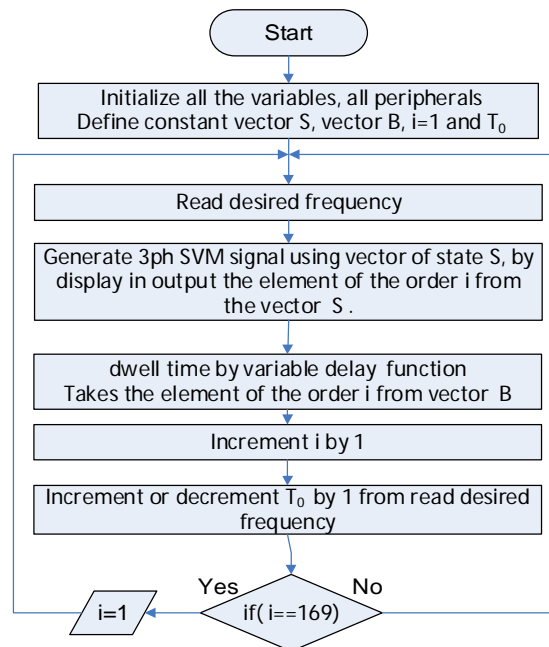


Figure II.18 : Organigramme simplifié de la technique SVM de contrôle de l'onduleur à deux niveaux

Dans l'organigramme de l'algorithme SVM simplifié, tous les calculs sont effectués avant l'exécution de l'algorithme pour améliorer le temps d'exécution et la taille du programme, à l'exception d'une variable T_0 (temps de conduction de vecteur zéro dans la technique SVM) qui est incrémentée ou décrémente en fonction de la fréquence de sortie souhaitée. Dans le cas de systèmes de pompage photovoltaïques autonomes utilisant un moteur à induction, ce moteur devrait démarrer à basse fréquence. Par conséquent, T_0 prend la valeur initiale maximale au démarrage du programme.

Le nombre et la durée des opérations de multiplication ou de division sont importants dans le contrôleur car ils nécessitent un temps d'exécution plus long que toute autre opération. Sur cette base, la comparaison entre l'algorithme SVM proposé et l'algorithme SVM conventionnel est présenté dans le tableau II.5. Il a été constaté que l'algorithme proposé ne contient aucune de ces opérations, à l'exception de l'incrément ou du décrétement dans T_0 et le compteur i . Le temps d'exécution peut être réduit de plus de 40% par rapport au SVM conventionnel et réduit la taille du programme ROM à 2.55 Ko.

Operations	SVM Conventionnel	SVM Proposé
Multiplication (x)	31	0
Division (/)	34	0
Addition (+)	7	48
Soustraction (-)	6	1
Comparison avec (if)	37	3
Taille du programme	> 9 kbyt	2.55kbyt

Tableau II.5 : Comparaison entre l'algorithme SVM proposé et l'algorithme SVM conventionnel

II.5. Qualité du signal de sortie et paramètres de performances de l'onduleur

Lorsque nous parlons de convertisseurs électriques, nous parlons d'harmoniques dans les signaux électriques et de la raison de leur apparition, et parmi ces sources d'harmonique, nous trouvons l'onduleur. Le spectre d'un signal rectangulaire inclut une onde fondamentale et des ondes harmoniques d'amplitudes plus au moins importantes.

Pour la détermination des performances de l'onduleur et de la qualité du signal de sortie, il est nécessaire de citer quelques paramètres. Parmi ceux-là, le facteur de distorsion harmonique totale *THD*.

Ce facteur, ou bien ce taux, de distorsion harmonique totale *THD* est une mesure de similitude de forme c'est-à-dire de proximité et de ressemblance de la forme d'onde avec sa composante fondamentale. Ce paramètre, qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative, représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace de fondamental.

La qualité de l'onde de tension sera évaluée par le *THD* ou taux d'harmonique ramené au fondamental (un *THD* idéal=0%). On pourrait aussi calculer le *THD* de courant, mais celui-ci dépend également de la charge.

$$THD = \frac{1}{U_1'} \left(\sum_{n=2,3..}^{\infty} U_n'^2 \right)^{1/2} \text{ ou } THD = \sqrt{\frac{U_{eff}^2 - U_1'^2}{U_1'^2}} \quad (\text{II.37})$$

Avec

U_1' : valeur efficace du fondamental de la tension

U_n' : valeur efficace de la tension harmonique de rang n (n^{ième} tension harmonique)

U_{eff} :valeur efficace de la tension de sortie

De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 3500Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 3500Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 70.

Dans la commande pleine onde et PWM, il existe trois critères fondamentaux sur lesquels on doit agir pour assurer une commande de moteurs triphasés asynchrones sans risque. Ces trois critères sont : Les harmoniques de la tension, Les harmoniques du courant et Les harmoniques du couple.

Dans notre étude on se contente uniquement des harmoniques de la tension et de courant. On cherchera à diminuer, le plus possible, l'amplitude des harmoniques de rangs faibles car :

- Les harmoniques de rangs élevés sont faciles à filtrer ou atténués par l'effet de présence d'inductances dans le circuit. Un onduleur est toujours suivi d'un filtre passe bas *LC*. Le rôle du condensateur est de supprimer les variations brusques de la tension d'alimentation durant les commutations ainsi que la restitution de l'énergie électrique des diodes de récupération. D'un autre côté, la self a pour fonction de lisser le courant.
- Dans une charge inductive, ce sont les harmoniques de rangs faibles qui génèrent les courants les plus importants.

II.6. Simulation dans l'environnement PROTEUS

On simule le fonctionnement d'un onduleur triphasé à deux niveaux, dans le but de maîtriser quelques types de technique de commande de l'onduleur et comparer les performances sur le plan harmonique et distorsion totale THD.

Dans la simulation, on utilise comme charge un modèle de moteur asynchrone en régime permanent (sera présenté dans le chapitre III). Ce moteur porte les caractéristiques électriques suivantes : Tension d'entrée entre phase $V_{eff}=65V$ 3ph, Puissance 550W, $f_{re}=50Hz$, $\cos\phi=0.85$. Le moteur tourne sans charge (le glissement $g=0.003$). On utiliserait ce moteur comme une charge pour tous les tests de simulation et d'expérimentation.

Pour garantir une tension de charge de valeur efficace 65V à travers l'onduleur, on calcule la valeur de tension DC d'entrée aux bornes de l'onduleur. Le calcul de la tension DC dépend de la structure de l'onduleur et la technique de sa commande :

- Dans le cas où commande pleine onde : la tension DC d'entrée $U=83.36V$ (obtenue à partir de l'équation II.13 pour une fréquence de 50Hz).
- Dans le cas où commande MLI Sinus-Triangle ou MLI vectorielle : la tension DC d'entrée $U=106V$ (obtenue à partir de l'équation II.23 pour une fréquence de 50Hz et un taux de modulation $r=1$).

Après l'exécution de la simulation pour une fréquence de 50Hz, nous relevons les allures suivantes pour chaque loi de commande :

- La tension de branche V_{ao} , la tension simple V_{an} et la tension entre lignes V_{ab} .
- Le courant statorique I_a .
- Le spectre d'harmonique du courant I_a et leur valeur de THD.
- Le spectre d'harmonique de tension composé et leur valeur de THD.

Pour la commande en pleine onde, on trouve que la forme de la tension de sortie de l'onduleur est rectangulaire, comme montrée dans la figure II.19. A partir les deux figures (II.20 et II.21), on remarque que la forme de la tension de sortie de l'onduleur à MLI (MLI triangulo-sinusoïdale ou SVM) composée de plusieurs créneaux de largeur variable. Donc pour les trois techniques de commandes la forme de la tension de sortie n'est pas parfaitement sinusoïdale mais acceptable pour le type de nos charge (moteur asynchrone). En contraire, on trouve que la forme de courant de sortie de l'onduleur pour ces trois techniques de commande plus proches de la forme sinusoïdale, en raison de l'enroulement de stator qui fonction comme filtre dans ce cas.

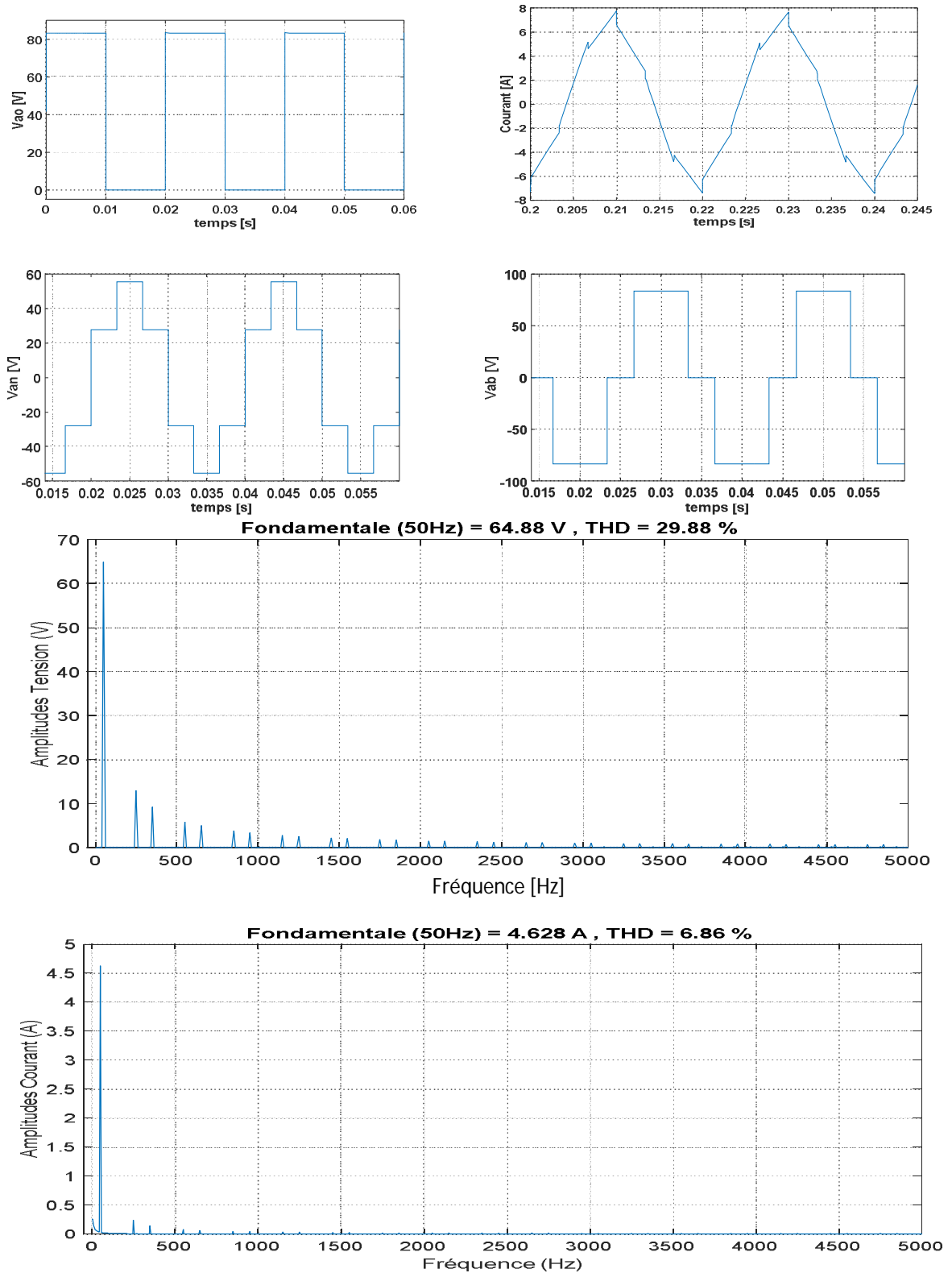


Figure II.19 : Forme de la tension, du courant et leurs spectres d'harmoniques de l'onduleur commandé par la technique pleine onde

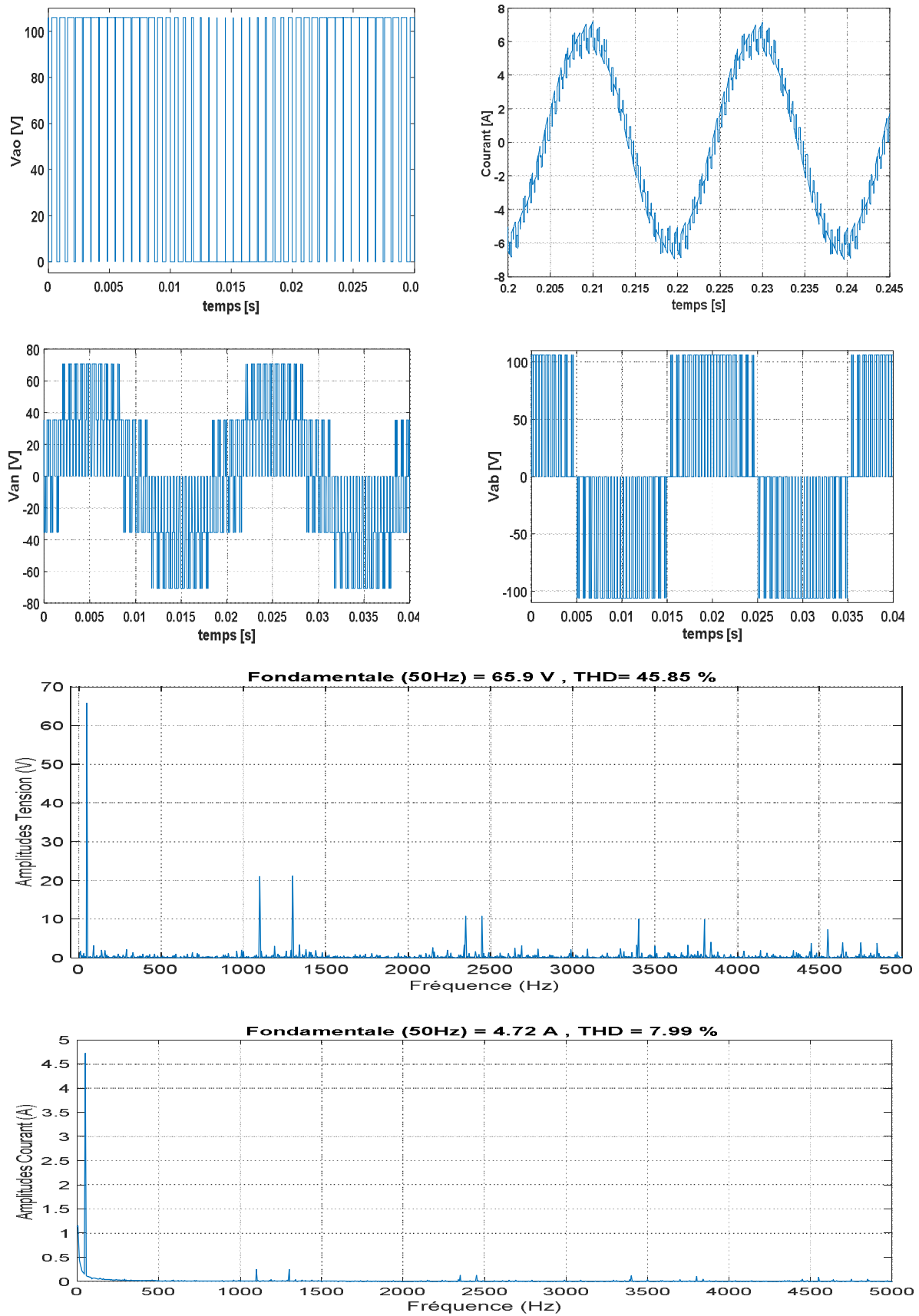


Figure II.20 : Forme de la tension, du courant et leurs spectres d'harmoniques de l'onduleur commandé par la technique MLI Sinus-Triangle

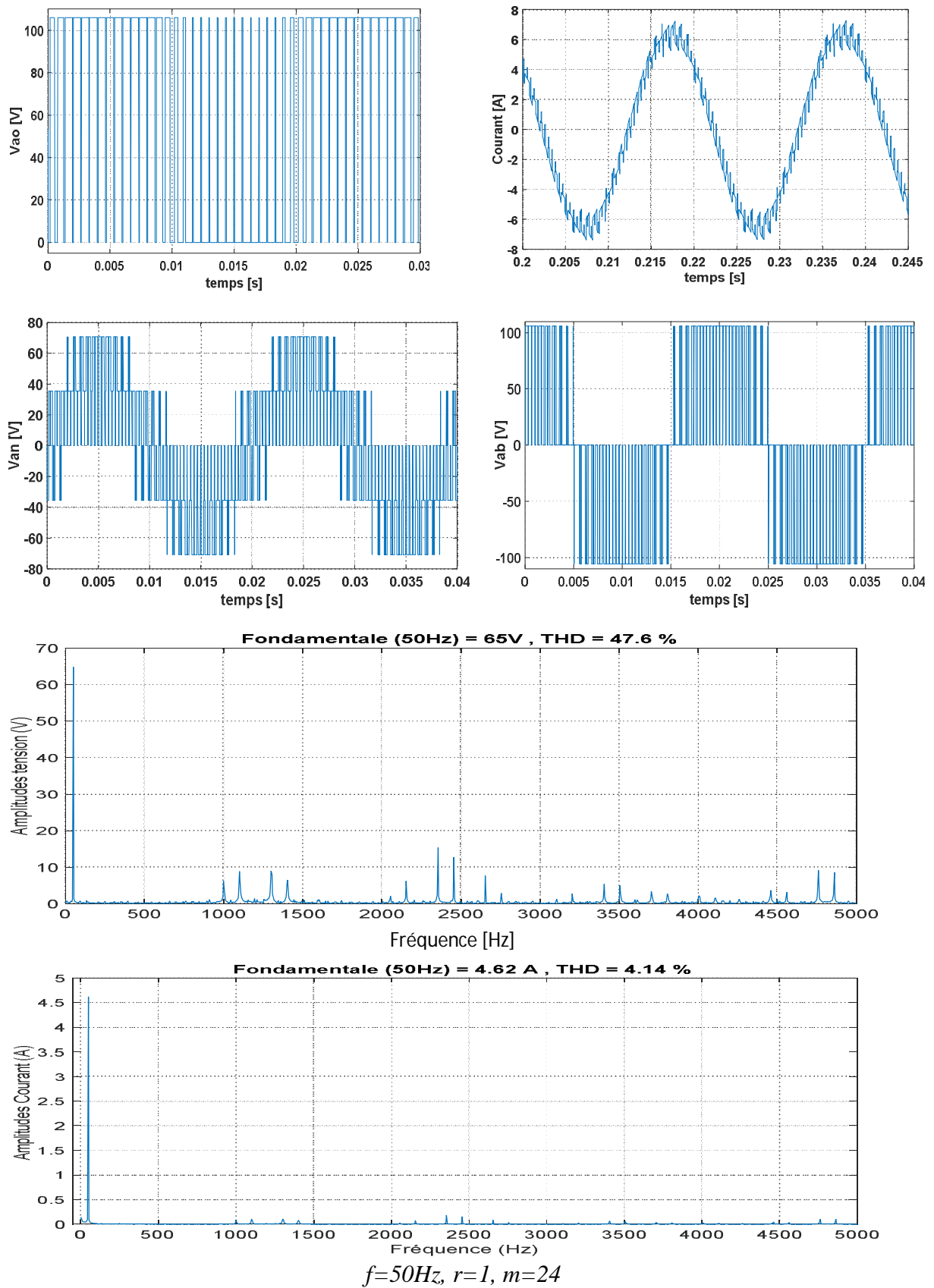


Figure II.21 : Forme de la tension, du courant et leurs spectres d'harmoniques de l'onduleur commandé par la technique SVM

a) Onduleur commandé par la technique pleine onde

A partir des résultats de simulation à la figure II.19, on trouve que :

- Le taux de distorsion harmonique THD est 29.88% pour la tension et 6.86% pour le courant.
- On remarque la présence des harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13 ... $6k\pm 1$.
- Le filtrage de la tension ou du courant de sortie est difficile et onéreux car le premier harmonique à éliminer (harmonique 5 ou 7) a une fréquence trop voisine de celle du fondamental.

b) Onduleur commandé par la MLI Sinus-Triangle

A partir des résultats de simulation à la figure II.20, on trouve que :

- Le taux de distorsion harmonique THD est 45.85% pour la tension et 7.99% pour le courant.
- On remarque les harmoniques significatives deviennent à l'ordre inférieur (22^{ème} et 27^{ème}) en raison de l'élimination des harmoniques des ordres inférieurs.
- Le filtrage de la tension ou du courant de sortie est facile d'éliminer les harmoniques indésirables d'ordre supérieur.

c) Onduleur commandé par la SVM

A partir des résultats de simulation à la figure II.21, on trouve que :

- Le THD est 47.6% pour la tension et 4.14% pour le courant.
- On remarque les harmoniques significatives deviennent à l'ordre inférieur (20^{ème} et 27^{ème}) en raison de l'élimination des harmoniques des ordres inférieurs.
- Le filtrage de la tension ou du courant de sortie est facile d'éliminer les harmoniques indésirables d'ordre supérieur.

Les deux techniques MLI Sinus-Triangle et MLI vectorielle permettent de pousser les harmoniques non nuls vers les fréquences plus élevées par rapport à la technique pleine onde. Ils peuvent donc être facilement filtrés. C'est pourquoi on a recours dans la commande de l'onduleur aux techniques de modulation de largeur d'impulsion dites MLI.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude détaillée de l'onduleur à deux niveaux et le principe de fonctionnement avec différentes techniques de commande. Nous avons examiné

trois types de commande de l'onduleur de tension (technique pleine onde, MLI Sinus-Triangle et MLI vectorielle).

La tension de sortie d'un onduleur de tension n'est pas sinusoïdale. Il convient d'employer un filtre pour extraire son fondamental ayant la même fréquence. L'opération de filtrage n'est pas assez aisée quand nous utilisons la technique de commande de pleine onde : les harmoniques ne sont pas assez repoussés du terme fondamental. Ceci oblige à utiliser des filtres d'ordre élevé ce qui n'est pas facile à mettre en œuvre. Les deux techniques MLI Sinus-Triangle et MLI vectorielle permettent de pousser les harmoniques non nuls vers les fréquences plus élevées par rapport à la technique pleine onde. Ils peuvent donc être facilement filtrés. C'est pourquoi on a recours dans la commande de l'onduleur aux techniques de modulation de largeur d'impulsion dites MLI.

Nous avons développé la théorie de la MLI vectorielle (modulation de la séquence symétrique SVM2 : symétrie de commutation et moindre THD des tensions de sortie) et simplifié leur programmation et par suite leur implantation car c'est une technique récente et elle a des avantages par rapport aux autres.

La propriété V/f constant ouvrant la voie à la SVM à programmer plus facilement et plus courte en termes de lignes, ce qui réduit le temps d'exécution du programme. En effet cette particularité que nous ne trouvons que dans ce cas bien précis, va nous permettre avec un simple calcul de générer toute une gamme de fréquences sur la base de la connaissance d'une seule fréquence. Ceci pourrait réduire les calculs et le volume de programme. Elle nous donne une autre caractéristique, qui est la capacité d'extraire la puissance maximale du générateur photovoltaïque (MPPT). Cela sera étudié dans le troisième chapitre.

**CHAPITRE III : Application de l'Onduleur de
Tension Triphasé aux Systèmes de Pompage PV au
fil du soleil**

CHAPITRE III

Application de l'Onduleur de Tension Triphasé aux Systèmes de Pompage PV au fil du soleil

III.1. Introduction

Dans le cadre de l'utilisation et de l'exploitation de l'énergie solaire dans le domaine de l'agriculture et dans l'optique de contribuer à l'amélioration des conditions d'accès à l'eau potable en milieu rural, le système de pompage PV est la solution alliant économie et efficacité pour la fourniture d'énergie en site isolé [49].

Le moteur à courant alternatif de type asynchrone est utilisé de plus en plus pour les systèmes de pompage photovoltaïque, et son faible besoin de maintenance et l'efficacité accrue des onduleurs solaires le rendent particulièrement attrayant pour ces systèmes. Les onduleurs destinés au pompage photovoltaïque au fil du soleil, doivent prendre en considération : l'appel de courant du moteur asynchrone (parce que le courant de GPV est limité par I_{cc}), et aussi l'énergie solaire variant durant la journée selon le niveau d'ensoleillement du champ solaire et le point de fonctionnement qui doit correspondre au point de puissance maximale du générateur photovoltaïque (GPV).

Un onduleur à fréquence variable, est nécessaire pour améliorer le rendement et la fiabilité de fonctionnement d'un système de pompage PV. Il permet une variation de la vitesse de la pompe en fonction de l'ensoleillement, et fait un suivi de la puissance maximale des modules de façon à optimiser le volume d'eau extrait [50].

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière de ce système [9]. Tout d'abord, on présente une méthode de dimensionnement des différents composants d'un système de pompage photovoltaïque au fil du soleil. Nous présentons également un modèle de moteur asynchrone en régime permanent à la suite des essais expérimentaux d'identification des paramètres du circuit équivalent du modèle du moteur asynchrone.

Avec le modèle de moteur asynchrone et les deux modèles (GPV, l'onduleur) nous pouvons simuler le système de pompage photovoltaïque au fil du soleil sous ISIS PROTEUS pour étudier les performances de l'algorithme MPPT et le fonctionnement du système PV.

III.2. Système de pompage photovoltaïque au fil du soleil [51]

Le système hydraulique sert de plateforme au pompage d'eau d'un niveau inférieur vers le niveau supérieur ; servant à l'eau potable, l'eau traitée, l'assainissement et le drainage des eaux de pluie. Pour les systèmes des pompes usuels, en général, la pompe d'eau est de type : manuel, essence, diesel ou électrique [52, 53]. Dans les systèmes de pompes solaires l'énergie solaire via des panneaux photovoltaïques produit de l'électricité qui alimente une motopompe électrique permettant d'assurer le pompage de l'eau. On distingue deux types de système de pompage photovoltaïque : avec batterie et sans batterie. Le système de pompage photovoltaïque sans batterie, est appelé plus communément «pompe au fil du soleil». Le pompage au fil du soleil permet d'avoir un système photovoltaïque plus simple, plus fiable et moins coûteux qu'un système avec batterie [50, 53]. Le stockage se fait de manière hydraulique, l'eau étant pompée, lorsqu'il y a suffisamment d'ensoleillement, dans un réservoir au-dessus du sol. Elle est ensuite distribuée par gravité selon le besoin. Le système obtenu est de type fonctionnement naturel, et donc à priori très fiable.

Le débit de pompage évolue avec l'intensité de l'ensoleillement (figure III.1) : c'est ce qu'on appelle le pompage «au fil du soleil».

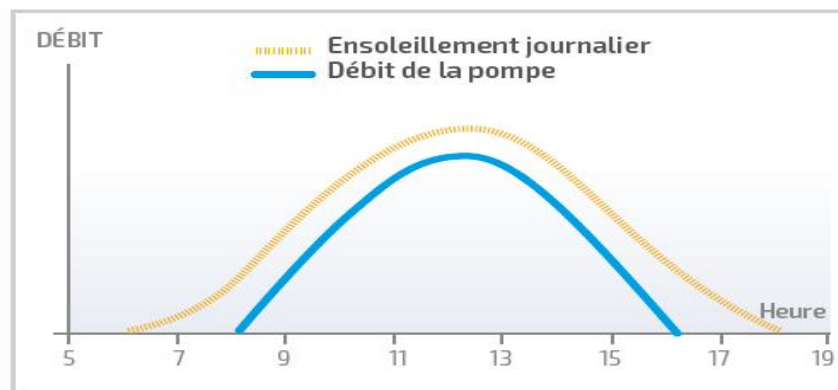


Figure III.1 : Caractéristiques du débit évoluant avec l'intensité de l'ensoleillement

III.3. Composants d'un système de pompage photovoltaïque au fil du soleil

Un système de pompage photovoltaïque est constitué de :

- Un générateur composé des modules photovoltaïques, interconnectés électriquement (série ou parallèle) pour constituer une unité de production de courant continu.

- Conditionneur d'énergie (convertisseur), capable de faire varier la vitesse et la tension de sortie en fonction de la puissance disponible du générateur solaire, elle-même fonction de l'irradiation solaire qu'il reçoit. On utilise l'onduleur avec les moteur AC.
- Un groupe motopompe, constitué d'un moteur électrique à induction et d'une pompe d'eaux centrifuge ou volumétrique.
- Un système hydraulique pour utiliser l'eau pompée. Un système de potabilisation répondant aux normes en vigueur, pour s'assurer de la qualité sanitaire de l'eau.

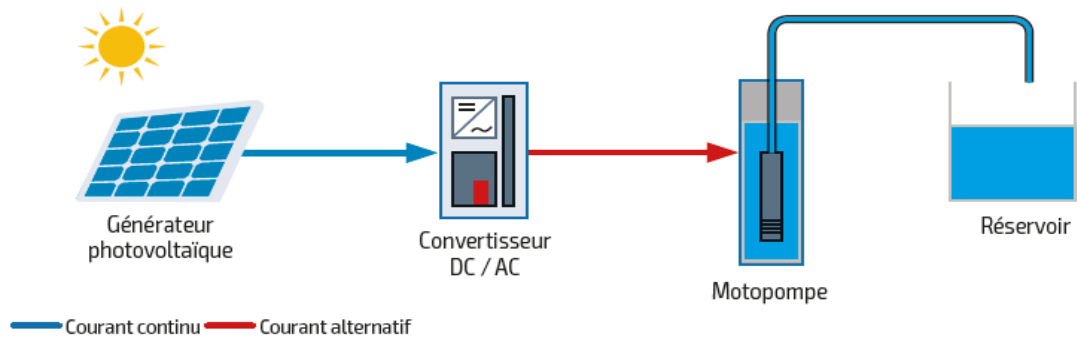


Figure III.2 : Composants d'un système de pompage PV autonome

III.4. Dimensionnement d'un système de pompage PV au fil du soleil [9,49,53–55]

Les systèmes de pompage solaire sont flexibles, modulaires et dimensionnés selon les besoins en eau et les ressources naturelles disponibles. Le dimensionnement a pour but le calcul de la puissance crête du générateur photovoltaïque, le choix de la pompe et le choix du contrôleur répondants au service requis dans les conditions de référence (besoins journaliers en eau). La démarche analytique adoptée dans le cadre de notre étude s'articule autour de quatre étapes.

III.4.1. Besoins journaliers en eau

La détermination des besoins en eau ou bien les dimensions du bassin (calcul du volume du réservoir d'eau) d'une culture nécessite la connaissance de divers paramètres concernant aussi bien la plante elle-même que les données climatiques et pédologiques (les paramètres physiques et hydriques du sol) de la région.

- Détermination de la consommation spécifique;
- Estimation de la population;
- Estimation de la demande journalière en eau.

III.4.2. Dimensionnement et choix de la pompe

Une fois les besoins nécessaires en volume d'eau pour chaque mois de l'année et les caractéristiques du puits définis, on calcule l'énergie hydraulique moyenne journalière et mensuelle nécessaire à partir de la relation :

$$E_h = C_h \cdot Q \cdot HMT \quad (\text{III.01})$$

Avec :

E_h : Energie hydraulique (KWh/j).

C_h : Constante hydraulique d'eau $C_h=2.725$ (Kg·s·h/m³).

Q : Débit d'eau (m³/jour).

HMT: Hauteur manométrique total (m).

III.4.2.1. Détermination du débit horaire de la pompe Q

C'est la quantité d'eau que la pompe peut fournir durant un intervalle de temps donné. En pompage, le débit est habituellement donné en litres par heure (l/h). En pompage solaire, le débit (ou le besoin en eau) est souvent exprimé en m³ par jour.

III.4.2.2. Calcul de la hauteur manométrique totale (HMT)

La hauteur manométrique totale (HMT) d'une pompe est la différence de pression en mètres de colonne d'eau entre les orifices d'aspiration et de refoulement.

$$HMT = H_g + \Delta p_c \quad (\text{III.02})$$

H_{geo} : Hauteur géométrique = Niveau dynamique (N_d) + Plan d'utilisation (H_r).

Le niveau statique (N_s) est la distance du sol à la surface de l'eau avant pompage. Le niveau dynamique (N_d) est la distance du sol à la surface de l'eau pour un pompage à un débit donné. La différence entre le niveau dynamique et le niveau statique est appelée rabattement R_m .

Δp_c : Pertes de charge produites par le frottement de l'eau sur les parois des conduites.

Ces pertes sont fonction de la distance des conduites (D), de leur diamètre (d_c) et du débit de la pompe (Q) et s'expriment en mètres d'eau. Le diamètre des conduites doit être calculé afin que ces pertes de charge correspondent au plus à 10% de la hauteur géométrique totale (voir section sur le dimensionnement de la conduite d'eau).

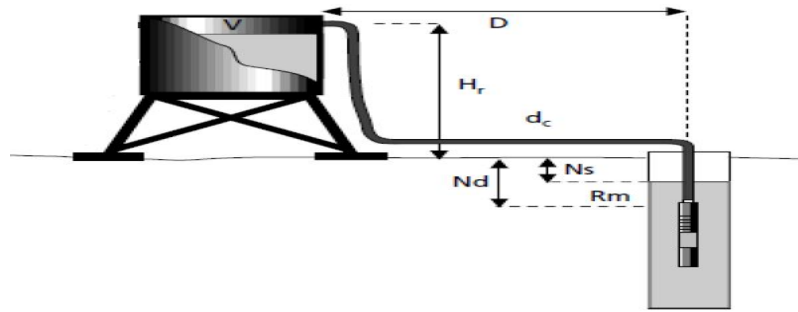


Figure III.3 : Données de base hydrauliques d'une pompe

Énergie requise pour la pompe :

$$E_{\text{éle}(mp)} = \frac{E_h}{\eta_{mp}} \quad (\text{III.03})$$

III.4.3. Energie solaire disponible dans un site

La méthode de dimensionnement utilisée est basée aussi sur les calculs des valeurs moyennes journalières mensuelles de l'irradiation solaire disponible à l'inclinaison β des modules photovoltaïques (PV) par rapport au plan horizontal. Pour un meilleur dimensionnement, on choisit le mois le plus défavorable : C'est le mois que le rapport entre l'irradiation solaire et l'énergie hydraulique nécessaire est minimum.

A notre Wilaya d'Adrar, l'irradiation journalière moyenne sur l'année, sur un plan incliné selon la latitude d'Adrar ($27,88^\circ$) varie dans de grandes limites (5.79 et $7.60 \text{ kWh/m}^2/\text{j}$). On peut déduire que le mois le plus défavorable est le mois d'une irradiation égale à $5.79 \text{ kWh}\cdot\text{m}^2\cdot\text{jour}^{-1}$ [17].

III.4.4. Dimensionnement du champ photovoltaïque

Estimer l'énergie que doit fournir le champ :

$$E_{\text{éle}(Gph)} = \frac{E_{\text{éle}(mp)}}{\eta_{\text{ond}}} \quad (\text{III.04})$$

On peut considérer que le rendement total du système PV est $\eta_{\text{sous-système}} = 40\%$.

La puissance crête nécessaire du champ photovoltaïque :

$$P_{\text{crête}} = \frac{E_{\text{éle}(Gph)}}{h_{ms} \cdot (1 - p_{Gph})} \quad (\text{III.05})$$

Où ;

h_{ms} : Les heures de soleil maximum durant le mois d'exploitation où l'ensoleillement est le plus faible ;

p_{Gph} : Les pertes dues à la poussière, à l'échauffement des modules, au câblage, ... etc. $p_{Gph} = 15\%$.

III.5. Exemple de dimensionnement d'un système de pompage PV installé dans la wilaya d'Adrar

Dans le cahier des charges du projet on trouve que la hauteur complète du forage est de 15m, le niveau statique de l'eau dans le forage est de 8m, le niveau dynamique est de 11m, la hauteur du bassin est de 1.6m et la quantité d'eau requise journalière est de 32m³/j.

La hauteur géométrique déterminée par la formule suivante :

$$H_g = H_r + H_s + R = 1.6 + 9 + 3 = 13.6m \quad (\text{III.06})$$

La hauteur manométrique totale HMT :

$$HMT = H_g + \Delta p_t \quad (\text{III.07})$$

Δp_t : les pertes de charge totale dans le conduit 1.4m

$$HMT = 13.6 + 1.4 = 15m \quad (\text{III.08})$$

Donc, l'énergie électrique et la puissance nominale journalière nécessaire requise dans la sortie du champ photovoltaïque :

$$E_{\text{éle}} = \frac{E_h}{\eta_{\text{sous-système}}} = \frac{2.725 \cdot 15 \cdot 32}{0.4} = 3270Wh \quad (\text{III.09})$$

On choisit l'angle d'inclinaison optimale d'un champ d'une seule position fixe de système solaire $\beta=27.88^\circ$ selon la latitude d'Adrar. On peut déduire que le mois le plus défavorable est le mois d'une irradiation égale à 5.79 kWh·m⁻²·jour⁻¹, et la puissance moyenne correspond à une journée d'éclairement constant à 1000W/m².

$$P_{\text{éle}} = \frac{E_{\text{éle}}}{h_{ms}} = \frac{3270}{5.79} = 564.77W \quad (\text{III.10})$$

Cette puissance est approximativement celle de la pompe SP5A7 (une tension de 65V et une puissance de 550W) qui est disponible dans notre unité de recherche URER/MS. Il y a des possibilités d'augmenter la tension pour les fréquences atteignant 57Hz. Pour cela, la tension de circuit ouvert du champ PV doit être supérieure à U suivant.

$$U = \frac{65}{\sqrt{3}} \cdot \frac{57}{50} \cdot \sqrt{2} \cdot 2 = 121V \quad (\text{III.11})$$

On estime les pertes au niveau de champ dues à la poussière, à l'échauffement des modules, au câblage,etc, $p_{Gph}=20\%$.

$$P_{\text{Crete}} = \frac{P_{\text{éle}}}{1-p_{Gph}} = \frac{564.77}{1-0.2} = 705.96 \approx 700Wc \quad (\text{III.12})$$

Comme il a été déterminé que le point de fonctionnement du champ serait autour de 106Volts à cause des caractéristiques de l'onduleur, le champ sera composé de multiples de 7 modules en série ($V_{op}=15V$ modules à $40^{\circ}C$ dans notre zone). Pour atteindre un courant de 7A qui correspond à la puissance calculée du générateur (700Wc), dans le cas des modules de type Isofoton 75Wc où l'intensité maximale est de 4.2A, le générateur PV contient 2 branches de 7 modules en série.

Dans le cas des modules de type ENIESOLAR_100_36-M, le champ sera composé de multiples de 6 modules en série ($V_{op}=17.5V$ modules à $40^{\circ}C$), pour atteindre un courant de 7A avec l'intensité maximale module $I_{op}=5.4A$, le générateur PV contient 2 branches de 6 modules en série.

Le choix des panneaux photovoltaïques et de la pompe est imposé par la disponibilité du matériel au niveau de notre unité de recherche URER/MS. Selon le catalogue Grundfos, la pompe immergée est de type SP5A-7 adaptée à la puissance 700Wc est capable de refouler ce débit nécessaire. Les caractéristiques techniques se trouvent dans le tableau III.1 :

Composants		Caractéristique
GPV Modules de type Isfoton 75Wc		Nombre de modules : 14 Nombre de branches : 2 Nombre de modules par branche : 7 Puissance max : 1050Wc
Convertisseur DC/AC		Puissance max : 1000VA Tension d'entrée : 100-110Vdc Tension de sortie : 11-88Vac Fréquence : 18-57 Hz
Motopompe Grundfos SP5A-7	Moteur MS 402	Puissance : 550W
		Tension d'entrée: 65V 3 ϕ
		R_{pmn} : 2920
	Pompe SP5A	$\cos \phi$: 0.85
		Débit nominale : 6m ³ /h Hauteur nominale : 46m

Tableau III.1 : Dimensionnement des éléments du système de pompage PV

III.6. Modélisation de la machine asynchrone (MAS) [56–60]

Actuellement, l'étude des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. Les moteurs d'induction triphasés sont employés le plus fréquemment dans l'industrie. Ils possèdent en effet plusieurs avantages : simplicité, robustesse, prix peu élevé et entretien

facile. Le moteur comprend deux parties principales : un inducteur fixe nommé stator et un induit mobile nommé rotor.

Il existe deux types de rotor : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0.4 à 2 mm seulement. La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est :

$$\Omega_s = \omega_s / p \quad (\text{III.13})$$

où ω_s désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique et p désigne le nombre de paires de pôles du champ (une paire étant constituée d'un pôle Nord et d'un pôle Sud).

Les moteurs asynchrones triphasés sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant.

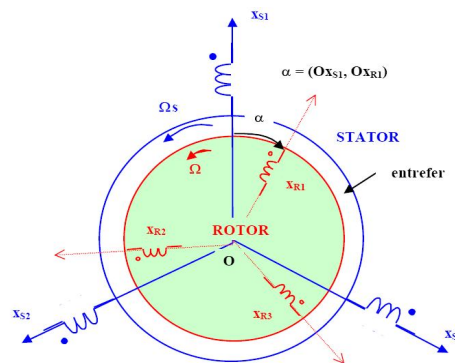


Figure III.4 : Représentation symbolique de la machine asynchrone

III.6.1. Modèle équivalents du moteur asynchrone en régime permanent

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit en "V sur f", permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage : c'est un contrôle scalaire. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basés sur le modèle "régime permanent" de la machine.

Si les tensions d'alimentation sont triphasées équilibrées, on peut écrire les équations suivant :

Equations électriques

$$\begin{cases} [v_s] = [R_{sm}]. [i_s] + (d/dt)[\varphi_s] \\ [v_r] = [R_r]. [i_r] + (d/dt)[\varphi_r] = 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Équation magnétique

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s]. [i_s] + [M_{sr}]. [i_r] \\ [\varphi_r] = [L_r]. [i_r] + [M_{rs}]. [i_s] \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix}, [v_r] = \begin{pmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{pmatrix}, [i_s] = \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix}, [i_r] = \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix}, [\varphi_s] = \begin{pmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{pmatrix}, [\varphi_r] = \begin{pmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{pmatrix}$$

$$[R_{sm}] = \begin{bmatrix} R_{sm} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sm} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sm} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}]^t = [M_{rs}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

R_{sm} : Résistance statorique ;

R_r : Résistance rotorique ;

l_s : Coefficient d'inductance propre d'un enroulement ;

m_s : Coefficient d'inductance mutuelle avec chacun des 2 autres bobinages statoriques ;

m_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor obtenue lorsque les bobinages en question sont en regard l'un de l'autre ;

$[L_s]$: Matrice [3,3] appelée matrice inductance du stator ;

$[M_{sr}]$: Matrice [3,3] également, est la matrice inductance mutuelle entre le stator et le rotor ;

$[L_r]$: Matrice [3,3] est appelée matrice inductance du rotor ;

$[M_{rs}]$: Matrice [3,3] également, est la matrice inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

Les équations précédentes correspondent à celles d'un schéma monophasé comportant deux bobines d'inductances propres L_s et L_r couplées par une inductance mutuelle M .

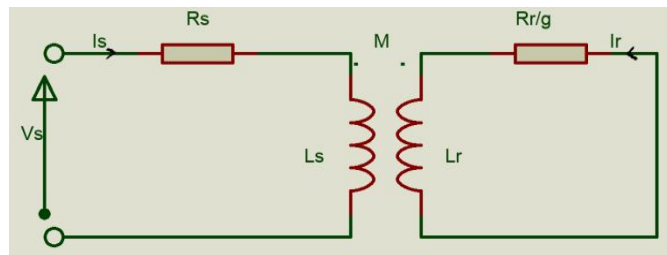


Figure III.5 : Schéma équivalent par phase en régime permanent

Dans les formules des tensions, remplaçons les flux par leurs expressions en fonction des courants :

$$V_s = R_{sm}i_s + jL_s\omega_s i_s + jM\omega_s i_r \quad (\text{III.17})$$

$$0 = R_r i_r + jL_r g \omega_s i_r + jM g \omega_s i_s \quad (\text{III.18})$$

En divisant la relation de rotor par le glissement :

$$0 = \frac{R_r}{g} i_r + jL_r \omega_s i_r + jM \omega_s i_s \quad (\text{III.19})$$

$$V_s = R_{sm} i_s + jL_s \omega_s i_s + jM \omega_s i_r + (jM i_s \omega_s - jM i_s \omega_s) \quad (\text{III.20})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} i_r + jL_r \omega_s i_r + jM \omega_s i_s + (jM i_r \omega_s - jM i_r \omega_s) \quad (\text{III.21})$$

$$V_s = R_{sm} i_s + j\omega_s (L_s - M) i_s + j\omega_s M (i_r + i_s) \quad (\text{III.22})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} i_r + j\omega_s (L_r - M) i_r + j\omega_s M (i_r + i_s) \quad (\text{III.23})$$

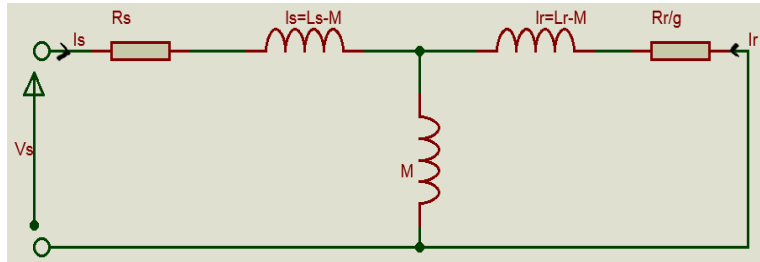


Figure III.6 : Schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques à inductances réparties

l_s : est appelée inductance cyclique de fuite du stator;

l_r : inductance cyclique de fuite du rotor.

III.6.2 Schéma équivalent en régime permanent (modèle à fuites totalisées au rotor)

On peut écrire :

$$V_s = R_{sm} i_s + jL_s \omega_s i_s + jM \omega_s i_r \left(\frac{L_s}{L_s} \right) \quad (\text{III.24})$$

$$0 = \left(\frac{R_r}{g} i_r + jL_r \omega_s i_r + jM \omega_s i_s \right) \frac{L_s}{M} \quad (\text{III.25})$$

Pour simplifier l'écriture de formule, on pose :

$$i'_r = \frac{M}{L_s} i_r \quad (\text{III.26})$$

L'équations (III.24) et (III.25) devient :

$$V_s = R_{sm} i_s + jL_s \omega_s i_s + jM \omega_s i'_r \quad (\text{III.27})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \frac{L_s}{M} i_r + jL_r \frac{L_s}{M} \omega_s i_r + jL_s \omega_s (i_s + i'_r - i'_r) \quad (\text{III.28})$$

$$V_s = R_{sm} i_s + jL_s \omega_s i_s + j\omega_s L_s i'_r \quad (\text{III.29})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \frac{M}{L_s} i_r + j\omega_s L_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \frac{M}{L_s} i_r - j\omega_s L_s i'_r + j\omega_s L_s (i_s + i'_r) \quad (\text{III.30})$$

Pour simplifier l'écriture de formule, on pose :

$$\begin{cases} R'_r = R_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \\ L'_r = L_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 - L_s \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

On aura :

$$V_s = R_{sm} i_s + jL_s \omega_s (i_s + i'_r) \quad (\text{III.32})$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} i'_r + j\omega_s L'_r i'_r + j\omega_s L_s (i_s + i'_r) \quad (\text{III.33})$$

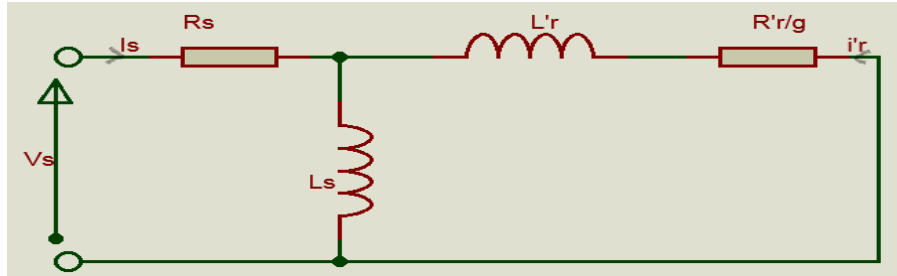


Figure III.7 : Schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor

On peut améliorer les modèles précédents pour tenir compte des pertes ferromagnétiques en ajoutant une résistance au schéma. La démarche est la même que pour un transformateur. Les pertes ferromagnétiques statoriques p_f sont proportionnelles au carré de la valeur efficace ϕ_s du flux statorique et donc au carré de la valeur efficace V'_s de la tension interne au stator.

$$p_f = \frac{3V_s'^2}{R_f} \quad (\text{III.34})$$

Dans le modèle avec inductances de fuites totalisées au rotor, il suffit donc de placer une résistance R_f en parallèle avec l'inductance L_s .

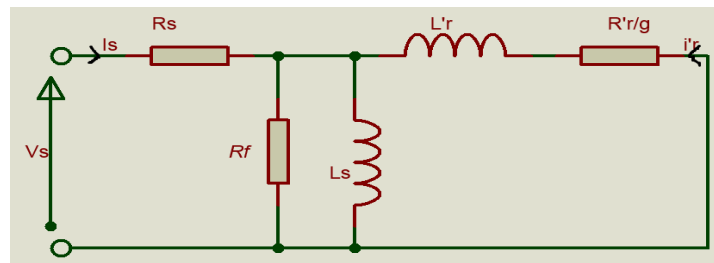


Figure III.8 : Résistances représentant les pertes ferromagnétiques sur le modèle avec inductances de fuites totalisées au rotor

III.6.3. Mesure et calcul des paramètres du circuit équivalent du moteur MS402 [9, 61]

Les paramètres de schéma équivalent sont identifiés par les essais pratiques ci-dessous :

- Mesure des résistances des phases du stator;
- Essai à vide en rotation (rotor court-circuité);
- Essai à rotor bloqué (ou "en court-circuit").

III.6.3.1. Teste de mesure des résistances du bobinage du stator

Il y a deux méthodes de mesures : soit avec multimètres, on mesure les résistances directement, soit on utilise une alimentation continu et on mesure la tension et le courant puis on calcule les résistances, de plus on peut connaître le couplage interne de stator en alimentant deux phases mesurées.

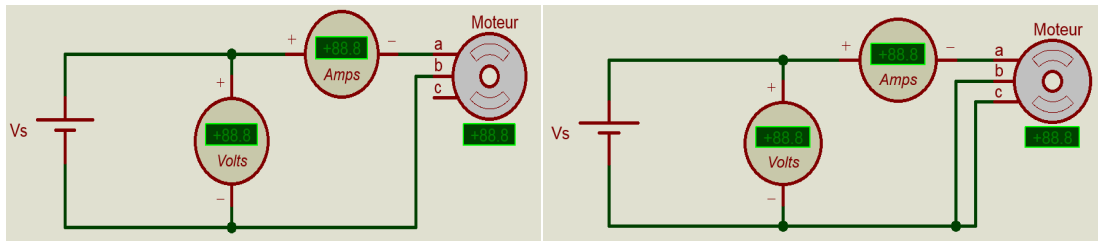


Figure III.9 : Schéma de mesure des résistances de bobinage de stator entre deux bornes et trois bornes

On alimente deux phases et on mesure la tension entre elles, on alimente trois phases, avec deux phases en court-circuit, on trouve :

$$R_{a-b}=R_{a-c}=R_{b-c}=0.67\Omega. \quad (\text{III.35})$$

$$R_{a-bc} = R_{b-ac} = R_{c-ab} = 0.85\Omega. \quad (\text{III.36})$$

Couplage Δ	Couplage Y
$R_{a-b}=2r/3$	$R_{a-b}=2r$
$R_{a-bc}=r/2$	$R_{a-bc}=3r/2$

Tableau III.2 : Détermination du type de couplage (Δ ou Y) à partir des résistances mesurées

A l'aide de tableau III.2 et les résultats des résistances qui mesurées on trouve que le couplage interne des bobines de stator est étoile (Y) avec $R_s=r=0.44\Omega$.

III.6.3.2. Essai à vide

Dans ce cas, le moteur est alimenté à sa tension et sa fréquence nominale et tourne à vide. Il existe cependant un couple résistant de très faible valeur équivalent aux pertes mécaniques dues aux frottements.

Le glissement n'est pas tout à fait nul, la résistance rotorique devient très élevée ($R_r' / g \rightarrow \infty$), les courants rotoriques sont négligeables. Donc la puissance électrique consommée par le moteur est transférée comme pertes joules statoriques, pertes fer et pertes mécaniques.

Les pertes mécaniques sont approximativement constantes aussi longtemps que la vitesse de rotation ne varie pas trop. Donc, on peut effectuer la mesure pour différentes tensions comprises entre $0.2 \cdot U_n$ et $1.2 \cdot U_n$.

$$p_{fer+mec} = P_{s0} - 3R_s \cdot j^2 \quad (III.37)$$

U_{ab}	$I=j$	P_{s0}	P_{m+f}	$(V_a)^2$
63.296	4.536	128	100.840609	1335.46121
65.87	4.736	136	106.392801	1446.28563
70	5.11	155	120.532028	1633.33333
73.7	5.45	167	127.7927	1810.56333

Tableau III.3 : Valeurs mesurée à l'essai à vide

A l'aide du tableau 1, on traçant la relation suivant :

$$p_{fer+mec} = f(V^2) \quad (III.38)$$

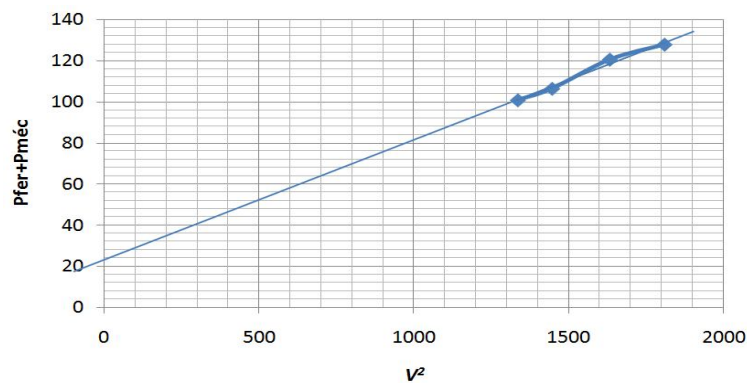


Figure III.10 : Courbe des pertes magnétiques et mécaniques

En la linéarisation et en l'extrapolant à l'origine $V_{s0}=0V$, on obtient :

$$p_{fer+mec} = a \cdot V^2 + b \quad (III.39)$$

$$V=0, b=p_{mec}=23W, a=0.0567$$

Après les calculs on trouve :

$$U_n=65V, p_{fer}=79.85W$$

Donc on peut déduire la résistance de fer R_f , avec la relation (III.34) :

$$R_f = 3 \frac{V_n^2}{p_{fer}} = 3 \frac{1408.33}{79.85} = 52.91 \Omega$$

$$Q_{10} = 3 \frac{V_n^2}{L_s \omega_s} \Rightarrow L_s = 3 \frac{V_n^2}{Q_{10} \omega_s} = 3 \frac{(65/\sqrt{3})^2}{519 * 2\pi 50} = 0.0259H$$

III.6.3.3. Essai en court-circuit (rotor bloqué)

Dans cet essai, on alimente le moteur par faible tension et on bloque le rotor. La vitesse de rotation étant nulle, la valeur du glissement est : $g=1$, aucune puissance mécanique n'est délivrée sur l'arbre, et le courant est très élevé.

U_{cc} [V]	V_{cc} [V]	$I_{cc}=j_{cc}$ [A]	P_{cc} [W]	Q_{cc} [VAR]	f [Hz]
14.7	8.487	7.7	152	120	50

Tableau III.4 : Valeurs mesurée à l'essai en court-circuit (rotor bloqué, $g=1$)

Calcul les valeurs des R'_r et L'_r

$$P_{cc} = (R_{sm} + R'_r)I_{cc}^2 + p_{fer} \Rightarrow R'_r = \frac{P_{cc} - p_{fer}}{I_{cc}^2} - R_{sm} \quad (III.40)$$

$$p_{fer} = 3 \frac{(8.487)^2}{59.29} = 3.64W \quad (III.41)$$

$$R'_r = 1.62\Omega$$

$$Q_{cc} = L'_r \omega_s I_{cc}^2 + Q_{Ls} \Rightarrow L'_r = \frac{Q_{cc} - Q_{Ls}}{I_{cc}^2 2\pi f} = \frac{Q_{cc} - \left(\frac{3V_{cc}^2}{L_s \omega_s}\right)}{I_{cc}^2 2\pi f} = 0.005H \quad (III.42)$$

D'après les mesures et calculs, on trouve les valeurs suivantes des paramètres du modèle du moteur MS402 :

Modèle : MS402	
élément	valeur
R_s	0.44Ω
R_f	52.91Ω
L_s	$0.0259H$
R'_r	$R'_r = 1.62\Omega$
L'_r	$0.005H$

Tableau III.5 : Valeurs des paramètres du modèle du moteur MS402

III.6.4. Commande scalaire (Contrôle en V/f de la machine asynchrone) [62–65]

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f constant qui est la plus utilisée. Son principe est de maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. Il permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage.

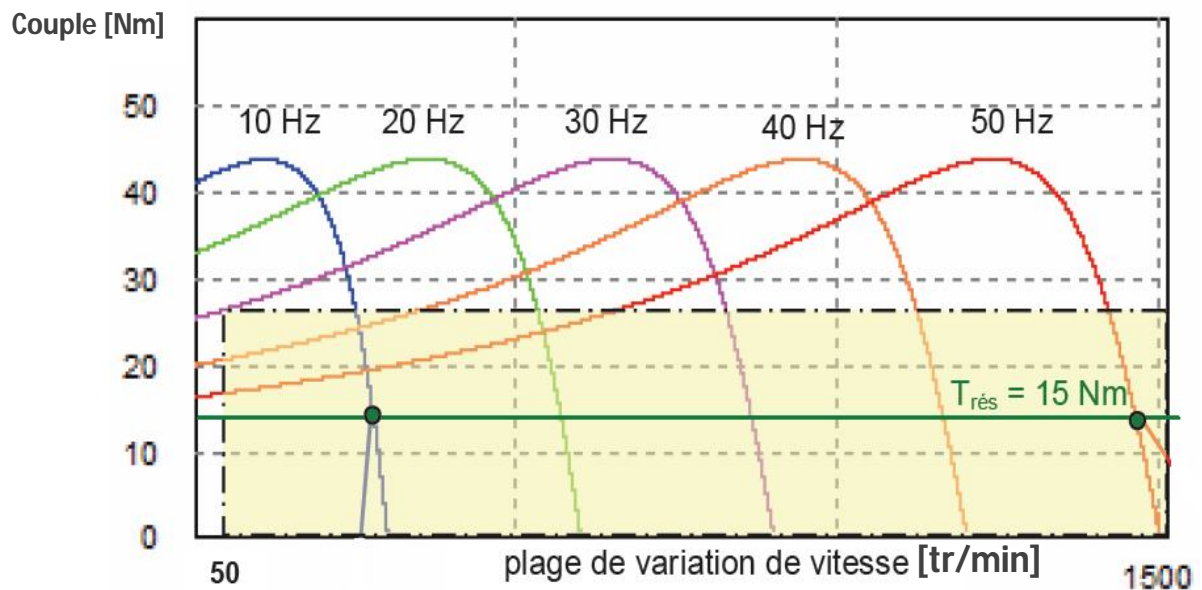


Figure III.11 : Caractéristique couple vitesse pour V/f constant

Les courbes de la figure III.11 ont un attrait évident car elles indiquent que le moteur est capable de produire pratiquement le même couple maximal à toutes les vitesses de zéro jusqu'à la vitesse de base (50 Hz ou 60 Hz).

III.7. Caractéristiques propres de l'onduleur pour un système de pompage PV au fil du soleil

Les onduleurs destinés aux systèmes photovoltaïques sont quelques peu différents des onduleurs classiques utilisés en électrotechnique, mais l'objectif de conversion DC/AC est le même. L'onduleur de tension impose à sa sortie un système de tensions sous forme de créneaux modulés en largeur d'impulsions MLI. Ces créneaux ne posent aucun problème pour l'alimentation d'un moteur, mais sont incompatibles avec les tensions sinusoïdales du réseau.

III.7.1. Génération des signaux de sorties avec V/f constant

L'énergie produite varie durant la journée selon l'intensité d'ensoleillement au niveau d'un champ photovoltaïque, donc le moteur est alimenté par une puissance électrique variable, ce qui génère des problèmes au niveau du moteur. Pour cela on applique sur le moteur la commande V/f constant. Cette technique, appliquée par l'onduleur sur le moteur en variant la fréquence statorique, cela permet à ce dernier de bien fonctionner avec les changements d'énergie disponibles. Le rapport V/f constant est intégré dans les formules de la commande SVM qui contrôle l'onduleur.

III.7.2 Démarrage progressif du moteur

Dans le système de pompage PV que nous étudions, la charge est une pompe centrifuge immergée entraînée par un moteur asynchrone triphasé. Donc, dans le cas de démarrage du système, le moteur appelle un courant de huit fois le courant nominal (courant de démarrage). Ce dernier n'est pas disponible au niveau du GPV on prévoit un démarrage progressif par la commande V/f constant avec une faible tension et fréquence.

III.7.3 MPPT assurée par l'onduleur

Afin d'améliorer les performances d'un système de pompage PV, parmi les propriétés de notre onduleur, la recherche du meilleur point de fonctionnement du générateur PV. Il existe environ une vingtaine de méthodes de recherche du point de puissance maximale d'un champ de modules PV (Maximum Power Point Tracking), dont l'efficacité et la rapidité varient [66–70]. Dans notre cas, l'algorithme de l'MPPT se base sur la méthode de contrôle par fixation de la tension du point de fonctionnement du GPV (la tension de consigne) quel que soit l'éclairement. Ce point est déterminé pour s'adapter à la tension V_{op} du GPV. Cette méthode est simple car la réalisation de l'onduleur ne demande pas de rajout d'un convertisseur DC/DC à la chaîne, et la commande est en boucle ouverte.

Pour assurer le fonctionnement au point de puissance maximale du GPV, il faut ajuster la fréquence de stator f_s pour garantir, à tout l'état d'insolation, l'adaptation de la tension du générateur [71]. Le rôle de notre algorithme de la MPPT (figure III.12) est de générer une fréquence variable pour minimiser l'erreur entre la tension aux bornes du générateur photovoltaïque et la tension de référence correspondant au point de puissance maximale du GPV. Par un ajustement adéquat de la fréquence de sortie de l'onduleur, le rapport V/f constant et par suite le flux peut être maintenu constant avec le changement de l'éclairement et la température.

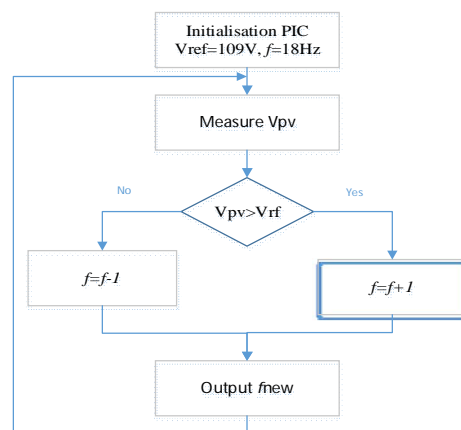


Figure III.12 : Organigramme de la mise en œuvre du programme MPPT

III.8. Algorithmes et organigrammes

Les parties les plus importantes dans la réalisation de la carte de commande sont le programme de gestion du convertisseur et celui de génération des signaux de commande en SVM avec variation de fréquence.

III.8.1. Programme de gestion du convertisseur

Ce programme est exécuté par le PIC 16F876A désigné par U11 comme représenté sur le schéma de la carte de commande sur figure III.13. Après l'initialisation des ports et variables, le microcontrôleur commence par vérifier l'état des entrées RA0 et RA1 correspondant aux capteurs de courant et l'image de la tension d'entrée. U11 vérifie que la tension du générateur ne tombe pas au-dessous du seuil XV ; le choix du seuil XV est tributaire du niveau minimum à partir duquel l'alimentation à découpage peut assurer un fonctionnement correct. Cependant, si la tension descend au-dessous de XV le microcontrôleur U11 n'ordonne pas l'activation du microcontrôleur U7.

Dans le cas où la tension du générateur mesurée est supérieure à XV, U11 demande au deuxième microcontrôleur U7 de générer les signaux de commande SVM à fréquence fixe (dans notre cas 18Hz) dans une boucle sans fin. U11 à partir des portes de connexion avec U7 (voir la figure III.13) ordonne un démarrage progressif en faisant augmenter la fréquence, depuis sa valeur minimale, selon une cadence qui tient compte de l'écart entre la tension en cours et celle de la référence V_{ref} et le changement de cet écart. Lorsque la tension du point de fonctionnement atteint la tension V_{ref} le programme tente de maintenir la tension du générateur photovoltaïque constante autour de cette valeur, en faisant varier légèrement la fréquence du signal. En cas de chute de la tension brusquement du seuil YV à l'état de fonctionnement normal, après trois secondes le microcontrôleur U11 fait la réinitialisation de la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur à la fréquence de démarrage.

On traduit le programme en langage assembleur pour le PIC16F876A développé sous Mikro C de mikroelektronika. Le Mikro C est en mesure de générer le programme compilé en HEX prêt à être implantés chacun dans son microcontrôleur par un programmeur de PIC approprié.

III.8.2. Programme de génération des signaux de commande SVM

Ce programme est exécuté par le PIC 18F4550 désigné par U7 (voir schéma de la carte de commande sur figure III.13). Dans notre carte de commande le pin MCLR du microcontrôleur U7 est au niveau bas à l'état normale (reset), ce qui signifie que U7 est hors travail. L'ordre

de son fonctionnement est arrivé a traverse le microcontrôleur U11 selon une condition bien déterminée (la tension de sortie de GPV atteint un seuil pour que le système PV commence à fonctionner), où le pin MCLR du U7 devienne au niveau haut.

Après l'initialisation des variables et des ports, au début le microcontrôleur U7 génère les signaux de commande avec une fréquence minimale fixe (dans notre cas 18Hz) dans une boucle sans fin.

A l'intérieure de cette boucle sans fin U7 vérifie l'état du signal des deux broches (RD4/U7, RD5/U7) envoyé par U11. Donc à partir de l'ordre de U11, le microcontrôleur U7 varie la fréquence : soit l'augmenter ou la diminuer. L'organigramme de génération des signaux de commande SVM est présente dans le chapitre II à la figure II.18.

On traduit le programme en langage assembleur pour le PIC18F4550 développé sous Mikro C de mikroelektronika. Le Mikro C est en mesure de générer le programme compilé en HEX prêts à être implantés chacun dans son microcontrôleur par un programmeur de PIC approprié.

III.9. Résultats de simulation et interprétation

Pour étudier les performances de fonctionnement du système de pompage PV, on simule l'ensemble (GPV, onduleur et moteur) qui ont été implantés sous ISIS/PROTEUS pour avoir les résultats et visualiser les formes d'onde et spectres des signaux.

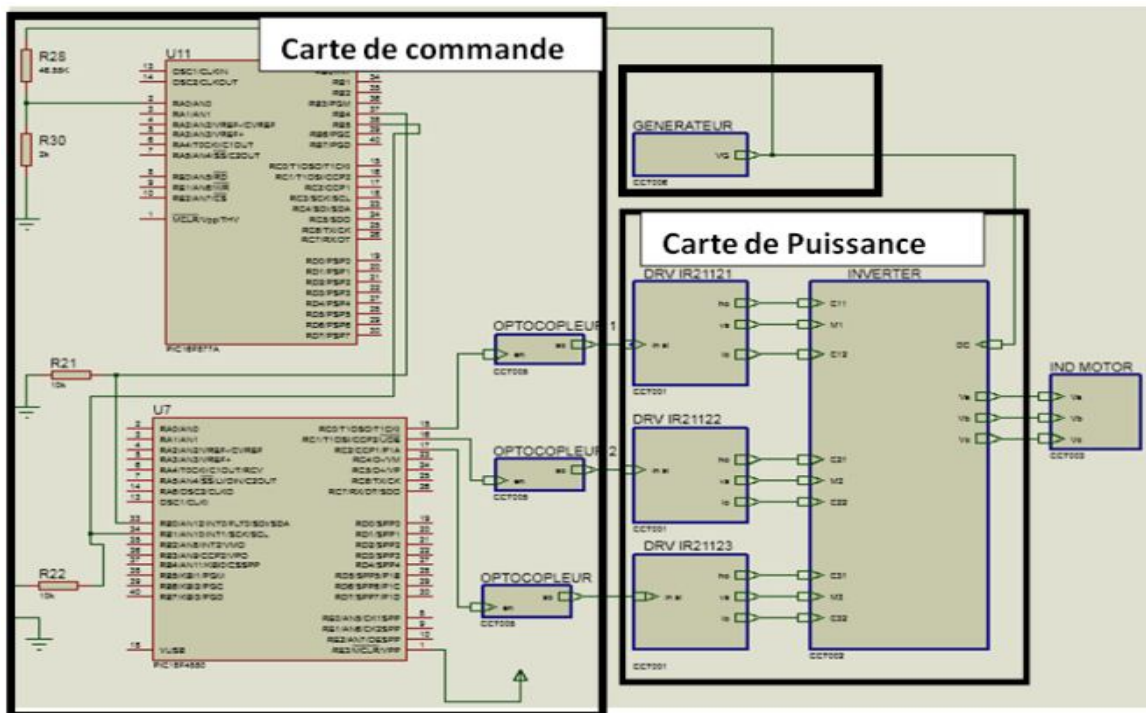


Figure III.13 : Schéma de simulation du système de pompage PV

Afin d'améliorer l'affichage des graphes des résultats de simulation par ISIS PROTEUS, on redessine les fichiers data du PROTEUS à l'aide d'un programme MATLAB.

III.9.1. Simulation de la génération des signaux de commande SVM et interprétation des résultats

Après avoir défini et simplifié l'algorithme de génération des signaux de commande SVM, nous avons réalisé le circuit de commande sur logiciel ISIS PROTEUS pour visualiser les formes d'onde. Le microcontrôleur dans le circuit de simulation de commande pour fonctionner et programmer, a besoin un fichier HEX. Dans notre étude on utilise le programme Mikro C pour écrire l'algorithme et extraire le fichier HEX implanté dans le microcontrôleur (PIC18F4550).

A partir des résultats obtenus de la simulation, les signaux de commande sont présentés dans la figure III.14 acceptables en termes de forme. La figure III.14 (a) est de même forme dans la figure III.14 (b), que celle obtenue par MATLAB à partir du fichier data de PROTEUS.

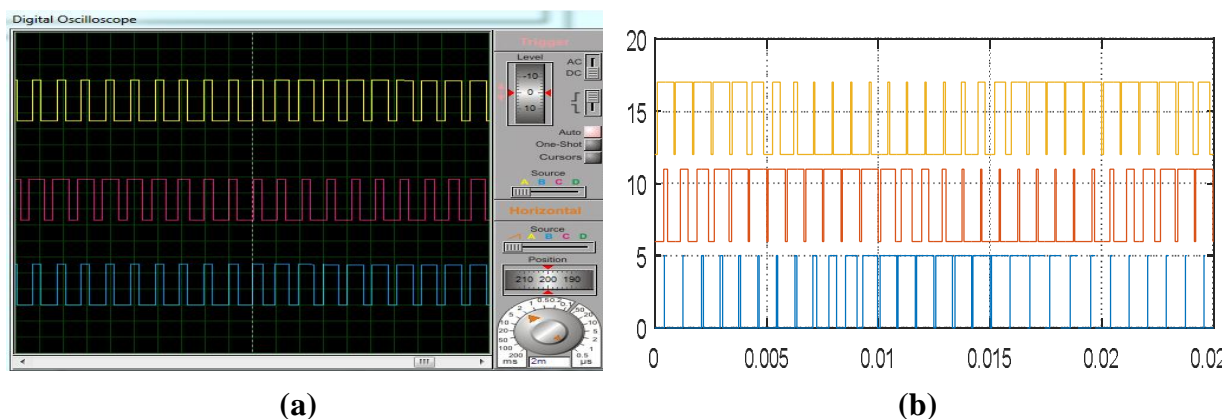


Figure III.14 : Visualisation des signaux de commande SVM

III.9.2. Simulation de l'onduleur triphasé commandé par la technique SVM et interprétation des résultats

Nous proposons dans cette partie de simuler le fonctionnement de l'onduleur triphasé commandé par la technique SVM dans le but d'avoir les performances sur le plan harmonique.

Cette simulation nous permettra d'avoir une idée sur les performances spectrales des signaux des sorties de l'onduleur. D'autre part, elle nous permettra de connaître la bande de fréquence susceptible d'être générée par le microcontrôleur, ainsi que le pas de ces fréquences, et vérifier la relation, $V/f=C$ pour toute la bande de fréquence. On alimente

l'onduleur branché sur le moteur à vide par une tension continue 106V, on fait augmenter la fréquence, l'onduleur commence à faire augmenter la tension du signal de sortie.

Les résultats de simulation obtenus pour différentes fréquences 20Hz, 40Hz, 45Hz, 50Hz et 57Hz, sont présentés dans les figures suivantes.

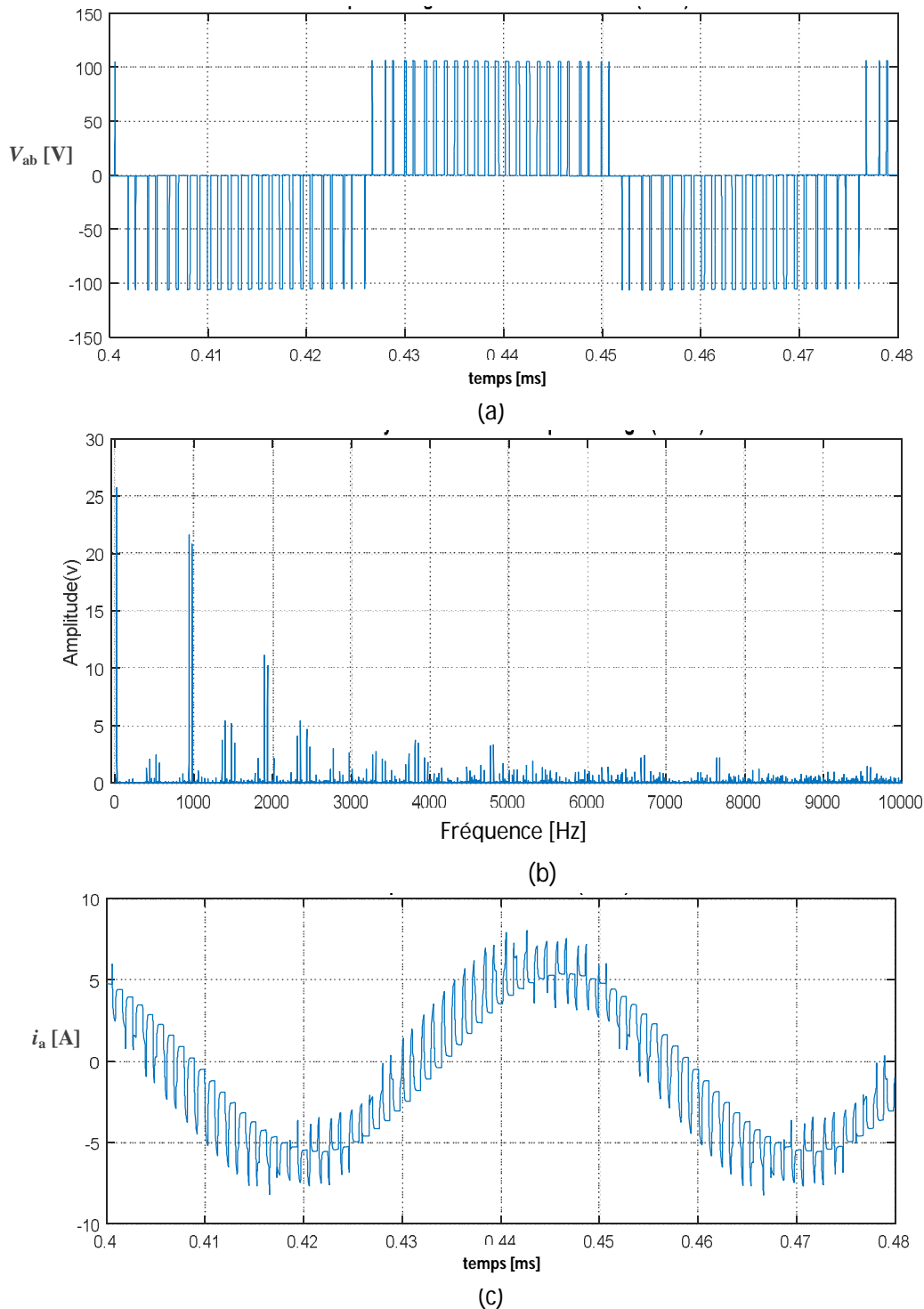


Figure III.15 : Résultats de simulation de l'onduleur à 2 niveaux commandé par la SVM

$V_{DC}=106V$, $m=24$, $f=20Hz$, $r=0.4$, $V_{ab}(rms)=26V$

a) Tension de sortie entre phases ; b) spectre de tension ; c) courant de sortie

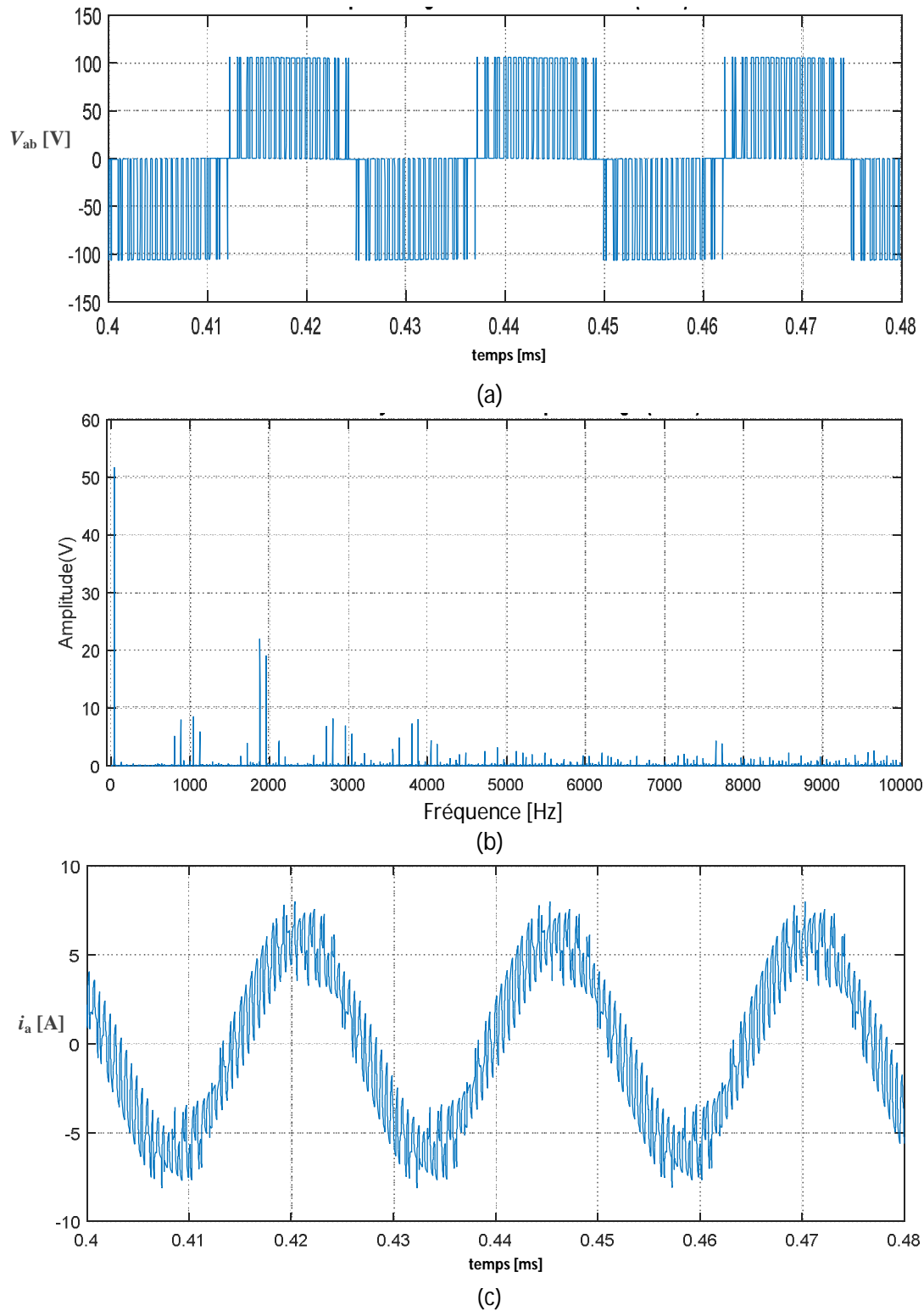


Figure III.16 : Résultats de simulation de l'onduleur à 2 niveaux commandé par la SVM

$$V_{DC}=106V, m=24, f=40Hz, r=0.8, V_{ab(rms)}=51.7V$$

a) Tension de sortie entre phases ; b) Spectre de tension ; c) Courant de sortie

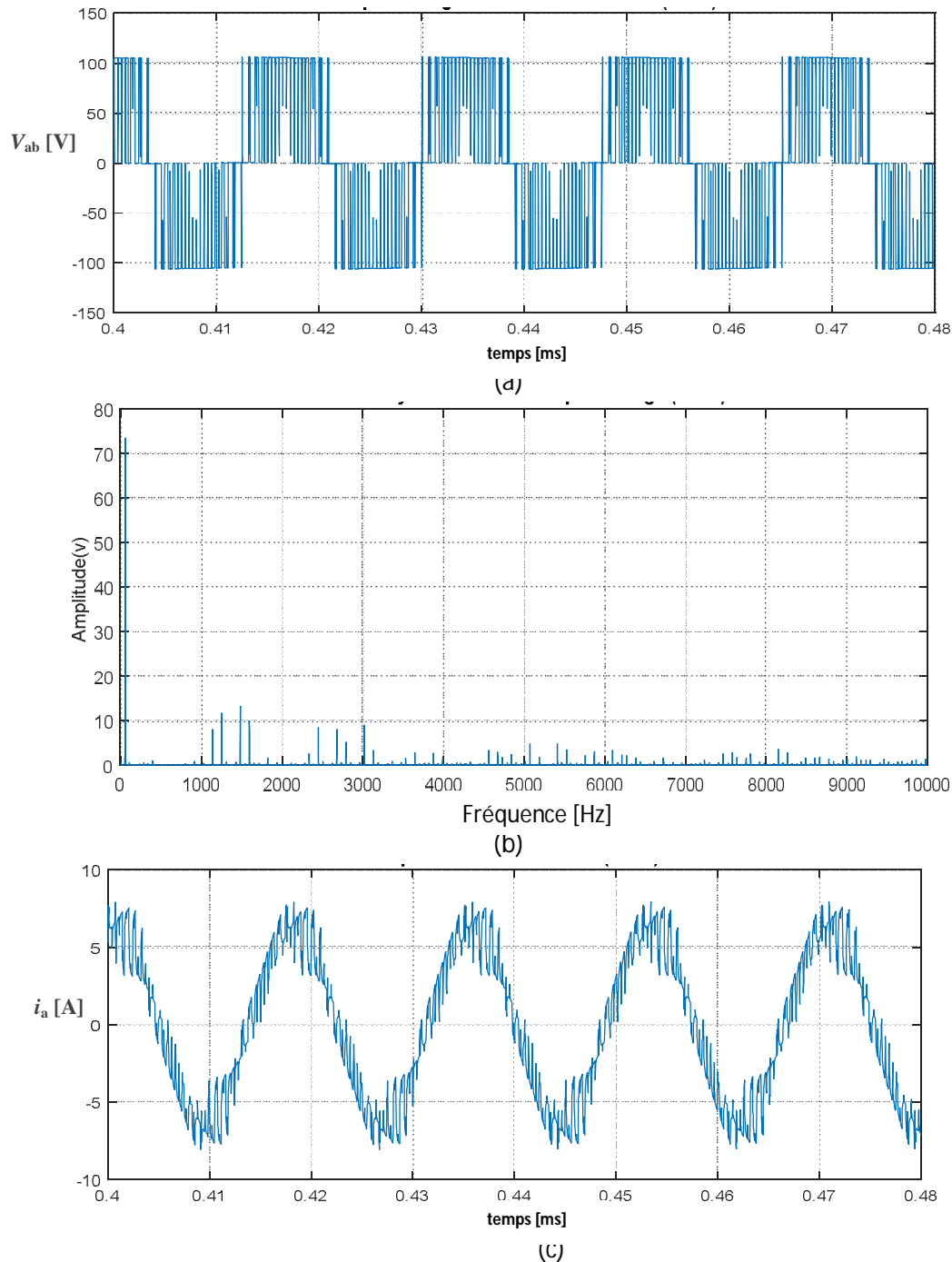


Figure III.17 : Résultats de simulation de l'onduleur à 2 niveaux commandé par la SVM

$$V_{DC}=106V, m=24, f=57Hz, r=1.14, V_{ab(RMS)}=73V$$

a) Tension de sortie entre phases ; b) Spectre de tension ; c) Courant de sortie

Les figures III.15 à III.17 montrent la tension entre phases, le spectre de tension et le courant de sortie de l'onduleur. Le taux de modulation est le rapport entre la tension d'alimentation du moteur asynchrone et la tension d'alimentation de l'onduleur, donc suivant les fréquences de test, les valeurs de taux de modulation établies sont 0.5, 0.9 et 1.13 respectivement. A partir de ces résultats de simulation, on peut dire que la génération de

signaux SVM utilisant l'algorithme de la section précédente peut fonctionner dans la région de sous-modulation avec quelques petits harmoniques dans les tensions entre phases comme représenté sur les figures III.15 et III.16. Ainsi, il peut fonctionner dans la région sur-modulation ($1 < r < 1.15$) avec quelques petites distorsions dans la tension de ligne, comme montré à la figure III.17.

Dans le tableau III.6, on présente les résultats calculés théoriquement par l'algorithme de SVM et les résultats de la simulation du programme SVM proposé. Les valeurs sont données pour différentes fréquences, et pour une tension d'entrée $V_{DC}=106V$. En comparant les différentes valeurs indiquées dans le tableau III.6, on constate que le rapport V/f est maintenu constant et les résultats de simulation concordent avec les résultats théoriques. D'après les résultats obtenus, nous pouvons dire que la conception et l'essai de l'onduleur et par conséquent l'algorithme SVM proposé est testé avec succès.

Fréquence (Hz)	r	Valeur calcul théoriquement		Résultat de simulation avec SVM proposé	
		$V_{ab(RMS)}$ (V)	V/f	$V_{ab(RMS)}$ (V)	V/f
57	1.14	74.8	1.3	73.57	1.29
50	1	65	1.3	64.28	1.28
45	0.9	58.5	1.3	57.6	1.28
40	0.8	52	1.3	51.7	1.29
20	0.4	26	1.3	26	1.3

Tableau III.6 : Calcul du rapport V/f et comparaison entre les valeurs calculées et celles de simulation

III.9.3. Simulation du système de pompage PV avec MPPT et interprétation des résultats

Pour tester le fonctionnement de système de pompage au fil du soleil sous logiciel ISIS PROTEUS concernant le suivi du point de puissance maximale du GPV (c'est-à-dire fonctionne autour de $V_{ref}=106V$). Pour cela nous avons besoins de simuler l'ensemble (GPV, onduleur et moteur).

Pour le microcontrôleur PIC16F876 implanté le fichier HEX de l'algorithme de l'MPPT, à partir de la partie dimensionnement, on trouve que notre champ photovoltaïque est constitué de 14 panneaux (7 modules en série avec deux branches). Donc le champ PV peut délivrer une puissance crête qui peut atteindre 1050Wc avec les caractéristiques suivantes :

$$V_{co}=151V, V_{op}=121V, I_{cc}=9.34A \text{ et } I_{op}=8.68A.$$

Pour voir les performances de suivi du point de puissance maximale selon la variation de l'éclairement, on utilise les valeurs suivantes : $G=400\text{W/m}^2$, $G=700\text{W/m}^2$ et $G=1000\text{W/m}^2$ respectivement. Les résultats de simulation sont représentés sur les figures ci-dessous :

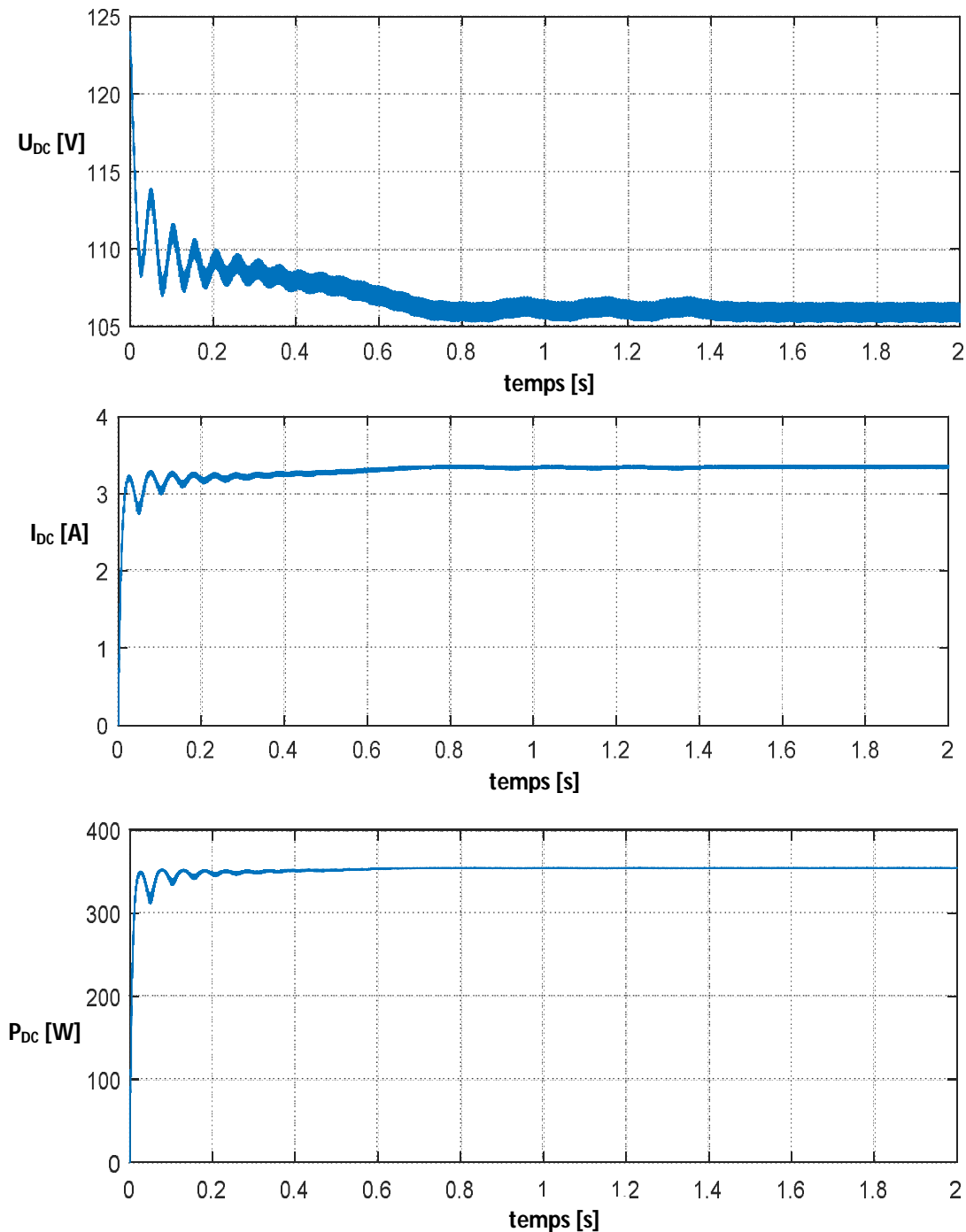


Figure III.18 : Evolution de la tension, du courant et de la puissance de sortie de GPV sous les conditions $G=400\text{W/m}^2$, $T=25\text{C}^\circ$
Fréquence initiale =18Hz, Fréquence finale à atteindre=22Hz

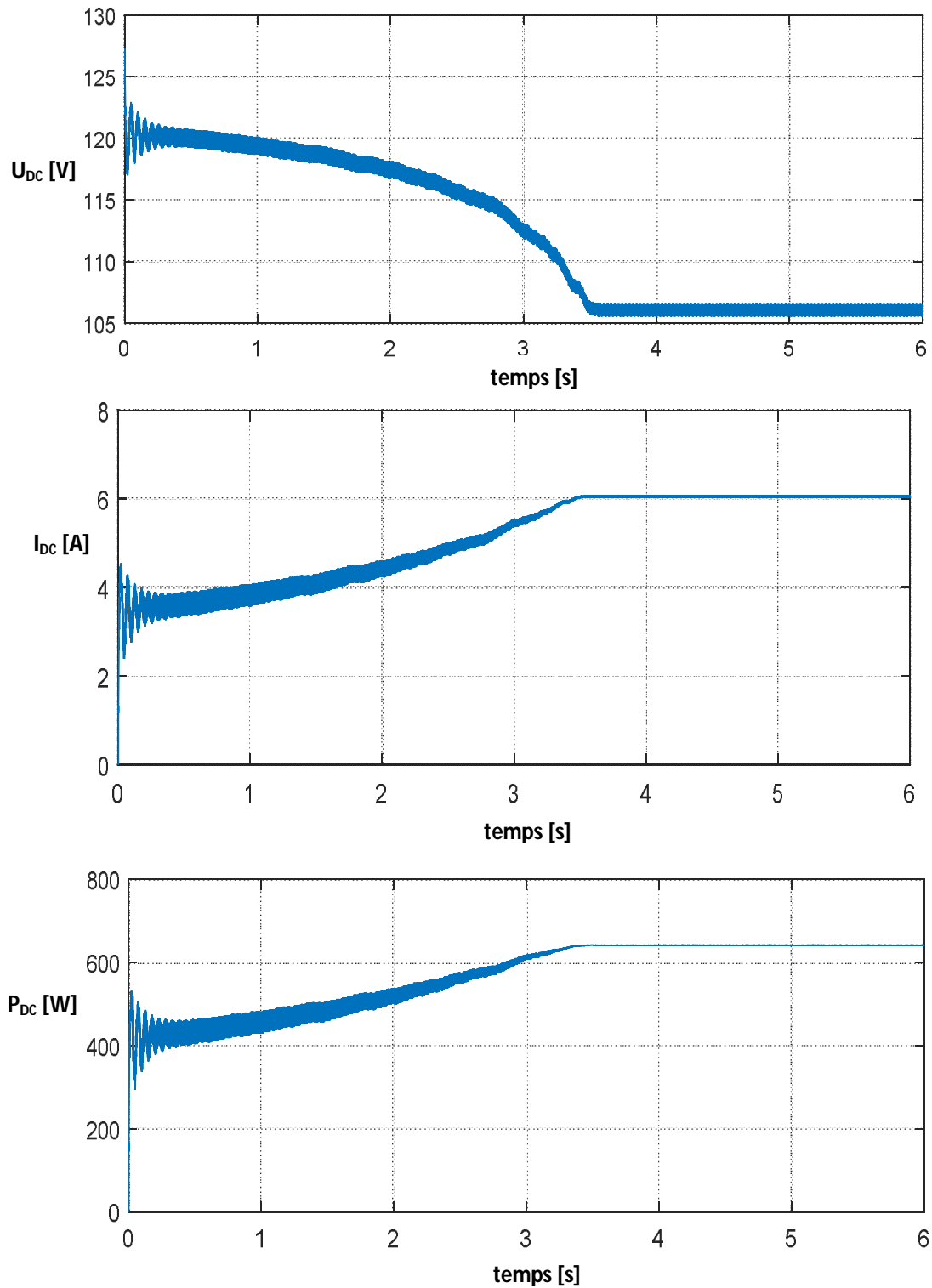


Figure III.19 : Evolution de la tension, du courant et de la puissance de sortie de GPV sous les conditions $G=700W/ m^2$, $T=25C^\circ$
Fréquence initiale =18Hz, Fréquence finale à atteindre=39Hz

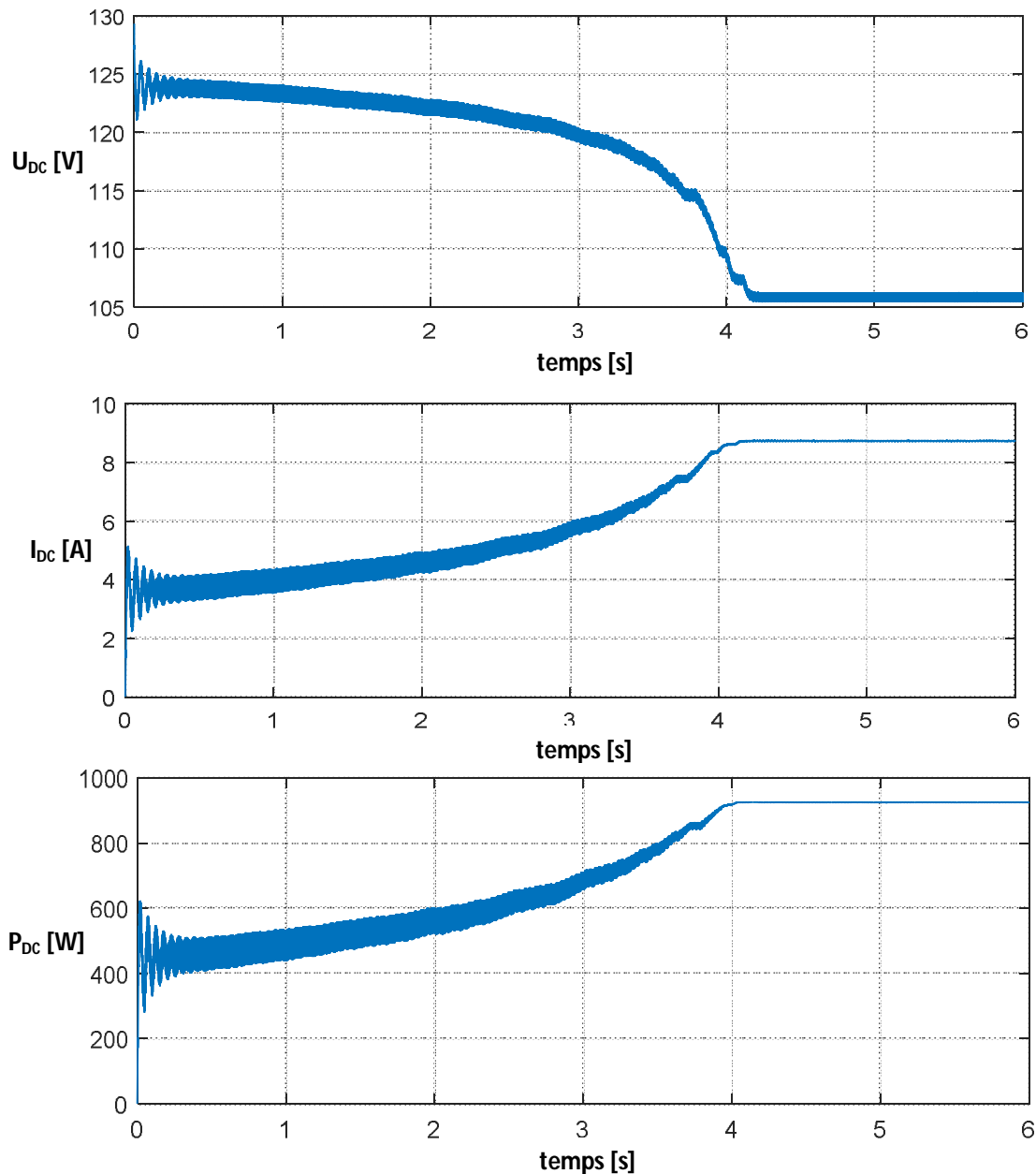


Figure III.20 : Evolution de la tension, du courant et de la puissance de sortie de GPV sous les conditions $G=1000\text{W}/\text{m}^2$, $T=25^\circ\text{C}$

Fréquence initiale =18Hz, Fréquence finale à atteindre=50Hz

Les résultats de simulation illustrés sur les figures III.18, III.19 et III.20 montrent que la tension du GPV tend vers la valeur pré-réglée sur la carte de commande (ici 106Volt) et maintenue constante tout le long du fonctionnement du convertisseur, malgré la variation de l'éclairement. Par contre l'allure du courant suit dans certaines plages l'éclairement. Egalement le générateur PV fournit une puissance proche de la puissance maximale qui est de 460W à un éclairement de $400\text{W}/\text{m}^2$ avec un régime transitoire court. Après une nouvelle augmentation du niveau de l'éclairement à $700\text{W}/\text{m}^2$, la puissance s'est réajustée à un nouveau point optimal, soit 655W. Egalement la puissance optimale est obtenue sous $1000\text{W}/\text{m}^2$

d'éclairage, soit 910W. On remarque aussi que plus l'éclairage augmente, le moteur nécessite une fréquence plus grande pour atteindre le point d'opération correspondant à un fonctionnement de GPV autour de 106V.

Donc, on peut dire que l'algorithme MPPT a donné la tension et le courant optimaux et confirme leur efficacité, et par suite nous donne des bonnes performances de notre système.

III.10. Conclusion

Nous avons présenté le dimensionnement du système de pompage photovoltaïque au fil du soleil, et qui concerne essentiellement le calcul de la puissance crête du générateur photovoltaïque, le choix de la pompe et le choix du contrôleur répondants au besoin en eau journalier requis.

Au terme de ce travail, force a été pour nous de constater que la conception d'un système de pompage PV nécessite, une bonne connaissance des principes de fonctionnement des différentes composantes du système de pompage PV. Ainsi, les études menées dans le cadre d'un projet de recherche, nous ont permis de procéder dans un premier temps au dimensionnement d'un système de pompage PV au fil du soleil et il nous a également fourni quelques dimensions du système pour la simulation pour étudier les performances du système de pompage PV.

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière de ce système, et nous avons vu que cette étude faisait appel aux paramètres du modèle du GPV, de l'onduleur et du moteur, pour simuler le système PV.

A partir de la simulation, on a montré que la relation V/f reste constant pour toute la bande de fréquence (18Hz - 57Hz). Cette technique V/f constant assure un couple de sortie raisonnable tout en réduisant le bruit et la chaleur du moteur de la pompe efficacement.

Ce convertisseur permet de régler la fréquence de sortie en fonction de l'intensité d'irradiation solaire en temps réel pour mettre en œuvre la MPPT (suivi de point de puissance maximale). La MPPT intégrée assure d'obtenir la meilleure puissance de sortie et optimise les performances de l'onduleur solaire de la pompe à eau tout au long de la journée car il démarre et s'arrête automatiquement en fonction de l'intensité du rayonnement solaire.

Ces résultats nous encouragent à réaliser l'onduleur pour alimenter une motopompe destinée aux applications de pompage PV, cest l'objectif du prochain chapitre.

CHAPITRE IV : Réalisation et Expérimentation de prototype d'onduleur triphasé destiné aux applications de pompage PV

CHAPITRE IV

Réalisation et Expérimentation de prototype d'onduleur triphasé destiné aux applications de pompage PV

IV.1. Introduction

Les convertisseurs statiques, adaptés à l'énergie solaire photovoltaïque, sont souvent appelés dans le commerce «convertisseurs solaires». Ils ont comme objectif d'adapter l'énergie électrique qui provient des panneaux photovoltaïques, pour pouvoir alimenter des charges alternatives [4,7].

On présente dans ce chapitre les détails techniques de la conception et la réalisation d'un prototype d'onduleur de tension triphasé de 1kVA destiné pour un système de pompage photovoltaïque au fil du soleil, alimentant un moteur asynchrone de 0.55kW.

Le prototype de l'onduleur de tension a été réalisé en deux parties : le circuit de puissance et le circuit de commande. Egalement on décrit le dimensionnement des composants de prototype, et tous les schémas électriques détaillés, les tracés des circuits imprimés et la disposition des composants sur les cartes. À la fin nous exposons les essais expérimentaux effectués au Laboratoire et des tests dans un site réel, ainsi que les résultats et leur interprétation.

IV.2. Composants de l'interrupteur de puissance

Le principe des convertisseurs statiques est basé sur la commutation de courant entre les mailles d'un circuit électrique de puissance. Ces commutations sont réalisées au moyen d'éléments semi-conducteurs de puissance fonctionnant comme interrupteur soit à l'état passant (fermé), soit à l'état bloqué (ouvert). Le passage d'un état à l'autre, appelé commutation, s'effectue périodiquement [4].

Les éléments semi-conducteurs de l'électronique de puissance peuvent être classés selon leurs possibilités de commande. Les trois interrupteurs fondamentaux sont (tableau IV.1) [72] :

- L'interrupteur unidirectionnel non commandé (diodes);
- L'interrupteur unidirectionnel commandé à la fermeture (thyristors);
- L'interrupteur unidirectionnel commandé à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, ...).

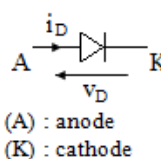
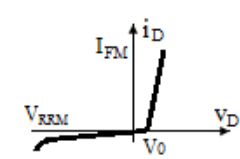
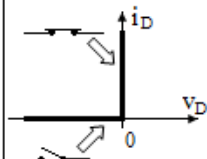
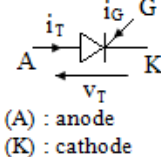
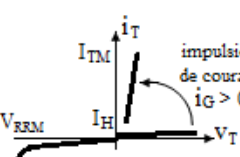
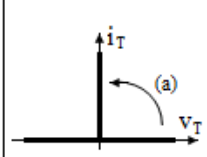
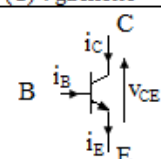
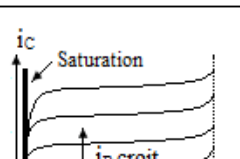
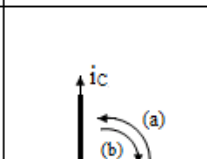
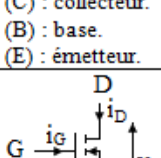
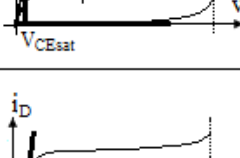
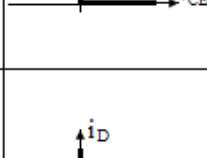
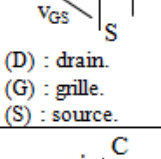
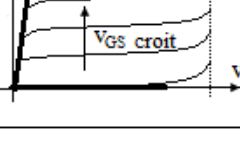
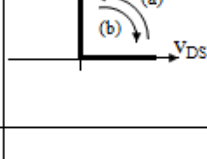
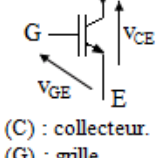
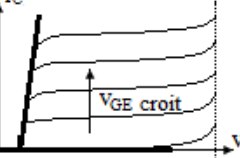
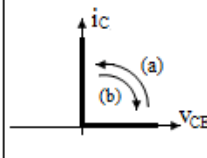
Composant de l'électronique de puissance	Symbole	Fonctionnement en commutation	Caractéristique statique réelle	Caractéristique statique idéale
Diode	 (A) : anode (K) : cathode	<ul style="list-style-type: none"> • Se ferme pour : $v_D > V_0 > 0$ (V_0 : tension de seuil) • S'ouvre dès que : i_D s'annule 		
Thyristor	 (A) : anode (K) : cathode (G) : gâchette	<ul style="list-style-type: none"> • Amorçage: Lorsque $v_T > 0$, il se ferme si on envoie une impulsion de courant i_G dans la gâchette. • Blocage : il s'ouvre dès que i_T s'annule. 		
Transistor bipolaire BJT (Bipolar Junction Transistor)	 (C) : collecteur. (B) : base. (E) : émetteur.	<ul style="list-style-type: none"> • Etat passant : Il se ferme lorsque le courant de base i_B est suffisamment fort. $i_B > I_{Bsat}$ • Etat bloqué : Il se bloque lorsque le courant de base i_B est nul. 		
Transistor à effet de champ MOSFET (Métal Oxyde Semi-conducteur)	 (D) : drain. (G) : grille. (S) : source.	<ul style="list-style-type: none"> • Etat passant : Il se ferme pour $V_{GS} > V_{GS(s)} > 0$ ($V_{GS(s)}$: tension de seuil) • Etat bloqué : Il se bloque lorsque v_{GS} est nulle. 		
Transistor bipolaire à grille isolé IGBT (Insulated Gate bipolar Transistor)	 (C) : collecteur. (G) : grille. (E) : émetteur.	<ul style="list-style-type: none"> • Etat passant : Il se ferme lorsque $V_{GE} > V_{GE(s)} > 0$ ($V_{GE(s)}$: tension de seuil) • Etat bloqué : Il se bloque lorsque v_{GE} est nulle. 		
Thyristor commandé à l'ouverture GTO thyristor (Gate Turn Off thyristor)	 (A) : anode (K) : cathode (G) : gâchette (Gate)	Le GTO est un thyristor dont la gâchette permet de commander l'amorçage et le blocage. (ouverture et fermeture commandées)		

Tableau IV.1 : Semi-conducteurs de l'électronique de puissance

IV.2.1. Caractéristiques statiques d'un interrupteur de puissance

La phase de caractérisation statique consiste à estimer les performances des composants lorsqu'ils sont soit en conduction, soit à l'état bloqué (interrupteur «idéal»). L'utilisateur des interrupteurs statique s'intéressera essentiellement aux grandeurs caractéristiques suivantes [73] :

- Valeurs maximales de la tension bloquée en régime permanent direct (V_D) ou inverse (V_R);
- Valeurs maximales de pointe de la tension bloquée en régime répétitif direct (V_{DRM}) ou inverse (V_{RRM});
- Valeurs maximales de pointe de la tension bloquée en régime non répétitif direct (V_{DSM}) ou inverse (V_{RSM});
- Valeurs maximales de l'intensité moyenne du courant direct (I_{DAV}) et éventuellement inverse (I_{RAV});
- Valeurs maximales de l'intensité efficace du courant direct (I_{DRMS}) et éventuellement inverse (I_{RRMS});
- Valeurs maximales de l'intensité du courant non répétitif de surcharge direct (I_{DSM}) et éventuellement inverse (I_{RSM});
- Durées typique de fermeture (t_{ON}) et d'ouverture (t_{OFF});
- Caractéristiques des entrées "commande" : tension d'attaque, intensité du courant d'entrée, durée des signaux.

IV.2.2. Caractéristiques dynamiques d'un interrupteur de puissance

Les caractéristiques dynamiques d'un tel interrupteur «réel» peuvent être schématisées comme l'indique la figure IV.1 À l'état ouvert, le composant est soumis à la tension U_M . À l'état fermé, il est traversé par le courant I_M . On désigne par t_r (rise time) la durée de montée du courant entre l'état bloqué et l'état conducteur (fermeture de l'interrupteur) et par t_f (fall time) la durée de descente du courant (ouverture de l'interrupteur). Les niveaux standards de référence sont 10% et 90% de la variation totale I_M du courant [74,75].

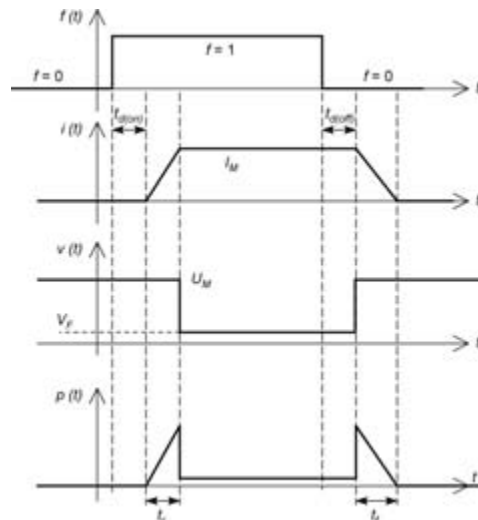


Figure IV.1 : Caractéristiques dynamiques de l'interrupteur réel

Le commutateur pratique subit des pertes de puissance qui sont évacuées sous forme de chaleur dans les états bloqués et passant (connus sous le nom de perte de conduction) et pendant les transitions de commutation (connues sous le nom de perte de commutation). L'énergie consommée lors des commutations est importante et la puissance moyenne à dissiper (et donc aussi la température de jonction) augmente rapidement avec la fréquence de travail $f=1/T$; un tel montage aura donc des performances (tension bloquée, intensité du courant commuté et fréquence) limitées.

IV.2.2-1. Pertes de conduction [74,76]

Les pertes de conduction sont calculées par les formules suivantes :

$$p_{cond} = I_M \times V_F \times \frac{t_{ON}}{T_{SW}} = I_M \cdot V_F \cdot D \quad (IV.01)$$

IV.2.2-2. Pertes de commutation [74,76]

Les pertes de commutation sont exprimées par les formules suivantes:

$$p_{off} = \int_0^{t_r} I_M \times V_M \times \frac{t}{t_r} dt = \frac{1}{2} I_M \cdot V_M \cdot t_r \quad (IV.02)$$

$$p_{on} = \int_0^{t_f} I_M \times V_M \times \frac{t}{t_f} dt = \frac{1}{2} I_M \cdot V_M \cdot t_f \quad (IV.03)$$

$$p_{com} = p_{off} + p_{on} \quad (IV.04)$$

IV.2.3. Classification des interrupteurs des puissances

Les composants de puissance commandables sont apparus dans les années 1950 avec les premiers thyristors de puissance. Ils n'ont cessé d'évoluer et ont donné naissance au MOSFET dans les années 1970 et à l'IGBT dans les années 1980 [77,78] .

Selon le composant utilisé, la fréquence de découpage f_{sw} à laquelle est soumis le composant change. En général, on cherche à utiliser la fréquence la plus élevée possible. Cependant, plus la puissance nominale P_n d'un composant est élevée, plus cette fréquence est faible .

Le tableau, présenté à la figure IV.2, permet de choisir le type de technologie à utiliser en fonction de la puissance nominale et la fréquence de découpage auxquelles est soumis le composant [78].

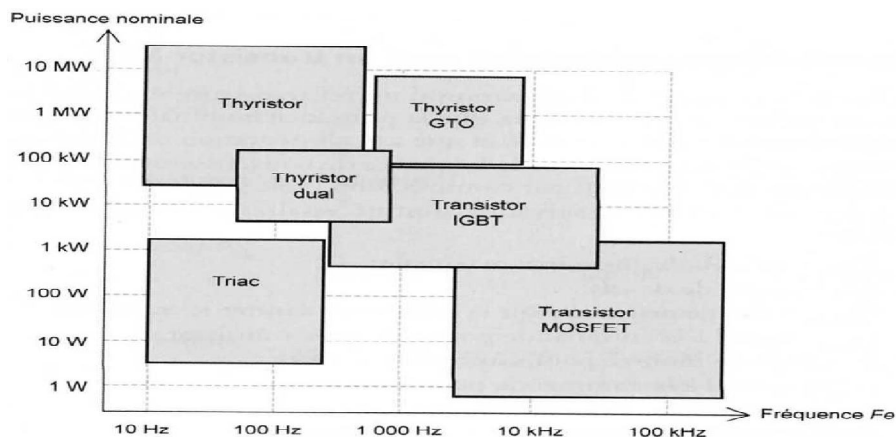


Figure IV.2 : Diagramme de classification des interrupteurs des puissances (puissance nominale - fréquence)

Le MOSFET est très bien adapté pour les convertisseurs basse-tension et à fréquence élevée (inférieure à 10kW et supérieure à 50kHz) alors que l'IGBT est utilisé pour les tensions supérieures à 30kW et des fréquences rarement supérieures à 20kHz. Les GTO et thyristors sont dédiés aux applications haute tension (>1MW) et fort courant (>1kA).

Dans ce travail et selon les caractéristiques techniques souhaitées pour réaliser le prototype de l'onduleur, on s'intéresse aux transistors.

IV.2.3-1. Transistor électronique

Le transistor a été inventé en 1948 par les physiciens Américains J.Bardeen, W. Shockley et W. Brattain, chercheurs à la compagnie Bell Téléphone [79]. Ils ont reçu le prix Nobel de physique en 1956. Le transistor est l'arrangement approprié de différents matériaux semi-conducteurs. Les matériaux semi-conducteurs généraux utilisés pour les transistors sont le silicium, le germanium et l'arséniure de gallium. Fondamentalement, les transistors sont classés en fonction de leur structure. Chaque type de transistors a ses propres caractéristiques, avantages et inconvénients.

Certains transistors sont conçus principalement à des fins de commutation, d'autres à des fins d'amplification et certains transistors sont conçus à la fois pour des fins d'amplification et de commutation. Selon la structure on distingue plusieurs types de transistors :

- Les transistors bipolaires BJT : généralement appelé bipolaire, met en jeu le déplacement des deux types de porteurs (électrons et trous). Les transistors BJT ont trois bornes appelées émetteur (E), base (B), collecteur (C). Le nom lui-même indique qu'il a deux jonctions entre les semi-conducteurs de type p et de type n. Les transistors BJT sont classés en transistors NPN et PNP selon la construction.
- Le Transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) : Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) est un dispositif semi-conducteur de la famille des transistors qui est utilisé comme interrupteur électronique, principalement dans les montages de l'électronique de puissance. Ils sont utilisés comme un transistor bipolaire à porte isolée. Il associe les avantages des transistors bipolaires et ceux des transistors MOSFET.
- Les transistors unipolaires FET (figure IV.3) : généralement appelé unipolaires, met en jeu le déplacement d'un seul type de porteurs (électrons ou trous).

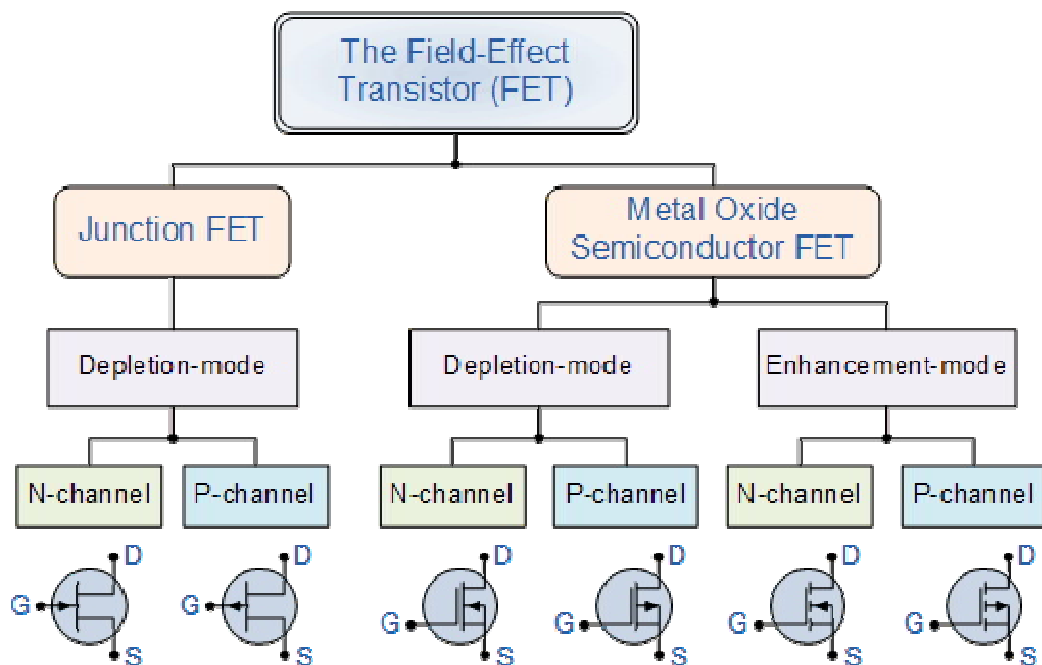


Figure IV.3 : Différents types de transistors FET

A partir de la figure IV.2 et les études publiées dans le domaine des convertisseurs de puissance, le transistor MOSFET est bien adapté pour les onduleurs à basse/moyenne

puissances fonctionnant avec une grande fréquence de commutation. C'est pourquoi, dans la suite de ce travail, nous considérerons que les interrupteurs de la partie puissance sont des transistors de type MOSFET.

IV.2.3-2. Transistor de puissance à effet de champ MOSFET [79]

La technologie MOSFET est devenue disponible au début des années 80. La nouveauté du MOSFET par rapport au BJT était le fait que le MOSFET utilise uniquement des porteurs majoritaires en conduction et qu'il est commandé par un signal de tension au lieu du courant, comme dans le BJT. De plus, la façon dont les bornes électriques sont construites a présenté un grand progrès dans la production de transistors à grande vitesse. En fait, le MOSFET de puissance peut commuter à environ 1MHz. Toutes ces caractéristiques ont entraîné un comportement physique différent du MOSFET par rapport au BJT.

La figure IV.4 présente une structure de base d'un MOSFET vertical à canal N. Ce dernier type de transistor est caractérisé par une fréquence de commutation plus élevée, sa résistance interne à l'état conduction très faible et les pertes de commutation sont trop petites, c'est pour ça on a le choisi pour la réalisation de l'onduleur. Le MOSFET a trois bornes appelées drain (D), source (S) et grille (G). La borne de grille est isolée du reste du semi-conducteur au moyen d'une couche de SiO₂. La jonction PN représente une diode de la source aux bornes de drain. Cette diode est conductrice lorsque la tension drain-source est négative. De plus, cette diode contient la tension inverse appliquée au MOSFET. Le MOSFET fonctionne comme un transistor lorsque la tension drain-source est positive.

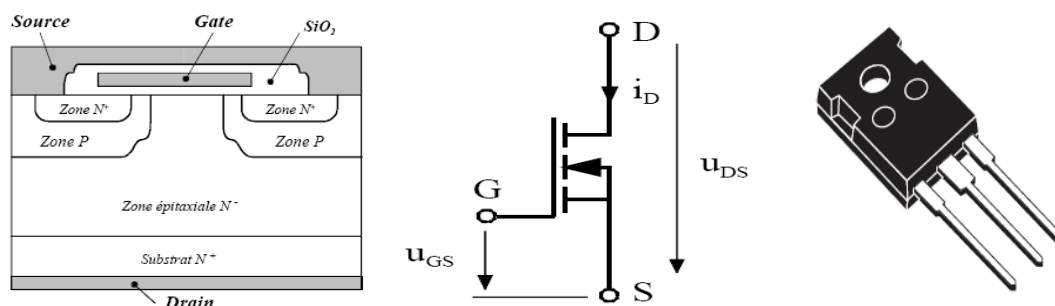


Figure IV.4 : Représentation symbolique, Structures de MOSFET

IV.2.3-3. Caractéristiques statiques de transistor de puissance [80][81]

La figure IV.5 illustrée les trois régions de fonctionnement de MOSFET. Les caractéristiques statiques d'un MOSFET à canal N, montre trois régions d'opération. Dans les applications électroniques de puissance, le MOSFET fonctionne préférentiellement dans les

régions ohmiques et de coupure, une fois que la tension drain-source ou le courant drain est faible, par rapport à la région active, réduisant ainsi les pertes de puissance. Dans la région active, le MOSFET fonctionne comme un amplificateur. BV est la tension de claquage, qui est la tension drain-source maximale admissible à travers le MOSFET avant la panne.

- **Région ohmique** : Dans la région ohmique, également connue sous le nom de région de triode ou région de résistance constante, le canal du MOSFET se comporte comme une résistance constante. Cette résistance est appelée R_{DSon} , et elle est linéairement proportionnelle à la tension drain-source et au courant drain. La valeur de R_{DSon} peut varier de quelques milli ohms (appareil basse tension) à quelques ohms (appareil haute tension). Les fabricants indiquent généralement la valeur de R_{DSon} sur leurs fiches techniques. La valeur de R_{DSon} , ainsi que le courant de drain, déterminent les pertes de puissance de conduction du MOSFET.

$$V_{DS} < V_{GS} - V_{TH} \text{ et } V_{GS} > V_{TH} \quad (IV.05)$$

- **Région de coupure** : La zone de coupure est caractérisée par l'absence de formation de canaux. Cela se produit lorsque la tension grille-source est inférieure à la tension de seuil, comme indiqué en (IV.6):

$$V_{DS} > 0 \text{ et } V_{GS} < V_{TH} \quad (IV.06)$$

Dans ce cas, aucun courant ne traverse les bornes de drain et de source du MOSFET.

- **Région active** : La région active est également connue comme région de saturation dans les MOSFET. La région active est caractérisée par un courant de drain constant, contrôlé par la tension grille-source. Le MOSFET fonctionne dans la région active lorsque la contrainte indiquée en (IV.7) est satisfaite. Dans ce cas, la largeur du canal limite le flux actuel :

$$V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \text{ et } V_{GS} > V_{TH} \quad (IV.07)$$

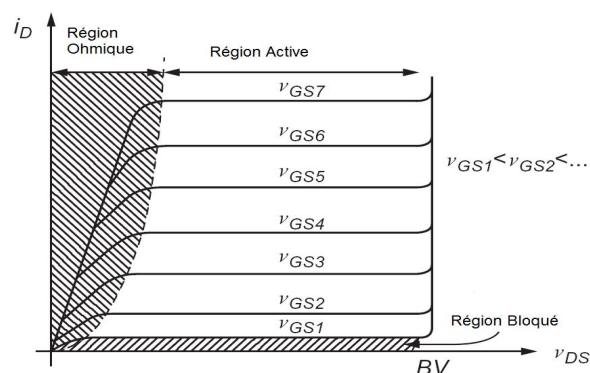


Figure IV.5 : Caractéristiques statiques du transistor

IV.2.3-4. Caractéristiques de commutation du transistor de puissance [80][81]

Afin de comprendre les caractéristiques de commutation, le MOSFET est représenté par un modèle de circuit équivalent représenté sur la figure IV.6. Le modèle se compose d'une source de courant commandée en tension et de capacités internes situées entre les bornes MOSFET.

On peut distinguer :

- La capacité Grille-Source C_{GS} , la plus importante. Son diélectrique est la couche d'oxyde isolant la grille de la métallisation de source et de la surface du silicium.
- La capacité Grille-Drain C_{GD} . Elle correspond à la zone de déplétion qui apparaît dans la zone P sous la métallisation de Grille.
- La capacité Drain-Source C_{DS} . C'est la capacité de la jonction P+N₊ aux bornes de laquelle se retrouve pratiquement toute la tension V_{DS} à l'état bloqué.

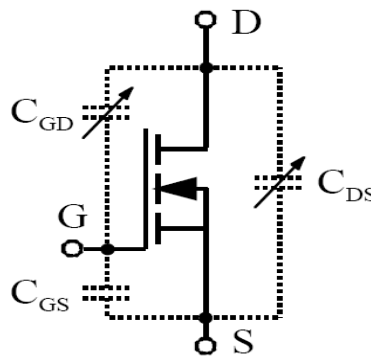


Figure IV.6 : Modèle de MOSFET présentant des capacités parasites internes

La fiche technique du MOSFET du fabricant donne les valeurs de ces capacités : C_{ISS} , C_{RSS} et C_{OSS} . Les relations suivantes aident à les relier aux capacités parasites inter jonctions décrites jusqu'à présent :

$$\begin{aligned}C_{GD} &= C_{RSS} \\C_{GS} &= C_{ISS} - C_{RSS} \\C_{DS} &= C_{OSS} - C_{RSS}\end{aligned}\tag{IV.08}$$

Ce sont les capacités parasites qui, par le temps nécessaire pour les charger ou les décharger, limitent la rapidité des commutations. Les transitions entre deux états stables, la fermeture (ou mise en conduction) passage d'un état bloqué à un état saturé et l'ouverture (ou blocage) transition inverse.

Durée de la fermeture : t_d (delay time), temps de retard entre l'instant d'application de V_{GS} et le passage de i_D à 10% de sa valeur finale; t_r (rise time), temps de montée de i_D entre 10% et

90% de sa valeur finale. La somme des deux durées (t_d , t_r) dans le temps de fermeture ($t_{on}=t_d+t_r$) comme illustré à la figure IV.7.

Durée de l'ouverture : t_s (Storage time) temps d'évacuation de la charge stockée, entre la suppression de V_{GS} et le passage de i_D à 90% de sa valeur initiale; t_f (fall time), temps de descente, entre 90% et 10% de la valeur initiale de i_D , la somme des deux durées (t_s , t_f) dans le temps de fermeture ($t_{off}=t_s+t_f$) comme illustré à la figure IV.7.

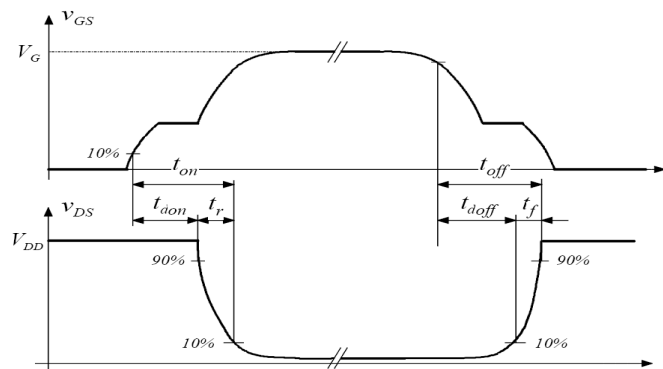


Figure IV.7 : Temps de commutation

IV.3. Partie Puissance

La partie puissance composée d'un filtre d'entrée de capacité mise en parallèle et d'un pont H triphasé composé de 6 MOSFET. Les transistors de puissance sont déposés sur un radiateur en aluminium anodisé afin de permettre la dissipation de la chaleur due aux pertes de commutation et de conduction.

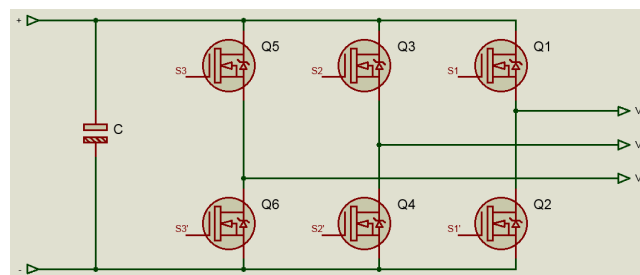


Figure IV.8 : Circuit de puissance de l'onduleur

IV.3.1. Dimensionnement du condensateur d'entrée [82]

Tous les circuits présentés disposent en entrée d'un condensateur référencé C de forte capacité, qui a un rôle très important pour les onduleurs solaire dans le maintien d'un point de fonctionnement stable.

Il a une fonction d'accumulateur d'énergie et une fonction de filtrage des fluctuations de tension dues aux commutations, il assure ainsi un écoulement. Les convertisseurs de tension

triphases destinés pour le pompage au fil du soleil, nécessitent une capacité d'entrée afin de réaliser une source de tension pour compenser la caractéristique I–V du GPV pendant les appels de courant dus aux commutations.

Le dimensionnement de cette capacité repose sur cette formule :

$$C = \frac{5}{\pi R_{gs} f_d} \quad (IV.09)$$

R_{gs} : est la résistance série équivalente du GPV;

f_d : est la fréquence de découpage correspondante à la fréquence de refoulement (Hz).

Dans notre cas, la valeur de la capacité trouvée est $C=2631.53\mu F$.

IV.3.2. Onduleur en demi-pont : dimensionnement des composants

Chaque bras de l'onduleur triphasé est constitué de deux transistors de type MOSFET, les deux transistors de le même bras (appelé cellule ou branche) doivent être complémentaires, quelque soit la technique de commande à adopter.

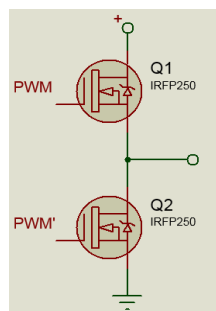


Figure IV.9 : Demi-pont de l'onduleur triphasé

IV.3.2-1. Choix du MOSFET

Les transistors MOSFET avec des valeurs et des caractéristiques appropriées sont utilisés en fonction des applications envisagées.

La recherche du MOSFET approprié pour une application spécifique implique de minimiser les pertes et de comprendre comment ces pertes dépendent de la fréquence de commutation, du courant, du rapport cyclique et des temps de montée et de descente de commutation. Ces informations guident le développement de l'outil de sélection.

Une fois une topologie choisie, la sélection du MOSFET sera basée sur sa position dans le circuit et quelques paramètres de l'appareil, tels que la tension de claquage, la capacité de transport de courant, la résistance $R_{DS(ON)}$ du canal à la température ambiante nominale spécifiée par le fabricant et le coefficient de température de $R_{DS(ON)}$. L'objectif est de

minimiser les pertes de conduction, de commutation et de choisir un appareil aux propriétés thermiques adéquates [51,63,65].

- **Tension et intensité nominales :** Le classement V_{DSS} de la tension drain-source est important dans la sélection des MOSFET. L'application d'une tension supérieure à V_{DSS} peut entraîner la destruction d'un MOSFET. Il est nécessaire de choisir des MOSFET avec un V_{DSS} suffisamment supérieur à la tension à laquelle ils seront effectivement utilisés. Généralement, la résistance à l'état passant détermine la limite supérieure de I_D du courant de drain. Assurez-vous que non seulement la perte calculée en $(I_D^2 \times R_{DS(ON)})$, la dissipation de puissance autorisée mais également une augmentation de température due au chauffage ne font pas dépasser la plage de température de fonctionnement de l'appareil.
- **Considérations pour VGS :** Les conditions régissant les V_{GS} sont également des facteurs importants pour la sélection des MOSFET. Pour fonctionner dans la région linéaire, en règle générale, il est recommandé de piloter la porte de nombreux MOSFET de puissance à un V_{GS} de 10 V à 14 V. On note que la quantité de courant que les MOSFET peuvent gérer est limitée par la valeur de V_{GS} .
- **Vitesse de commutation :** Lorsqu'un MOSFET de puissance commute à une fréquence élevée, sa perte de commutation représente une partie importante de la perte totale. Pour réduire la perte totale pour les applications de commutation à haute fréquence, des MOSFET de puissance à haute vitesse doivent être utilisés.

Les data-sheet's des interrupteurs des puissances ont mis en évidence que les caractéristiques électriques évoluent en fonction de la température. Il est donc nécessaire de prendre en compte ce comportement pour le dimensionnement de l'onduleur triphasé [83].

Le premier calcul est celui du courant nominal délivré par l'onduleur. Considérons que la charge est un moteur asynchrone triphasé 37.5/65V couplé en étoile, avec un facteur de puissance de 0.85 et une puissance utile de 0.55kW. Dans ce cas le courant nominal est :

$$I_n = \frac{P_n}{V_{ab} \cdot \cos \varphi} = \frac{550}{65 \times 0.85} = 9.95A \quad (IV.10)$$

On prend comme facteur de dimensionnement 2 pour le courant, à l'état passant le composant doit supporter un courant de drain $I_D \geq 19.9A$.

Pour la tension moyenne, il y a des possibilités d'augmenter la tension pour les fréquences atteignant 57Hz. On développe un onduleur de tension triphasé commandé par la technique SVM, donc la tension continue U d'entrée de l'onduleur est calculée comme suit :

$$U = \frac{65}{\sqrt{3}} \cdot \frac{57}{50} \cdot \sqrt{2} \cdot 2 = 121V \quad (IV.11)$$

Le facteur de dimensionnement est de 1.5 donc la tension moyenne des composants doit être de $V_{DS} \geq 1.5 \cdot 121 = 181.5V$. (IV.12)

La valeur de tension généralement rencontrée, pour les transistors ou les diodes, est de 200V ; c'est cette valeur que nous choisirons. On choisit donc le MOSFET IRFP250.

Les caractéristiques de MOSFET choisit sont dans le tableau suivant [84] :

Fabriquant	
Référence constructeur	IRFP250
V_{DSS}	200V
I_D	20A, quand $T_c=100\text{ }^\circ\text{C}$
$R_{DS(ON)}$	0.073 Ω
t_r	43ns
t_f	33ns
Boîtier	TO-247

Tableau IV.2 : Caractéristiques des composants des MOFSET utilisés

IV.3.2-2. Pilotage des deux interrupteurs d'un demi-pont

Dans un bras d'onduleur, les transistors du bas "low side", ne sont pas difficiles à commander car leur source est raccordée à la masse, pour ceux du haut "high side", c'est plus compliqué puisque leur borne source est flottante.

Dans la commande des interrupteurs, il se pose le problème de l'empiétement si les interrupteurs ne se ferment pas ou ne s'ouvrent pas au moment voulu, il se peut que la source de tension soit court-circuitée ou que la source de courant soit ouverte.

Quel que soit le type d'interrupteur choisit, il faut inclure entre celui-ci et sa commande un circuit de pilotage. Ce circuit est composé de diodes, de résistances, de condensateurs et d'un driver de transistor MOSFET. Ce circuit jouent le rôle d'interface entre les commandes générées par le microcontrôleur, et gâtes des transistors de puissance (figure IV.10).

Le driver assure la saturation du transistor monté en haut et du transistor monté en bas du même bras, donc nous aurons besoin de trois drivers de type L6384.

IV.3.2-2.1. Driver L6384 [85]

Le driver est un circuit qui doit piloter tout type de module (IGBT, MOSFET) dans tout type de convertisseur statique, le pilotage consiste à provoquer et à contrôler les passages de

l'état bloqué à l'état passant et assure l'isolation galvanique entre le circuit de puissance et de commande.

Le driver L6384 a été choisi pour sa haute fréquence de commutation (100kHz), sa basse consommation de courant, son unique alimentation et sa basse impédance durant les deux états "on" et "off". Son pic de courant de sortie élevé (650mA) est largement suffisant pour commander le MOSFET. Les caractéristiques de "L6384» sont présentés dans leur data-sheet, où on trouve les valeurs de tension et de courant pour alimenter le driver L6348 (tension : 14.6V-16.6V, Courant : 5mA), donc pour protéger ce dernier, la résistance d'alimentation doit être calculée et précisée.

Le schéma interne ainsi que celui des pins de connexion du Driver sont illustrés aux figures (IV.10 et IV.11).

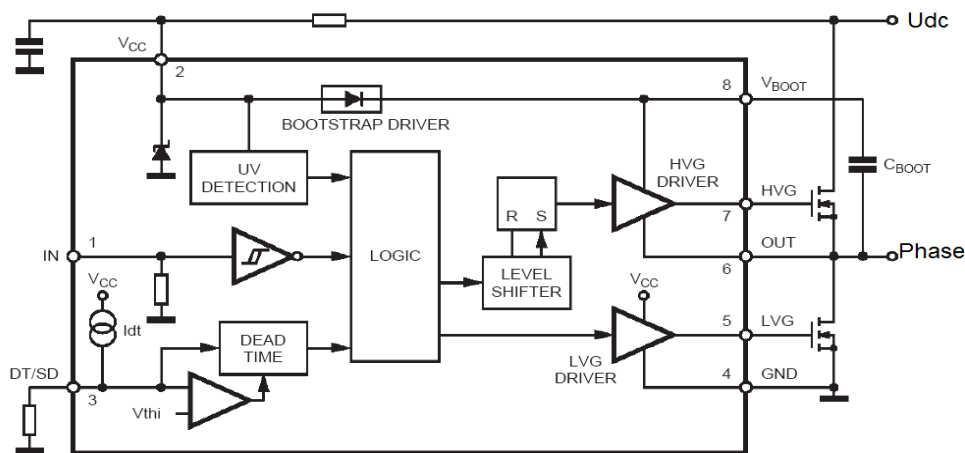


Figure IV.10 : Schéma interne du driver L6384 et pins de connexion

IV.3.2-2.2. Temps mort

Tous les dispositifs de commutation à semi-conducteur sont connus pour avoir un temps de commutation limité et le temps d'arrêt du dispositif est particulièrement important dans la plupart des applications. Dans des inverseurs, les temps finis de blocage (Turn off) peuvent causer un court-circuit à l'instant de changement entre les deux interrupteurs d'un bras à travers le lien de C.C [67].

Pour éviter la conduction simultanée de deux transistors de puissance de même branche, il faut retarder la commande d'un transistor par rapport à l'autre.

Afin d'assurer la génération d'un retard (temps mort) entre les signaux de commande des deux MOSFET et pour obtenir un temps mort réglable on utilise différentes méthodes :

- On utilise un driver MOSFET du demi-pont pour retarder la commande d'un transistor par rapport à l'autre ;
- On change les temps (Turn-on et Turn-off) du MOSFET par limitation du courant de gâte avec la résistance Rg;
- On utilise un simple circuit RC pour retarder la commande d'un transistor par rapport à l'autre.

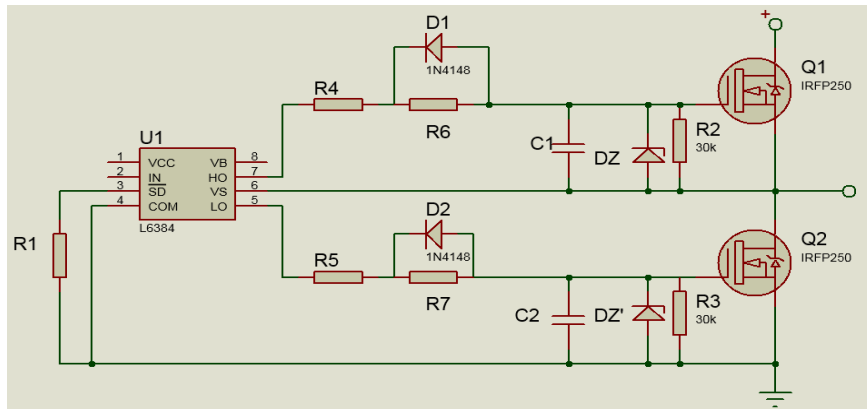


Figure IV.11 : Circuit de saturation du transistor monté en haut et du transistor monté en bas du même bras

A partir de la figure IV.11, on a la résistance R1 du circuit de driver, dans le data-sheet de L6384 on trouve que l'augmentation de la valeur de R1 est responsable de l'augmentation du temps mort jusqu'à une limite donnée, car ce temps ne pourra dépasser un seuil même en continuant d'augmenter la valeur de cette résistance.

Dans le cas d'un temps mort insuffisant, on ajoute les résistances R6 et R7 avec diode en parallèle (D1, D2) (figure IV.11). Dans notre cas on utilise une diode rapide en parallèle à la résistance R6 et R7, le rôle de D1 et D2 étant d'accélérer la décharge de la capacité C_{sg} de l'un des transistors de même branche pendant que pour l'autre transistor, sa capacité se charge à travers la résistance R6 ou R7.

La résistance R3 réduit et assure la tension grille-source à 0V lorsque le signal d'entrée de commande est en circuit ouvert.

IV.3.2-2.3. Calcul de la résistance de grille R_g [73][86]

Si on désire que la fermeture ait une durée Δt il faut que le dispositif de commande puisse délivrer à la grille, pendant la commutation, un courant d'intensité moyenne :

$$I_g = \frac{1}{\Delta t} \cdot (V_{gsf} \cdot C_{iss} + V_{ds} \cdot C_{rss}) \quad (IV.13)$$

A partir le data-sheet de IRFP250, on trouve les valeurs suivantes :

V_{DS} : valeurs maximales de la tension bloquée en régime permanent direct à 200V;

V_{gsf} : tension finale de la source gâte, elle est égale à 12V;

C_{iss} : capacité d'entrée, elle est égale à 2850 pF;

C_{rss} : capacité de transfert inverse, elle est égale à 120 pF.

On a pris un temps de monté de $3\mu s$, donc le courant sera égal à :

$$I_g = \frac{(14 \times 2850 \times 10^{-12} + 120 \times 120 \times 10^{-12})}{3 \times 10^{-6}} = 0.0181A \quad (IV.14)$$

La résistance correspondant le I_g est :

$$R_g = \frac{V_{gs}}{I_{gmax}} = \frac{14}{1.5 \times I_g} = 515.65\Omega \quad (IV.15)$$

Dans notre circuit nous avons pris une résistance de $R_6=R_7=R_g=470 \Omega$.

IV.3.2-3. Radiateur de chaleur des MOSFET du circuit de puissance

Dès qu'un composant électronique est traversé par un courant électrique, il a tendance à produire de la chaleur (pertes par effet Joule). Cette chaleur n'est généralement pas perceptible avec des composants qui sont traversés par de faibles courants, mais elle est nettement perceptible avec des composants où circulent plusieurs ampères [83,87].

Dans bien des cas, il suffira de laisser faire la nature pour que la chaleur soit évacuée dans l'air ambiant : On dit que la chaleur s'évacue par convection naturelle. Mais parfois, si on laisse faire la nature, la chaleur est produite plus vite qu'elle n'est évacuée, et le composant chauffe de plus en plus jusqu'à arriver à sa destruction par fusion (cas d'une résistance par exemple) ou par emballement thermique (cas des semi-conducteurs). Dans ces derniers cas, il va falloir aider le composant à évacuer la chaleur plus vite qu'elle n'est produite, ou au moins aussi vite. On utilise pour cela un radiateur, appelé aussi refroidisseur ou dissipateur.

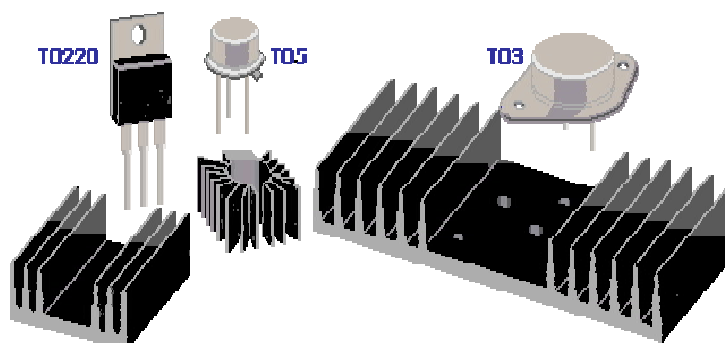


Figure IV.12 : Photo de différents types de radiateurs

IV.3.3. Évaluation des pertes dans un demi-pont de l'onduleur [74,76,79,80]

Les performances et la durée de vie des convertisseurs statiques d'énergie électrique sont liées à la température des composants actifs de puissance, car le bon comportement d'un interrupteur de puissance est affecté négativement par l'augmentation de la température de jonction du MOSFET. Le contrôle de la température est important pour garantir la fiabilité du produit.

Les pertes de puissance dans tout composant fonctionnant en mode de commutation peuvent être divisées en quatre types énumérés ci-dessous :

- a) Pertes de conduction (p_c);
- b) Pertes de commutation (p_{sw});
- c) Pertes de blocage (fuite) (p_b), normalement négligées;
- d) Pertes au niveau de la grille (p_G).

IV.3.3-1 Pertes de conduction

Les pertes p_c sont dues au passage du courant sous une tension à l'état stationnaire qui peut être borné.

$$p_c(t) = u_{DS}(t) \cdot i_D(t) \quad (IV.16)$$

u_{DS} et i_D sont respectivement la tension drain-source et le courant drain du MOSFET. L'intégration des pertes de puissance instantanées au cours du cycle de commutation donne une valeur moyenne des pertes de conduction MOSFET :

$$p_c(t) = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{t_{on}} R_{DS(on)} \cdot i_D^2(t) dt = R_{DS(on)} \cdot I_{D_{rms}}^2 = R_{DS(on)} \cdot I_{D_{on}}^2 \cdot D \quad (IV.17)$$

$R_{DS(on)}$: Résistance à l'état passant de la source de drainage du MOSFET.

La diode interne MOSFET est utilisée comme diode de roue libre pour la majorité des applications, telles que les entraînements de moteur à courant alternatif triphasé, les entraînements de moteur à courant continu, ... etc. On peut calculer les pertes de conduction dans la diode à l'aide de la formule suivante :

$$p_{cD}(t) = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (u_D \cdot i_F(t) + R_D \cdot i_F^2(t)) dt = u_D \cdot I_F + R_D \cdot I_{F_{rms}}^2 \quad (IV.18)$$

Le rapport cyclique D d'une impulsion d'un signal PWM est calculé comme suit :

$$D = \frac{t_{1(on)} + t_{2(on)} + t_{3(on)} + t_{4(on)} + t_{5(on)} + \dots}{T_{sw}} \quad (IV.19)$$

IV.3.3-2 Pertes par commutation

Les pertes p_{sw} sont la conséquence du changement d'état rapide de la tension ou du courant. Ces pertes dépendent fortement de la fréquence de découpage du signal.

Dans le transistor MOSFET

$$p_{sw,T}(t) = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt \Rightarrow p_{sw} = \frac{1}{6T} \sum U_{DS} \cdot I_{Don}(t_{ri} + t_{fu}) \quad (IV.20)$$

Dans la diode

$$p_{sw,D}(t) = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} u_D(t) \cdot i_F(t) dt = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot U_{Drr} \quad (IV.21)$$

IV.3.3-3 Pertes au niveau de la grille du MOSFET

La charge et la décharge de la capacité de grille contribuent aux pertes de commutation. Cette perte dépend également de la fréquence de découpage :

$$p_G = f_{sw} \cdot C_{GS} \cdot V_{GS}^2 = f_{sw} \cdot Q_{GS} \cdot V_{GS} \quad (IV.22)$$

IV.3.4 Calcul de rendement

Le rendement est très important dans les systèmes de l'électronique de puissance puisque les pertes sont fortement élevées lorsque l'on véhicule des quantités importantes d'énergie [72]. A cause des pertes dans le circuit, la puissance disponible à la sortie du convertisseur P_s est plus faible que la puissance soutirée à la source d'entrée P_e . On peut alors calculer le rendement η d'un convertisseur.

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{P_e - (p_{cond} + p_{comu})}{P_e} \quad (IV.23)$$

IV.4. Circuit de commande

La carte de commande intègre principalement deux microcontrôleurs : PIC16876A, PIC18f4550 de Microchip. Le premier est chargé de la gestion et du contrôle du convertisseur (donne l'ordre pour démarrer le système de pompage PV, MPPT, arrêter le système PV dans le cas d'un problème ou d'un redémarrage du système PV), le second est dédié exclusivement pour générer les signaux de commande SVM sous le contrôle du premier.

Pour garder la forme des signaux SVM de commande en utilisant le circuit 7404, et pour assurer une isolation galvanique (aux niveaux des signaux de commande) entre la carte de commande et la carte de puissance on utilise le photo-coupleur (6N137) : Dans notre prototype, on utilise trois photo-coupleurs.

IV.4.1. Microcontrôleurs PIC

Les microcontrôleurs ont été développés depuis le début des années 1970, le véritable boom est survenu au milieu des années 1990. Une entreprise nommée Microchip a fabriqué son premier simple microcontrôleur, appelé PIC. A l'origine, il a été développé comme un support pour les ordinateurs PDP pour contrôler les périphériques, et donc nommé PIC (Peripheral Interface Controller).

Un microcontrôleur est un ordinateur mono-puce. Micro suggère que l'appareil est petit et le contrôleur suggère que l'appareil peut être utilisé dans des applications de contrôle. Un autre terme utilisé pour les microcontrôleurs est contrôleur intégré, car la plupart des microcontrôleurs sont intégrés (ou intégrés) aux appareils qu'ils contrôlent. Les microcontrôleurs sont traditionnellement programmés en utilisant le langage d'assemblage de l'appareil cible. Ils peuvent également être programmés à l'aide d'un langage de haut niveau,

comme BASIC, PASCAL et C.

Le microcontrôleur PIC est populaire auprès des développeurs et des amateurs en raison de leur faible coût, de leur grande disponibilité, de leur large base d'utilisateurs, de leur vaste collection de notes d'application, de la disponibilité d'outils de développement gratuits ou à faible coût et de leur capacité de programmation en série (et de reprogrammation avec mémoire flash).

Les microcontrôleurs comprennent une vaste gamme de modèles et de variantes d'appareils à usage général et spécial. La famille des PICs est subdivisée en 3 grandes familles : La famille Base-Line, qui utilise des mots d'instructions de 12 bits, la famille Mid-Range, qui utilise des mots d'instructions de 14 bits (et dont font partie la 16F84 et 16F876), et la famille High-End, qui utilise des mots d'instructions de 16 bits (18F).

Un microcontrôleur est un composant électronique autonome doté :

- d'un microprocesseur,
- de la mémoire RAM,
- de la mémoire permanente,
- des interfaces d'E/S //, série (RS232,I2C, SPI ...)
- des interfaces d'E/S analogique
- des Timer pour gérer le temps
- d'autres module plus au moins sophistiqués selon la taille des μC

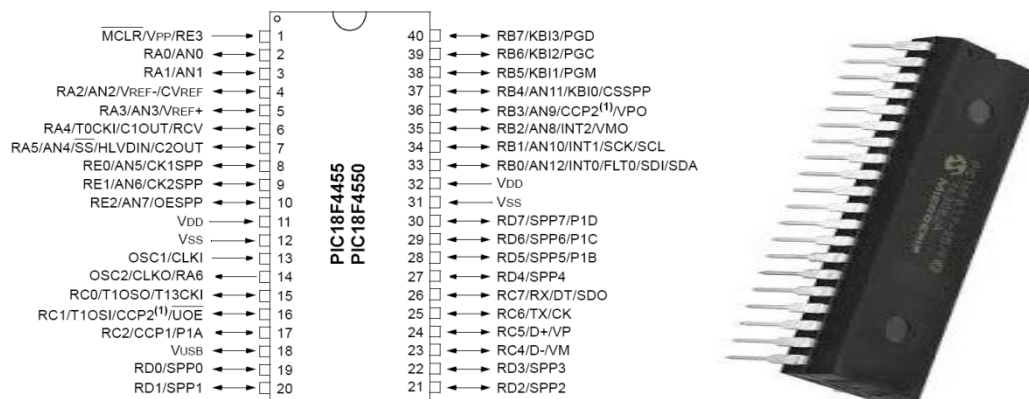


Figure IV.13 : Microcontrôleur PIC

La figure IV.13 montre les détails des broches d'un PIC microcontrôleurs plus utilisées à 40 broches, PIC18F4550. Comme vous pouvez voir que chaque broche a été affectée à un certain nombre de fonctions, parfois deux et parfois trois. Cette situation est très courante dans les microcontrôleurs, quelque soit leurs constructeurs, les microcontrôleurs ont des architecture très similaires. Par exemple, on trouve des broches fondamentales assurant le fonctionnement du microcontrôleur :

- Power Supply : VDD et VSS, ces les broches d'alimentation peut cependant varier de 3.5V à 5.5V.
- Master Clear : MCLR, Cette broche a deux fonctions de base. Il est utilisé pour réinitialiser le microcontrôleur, ainsi que de mettre le microcontrôleur en mode programmation.
- Oscillator : OSC1 et OSC2, Des impulsions régulièrement espacées provenant de l'oscillateur permettent un fonctionnement harmonique et synchrone de tous les circuits du microcontrôleur. Le module oscillateur est généralement configuré pour utiliser un cristal de quartz ou un résonateur en céramique pour la stabilisation de fréquence.

IV.4.1-1. Choix du microcontrôleur

Le choix du microcontrôleur repose sur plusieurs paramètres parmi les plus importants nous pouvons citer [40] :

- Le coût;
- La disponibilité;
- Le jeu d'instructions;

- La rapidité d'exécution est un élément important, il faut consulter les DATA-BOOK pour vérifier la compatibilité entre la vitesse maximale du PIC choisi et la vitesse max nécessaire au montage.
- La taille de la RAM interne et la présence ou nom d'une EEPROM pour mémoriser des données est également pour l'application souhaitée.

En réalité choisir le microcontrôleur qui soit à la fois le moins cher, le plus disponible et le mieux adapté pour notre application est une besogne sans fin. L'exploitation d'un microcontrôleur nécessite une connaissance très approfondie de ce dernier. Cette connaissance ne s'acquiert qu'après un travail de longue haleine. Pour cela il est plus pratique de commencer ce choix par les microcontrôleurs qui sont disponibles à notre niveau et dont nous avons les moyens de les exploiter (documentation exhaustive, logiciels).

Par ailleurs, pour réaliser la génération des signaux en SVM un algorithme ou un organigramme s'impose, le jeu d'instructions offert par le microcontrôleur doit mettre en évidence chaque partie de l'organigramme. Le facteur temps est déterminant dans la réalisation de l'organigramme, car certaines combinaisons peuvent avoir des durées de quelques microsecondes, pour cela une attention très particulière doit être accordée au choix des instructions pour réaliser le programme.

La famille des microcontrôleurs PIC18F présente le même jeu d'instruction, donc il était nécessaire pour nous, avant de choisir le microcontrôleur qui convient, de définir le programme de génération des signaux en SVM et celui de gestion de l'onduleur en entier, afin d'avoir une idée précise sur l'espace mémoire nécessaire.

Sur la base de l'organigramme que nous avons élaboré un programme qui n'occupe qu'un peu plus d'un kilo mots, pour une vitesse d'horloge de 24MHz, d'où notre choix a été porté sur le microcontrôleur PIC18F4550. En effet, ce dernier offre un espace mémoire programmable de 32 kilobits et 35 broches programmables entrée/sortie [70].

Pour la tâche de la gestion et du contrôle du convertisseur (donne l'ordre pour démarrer le système de pompage PV, MPPT, arrêter le système PV dans le cas d'un problème ou d'un redémarrage du système PV), nous avons pensé à l'utilisation du PIC16F876A, parce il est disponible au niveau de notre laboratoire.

IV.4.1-2. Microcontrôleurs PIC18F4550

Le PIC18F4550 est de type de boîtier PDIP, à 40 broches, il appartient à une famille haute performance. Il a des mots de programme de 16 bits, une mémoire de programme flash [70].

Les éléments essentiels du PIC 18F4550 sont :

- Une mémoire programme de type EEPROM flash de 32K mots de 16 bits;
- Une RAM donnée de 368 octets;
- Une mémoire EEPROM de 256 octets;
- Cinq ports d'entrée sortie, A (6 bits), B (8 bits), C (8 bits), D (8 bits) et E (8 bits);
- Convertisseur Analogiques numériques 10 bits à 5 canaux;
- Quatre TIMERS avec leurs Prescalers, TMR0, TMR1, TMR2 et TMR3;
- Deux modules de comparaison et Capture CCP1 et CCP2;
- Générateur d'horloge, à quartz (jusqu' à 48 MHz) ou à Oscillateur RC.

IV.4.1-3. Microcontrôleurs PIC16F876A [71]

Le PIC16F876A est de type de boîtier PDIP, à 28 broches, il appartient à une famille Mid-rangr. Il a des mots de programme de 14 bits, une mémoire de programme flash.

Les éléments essentiels du PIC 16F876A sont :

- Une mémoire programme de type EEPROM flash de 8K mots de 14 bits;
- Une RAM donnée de 368 octets;
- Une mémoire EEPROM de 256 octets;
- Trois ports d'entrée sortie, A (6 bits), B (8 bits), C (8 bits);
- Convertisseur Analogiques numériques 10 bits à 5 canaux;
- Trois TIMERS avec leurs Prescalers, TMR0, TMR1, TMR2;
- Deux modules de comparaison et Capture CCP1 et CCP2;
- Générateur d'horloge, à quartz (jusqu' à 20 MHz) ou à Oscillateur RC.

Les fiches techniques des microcontrôleurs PIC18F4550 et PIC 16F876A sont disponible sur site internet.

IV.4.2. Opto-coupleur 6N137 [88]

L'opto-coupleur permet le transfert d'information entre deux parties électroniques isolées l'une de l'autre d'un point de vue électrique. L'opto-coupleur, encore appelé photo-coupleur est composé de deux éléments :

- ✓ Un photoémetteur, dans le visible ou l'infrarouge ;
- ✓ Un photorécepteur, le plus souvent un phototransistor.

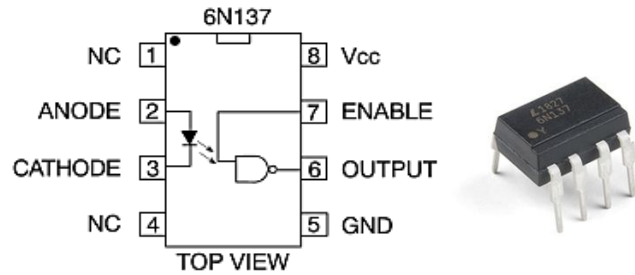


Figure IV.14 : Brochage du photo-coupleur

L'opto-coupleur transmet des informations logiques ou analogiques sous forme de signal électrique, via une liaison optique qui isole électriquement l'entrée de la sortie. On utilise un opto-coupleur pour :

- Isolation galvanique (isoler électriquement deux parties électroniques ou électriques entre elles);
- Parce que les tensions mises en jeu ne sont pas compatibles de part et d'autre (sortie logique d'un montage alimenté en 5V devant être raccordée à l'entrée d'un montage alimenté en 24V);
- Parce que l'une des deux parties peut présenter des tensions dangereuses et que l'utilisateur doit accéder à l'autre partie;
- Interface partie commande/partie puissance.

IV.4.3. Inverseur 74HC04 [89]

Le M54/74HC04 est un inverseur CMOS HEX haute vitesse fabriqué en technologie C2MOS à grille de silicium. Il a les mêmes performances à haute vitesse de LSTTL combinées à une véritable faible consommation d'énergie CMOS. Le circuit interne est composé de 3 étages dont une sortie tampon, ce qui permet une immunité au bruit élevée et une sortie stable. Toutes les entrées sont équipées de circuits contre les décharges statiques et les surtensions transitoires.

Le numéro IC 7404 est un inverseur hexadécimal. Ici, le terme hex fait référence aux six inverseurs inclus dans le circuit. La figure IV.15 montre les schémas de l'inverseur hexagonal 7404.

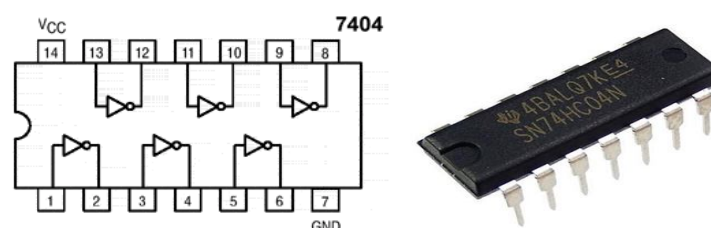


Figure IV.15 : Brochage de l'inverseur 7404

IV.4.4. Carte d'alimentation à découpage du circuit de commande

Pour l'alimentation DC nous avons besoin de deux sources : une alimentation 15Vdc nécessaire pour faire fonctionner le circuit pilote MOSFET et une alimentation 5Vdc nécessaire pour alimenter le microcontrôleur. L'alimentation 5V a été récupérée d'un récepteur canal satellite. Elle est conçue pour fonctionner sur le réseau électrique 220Vac, son entrée peut être alimentée en 140Vdc et fournie en sortie les tensions +15V/5V. Les essais ont montré qu'elle devient opérationnelle à partir de 50Vdc.

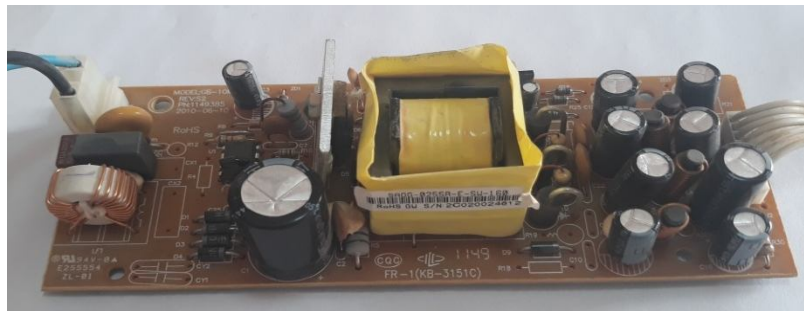


Figure IV.16 : Carte d'alimentation à découpage pour du circuit de commande

IV.6. Écriture du programme et implantation sur le microcontrôleur PIC

Les parties les plus importantes dans la réalisation de la carte de commande sont le programme de gestion de l'onduleur et celui de génération des signaux de commande SVM avec variation de fréquence.

Dans les microcontrôleurs PIC, le langage informatique principal utilisé est le langage d'assemblage. Chaque type PIC a une certaine quantité d'instructions et a différents types de fonctions en langage assembleur. Le langage d'assemblage utilisé dans le PIC diffère également un peu des autres microprocesseurs et microcontrôleurs tels que 68000 et autres [78].

Il existe également d'autres langages informatiques liés au PIC tels que le BASIC, le langage C, le FORTRAN qui font du PIC un microcontrôleur largement utilisé [79]. Dans notre réalisation, le langage C serait utilisé pour plusieurs raisons : premièrement, le langage C est plus facile à comprendre, le langage C est un langage conçu par les humains pour le bénéfice et la commodité des humains. En langage C, l'utilisation des registres d'adresses et de fichiers n'est pas importante même si le processus est fondamentalement le même que le langage d'assemblage en termes de transfert de données. En outre, de nombreuses opérations telles que les opérations logiques et arithmétiques pourraient être facilement implémentées par

rapport au langage d'assemblage. Cela rend le langage C plus accessible et plus pratique sans avoir à trop penser aux branches conditionnelles [80].

IV.6.1. Environnement MikroC PRO pour PIC

Le langage mikroC pour PIC a trouvé une large application pour le développement de systèmes embarqués sur la base de microcontrôleur. Il assure une combinaison de l'environnement de programmation avancée IDE (Integrated Development Environment), et d'un vaste ensemble de bibliothèques pour le matériel, de la documentation complète et d'un grand nombre d'exemples [81].

Le mikroC PRO pour PIC est un outil de développement puissant et riche en fonctionnalités pour les microcontrôleurs PIC. Il est conçu pour fournir au programmeur la solution la plus simple possible pour développer des applications pour des systèmes embarqués, sans compromettre les performances ou le contrôle [82].

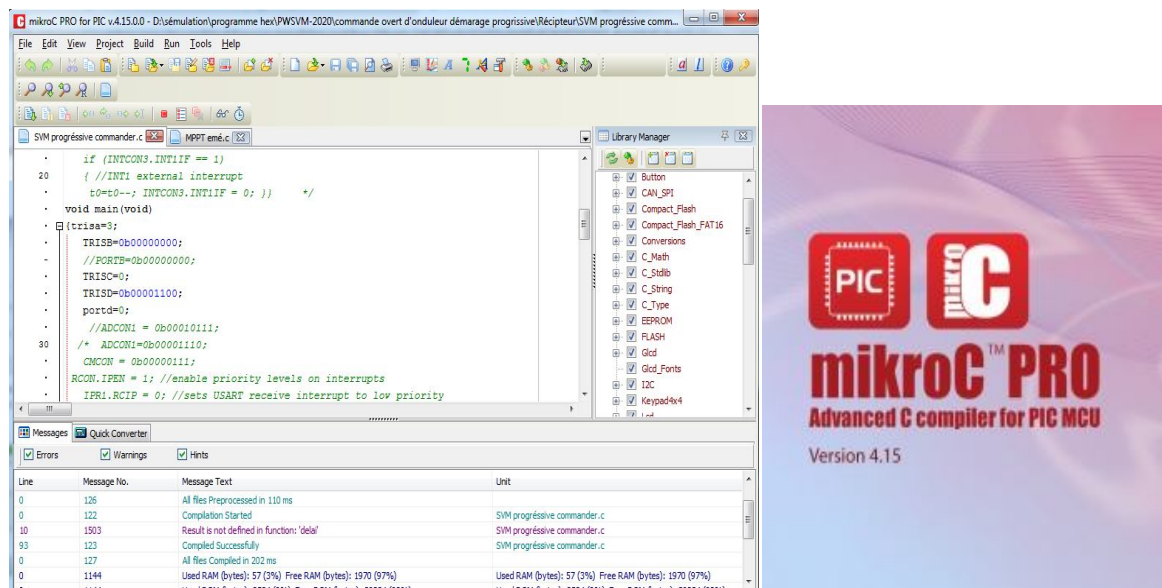


Figure IV.17 : Environnement MikroC PRO

Après la compilation réussie, le compilateur mikroC PRO pour PIC génère des fichiers de sortie dans le dossier du projet (dossier qui contient le fichier projet. mcppi). Parmi les plus importants de ces fichiers, on trouve le fichier HEX.

Les compilateurs produisent des fichiers HEX qu'on imprime dans la ROM des microcontrôleurs. La taille du fichier HEX produit par le compilateur est l'une des préoccupations des programmeurs des microcontrôleurs pour deux raisons :

1. Les microcontrôleurs ont une ROM limitée.
2. L'espace occupé par le code pour les PIC18 est limité à 2MO.

IV.6.2. PICkit 2 Programmeur [83]

Le programmeur est un appareil ou un matériel qui acceptera le programme compilé de l'ordinateur et l'écrira dans la mémoire de programme du microcontrôleur. Comme cette mémoire est basée sur le flash, une fois le microcontrôleur programmé, on n'aura plus besoin du programmeur. Chaque fois qu'on allume l'appareil, le programme dans la mémoire du microcontrôleur démarre. Cependant, chaque fois qu'on apporte des modifications au logiciel, le programme nouvellement compilé doit être réécrit dans le microcontrôleur. On aura besoin à nouveau du dispositif de programmation.

Il existe des centaines d'appareils de programmation disponibles sur le marché, chacun ayant ses propres mérites et démérites. L'un des appareils les plus populaires est celui de Microchip® lui-même (PICkit 2).

Le programmeur/débugueur de développement PICkit 2 peut programmer des microcontrôleurs installés dans un circuit d'application à l'aide de la programmation série en circuit (ICSP).

L'application PICkit 2 peut être téléchargée sur le site Web (<http://www.microchip.com>). L'application permet de programmer tous les périphériques pris en charge répertoriés dans le fichier Lisez moi PICkit 2. L'interface de programmation apparaît comme le montre la figure IV.18.

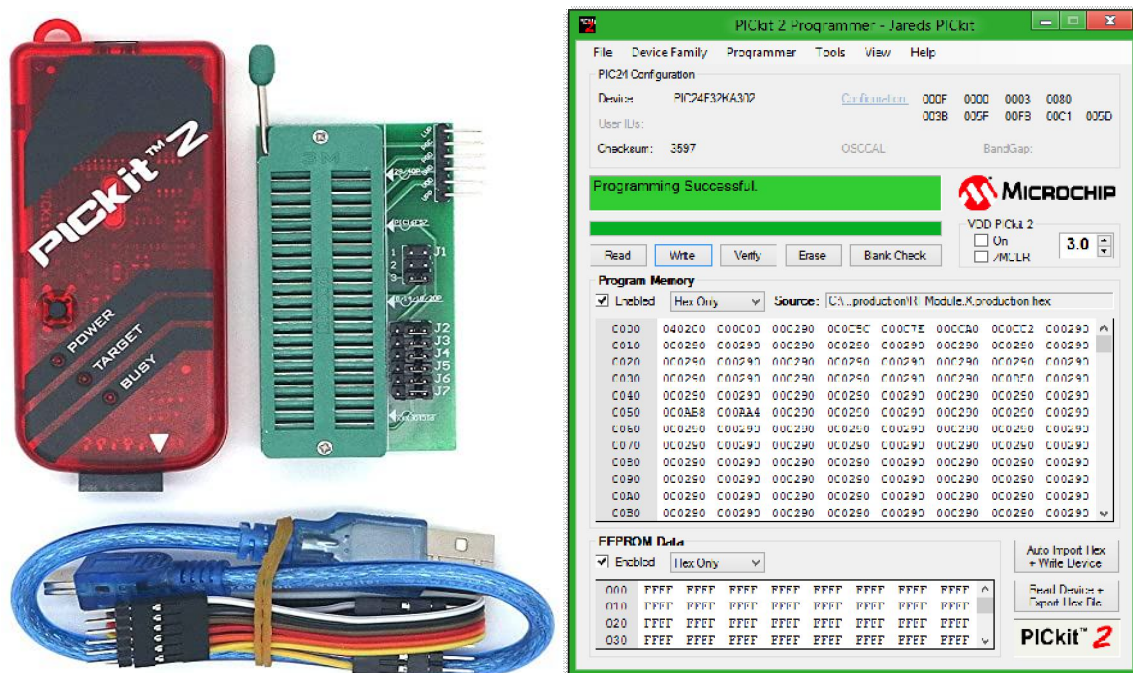


Figure IV.18 : PICkit 2 Programmeur

IV.7. Réalisation du circuit de puissance et de commande de l'onduleur

Dans cette partie, nous présentons les schémas électronique, les circuits imprimés et les cartes finales pour les tests de l'onduleur réalisé, au niveau de l'unité de recherche URER/MS d'Adrar, dans le cadre d'un projet de recherche intégré à ma thèse.

IV.7.1. Schémas électroniques

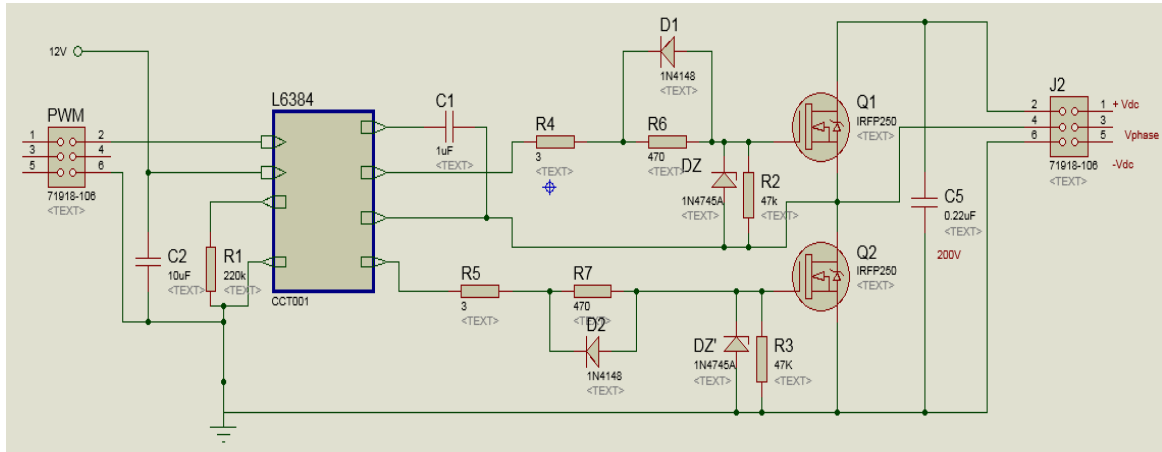


Figure IV.19 : Schéma électrique du circuit de l'onduleur demi-pont avec drivers L6384

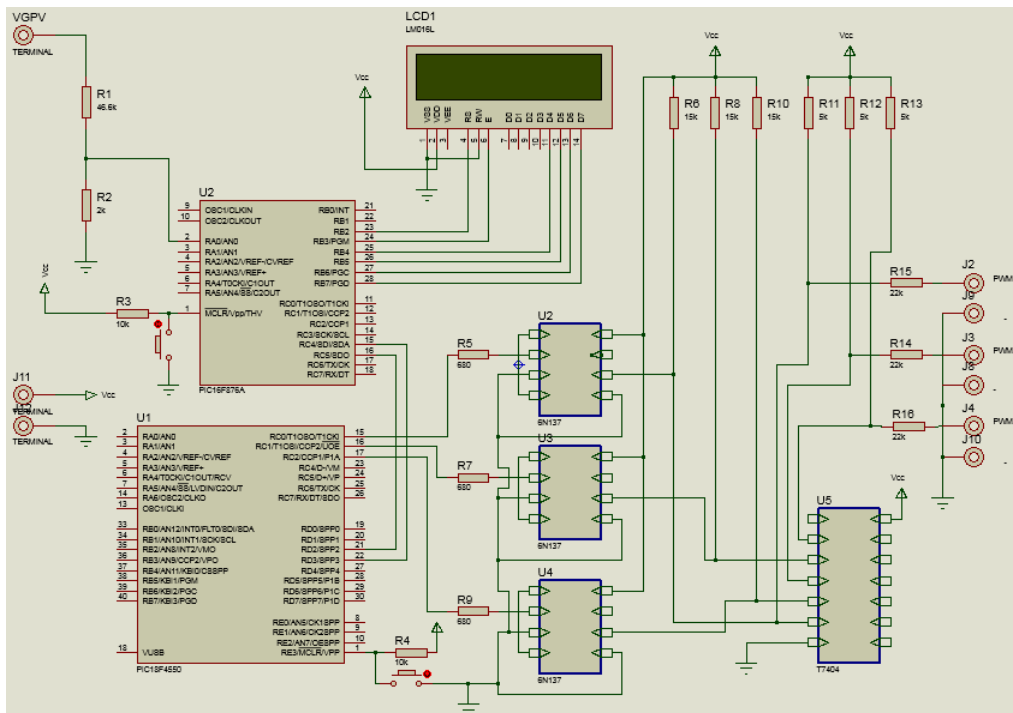


Figure IV.20 : Schéma électrique de la carte de commande

IV.7.2. Circuits imprimés

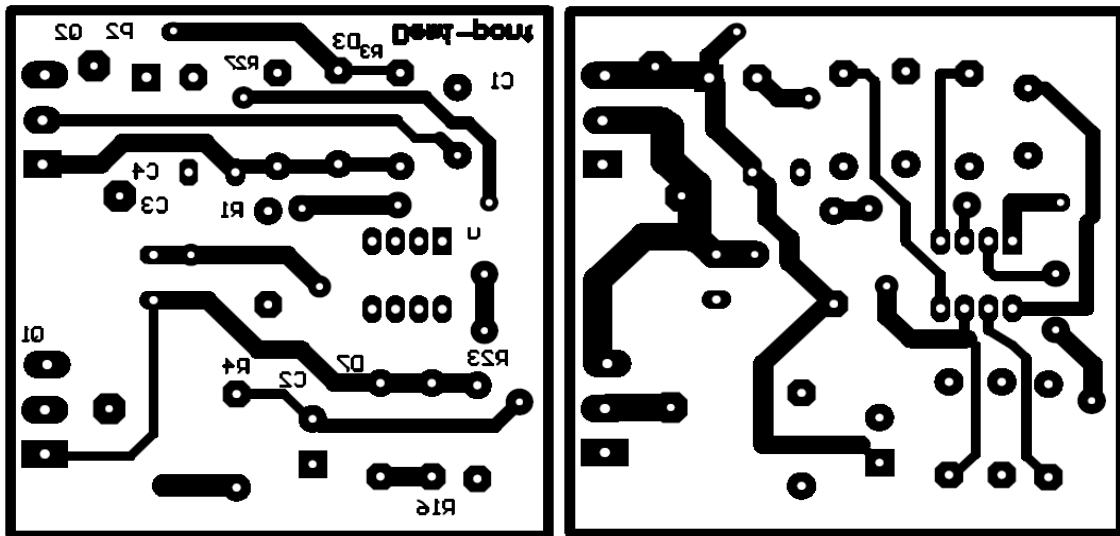


Figure IV.21 : Circuit imprimé double face de la carte de puissance de l'onduleur en demi-pont

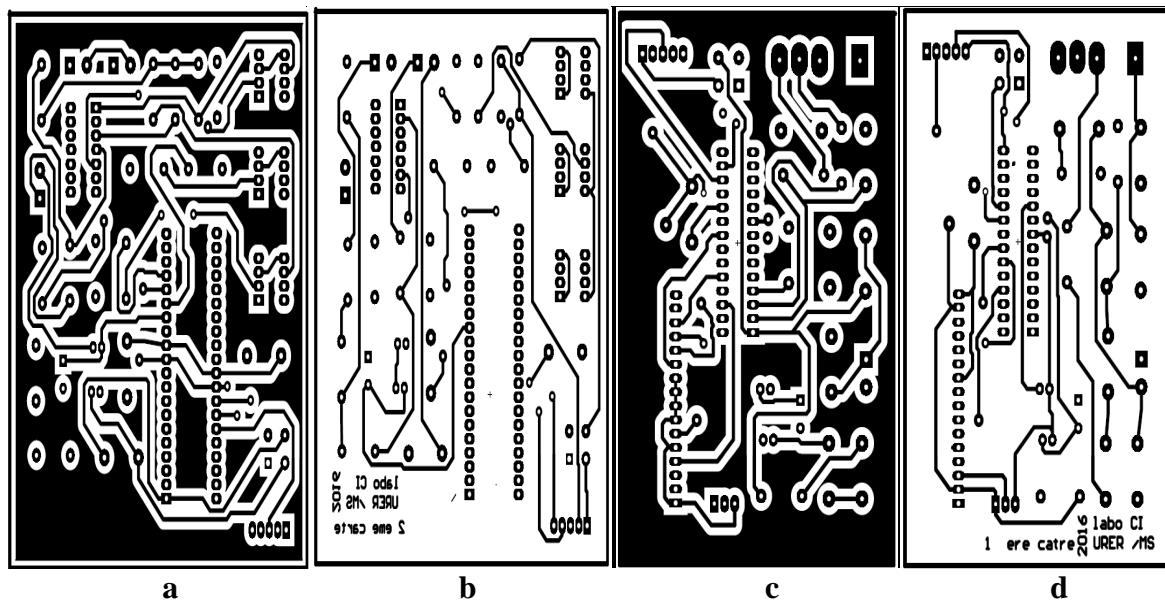


Figure IV.22 : Circuits imprimés double face de la carte de commande composée de deux cartes

IV.7.3. Cartes réelles pour tests

IV.7.3-1. Carte filtre d'entrée

Elle est constituée de quatre capacités de $680\mu\text{F}/200\text{V}$, mises en parallèle, aux bornes desquelles est soudée une transir afin d'absorber une éventuelle surtension.



Figure IV.23 : Condensateurs d'entrée

IV.7.3-2. Circuit de puissances

Elles sont au nombre de trois cartes identiques. Sur chaque carte les demi-pont sont fixés au radiateur et isolés par des feuilles en mica. Le transfert de chaleur entre les composants de puissance et le radiateur est amélioré par la graisse thermique en silicone appliquée sur les deux côtés de la feuille en mica.

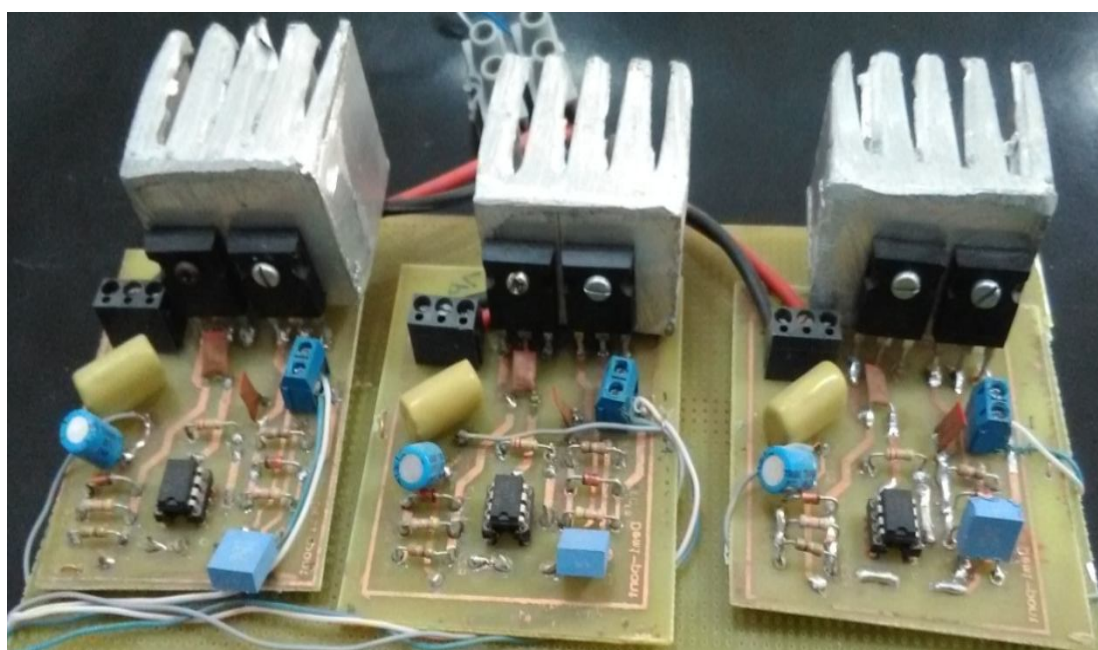


Figure IV.24 : Photos du circuit de puissance des trois demi-ponts avec leurs refroidisseurs

IV.7.3-3. Cartes de commande

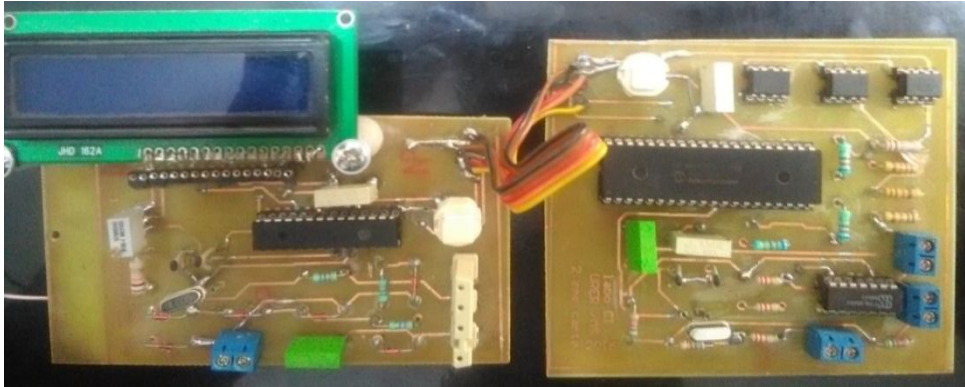


Figure IV.25 : Carte de commande de l'onduleur

IV.7.4. Résultats des essais expérimentaux au laboratoire

IV.7.4-1. Description du banc d'essai

Le banc de test et mesure est composé de :

- Alimentation stabilisée DC 300V - 15A (simulée un champ PV);
- Un moteur MS-402/550W;
- Onduleur triphasé (prototype) ;
- Oscilloscope numérique ;
- Fluke 435 analyseur de puissance ;
- Fluke 87V multimètre.

IV.7.4-2. Essais N°1 : On a effectué des tests pour visualiser les signaux générés par la carte de commande.



Figure IV.26 : Banc d'essais expérimentaux

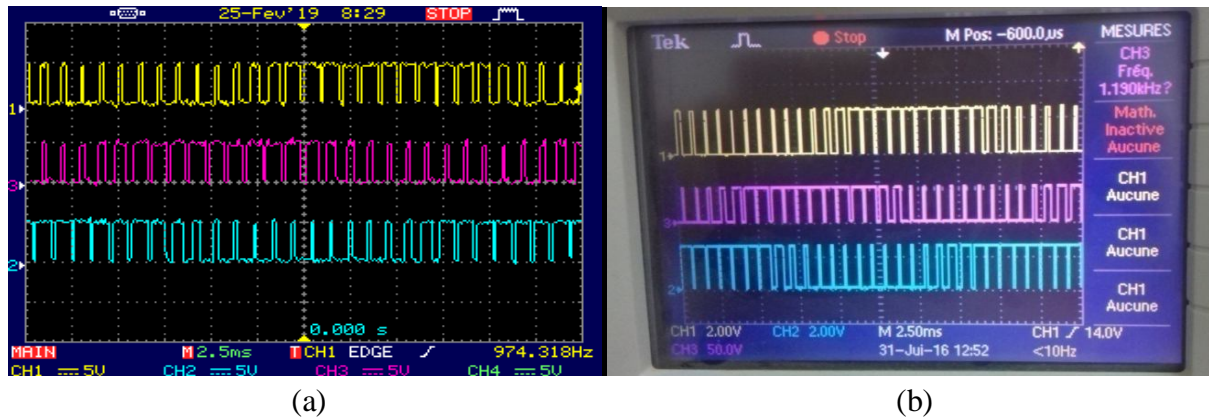


Figure IV.27 : Signaux de commande SVM sur deux Oscilloscopes
 a) Oscilloscope GwinSTEK GDS-2204 et b) Oscilloscope Tektronix TPS 2014

La figure IV.27 nous a permis de voir les trois formes des signaux de commande, et de par sa forme, il est connu et acceptable. Donc test de génération de signaux de commande SVM, a été un succès.

IV.7.4-3. Essais N°2 : Confirmation la technique V/f Constant

On fait des mesures pour confirmer que le rapport entre la tension et la fréquence maintient constante. Pour cette teste au niveau du labo, on utilise une alimentation DC (300V, 15A). On choisit une tension DC, $U=106V$, puis on varie la fréquence et mesure la tension à la sortie de l'onduleur en utilisant un Fluke 435 analyseur.

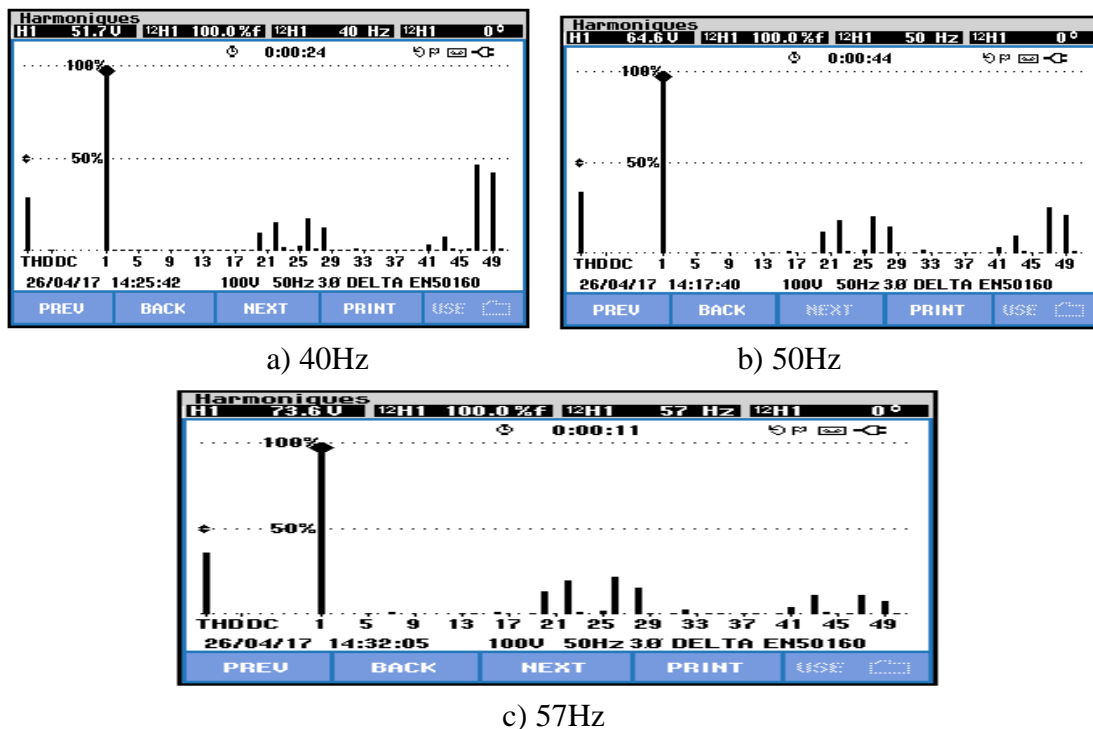


Figure IV.28 : Spectre de tension statorique pour différentes fréquences

À partir de ces résultats on établit le tableau IV.3 :

f (Hz)	$V_{ab(RMS)}$ (v)	V/f
57	73.6	1.29
50	64.6	1.29
45	58.5	1.3
40	51.7	1.29

Tableau IV.3 : Essais expérimentaux avec une fréquence variable

Les résultats confirment que le rapport V/f est maintenu constant bien que la tension et la fréquence sont variables. Ces résultats expérimentaux confirment ceux de simulation.

IV.7.4-4. Essais N°3 : Test sur le moteur asynchrone tournant à vide

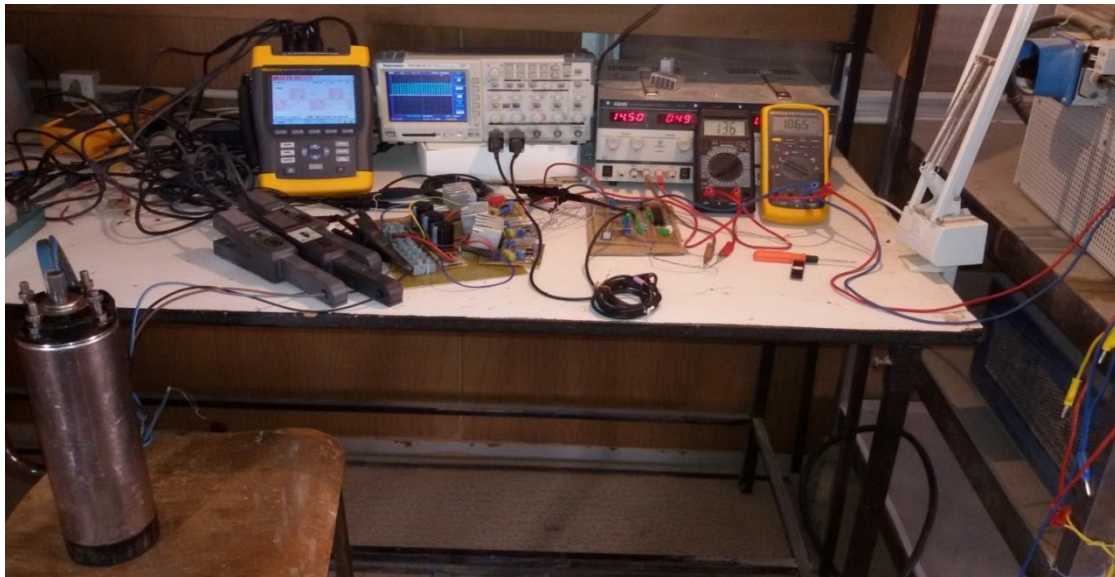


Figure IV.29 : Banc d'essai expérimental



Figure IV.30 : Forme des signaux de tension de phase

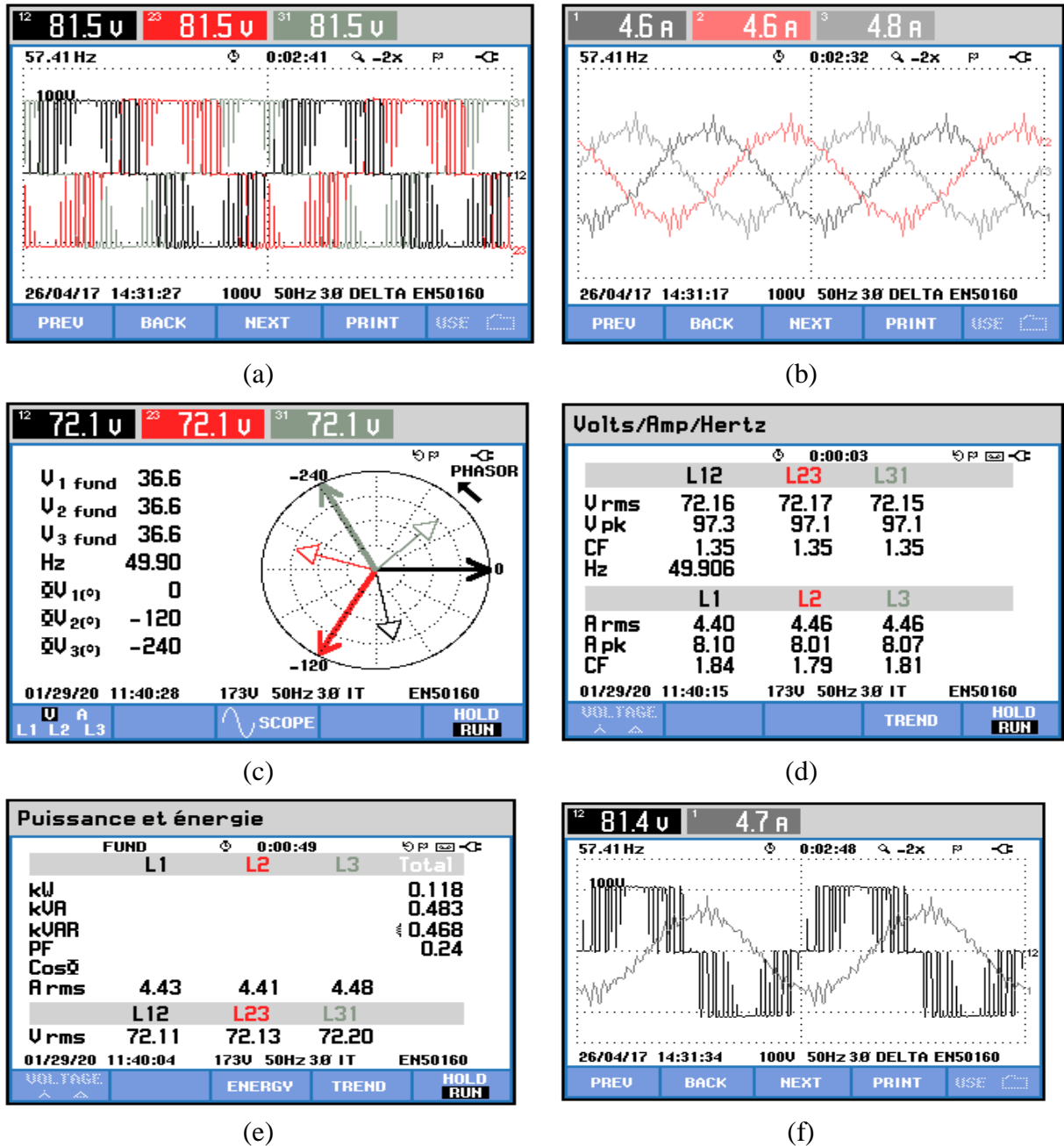


Figure IV.31 : Résultats expérimentaux

a) La tension des trois phase , b) Le courant des trois phase, c) les valeurs des tension et des courant, d) Test de déséquilibre de tension et de courant, et de déphasage entre eux, e) les valeurs de puissance et de l'énergie, et f) Valeurs et déphasage entre le courant et la tension de sortie

Ces tests nous ont permis de voir les différentes formes d'ondes de tension et de courants dans des écrans d'affichage de l'analyseur de puissance. On remarque sur les figures IV.30 et IV.31 et figure III.15-figure III.17, une grande ressemblance de la tension de phase et de branche obtenus expérimentalement avec celles obtenus par simulation.

IV.7.4. Résultats expérimentaux sur site réel

Nous avons effectué des essais de l'onduleur 1kVA éparpillés sur plusieurs jours sur un champ PV composé des modules PV de type mc-Si SolarIsotón-75 de 75Wc et d'une tension optimale moyenne de 15V. La charge est une électropompe immergée de type Grundfos SP5A-7 entraînée par un moteur asynchrone MS-402/550W (figure IV.32). Pendant ces essais nous avons prélevé plusieurs mesures que nous avons, à chaque fois, transférées vers le PC.

Pour les essais sur un site réel, nous avons inséré l'onduleur dans un système de pompage PV composé de (figure IV.33 et IV.34) :

- Champ photovoltaïque de 14 panneaux PV Isotón-75, distribué sur deux branches montées en parallèle. Chaque branche est composée de 7 panneaux en série. Parfois, nous ajoutons une troisième branche, le total devient de 21 panneaux PV ;
- Electropompe immergée Grundfos SP5A-7 (moteur MS-402/550W);
- Notre prototype (Onduleur triphasé);

Pour les mesures dont nous avons besoin :

- L'éclairement est mesuré par un pyranomètre kippzonen CM11
- Afin de se rendre compte de l'évolution de la température de jonction MOSFET du convertisseur pendant le fonctionnement et la température ambiante, nous avons utilisé des thermocouples de type K
- Les différentes mesures des tensions et des courants nécessaires pour l'évaluation ont été captées par un capteur de tension LV25P et un capteur de courant LF 306-S/SP10 de type LEM
- Oscilloscope numérique
- Fluke 435 analyseur de puissance
- Fluke 87V multimètre

Tous les paramètres sont acquis par l'utilisation d'un système d'acquisition de données Hydratype FLUKE (data logger), qui permet de convertir et de transmettre les signaux vers le microordinateur pour les sauvegarder et les traiter ultérieurement. Les paramètres sont mesurés chaque 30 secondes.

Les paramètres à évaluer : Les performances du système de pompage photovoltaïque, le rendement de l'onduleur, la température des interrupteurs de puissance MOSFET et le fonctionnement de l'MPPT.



Figure IV.32 : Motopompe immergée Grundfos SP5A-7

Nous avons laissé le convertisseur fonctionner sans interruption de 08^H:00 jusqu'à 17^H:30, pour quelques jours. L'onduleur a fonctionné, à maintes reprises, pendant plusieurs jours consécutifs d'une façon autonome sans tomber en panne.

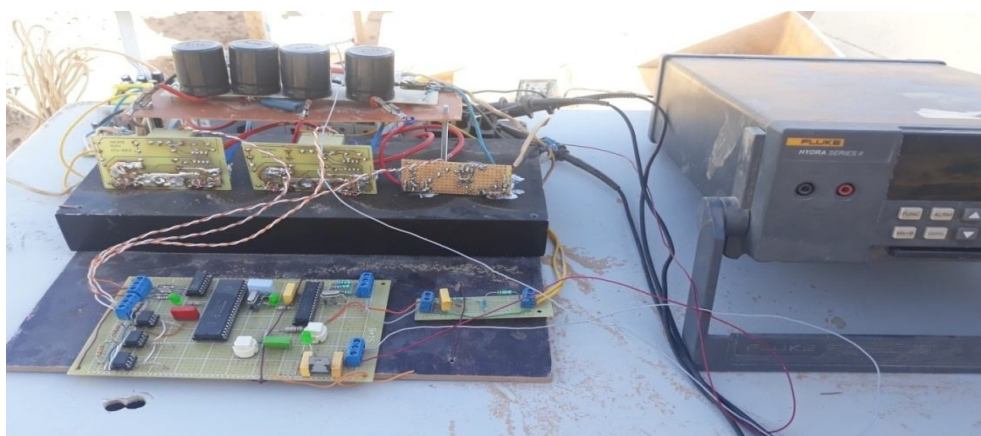


Figure IV.33 : Onduleur et accessoires de mesures



Figure IV.34 : Système de pompage PV expérimenté sur site réel (URER/MS-CDER)

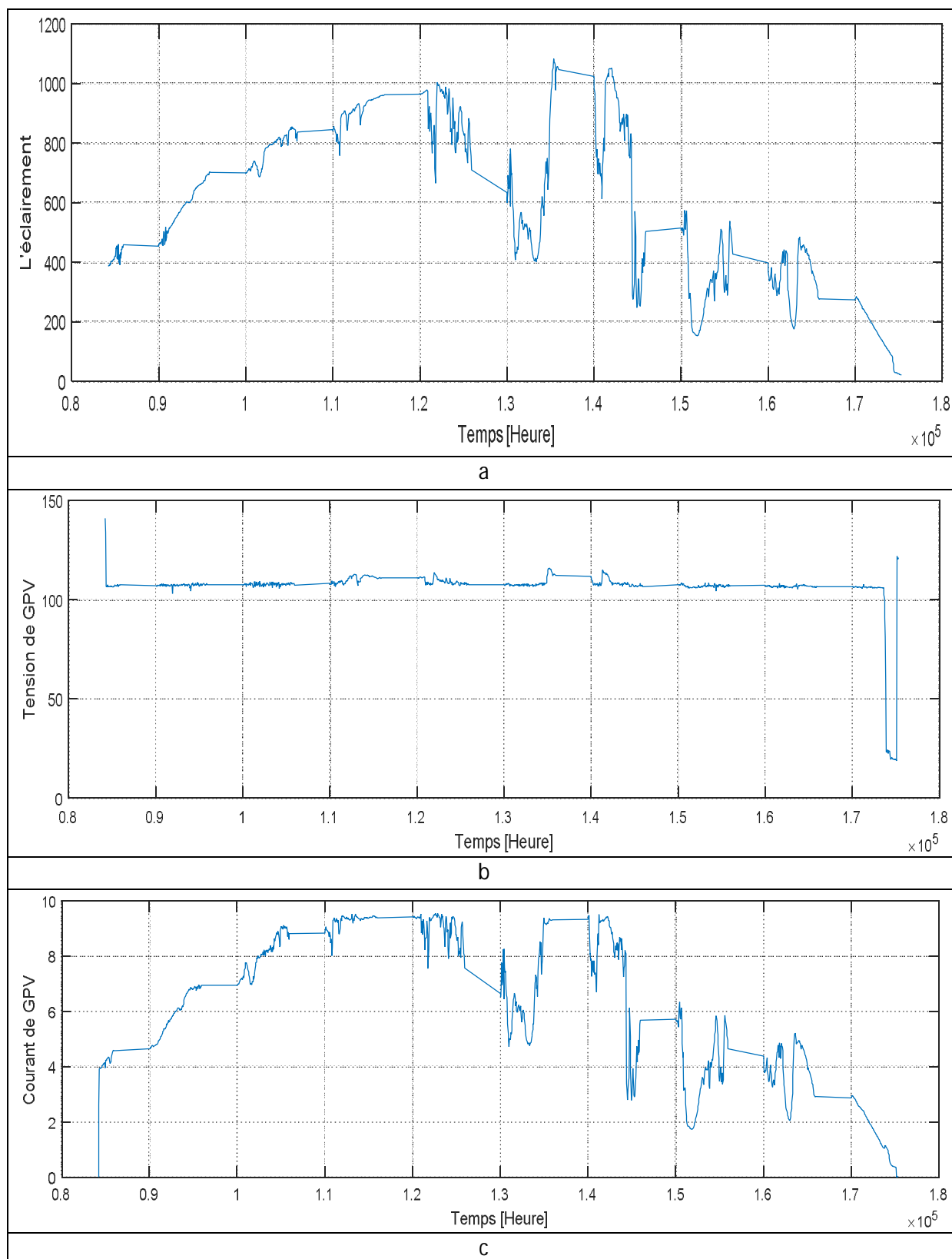


Figure IV.35 : Evolution de l'éclairement, de la tension et du courant de sortie de générateur PV pour un champ PV $N_s \times N_p = 7 \times 3$ (Journée 14/11/2020)

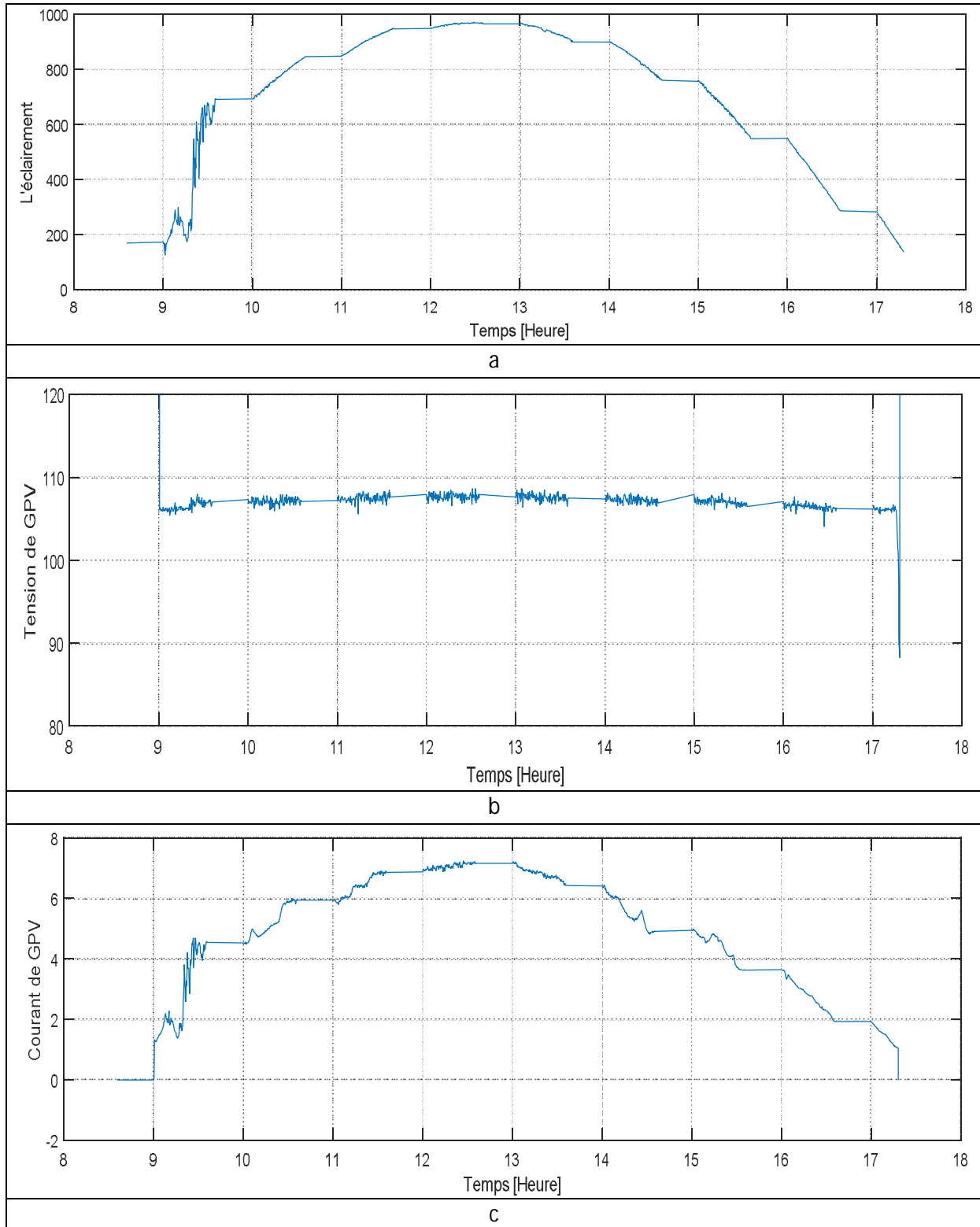


Figure IV.36 : Evolution de l'éclairement, de la tension et du courant de sortie de générateur PV pour un champ PV $N_s \times N_p = 7 \times 2$ (Journée 15/11/2020)

L'éclairement, la tension et le courant des panneaux PV sont représentées dans les figures IV.35 et IV.36. À travers ces résultats expérimentaux, on voit que la tension du générateur PV tend vers la valeur prééglée sur la carte de commande (ici 106Volt) et maintenue constante

dans tout le long du fonctionnement du convertisseur, malgré la variation de l'éclairement. Alors que nous voyons que l'allure du courant suit dans certaines plages au fil du temps en raison du changement de l'éclairement. Donc, également le générateur PV fourni une puissance près de la puissance maximale.

Pour différents moments de la journée, nous avons prélevé les mesures suivantes (Tableaux IV.4 et IV.5).

Temps Heure	G [W/m ²]	U _{DC} [V]	I _{DC} [A]	T _{amp}	T _{jonc}	V _{ac} [V]	i _a [A]	Fré [Hz]	P _s [W]
09:03	139.7	106	1.27	18.5	20	50.66	4.77	23	100
10:10	720	106.8	4.98	23	25	71.44	6.8	39	600
11:22	894.9	107.	6.4	26.4	31	75	7.6	47	690
12:30	966.3	107.8	7	28.6	36.4	74.5	8.1	49.2	728
13:30	943.67	107.2	6.84	29.5	37.5	75.8	7.89	47.47	698
14:40	816.4	107.4	5.36	29.8	37.8	72.8	7.05	46	680
16:00	547	106.8	3.63	29	33.6	66.57	6	38	400
17:04	261.6	106	1.78	28.44	31.6	56	4.99	26.4	160
17:20	184.9	106	1.31	28.3	31.2	50.66	4.7	18	110

Tableau IV.4 : Mesures prélevées pour différents moments de la journée 15/11/2020

(champ PV N_s×N_p=7×2)

Temps Heure	G [W/m ²]	U _{DC} [V]	I _{DC} [A]	T _{amp}	T _{jonc}	V _{ac} [V]	i _a [A]	Fré [Hz]	P _s [W]
08:43	390.66	106.4	3.9	18	19	68	6.3	40	440
09:45	653.4	107.2	6.7	22.9	27	76.4	7.9	51	790
10:51	844.9	107.7	9	26.11	32	80	9.1	54.4	940
11:30	932.3	112.7	9.33	28	36	84.3	9.2	57	950
12:30	963.8	109.1	9.44	29.2	39.5	81.4	9.2	57	970
14:13	1000	115	9.2	30	37	86	9.2	57	980
15:47	503.6	107.6	5.66	29.7	33	72.7	7.2	40	450
16:47	410.3	106.7	4.4	29.7	32	69.7	6.5	35	380
17:30	1397.	106	1.4	28	30	52.4	4.8	25	160

Tableau IV.5 : Mesures prélevées pour différents moments de la journée 14/11/2020

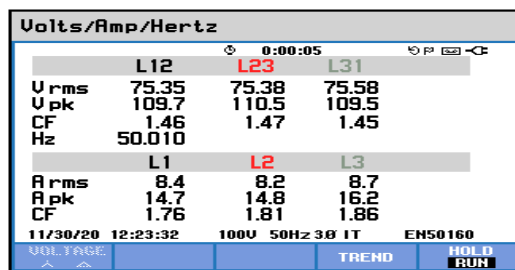
(champ PV N_s×N_p=7×3)

On remarque que plus de l'éclairement augmente, le moteur nécessite une fréquence plus haute pour atteindre le point d'opération correspondant à un fonctionnement de GPV autour de 106V.

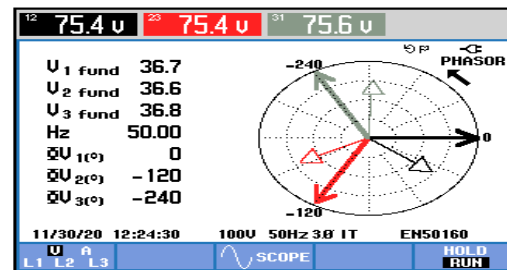
La chaleur de l'interrupteur électronique joue un rôle important dans le fonctionnement normal du convertisseur. Selon les résultats obtenus, la température de MOSFET est variée dans une marge acceptable.

Coté dimensionnement : Pour la configuration $N_s \times N_p = 7 \times 2$, le système fonctionne correctement et à midi solaire la fréquence est égale la fréquence nominale, le système est bien dimensionné. La puissance débitée par le générateur GPV atteint sa valeur maximale.

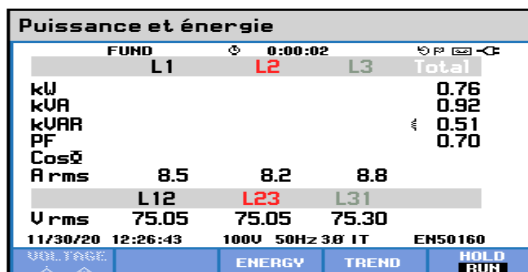
Pour la configuration $N_s \times N_p = 7 \times 3$ où la puissance installée de générateur PV dépasse la puissance nominale du moteur, le système fonctionne correctement mais à midi solaire la fréquence est égale à la fréquence maximale $f_r = 57\text{Hz}$ et la tension de générateur PV égale à 112V et donc on ne peut augmenter la fréquence pour atteindre à un fonctionnement autour de 107V. Le point de puissance maximum sera atteint aux niveaux bas d'éclairément. Pour notre cas, on trouve que le système fonctionne à un point d'opération correspondant une tension de GPV égale 107V pour des éclairéments moins de 810W/m^2 , le système est peu surdimensionné.



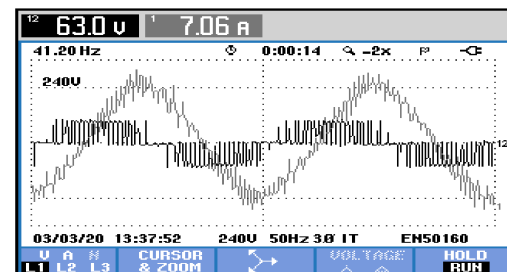
A



b

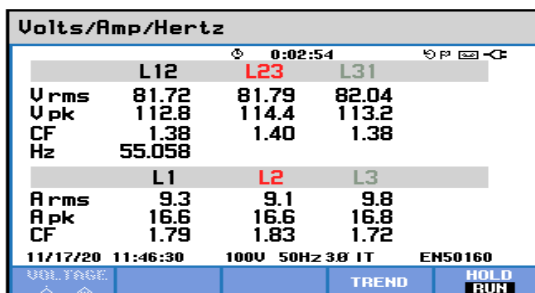


C

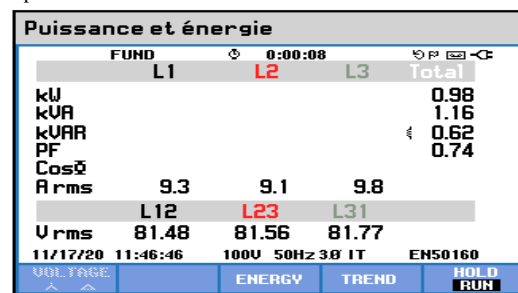


d

$f_r = 50\text{Hz}$, $N_s \times N_p = 7 \times 2$



C



c

$f_r = 55\text{Hz}$, $N_s \times N_p = 7 \times 3$

Figure IV.37 : Résultats expérimentaux

- a) écran d'affichage les valeurs des tensions et des courants, b) Test de déséquilibre de tension et de courant, et de déphasage entre eux, c) écran d'affichage les valeurs de puissance et de l'énergie, et d) Valeurs et déphasage entre le courant et la tension de sortie

Egalement, pendant ces essais nous avons prélevé avec Fluke 435 analyseur de puissance les paramètres électrique au borne du sortie de l'onduleur et test de déséquilibre de tension et de courant pour un instant correspondant aux fréquences 50 et 53.62Hz (figure IV.37).

Le rendement d'un onduleur indique combien de puissance continue DC est converti en puissance alternative AC. Une partie de la puissance peut être perdue sous forme de chaleur, et aussi certaine de puissance est consommée pour alimenter la carte de commande. Le rendement est donné par : $\eta = P_{AC}/P_{DC}$.

Temps (Instant)	30/11/2020 12:24	17/11/2020 11:46
Champ PV	7x2	7x3
Eclairement [W/m ²]	1060	930.5
Puissance à la entrée de l'onduleur [W]	795.5	1050
Puissance à la sortie de l'onduleur [W]	760	980
Fréquence [Hz]	50	55
Rendement	92.5%	93.77%

Tableau IV.6 : Valeurs électriques et rendement de l'onduleur

Ces valeurs de rendement sont très acceptables, nous pouvons dire que les pertes d'énergie dans notre prototype de l'onduleur sont négligeables. Le prototype de l'onduleur donne des bons résultats.

IV.8. Conclusion

Un prototype à base de microcontrôleur a été réalisé, puis testé au laboratoire et en site réel pour étudier les performances de fonctionnement de système PV.

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté démarches de dimensionnement des composants de puissance d'un onduleur triphasé destinés à être utilisés avec une fréquence de commutation élevée. Le choix des composants de puissance s'est orienté sur des transistors MOSFET car ces composants assurent des pertes en conduction et en commutation faibles. Dans la carte de puissance chaque demi pont piloté par un driver L6384 pour garantir la fermeture et l'ouverture les deux interrupteurs (deux MOSFET type IRFP250) de le même bras d'une façon complémentaire. Pour éviter le problème de l'empiétement, on augmente le temps mort avec différentes stratégies présentée dans cette travail, comme le pilotage du

MOSFET par l'intermédiaire d'un courant de grille I_G afin de choisir la résistance R_g de grille adaptée au transistor ainsi qu'un point de polarisation optimale.

Les résultats expérimentaux que nous avons eus pendant les tests sur le moteur MS402, confirment les résultats de simulation obtenus en considérant les paramètres dudit moteur. Ce qui nous laisse croire que la méthode employée ainsi que l'estimation des paramètres du moteur, les signaux de commande et les caractéristique des interrupteurs sont satisfaisantes.

D'autre côté, lors des essais sur site réel nous avons constaté un fonctionnement normale du système PV complet. Dans un chaque démarrage du système, la pompe commence à refouler l'eau avec un débit faible et ceci était dû à la limitation de la fréquence minimale (18Hz) imposé par l'algorithme adopté dans la réalisation du programme moniteur. Ensuite, la fréquence continue d'augmenter pour s'arrêter lorsque la tension de référence ($V_{ref}=106V$) est atteinte, c'est à dire le suivie de point de puissance maximale du GPV (MPPT) est assuré. L'algorithme implanté dans le PIC16F876A de gestion du convertisseur de l'MPPT s'est avéré efficace. Ce qui optimise les performances de l'onduleur solaire de la pompe à eau tout au long de la journée.

L'expérimentation du convertisseur dans un système de pompage PV, nous a permis de constater que son rendement moyen est d'environ 92%, ce qui est très intéressant. On constate aussi que la valeur maximale de la température de la jonction du MOSFET ne dépasse pas 39C°. Donc, on peut dire que notre onduleur fonctionne dans les normes. En outre, ces résultats aident à prolonger la durée de vie de l'onduleur.

Les résultats obtenus dans cette première phase d'expérimentation montrent que l'onduleur a fonctionné, à maintes reprises, pendant plusieurs jours consécutifs d'une façon autonome sans pannes. Il nous a permis également de constater que son rendement moyen à la fréquence nominale (50Hz) est d'environ 92.5%, ce qui est très intéressant. On constate aussi que la valeur maximale de la température de la jonction du MOSFET ne dépasse pas 39C°. Donc, ces caractéristiques améliorent les performances de l'onduleur et du système de pompage PV, de plus, contribuent à prolonger la durée de vie de l'onduleur.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans le cadre de l'utilisation et de l'exploitation de l'énergie solaire dans le domaine de l'agriculture et dans l'optique de contribuer à l'amélioration des conditions d'accès à l'eau potable en milieu rural, le système de pompage photovoltaïque (PV) est la solution alliant économie et efficacité. En plus, la source d'énergie de ces systèmes est renouvelable et respectueuse de l'environnement.

Le moteur à courant alternatif (surtout le moteur asynchrone) est utilisé fortement pour les systèmes de pompage PV en raison de son coût peu élevé et son faible besoin de maintenance. Son utilisation rend les onduleurs plus importants pour les systèmes de pompage PV. Le présent travail suggère de réaliser un prototype d'onduleur de tension triphasé d'une puissance de 1kVA avec une tension d'entrée de 80-140VDC et une sortie à onde sinusoïdale de 26-88VAC à une fréquence variable de 17 à 57 Hz. Cet onduleur gère un système de pompage photovoltaïque autonome sans batterie, où la pompe est entraînée par un moteur asynchrone de 0.55kW.

Dans cette étude, la source d'énergie électrique de notre onduleur est un générateur PV et nous savons que la quantité d'énergie solaire PV générée dépend des caractéristiques climatique et géométrique du site où le système PV est installé. Pour cela, nous avons fourni un aperçu sur les propriétés de l'énergie solaire et la valorisation de gisement solaire d'un site. Egalement, nous avons décrit les principales caractéristiques des éléments constitutifs d'un générateur photovoltaïque. Afin de connaître le comportement d'un générateur PV, on a présenté son modèle électrique pour le simuler dans l'espace PROTEUS.

Ensuite, nous avons examiné trois types de commande de l'onduleur de tension (technique pleine onde, MLI Sinus-Triangle et MLI vectoriel (SVM)) et après une comparaison des résultats de simulation des trois types de commande, nous avons choisi la technique SVM pour commander notre onduleur. La commande SVM qui est souvent adaptée aux convertisseurs statiques basée sur la dispersion de la tension triphasée permet de pousser les harmoniques non nuls vers les fréquences plus élevées. Ils peuvent donc être facilement filtrés. Elle offre l'avantage de permettre un traitement entièrement numérique, mais le programme de l'algorithme de l'SVM est rempli de formules mathématiques qui compliquent son implantation.

On sait que les modules PV présentent une courbe I-V non linéaire et pour chaque rayonnement solaire et conditions de température, il existe une charge de travail optimale qui conduit à extraire la puissance maximale du GPV. Afin d'améliorer les performances d'un système de pompage PV, le suivi du point de puissance maximale d'un module PV est une tâche essentielle dans un système de contrôle PV car il maximise la puissance de sortie du GPV pour un ensemble donné de conditions (éclairage et température). Pour cela, l'onduleur solaire réalisé doit prendre en considération :

1. l'appel du courant de démarrage du moteur asynchrone (parce que le courant de GPV est limité par I_{PV-CC}) et ceci est ajusté par un démarrage progressif du moteur.
2. La recherche du point de puissance maximale MPPT.

Dans le domaine de la maîtrise des techniques de commande de l'onduleur et leur implémentation sur un microcontrôleur, nous avons fait une étude sur la technique SVM. La propriété V/f constant ouvrant la voie à la SVM à programmer plus facilement et plus rapidement en termes de lignes, ce qui réduit le temps d'exécution du programme. Selon cette étude, le programme (programme et données) que nous avons développé et implanté sur le microcontrôleur PIC18F4550. On a pu écrire un programme SVM par un langage simple avec une taille d'un programme ne dépassant 2ko, grâce aux étapes de simplification que nous avons introduit.

La carte de commande de l'onduleur est réalisée avec deux microcontrôleurs PIC16F876A et PIC18F4550 de Microchip. Le premier microcontrôleur est chargé de la gestion et du contrôle du convertisseur, en donnant l'ordre de démarrage du système de pompage PV progressivement, un transit de puissance maximale (MPPT) du GPV, arrête le système PV dans le cas un problème ou redémarre le système PV. Le second microcontrôleur est dédié exclusivement pour générer les signaux SVM de commande de l'onduleur.

Afin de faire démarrer le moteur progressivement, l'onduleur alimente tout d'abord le moteur à faible fréquence en utilisant la technique du ratio V/f constant, que nous avons appliquée dans la technique SVM. Grâce à la même technique V/f constant, nous pouvons forcer le moteur à fonctionner avec les caractéristiques I-V de GPV dans un point bien précis. Donc on peut réaliser l'MPPT afin d'augmenter le rendement et l'efficacité du système sans ajouter un convertisseur DC/DC, ce qui conduit à une mise en œuvre moins complexe et moins coûteuse.

Nous avons dimensionné de système de pompage PV au fil du soleil : calcul de la puissance crête du générateur photovoltaïque, choix de la pompe et du contrôleur répondant au besoin en eau journalier requis.

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lors de l'étude d'une commande particulière. On a présenté les modèles du GPV, de l'onduleur et du moteur, pour simuler ce système, afin de tester leur comportement avant la réalisation sur maquette.

L'objectif de ces travaux est de concevoir et de réaliser une carte de puissance robuste de l'onduleur et maîtriser les algorithmes de commande. Nous présentons une démarche de dimensionnement des composants de puissance d'un onduleur triphasé destiné à être utilisé avec une fréquence de commutation élevée. Le choix des composants de puissance s'est orienté sur des transistors MOSFET car ces composants assurent des pertes faibles en conduction et en commutation. Dans la carte de puissance chaque demi-pont est piloté par un driver L6384 pour garantir la fermeture et l'ouverture des deux interrupteurs (deux MOSFET type IRFP250) du même bras de façon complémentaire. Pour éviter le problème de l'empiètement, on augmente le temps mort avec différentes stratégies, comme le pilotage du MOSFET par l'intermédiaire d'un courant de grille IG afin de choisir la résistance Rg de grille adaptée au transistor ainsi qu'un point de polarisation optimale.

Afin d'obtenir un fonctionnement optimal de notre système de pompage PV d'une part, et l'amélioration des performances d'un chaîne de conversion photovoltaïque au fil de soleil d'autre part, notre onduleur force la charge à fonctionner au point de la puissance maximale du GPV. On implémente sur le microcontrôleur PIC16F876A de gestion un programme de l'MPPT. Le principe est basé sur une simple comparaison entre la tension de sortie d'un panneau PV avec une tension de référence prédéfinie, pour ajuster continuellement la fréquence de l'onduleur.

On présente tous les schémas électriques détaillés, les tracés des circuits imprimés et la disposition des composants sur les cartes du prototype de l'onduleur réalisé à base de microcontrôleurs. Les premiers tests réalisés au laboratoire sur la maquette montrent que pour une puissance de sortie entre 0.5-0.6kW, il est possible d'utiliser une fréquence de commutation de 1.38kHz sans risque de destruction des composants. L'onduleur est testé en site réel pour l'évaluation des performances de fonctionnement.

Nous avons effectué des essais de l'onduleur 1kVA sur plusieurs jours sur un champ PV composé de modules PV de type mc-Si Solar Isofotón-75 de 75Wc et d'une tension optimale moyenne de 15V. La charge est une électropompe immergée de type Grundfos SP5A-7 entraînée par un moteur asynchrone MS-402/550W. Le champ photovoltaïque est constitué de 14 panneaux PV Isofotón-75, distribué sur deux branches montées en parallèle. Chaque branche est composée de 7 panneaux en série. Parfois, nous ajoutons une troisième branche, le total devient 21 panneaux PV. Pendant ces essais nous avons prélevé plusieurs mesures que nous avons, à chaque fois, transférées vers le PC.

Nous avons fait fonctionner le convertisseur sans interruption de 08^H:00 jusqu'à 17^H:30, pour quelques jours. L'onduleur a fonctionné, à maintes reprises, pendant plusieurs jours consécutifs d'une façon autonome sans tomber en panne.

L'expérimentation du convertisseur dans un système de pompage PV confirme les résultats de simulation obtenus. Cela nous laisse croire que la méthode employée, les caractéristiques des interrupteurs choisis et les signaux de commande générés sont satisfaisants. Egalement l'expérimentation nous a permis de constater que le rendement moyen du prototype est d'environ 92%, ce qui est intéressant. Dans chaque démarrage du système, la pompe commence à refouler l'eau avec un débit faible et ceci est dû à la limitation de la fréquence minimale (18Hz) imposée par l'algorithme adopté dans la réalisation du programme moniteur. Ensuite, la fréquence continue d'augmenter pour s'arrêter lorsque la tension de référence est atteinte. L'algorithme implanté dans le PIC16F876A de gestion du convertisseur de l'MPPT s'est avéré efficace. Ce qui optimise les performances de l'onduleur solaire de la pompe à eau tout au long de la journée.

A la fin de ce travail, on peut dire que nous avons réussi à présenter un convertisseur triphasé donnant des résultats acceptables pouvant fonctionner dans les mêmes conditions que l'onduleur importé.

Dans les perspectives d'un développement ultérieur du système PV, l'expérience acquise au cours de ce travail, nous permet d'envisager les points suivants :

- Soumettre le prototype à plus d'essais sur le terrain : faire fonctionner le prototype pendant une année complète.
- Afin d'améliorer les services fournis par notre prototype pour l'ensemble du système PV, et donc d'améliorer les performances du système et de protéger ses éléments, il

existe des accessoires que nous pouvons intégrer à l'intérieur du circuit de l'onduleur : capteur de niveau d'eau, de tension, de courant, et les indications par des LED ainsi qu'un afficheur LCD;

- Réalisation d'un onduleur triphasé à des gamme de puissance différente de 1 à 4kVA avec une tension d'entrée 380V parce que les motopompes disponibles dans le marché sont alimentés directement par le réseau électrique, et sont équipées de moteurs asynchrones triphasés de puissance 1 à 5HP.
- Améliorer les performances du système de pompage PV avec l'utilisation d'un autre algorithme de l'MPPT efficace et adopté à notre onduleur.
- Etude et conception d'un autre type d'onduleurs pour les motopompes les plus usuelles actuellement, qui sont les motopompes à base de machines à courant continu sans balais (brushless DC motor).

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] Betka A. Perspectives for the sake of photovoltaic pumping development in the south. Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2005.
- [2] Rahrah K, Rekioua D, Rekioua T, Bacha S. Photovoltaic pumping system in Bejaia climate with battery storage. *International Journal of Hydrogen Energy* 2015;40:13665–75. doi:10.1016/j.ijhydene.2015.04.048.
- [3] Elliot T, Bonotto DM, Andrews JN. Dissolved uranium, radium and radon evolution in the Continental Intercalaire aquifer, Algeria and Tunisia. *Journal of Environmental Radioactivity* 2014;137:150–62. doi:10.1016/j.jenvrad.2014.07.003.
- [4] Fonteneau X. Conception d'un onduleur triphasé à base de composants SiC en technologie JFET à haute fréquence de commutation. Thèse de Doctorat, Université de Lyon, 2014.
- [5] Théolier L. Conception de transistor MOS haute tension (1200 volts) pour l'électronique de puissance. Thèse de Doctorat, Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2008.
- [6] Yang G, Chin T-H. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications* 1993;29:820–5.
- [7] Merabet K. Commande MLI d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée. Mémoire, Université du Québec à Trois-Rivières, 2011.
- [8] Yaichi M. Analyse de la technique de modulation vectorielle SVM (Space Vector Modulation) appliquée aux onduleurs multiniveaux. Mémoire de Magister, Université Djillali Liabes de Sidi-bel-abbes, 2006.
- [9] Yaichi M. Etude, Contrôle et Optimisation des performances d'une chaîne de conversion photovoltaïque utilisant des Onduleurs Multiniveaux Asymétriques. Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-bel-abbes, 2016.
- [10] Hantula R. Solar power. Livre, Chelsea House; 2010.
- [11] Roger A. Messenger JV. Photovoltaic Systems Engineering. 2nd ed. Livre, CRC Press; 2010.
- [12] Gevorkian P. Solar power in building design: the engineer's complete design resource. 2008.
- [13] Foster R, Ghassemi M, Cota A. Solar energy: renewable energy and the environment. Livre, CRC press; 2009.
- [14] TRAHI F. Prédiction de l'irradiation solaire globale pour la région de Tizi-Ouzou par les réseaux de neurones artificiels. Application pour le dimensionnement d'une installation photovoltaïque pour l'alimentation du laboratoire de recherche LAMPA. Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2011.
- [15] de Brichambaut CP, Vauge C. Le gisement solaire: Evaluation de la ressource énergétique. Livre, Tec & Doc; 1982.
- [16] RICAUD A. Photopiles solaires: de la physique de la conversion photovoltaïque aux filières, matériaux et procédés. Cahiers de chimie., Livre, Presses Polytechniques et

- Universitaires Romandes; 1996.
- [17] Oulimar B. Caractérisation du Gisement Solaire du Site d'Adrar. Rapport de Confirmation, Unité de Recherche en Energie Renouvelable en Milieu Saharien URER/MS Adrar, 2009.
- [18] Bencherif M. Modélisation des systèmes énergétiques photovoltaïques et éoliens: intégration dans un système hybride à basse tension. Thèse de Doctorat, Université Abou-Bekr Belkaid Tlemcen, 2014.
- [19] Helali K. Modelisation d'une cellule photovoltaïque: etude comparative. Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2012.
- [20] Adouane M, Haddadi M, Benamrane N, Touafek K, Khelifa A, Tabet I. Evaluation de l'influence de l'inclinaison des modules photovoltaïques sur la production d'énergie d'un système hybride. *Revue Des Energies Renouvelables*, Pages 2014:87–92.
- [21] OUANIOUGHI B. Optimisation de l'irradiation solaire sur le plan des capteurs photovoltaïques à structure porteuse statique. Mémoire de Magister, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2016.
- [22] LABRIQUE F, SÉGUIER G, BAUSIERE R. Les convertisseurs de l'électronique de puissance La conversion continue-alternatif. 4th ed. Lavoisier Tec & Doc; 1989.
- [23] Pinard M. Convertisseurs et Électronique de Puissance, Commande, description, mise en œuvre. Livre, Dunod, Paris; 2007.
- [24] Dechoucha S, Bourezg O. Conception des techniques MLI dédiées à la commande des convertisseurs DC / DC et DC / AC à base du microcontrôleur PIC18F4431. Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2017.
- [25] BERREZZEK F. Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone. Mémoire de Magister, Université de Annaba-Badji Mokhtar, 2006.
- [26] DIAF Y, BEN ANTER D. Modelisation Et Commande D'Un Onduleur Triphase Pilote Par Mli a Structre Multiniveaux. Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2012.
- [27] Adjimi N, Belaidi W. Modélisation et commande d'un onduleur MLI. Mémoire de Master, Universitaire Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi, 2009.
- [28] Fewson D. Introduction to power electronics. Livre, Arnold; 1998.
- [29] ZOUGGAR ELW. DEVELOPPEMENT DE L'ALGORITHME DE COMMANDE DE L'ONDULEUR BASÉ SUR LA SEQUENCE ALTERNANTE DE VECTEUR NUL (alternating zero vector sequence). Mémoire de Magister, Université de Annaba-Badji Mokhtar, 2008.
- [30] Boudjella FZ, Boukli Hacène F, Bouchakour A, Brahami M, Ould-Abdeslam D. Simulation and realisation of a three-phase inverter controlled through sinus triangle and space vector pulse width modulation for photovoltaic systems. *International Journal of Ambient Energy* 2020:1–9.
- [31] Capitaneanu SL. Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [32] Jones R, Fulcher RV, Stiesdal H. Control methods for the synchronization and phase shift of the pulse width modulation (PWM) strategy of power converters 2012.

- [33] BRAHIMI MEA, BABAH A. Commande par Mli Vectorielle d'un Onduleur Alimentant un Moteur a Cage. Mémoire d'Ingenieur, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila, 2008.
- [34] Chikhi S. Conception et Réalisation d ' un Onduleur Triphasé à Base d'un Microcontrôleur PIC. Rapport d'activité, Unité de Recherche en Energies Renouvelables en Milieu Saharien, 2004.
- [35] Bakhshai A, Espinoza J, Joos G, Jin H. A combined artificial neural network and DSP approach to the implementation of space vector modulation techniques. IAS'96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting, vol. 2, IEEE; 1996, p. 934–40.
- [36] Tayebi A, Brahami M, Yaichi M, Boutadara A. Low complexity SVM technique of control implementation by microcontroller for three phase solar inverter. *Environmental Progress & Sustainable Energy* 2019;38:e13271.
- [37] Retif JM. COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES ASYNCHRONES & SYNCHRONES - Cours. INSA Lyon 2008:67.
- [38] Luong V. Implementation of Space Vector Pulse Width Modulation on System on Programmable Chip. Mémoire de Master, ryerson university toronto ontario canada, 2010.
- [39] Badran MAA, Tahir AM, Faris WF. Digital implementation of space vector pulse width modulation technique using 8-bit microcontroller. *World Applied Sciences Journal* 2013;21:21–8.
- [40] Asma NRL, Suresh J. Implementation of space vector pulse width modulation using Arduino. *International Journal of Science and Research* 2012.
- [41] Yu Z. Space-vector PWM with TMS320C24x/F24x using hardware and software determined switching patterns. 1999.
- [42] Yakkundi PH, Devadas K V, Suryasen K. Design and Simulation of Space Vector PWM for Three-Phase Induction Motor. *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering* 2014;9:1–8.
- [43] Prabaharan V, Tech M. Microcontroller based speed control of sinusoidal PWM inverter fed three phase induction motor. *Int J Innov Technol Res* 2013;5:61–5.
- [44] Gaballah M, El-Bardini M. Low cost digital signal generation for driving space vector PWM inverter. *Ain Shams Engineering Journal* 2013;4:763–74.
- [45] Gaballah MM. Design and implementation of space vector PWM inverter based on a low cost microcontroller. *Arabian Journal for Science and Engineering* 2013;38:3059–70.
- [46] Parekh R. VF control of 3-phase induction motor using space vector modulation. Microchip Technology Inc 2005.
- [47] Sutikno T, Jidin A, Basar MF. Simple realization of 5-segment discontinuous svpwm based on FPGA. *International Journal of Computer and Electrical Engineering* 2010;2:148.
- [48] Tayebi A, Mostefa B, Mohammed Y. A Simplified SVM Control of Three Phase Inverter Using Microcontroller for Wind / Photovoltaic Applications. ECRES – 4th European Conference on Renewable Energy Systems, Istanbul, TURKEY, 28-31 August 2016 2016:28–31.

- [49] LAFIA SEIDOU I. Etude Et Dimensionnement Photovoltaïque Dans Les Localités Rurales Du Benin : Cas De Adjakpata. Institut International d'Ingénierie de l'Eau et de l'Environnement (2iE), 2017.
- [50] Royer J, Djiako T, Schiller E, Sada Sy B. Photovoltaïque. 1998.
- [51] Ben tria MR. Etude d'un système de pompage photovoltaïque pour des puits de parcours (cas de la région de Taïbet - Ouargla). Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [52] Sellamna H. Etude et Réalisation d'un Système de Pompage Solaire à Base d'un Moteur Monophasé, Gouverné par un Microcontrôleur Pic, pour Utilisation Domestique. Mémoire de Magister, Université HADJ LAKHDAR Batna, 2015.
- [53] Graf J. Centrales photovoltaïques. Guide Pour Le Dimensionnement et La Réalisation de Projets, à l'usage Des Bureaux d'ingénieurs 1996.
- [54] Hadj Arab A, Gharbi A, Benghanem M. Dimensionnement de Systèmes de Pompage Photovoltaïque. *Revue Des Energies Renouvelables* 2005;8:19–26.
- [55] Ben Ahmed B, Degla ML. Dimensionnement d'un Système de Pompage Photovoltaïque. Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [56] Pierre M. Moteurs électriques industriels. 1st ed. Livre, DUNOD; 2005.
- [57] Baghli L. Machine Asynchrone Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone. Notes de cours, IUFM de Lorraine - UHP, 2005.
- [58] BAYALA B. La machine asynchrone triphasée. Formation Continue - Techniciens Supérieurs - Ingénieurs Electrotechniciens, Edition revue, 2010.
- [59] BENSLIMANE WME, ELKOUZANI Y. Relevé des caractéristiques d'une Machine Asynchrone à Rotor bobiné fonctionnant en moteur entraîné par onduleur de tension et en génératrice - Essais pratiques -. Mémoire de Master, Université Dr. Tahar Moulay de Saïda, 2018.
- [60] Caron J-P, Hautier J-P. Modélisation et commande de la machine asynchrone. éditions Technip Paris; 1995.
- [61] Tidjani A el jaouad, Al Amoudi B. Identification paramétrique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par la technique «optimisation d'essaim de particules». Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2016.
- [62] Akin B, Garg N. Scalar (V/f) control of 3-phase induction motors. Texas Instruments Incorporated, Texas 2013.
- [63] Habbi HMD, Ajeel HJ, Ali II. Speed control of induction motor using PI and V/F scalar vector controllers. *International Journal of Computer Applications* 2016;151:36–43.
- [64] Peña JM, Díaz EV. Implementation of V/f scalar control for speed regulation of a three-phase induction motor. 2016 IEEE ANDESCON, IEEE; 2016, p. 1–4.
- [65] Zhang Z, Liu Y, Bazzi AM. An improved high-performance open-loop V/f control method for induction machines. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE; 2017, p. 615–9.
- [66] Hamrouni N, Jraid M, Chérif A. Solar radiation and ambient temperature effects on the performances of a PV pumping system. *Revue Des Energies Renouvelables* 2008;11:95–106.

- [67] Bouilouta A, Mellit A. MPPT-based fuzzy logic controller under partially shaded PV arrays and rapidly variation conditions. *Revue Des Energies Renouvelables SIENR* 2012;12:345–50.
- [68] Cortajarena JA, Barambones O, Alkorta P, De Marcos J. Sliding mode control of grid-tied single-phase inverter in a photovoltaic MPPT application. *Solar Energy* 2017;155:793–804.
- [69] NEÇAIBIA A. Contribution à la commande $PI\lambda D\mu$ adaptative et aux régulateurs auto-ajustables d'ordre fractionnaire Devant. Thèse de Doctorat ,Université du 20 Août 1955 De Skikda, 2016.
- [70] Bouchakour A, Borni A, Brahami M. Comparative study of P&O-PI and fuzzy-PI MPPT controllers and their optimisation using GA and PSO for photovoltaic water pumping systems. *International Journal of Ambient Energy* 2019:1–12.
- [71] Tayebi A, Brahami M, Yaichi M, Abdelkader B. Design and Implementation of SVM for Three Phase Inverter Fed an Induction Motor for Photovoltaic Stand-alone Pumping System. 2019 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), IEEE; 2019, p. 1–6.
- [72] Pittet S. Modélisation physique d'un transistor de puissance IGBT: traînée en tension à l'enclenchement. Verlag nicht ermittelbar, 2005.
- [73] Dalmaso J-L. Électronique de puissance : Commutation: Cours, applications, problèmes corrigés: BTS, IUT, écoles d'ingénieurs, maîtrise EEA, 3e cycle. Belin; 1986.
- [74] Graovac D, Purschel M, Kiep A. MOSFET power losses calculation using the data-sheet parameters. *Infineon Application Note* 2006;1:1–23.
- [75] Erickson RW, Maksimovic D. *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media; 2007.
- [76] ROHM S. Calculation of power loss (Synchronous). *Application Note, No AEK59-D1-0065-2* 2016.
- [77] Lefranc P. Etude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance 2005.
- [78] Fock-Sui-Too J-L. Caractérisation et Modélisation de composants IGBT et diode PiN dans leur environnement thermique sévère lié aux applications aéronautiques. 2010.
- [79] Rashid MH. *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. Elsevier; 2010.
- [80] Skvarenina TL. *The power electronics handbook*. CRC press; 2018.
- [81] Pathak AD. MOSFET/IGBT drivers theory and applications. *Application Note AN002* 2001.
- [82] Chikhi S, Draou MD, Chikhi F, Mehdaoui A, Mammeri A. Etude, modélisation et réalisation d'un convertisseur DC/AC pour système de pompage photovoltaïque de 4 kVA. *Revue Des Energies Renouvelables* 2013;16:201–12.
- [83] Dupont L, Avenas Y, Vidal P-E. Evaluation de la température des composants actifs de puissance 2017.
- [84] IRFP250 N. Datasheet from International Rectifier, PD-94008, www.irf.com 2000.

- [85] L6384 D. L6384 Datasheet from STMicroelectronics, www.st.com 2000:1–10.
- [86] Fairchild. Application Note AN-6076 Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC. Fairchild Semiconductor Corporation 2008:1–15.
- [87] MESSAADI L. Macromodélisation du transistor MOSFET 2011.
- [88] 6N137. datasheet from TOSHIBA Photocoupler 1998.
- [89] 74HC04. Datasheet from Philips Semiconductors 2003:1–20.