

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



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES

Faculté de Génie Electrique

Département d'Électrotechnique



Thèse présentée par :

BECHEKIR Seyf Eddine

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Électrotechnique

Spécialité : Systèmes d'Énergie Electrique

Intitulé de la thèse :

Etude et réalisation d'un onduleur à commande MLI pour système photovoltaïque muni de protection : application à la production d'ozone

Devant le jury composé de :

Président :	Dr. HADJERI Samir	Professeur	UDL Sidi Bel Abbès
Directeur de thèse :	Dr. BRAHAMI Mostefa	Professeur	UDL Sidi Bel Abbès
Co_directeur de thèse :	Dr. Ould Abdeslam Djaffar	MC HDR	UHA, Mulhouse, France
Examineurs :	Dr. AKSA Wassim	MCA	UDL Sidi Bel Abbès
Examineurs :	Dr. KANSAB Abdelkader	MCA	Université de Chlef
Invité :	Dr. TILMATINE Amar	Professeur	UDL Sidi Bel Abbès

Soutenu en : 13/01/2021

Laboratoire : Intelligent Control and Electrical Power Systems ICEPS

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Résumé : L'objectif de cette thèse est la réalisation d'une cascade onduleur hacheur Boost photovoltaïque, d'une puissance de sortie d'environ 500 VA avec une tension d'entrée de 12 V_{DC} et une sortie à onde purement sinusoïdale de 230 V_{AC} à une fréquence de 50 Hz, avec une alimentation haute fréquence en utilisant un transformateur de ferrite à haute tension et un microcontrôleur PIC pour alimenter un générateur d'ozone à décharge à barrière diélectrique (DBD). La technique RSM a été utilisée pour identifier les valeurs optimales des facteurs « niveau de tension, de la fréquence du signal et de l'angle de déphasage α » afin de maximiser la production d'ozone et de minimiser la consommation d'énergie. Le deuxième objectif consiste à éliminer le maximum d'harmoniques de l'onduleur triphasé par une nouvelle approche qui consiste à l'utilisation de la méthode de Newton-Raphson modifiée et l'algorithme génétique hybride, avec une présentation des différentes techniques de commande MLI.

Mots clés : Onduleur, SHEPWM, Alimentation d'ozone, Modélisation en surfaces de réponse, optimisation.

Abstract: The objective of this thesis is the realization of a photovoltaic Boost chopper inverter cascade, with an output power of about 500 VA with an input voltage of 12 VDC and a pure sine wave output of 230 VAC at a frequency of 50 Hz, with a high frequency power supply using a high voltage ferrite transformer and a PIC microcontroller for an ozone generator of dielectric barrier discharge (DBD). The RSM technique was used to identify optimal factors values for "voltage level, signal frequency and phase angle α " to maximize ozone production and minimize power consumption. The second objective is to eliminate maximum of harmonics from the three-phase inverter by a new approach using the modified Newton-Raphson method and the hybrid genetic algorithm, with a presentation of the different MLI control techniques.

Key words: Inverter, SHEPWM, Ozone power supply, response surface modeling, optimization.

ملخص: تهدف هذه الأطروحة إلى إنجاز مصفوفة تعاقبية متقطعة ذات العاكس الكهروضوئي، مع طاقة إنتاجية تبلغ حوالي 500 فولت أمبير وبجهد محصل يبلغ 12 فولت ذو تيار مستمر ومخرج موجة جيبية بحتة 230 فولت ذات تيار متناوب عند تردد 50 هرتز، مزود بمصدر طاقة عالي التردد وذلك باستخدام محول ذو مركب حديدي "الفريت" عالي الجهد وجهاز التحكم الدقيق من نوع PIC وذلك لتشغيل مولد الأوزون لعملية التفريغ بحاجز العزل الكهربائي (DBD). وعليه تم استخدام تقنية RSM لتحديد القيم المثلى لكل من عوامل "مستوى الجهد، تردد الإشارة، وزاوية تحول أو التلاشي α " وهذا لزيادة إنتاج الأوزون وتقليل استهلاك الطاقة. أما فيما يخص الهدف الثاني فيمكن في القضاء على أقصى توافق للعاكس ثلاثي الأطوار من خلال استعمال أسلوب جديد يتمثل في استخدام طريقة نيوتن-رافسون المعدلة والحوسبة الجينية المختلطة، مع عرض لمختلف تقنيات التحكم المسمى (MLI).

الكلمات الأساسية: العاكس ، SHEPWM ، مزود طاقة الأوزون ، نمذجة سطح الاستجابة ، التحسين.



Remerciements

Cette Thèse de doctorat a été préparée au sein de laboratoires de recherche ICEPS, APELEC de l'université de Sidi-Bel-Abbès et IRIMAS de l'université de Haute-Alsace (UHA).

Un seul nom figure sur la couverture de cette thèse, malgré ça, il est important de préciser que ce résultat est le fruit d'un effort collectif. C'est pourquoi je tiens à remercier de près ou de loin les personnes qui ont participé à l'avancement et aboutissement de ce travail.

Tout d'abord je remercie sincèrement les professeur **Mostéfa BRAHAMI** et **Ould Abdeslam Djaffar** qui ont su encadré et dirigé ce travail avec beaucoup d'intentions et de compétences et surtout ils ont veillé à la disponibilité de beaucoup de moyens morales et matériels. Je tiens à les remercier pour la confiance qu'ils m'ont témoignée lors de l'attribution et du déroulement de cette thèse. J'espère sincèrement pouvoir continuer cette collaboration dans le futur.

J'adresse tous mes remerciements au Pr **HADJERI Samir** Professeur à l'université de Sidi-Bel-Abbès pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de cette thèse et d'évaluer ce travail. Mes remerciements s'adressent également au Dr **AKSA WASSIM** maitre de conférences à l'université de Sidi-Bel-Abbès pour avoir manifesté un grand intérêt pour le sujet en acceptant d'être membres du jury. Je remercie également Dr **KANSAB Abdelkader** maitre de conférences à l'université de Chlef d'avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Je suis très honoré à remercier grandement, l'invité, Professeur **TILMATINE Amar** d'avoir accepté de prendre part à mon jury. Je suis réellement reconnaissante pour le soutien qu'il m'a prodigué.

Je suis aussi sincèrement reconnaissante envers Dr **NEMMICH Said**, Dr **NASSOUR Kamel**, Dr **JBILOU Mokhtariya** et Mr **HALLOUCHE Omar** pour leurs soutiens.

Mes témoignages et mes reconnaissances vont envers les personnes qui m'ont accompagné durant cette période, et qui pour certaines sont activement intervenues dans le déroulement de ces travaux de thèse.

Finalement, je tiens également à remercier tous les professeurs et les doctorants des laboratoires **ICEPS**, **APELEC**, et **IRIMAS** ainsi que pour leurs soutiens, leurs disponibilités et leurs sympathies.



Délicence

Dédicace

Je dédie cet humble travail avec un grand amour, sincérité et fierté :

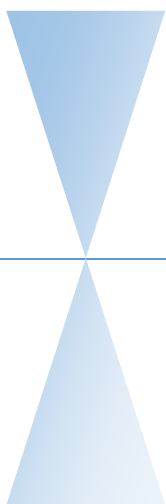
A mes chers parents, sources de tendresse, de noblesse et d'affection.

A ma sœur et mes frères, en témoignage de la fraternité, avec mes souhaits de bonheur de santé et du succès.

A ma très chère grand-mère, Pour sa douceur et sa gentillesse.

A toute ma famille qui porte le nom BECHEKIR et HELAL.

A tous mes amis, tous mes professeurs et a tous qui compulse ce modeste travail.



*Liste des symboles et des
abréviations*

LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS

LCOE → Coût actualisé de l'énergie

ICE → Commission Electrotechnique Internationale

UV → Rayonnement ultraviolet

IR → Rayonnement infrarouge.

Dh → Rayonnement diffus

β_{opt} → Représente l'angle d'inclinaison optimal

φ → l'atitude du lieu

DC → Courant continu

AC → Courant alternatif

DOD → La profondeur de décharge journalière 'Depth Of Discharge'

Ka → coefficient d'autodécharge journalière.

Kb → coefficient de perte dû à l'efficacité de l'accumulateur.

OPzS → Ortsfest Panzerplatte Spezial - Stationary Tubular plate Special

OPzV → Ortsfest Penzerplatte Verschlossen - Stationary, Tubular plate, Valve regulated

Bp-Ac → batteries plomb Acide Bp-Ac

Ni-Cd → nickel-cadmium

Vcc → Tension continue « Direct current voltage »

Vac → Tension alternatif « Alternating current voltage »

GW → GigaWatt

I_{sat} → Courant de saturation,

K → Constante de Boltzmann ($1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K),

T → Température effective des cellules en Kelvin(K),

e → La charge de l'électron ($e=1,6 \cdot 10^{-19}$ C),

n → Facteur d'idéalité de la jonction ($1 < n < 3$),

I_{PV} → Courant fourni par la cellule lorsqu'elle fonctionne en générateur,

V_{PV} → La tension aux bornes de la cellule,

I_{ph} → Le photo-courant de la cellule dépendant de l'éclairement et de la température ou bien courant de (court-circuit),

R_{shu} → La résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction,

R_{ser} → La résistance série représentant les diverses résistances de contacts et de connexions.

Vco → Tension de circuit ouvert

V_{eff} → Tension efficace

MPPT → Maximum power point Tracking

C → Condensateur

L → Inductance

R → Résistance
U → Tension
f → Fréquence
 α → Angle solaire d'altitude minimum (chapitre 1)
 ϕ → Angle d'azimut du soleil
IGBT → Transistor bipolaire à gâchette isolé
THD → Distorsion harmonique totale
DF → Facteur De Distorsion
MOSFET → Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor TCI → Tracé de circuit imprimé assisté par ordinateur.
Sic → Carbure de silicium
PIC → Contrôleur d'interface périphérique
 α → Rapport cyclique(chapitre 4,5)
 V_s → Tension de sortie
 V_e → Tension d'entrée
 μc → Microcontrôleur
I/O → (Input/Output) (Entrée/sortie)
Ren gen → Rendement du générateur photo
MLI → Modulation de largeur d'impulsion
UN → Tension nominal
m → Indice de modulation
 f_m → Fréquence du signal modulant
FFT → Fast Fourier Transform (transformation de Fourier rapide)
 f_r → Fréquence de la modulation
 f_p → Fréquence de la porteuse est
 V_m → Amplitude de la référence
 V_c → Amplitude de la porteuse.
r → Coefficient de réglage
 $(V)_i$ → vecteurs d'espace
i → secteur de la SVM
 $V\alpha$ et $V\beta$ → Vecteurs utilisés pour contrôler la tension triphasée de l'onduleur
 α_1 à α_{11} → Amplitudes normalisées des harmoniques à éliminer
HGA → Algorithme Génétique Hybride
NR → Newton-Raphson
E/S → Entrée/sortie
HIL → simulation hybride ou Hardware-In-the-Loop
 T_e → Température absolue en Kelvin (K°)
 n_e → Nombre d'électrons libres par unités de volume (cm⁻³).
N → Nombre de particules neutres par unité de volume (chapitre 4)
 T_e → Température des électrons

Ti → Température des ions

γ → Coefficient d'émission d'électrons secondaires à la cathode.

P → Pression dans le gaz et d la distance inter électrodes.

A et B → Constantes propres à chaque gaz (chapitre 4)

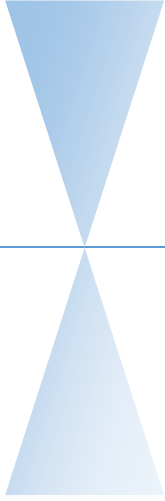
C_{diel} → Capacité de diélectrique

C_{gaz} → Capacité du gaz

C_{eq} → Capacité équivalente

V_{th} → Tension de claquage

DBD → Décharges à barrière diélectrique



Sommaire

Sommaire

Résumé

Liste des symboles et des abréviations

Introduction générale

1

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LE SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE

I.1.	Introduction	5
I.2.	Conditions d'une exploitation efficace	5
I.2.1.	Radiation	6
I.2.1.1.	Différents composants du rayonnement solaire	7
I.2.2.	Inclinaison	8
I.2.3.	Perte d'ombre	9
I.2.4.	Pertes dues à la saleté	10
I.2.5.	Pertes par température	10
I.2.6.	Pertes par câblage	10
I.2.7.	Efficacité des équipements	10
I.2.8.	Détérioration des panneaux solaires	11
I.3.	L'effet Photovoltaïque	11
I.3.1.	Semi-conducteurs intrinsèques :	12
I.3.2.	Semi-conducteurs extrinsèques :	13
I.4.	Types de cellules solaires photovoltaïques	14
I.4.1.	Différentes technologies de cellules solaires	14
I.4.1.1.	Technologies de la première génération à base de silicium cristallin	14
I.4.1.2.	Technologies de la deuxième génération à base de couche-mince	15
I.4.1.3.	Technologie de la troisième génération « Les cellules organiques »	16
I.5.	Modèle de cellule :	17
I.6.	Potentiel solaire en Algérie :	18
I.7.	Structures de support pour les panneaux solaires	20
I.7.1.	Structure fixe	21
I.7.2.	Structure de suivi du soleil	22
I.8.	Régulateur	22
I.9.	Batteries	23
I.10.	Onduleur photovoltaïque :	26
I.11.	Champ de modules PV	27
I.11.1.	Assemblage série	27
I.11.2.	Assemblage parallèle	27
I.11.3.	Assemblage mixte	27
I.12.	Différents types des systèmes photovoltaïques	28
I.12.1.	Systèmes hybrides individuels	28
I.12.2.	Systèmes autonomes avec batterie d'accumulateurs	28
I.12.3.	Systèmes PV raccordés au réseau	29
I.12.3.1.	Vente totale	29
I.12.3.2.	Vente du surplus	29
I.12.4.	Systèmes PV pour le pompage d'eau	30

	I.12.4.1. Types de pompes	30
I.13.	Conclusion	30

CHAPITRE II : REALISATION D'UNE CASCADE ONDULEUR HACHEUR BOOST

II.1.	Introduction	31
II.2.	Générateur photovoltaïque	31
	II.2.1. Panneaux photovoltaïques	32
	II.2.2. Moteurs d'orientation et d'inclinaison	33
	II.2.3. Armoire électrique	33
	II.2.4. Régulateur de charge	34
	II.2.5. Batterie	34
II.3.	Généralités sur les convertisseurs statiques	35
II.4.	Généralités et principes de fonctionnement des onduleurs	36
	II.4.1. Généralités	36
II.5.	Concept technique des onduleurs photovoltaïques	36
II.6.	Architecture de l'onduleur photovoltaïque propose	38
	II.6.1. Choix des interrupteurs	39
	II.6.2. Principe de la modulation de la largeur d'impulsion MLI unipolaire	40
	II.6.3. Architecture de microcontrôleur 16F876	41
	II.6.4. Protection de l'onduleur	42
	I.6.4.1. Mosfet driver	43
	II.6.5. Chopper boost montée en tension. tension continue (12V à 400V) continue	44
	II.6.6. Résultats obtenus	45
	II.6.7. Réalisation de l'onduleur	46
	II.6.8. Boitier et emplacement des circuits	50
II.7.	Conclusion	51

CHAPITRE III : TECHNIQUES DE COMMANDE D'ONDULEURS

III.1.	Introduction	52
III.2.	Application des onduleurs	52
III.3.	Classification	53
	III.3.1. Onduleur autonome :	53
	III.3.2. Onduleur non autonome :	53
III.4.	Onduleur triphasé de tension	53
III.5.	Techniques de commande d'onduleur	54
	III.5.1. Techniques MLI sinus triangle	55
	III.5.1.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsion	55
	III.5.1.2. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)	56
	III.5.1.3. Avantages principaux de la MLI	57
	III.5.2. Principe de la M.L.I vectorielle (SVPWM)	57
	III.5.2.1. Calcul des temps de commutation	61
	III.5.2.2. Avantages de la MLI vectorielle	62
	III.5.3. Commande MLI précalculée ou SHE PWM	63
	III.5.3.1. Technique d'optimisation	65
III.6.	Résultats de simulation des différentes commandes	70

III.6.1.	Commande MLI sinus-triangulaire	70
III.6.2.	MLI vectorielle (SVPWM) (space vector modulation)	72
III.7.	Expérimentation	74
III.7.1.	Simulateur temps réel RT-Lab	74
III.7.2.	Matériels utilisés l'expérimentation:	75
III.7.3.	Convertisseur de puissance : Redresseur-Onduleur	76
III.7.4.	L'énergimètre (FLUKE 435 série II) :	76
	III.7.4.1. Applications de l'énergimètre	77
III.7.5.	Moteur asynchrone	77
III.7.6.	Schéma bloc du montage	78
III.7.7.	Essai de la commande MLI sinus-triangle :	79
III.7.8.	Essais de la commande MLI vectorielle :	80
III.7.9.	Commande MLI pré-calculée (SHE PWM)	80
III.8.	Etude Comparative Des Différentes Commandes	84
III.9.	Conclusion	85

CHAPITRE IV : DECHARGES A BARRIERE DIELECTRIQUE ET LEURS ALIMENTATIONS

IV.1.	Introduction	86
IV.2.	Généralités sur les plasma	86
	IV.2.1. Paramètres physiques des plasmas	87
	IV.2.2. Différents types de plasmas	88
IV.3.	Régimes de décharges	88
	IV.3.1. Décharge obscure	89
	IV.3.2. Décharge luminescente	90
	IV.3.3. Arc	91
	IV.3.4. Notion de claquage dans le gaz	91
	IV.3.5. Décharges à pression atmosphérique	92
IV.4.	Définition des décharges à barrières diélectriques (DBD)	93
IV.5.	Principe de fonctionnement de la décharge à barrière diélectrique (DBD)	94
IV.6.	Configuration typique des « DBD »	95
IV.7.	Types de décharges à barrière diélectrique (DBD)	96
	IV.7.1. Décharges en volume	96
	IV.7.2. Décharges en surface	96
IV.8.	Modèles électriques des « DBD »	97
IV.9.	Quelques Applications	99
	IV.9.1. Production d'ozone	100
	IV.9.1.1. Réactions de l'ozone sur les bactéries, virus et germes	101
	IV.9.1.2. Réactions de l'ozone devant les odeurs	102
	IV.9.1.3. Traitement des eaux par l'ozone	103
IV.10.	Sources d'alimentations électriques pour « DBD »	104
	IV.10.1. Alimentation en tension sinusoïdale	104
	IV.10.2. Alimentation en tension de forme rectangulaire	105
	IV.10.3. Alimentations à résonance	106
	IV.10.4. Alimentation en tension pulsée	109
	IV.10.5. Alimentation en courant carré	111
IV.11.	Comparaison	111
IV.12.	Conclusion	112

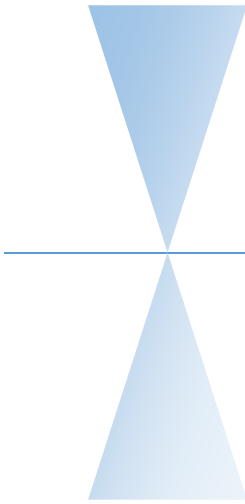
CHAPITRE V : REALISATION D'UNE ALIMENTATION HAUTE TENSION A HAUTE FREQUENCE POUR DBD

V.1.	Introduction	113
V.2.	Description de l'alimentation haute tension	114
V.3.	Topologie et stratégie de contrôle du phase-shift	115
V.4.	Conception de la maquette	116
	V.4.1. Bloc de puissance	117
	V.4.2. Alimentation de l'interface de puissance	118
	V.4.3. Génération de la commande	119
	V.4.4. Alimentation Du Réacteur Via Un Transformateur Elévateur	120
	V.4.5. Temps mort des interrupteurs (dead time)	121
V.5.	Chaîne d'alimentation du réacteur DBD	122
	V.5.1. Description du générateur d'ozone à DBD surfacique utilisé	123
V.6.	Méthodologie des plans d'expériences	124
V.7.	Etapes d'une étude par plans d'expériences	126
V.8.	Principaux avantages des plans d'expérience	127
V.9.	Plan composite centré	127
	V.9.1. Qualité du modèle	129
V.10.	Calcul de la puissance électrique consommée	130
V.11.	Modélisation et optimisation de générateur d'ozone	132
V.12.	Résultats et discussion	133
V.13.	Conclusion	138

Conclusion générale	139
----------------------------	------------

Annexes

Références bibliographiques



Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les défis les plus importants auxquels la société a été confrontée ces dernières années sont liés au développement durable et au changement climatique. En raison des ressources limitées en combustibles fossiles et des efforts déployés pour réduire le réchauffement climatique, les gouvernements ont pris l'initiative de passer à des systèmes énergétiques à faible émission de carbone. Dans ce contexte de transition énergétique, tant dans les académies que dans l'industrie, un grand effort de recherche est aujourd'hui consacré à l'augmentation de l'efficacité et à la limitation des coûts des sources d'énergie renouvelables comme l'hydroélectricité, l'éolien, le solaire et la biomasse. Parmi toutes les sources d'énergie alternatives, les technologies solaires photovoltaïques (PV) ont fait l'objet d'une attention particulière, attirant en 2017, 58% de tous les nouveaux investissements en énergies renouvelables dans le monde, soit 140 milliards d'euros [1]. Comme indiqué dans [2], [3], le coût actualisé de l'énergie (LCOE) dans les centrales photovoltaïques de service public a atteint, dans certains cas, celui de l'électricité produite à partir de combustibles fossiles. En outre, le point de référence LCOE des systèmes photovoltaïques a diminué de plus de 75 % au cours de la période 2009-2018 [1]. Le principal facteur de cette baisse est la diminution du prix des panneaux solaires photovoltaïques (85 % pour la même période).

Bien qu'il soit l'élément le plus connu du photovoltaïque, le générateur PV (ou cellule PV) n'est pas le seul composant fondamental d'un système PV. En réalité, la tension et le courant produits par un générateur PV sont des quantités de courant continu. Ainsi, pour pouvoir injecter du courant dans le réseau ou alimenter une charge en courant alternatif, on utilise souvent un convertisseur (ou onduleur) CC-CA. En outre, en raison de sa caractéristique $i-v$ non linéaire [4], la cellule PV présente un seul point de puissance maximale (MPP), qui doit être constamment suivi par le convertisseur MPPT (maximum power point tracking) pour maximiser le rendement énergétique pendant le fonctionnement. Dans la littérature, on trouve de nombreuses techniques de suivi du point de puissance maximale (MPPT) [5-7]. Comme la tension PV varie au cours de la journée en fonction des conditions météorologiques et de la température de la cellule, l'onduleur est également chargé d'assurer dynamiquement une tension de sortie CA efficace constante. Les onduleurs PV peuvent être conçus dans des configurations monophasées et triphasées. En raison de la présence d'une composante de puissance fluctuante à basse fréquence dans les systèmes monophasés, cette catégorie d'onduleur est généralement limitée à quelques kW et joue un rôle mineur dans la part de

marché globale des onduleurs PV (principalement pour des raisons de coût). D'autre part, les onduleurs triphasés représentent plus de 95 % de la part de marché [4] et sont la solution préférée dans les secteurs commerciaux et utilitaires [3].

Les onduleurs sont constitués de composants actifs et passifs sophistiqués et performants qui admettent cependant un certain nombre de limitations qui ne sont pas sans conséquence sur la synthèse des boucles de commande [8-13].

Différentes topologies d'onduleurs ont été étudiées en ce qui concerne la faisabilité d'adapter au réseau des plages de faible puissance à basse tension d'entrée. Ils peuvent être divisés en cinq catégories :

1. Concept d'onduleur avec liaison de tension continue [14] [20] : des convertisseurs DC/DC sont utilisés afin d'adapter la tension du panneau photovoltaïque (PV) au niveau du réseau public. Ces convertisseurs sont reliés par une liaison de tension continue à un convertisseur de commutation haute fréquence.
2. Concept d'onduleur avec DC-Voltage-Link pulsé [16] : Ces concepts utilisent les mêmes onduleurs que celui décrit au point 1, mais leur unité de commande génère la valeur absolue d'une onde sinusoïdale de 50 Hz au lieu d'une tension continue. Cette tension de liaison continue pulsée est inversée par un onduleur de commutation 50Hz.
3. Concept d'onduleur avec AC-Voltage-Link [15] : les convertisseurs DC-DC avec transformateur HF ont besoin d'un redresseur à diode pour obtenir une tension de sortie DC; sinon la tension de sortie est une tension d'onde carrée bidirectionnelle avec comme valeur la fréquence de commutation. Un concept d'onduleur avec AC-Voltage-Link permet d'alimenter le réseau avec cette forme de tension. Par conséquent, l'onduleur a besoin d'interrupteurs bidirectionnels de tension.
4. Concept d'onduleur direct : Un de ces concepts comprend un onduleur commuté haute fréquence connecté à un transformateur 50Hz. L'autre concept est une topologie sans transformateur qui comprend deux convertisseurs bidirectionnels en connexion série parallèle.[21][19]
5. Liaison à tension continue pulsée utilisant un convertisseur résonnant : Il s'agit du même concept d'onduleur que celui décrit au point 2. Cependant, au lieu d'une série de convertisseurs DC-DC ou de convertisseurs résonants parallèles, les convertisseurs sont connectés à la liaison. [18] [17]

D'après la littérature il y a plusieurs techniques de commande MLI selon la façon de définir les instants de commutation des interrupteurs. On cite la modulation sinusoïdale échantillonnée

et la commande MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée ainsi que la MLI pré-calculée ou bien la modulation de largeur d'impulsion d'élimination sélective des harmoniques (SHE-PWM). Il est certain que le choix d'une meilleure stratégie de commande d'un onduleur, alimentant une machine asynchrone triphasée à cage, améliore considérablement les performances du système. Ce présent travail présente une étude comparative entre différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone.

L'autre type d'onduleur qui a été étudié et réalisé dans cette thèse est l'onduleur haute fréquence pour ozoniseur de type DBD « Décharges à barrières diélectriques » pour le traitement de l'eau et de l'air.

L'ozone (O₃), un puissant agent oxydant obtenu à partir de l'oxygène moléculaire (O₂), est largement utilisé pour remplacer les composés chlorés dans diverses applications industrielles telles que le traitement des eaux usées, le traitement de l'air et comme désinfectant. En raison de sa faible durée de conservation, l'ozone se décompose en quelques dizaines de minutes à température ambiante et rapidement à des températures plus élevées. La production d'ozone est réalisée par plusieurs méthodes. L'une d'entre elles consiste en des réactions électrochimiques pour produire de l'ozone. La seconde technique est basée sur l'utilisation de hautes énergies telles que la lumière UV, pour convertir l'oxygène en ozone. L'approche la plus utilisée est la décharge électrique, ou décharge à barrière diélectrique. Dans ce cas, l'oxygène passe à travers un plasma généré par une haute tension alternative appliquée aux électrodes, l'une d'entre elles étant recouverte d'une barrière diélectrique afin d'éviter les décharges par étincelles.

Pour augmenter le rendement de l'ozoniseur, on lui applique une alimentation électrique à haute fréquence. Il est bien connu que la haute fréquence diminue la puissance nécessaire pour être utilisée et augmente le taux de production d'ozone. La densité de puissance appliquée à la surface de décharge et le taux de production d'ozone sont alors augmentés, tandis que la tension nécessaire est diminuée. L'augmentation des fréquences jusqu'à plusieurs kilohertz est maintenant possible en utilisant des dispositifs de commutation à semi-conducteurs, tels que les MOSFET et les IGBT.

Nous proposons une approche basée sur l'étude et la réalisation d'un onduleur destiné à convertir la tension continue délivrée par un panneau photovoltaïque en tension alternative en utilisant une commande MLI.

L'objectif attendu est

-Etude et réalisation d'un onduleur à commande MLI pour système photovoltaïque muni de protection.

-Utiliser l'approche Newton-Raphson modifiée sans supposition d'angle de commutation initial.

-Comparer l'approche Newton-Raphson modifiée avec l'algorithme génétique hybride dans la résolution des équations SHE.

-Réaliser un onduleur haute fréquence résonant pour ozoniseur de type DBD pour le traitement de l'eau et de l'air alimenté par un système photovoltaïque.

Pour cela le manuscrit est organisé de la manière suivante :

Le Premier Chapitre est consacré à l'étude d'énergie solaire photovoltaïque. Ce chapitre ouvre les volets sur l'énergie solaire comme une opportunité majeure dans la mise en œuvre de la production énergétique en Algérie. Une étude de la source photovoltaïque, ses caractéristiques et les techniques de son utilisation sont catalogués.

L'objectif du chapitre deux est la conception et la réalisation une cascade onduleur hacheur Boost monophasé muni de protection pour un système photovoltaïque d'une puissance de sortie d'environ 500 VA avec une tension d'entrée de 12 VDC et une sortie alternatif de 230 VAC à une fréquence de 50 Hz.

Le chapitre trois sera consacré à l'application des différentes techniques de commande de l'onduleur deux niveaux. Du fait que l'onduleur est commandé par l'interface de commande RT-LAB. Une présentation détaillée de cet environnement sera également présentée. Les stratégies de commande seront appliquées et validées par des simulations numériques.

Une synthèse sur les décharges à barrière diélectrique permettant de comprendre le fonctionnement du plasma, l'utilité de la décharge à barrière diélectrique et les différents types d'alimentations existantes pour DBD est présentée au **quatrième chapitre**.

La réalisation de l'onduleur en pont haute fréquence résonant, l'étude expérimentale sur le générateur d'ozone qui consiste à étudier l'influence des paramètres électriques sur la production d'ozone en utilisant la méthode des plans d'expériences sont présentées au **cinquième chapitre**.

Une Conclusion générale clôture et souligne une série d'orientations futures de développement sur la base de l'état actuel de la recherche.

Chapitre 1

Généralités sur le système Photovoltaïque



CHAPITRE I : GENERALITES SUR LE SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE

I.1. Introduction

L'énergie solaire photovoltaïque est le terme utilisé pour désigner l'utilisation et la transformation du rayonnement solaire en électricité au moyen de l'effet photovoltaïque.

C'est une source d'énergie propre qui ne produit pas d'émissions de gaz à effet de serre. Par conséquent, elle ne contribue pas au changement climatique ni au réchauffement de la planète [22].

La transformation du rayonnement solaire en énergie électrique est possible grâce à l'effet photovoltaïque. Ce phénomène se produit lorsque les photons du rayonnement solaire ont un impact sur une surface du semi-conducteur. Si le photon frappe la surface du semi-conducteur avec suffisamment d'énergie, il libère un électron qui laisse suffisamment d'espace pour que les électrons puissent se déplacer et générer un courant électrique [23].

I.2. Conditions d'une exploitation efficace

La production et les performances d'une installation photovoltaïque dépendent d'un certain nombre de facteurs.

Pour connaître les paramètres optimaux d'une installation photovoltaïque, différentes normes doivent être prises en considération [24].

- Rayonnement
- Inclinaison
- Pertes dues aux ombres
- Pertes dues à la poussière
- Température des cellules
- Efficacité des équipements
- Détérioration des panneaux solaires

Tous ces facteurs expliquent les pertes globales de l'installation et, par conséquent, ils ont une incidence sur son efficacité. C'est ce qu'on appelle le rapport de performance (PR) de l'installation.

La définition officielle du PR selon la norme 61724 de la IEC est "le rapport entre la valeur à mesurer de l'énergie du système par rapport à l'énergie hypothétique qui serait produite si le système a fonctionné à sa puissance nominale sous l'irradiation de référence" [25].

Le PR de l'installation tend à avoir des valeurs qui varient de 0,6 à 0,8 selon le type de l'installation et ses caractéristiques.

Ces différents facteurs sont décrits en détail ci-dessous.

I.2.1. Radiation

L'énergie émise par le Soleil est transmise à la Terre sous forme d'ondes électromagnétiques. La longueur d'onde est une caractéristique de ces ondes. Elle est définie comme la distance entre deux crêtes consécutives de l'onde et elle est liée à la fréquence (ν) de l'onde. Cette dernière détermine l'énergie transportée par une vague et ne change pas lorsqu'on passe d'un milieu à un autre [25].

Les ondes électromagnétiques se déplacent à la vitesse de la lumière (c) dans le vide. La relation entre la longueur d'onde (λ) et la fréquence (ν) est déterminée par l'expression :

$$\lambda * \nu = c \quad (I.1)$$

L'énergie transportée par l'onde est définie comme :

$$E = h * \nu \quad (I.2)$$

h est la constante de Plank avec une valeur de $6,63 \cdot 10^{-34}$ Js

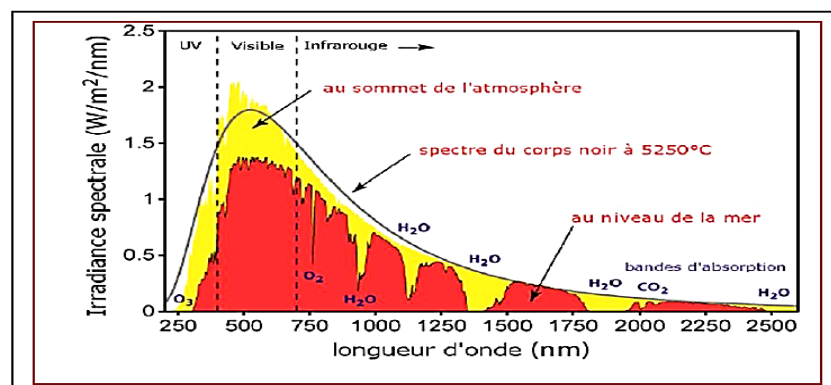


Figure I.1 Spectre du rayonnement solaire

Du point de vue de la transformation de l'énergie solaire en un autre type d'énergie, le spectre n'est pas utile dans sa totalité, étant donné que pour certaines longueurs d'onde, le flux d'énergie atteint la surface de la Terre à un niveau si bas qu'aucune autre transformation n'est possible [26].

Le seul rayonnement important est celui qui se situe concrètement dans la gamme visible (390 à 750 nm), une partie de la zone de rayonnement ultraviolet (UV) correspondante et une partie de la zone de rayonnement infrarouge (IR). Cela s'explique par le fait que la quantité de rayonnement dans cette gamme de spectre est suffisamment importante pour être reçue et utilisée. De plus, l'énergie de ce rayonnement peut interagir avec les matériaux utilisés dans les panneaux [27].

I.2.1.1. Différents composants du rayonnement solaire :

En traversant l'atmosphère, le rayonnement solaire est absorbé et diffusé. Au sol on distingue plusieurs composants :

a. Rayonnement direct :

Le rayonnement direct est le rayonnement incident sur un plan donné en provenance d'un petit angle solide centré sur le disque solaire, il parvient en ligne droite et par temps clair.

b. Rayonnement diffus :

Le rayonnement diffus résulte de la diffraction de la lumière par les molécules atmosphériques, et de sa réfraction par le sol, il parvient de toute la voute céleste. Le rayonnement diffus (D_h) est le rayonnement émis par des obstacles (nuages, sol, bâtiments) et provient de toutes les directions, il peut être mesuré par un pyranomètre avec écran masquant le soleil [28].

c. Albédo ou réfléchi :

C'est la fraction d'un rayonnement incident diffusée ou réfléchi par un obstacle. Ce terme étant généralement réservé au sol et aux nuages. C'est une valeur moyenne de leur réflecteur pour le rayonnement considéré, et pour tous les angles d'incidences possibles. Par définition, le corps noir possède un albédo nul. Il faudra en tenir compte pour évaluer le rayonnement sur plans inclinés. L'albédo est donné par l'équation :

$$\text{Albedo (alb)} = \text{énergie réfléchie} / \text{énergie reçue} \quad (1.3)$$

d. Rayonnement global

C'est la somme de tous les rayonnements reçus, y compris le rayonnement réfléchi par le sol et les objets qui se trouvent à sa surface. Il est mesuré par un pyromètre ou un Solari mètre sans écran [29].

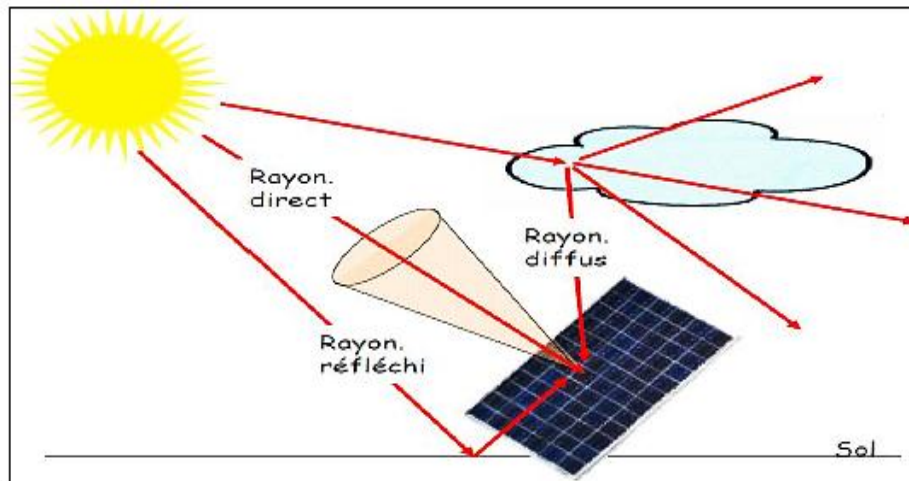


Figure I.2 Composants du rayonnement solaire « Global »

I.2.2. Inclinaison

L'inclinaison du panneau, par rapport à l'horizontale, modifie le rayonnement collecté en raison de l'angle d'incidence des rayons solaires sur la surface.

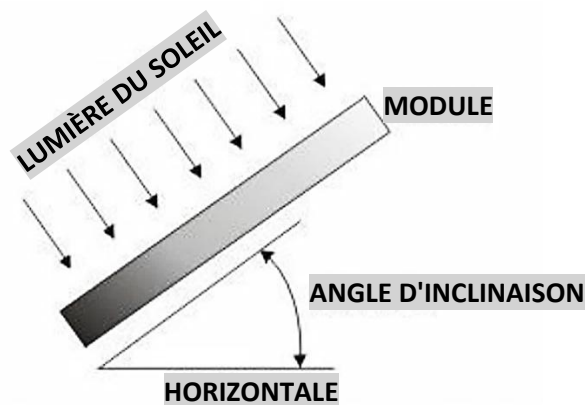


Figure I.3 Inclinaison du panneau solaire

L'inclinaison optimale de la surface des panneaux solaires pour optimiser l'utilisation annuelle du rayonnement solaire incident dépend de l'emplacement de l'installation. Trois situations sont généralement différenciées selon le besoin d'une plus grande production solaire.

Demande annuelle : $\beta_{opt} = \varphi - 10$

Demande pour l'été : $\beta_{opt} = \varphi - 20$

Demande hivernale : $\beta_{opt} = \varphi + 10$

β_{opt} représente l'angle d'inclinaison optimal et φ l'atitute du lieu.

Parfois, il n'est pas possible d'appliquer le maximum de critères de fixation possibles pour déterminer l'inclinaison, car ceux-ci sont limités par des facteurs régionaux et climatiques. Des inclinaisons d'environ 90° sont nécessaires dans les zones où il neige fréquemment afin d'éviter l'accumulation de neige à la surface des panneaux. Une inclinaison minimale de 40° est requise dans les zones désertiques pour éviter l'accumulation de sable à la surface et une inclinaison minimale de 30° est requise dans les zones tropicales pluvieuses [30].

I.2.3. Perte d'ombre

Les ombres environnantes produisent des pertes de rayonnement sur une surface. Ces pertes sont exprimées en pourcentage du rayonnement solaire global qui atteindrait la surface en l'absence de toute ombre.

Les pertes peuvent être causées par les contours ombragés de l'installation photovoltaïque ou par des obstacles éloignés tels que des bâtiments ou des arbres.

La distance minimale de séparation entre les lignes de panneaux afin d'éviter les pertes d'ombre entre elles est généralement calculée de la manière suivante :

$$a = H / \tan(\beta) \quad (1.4)$$

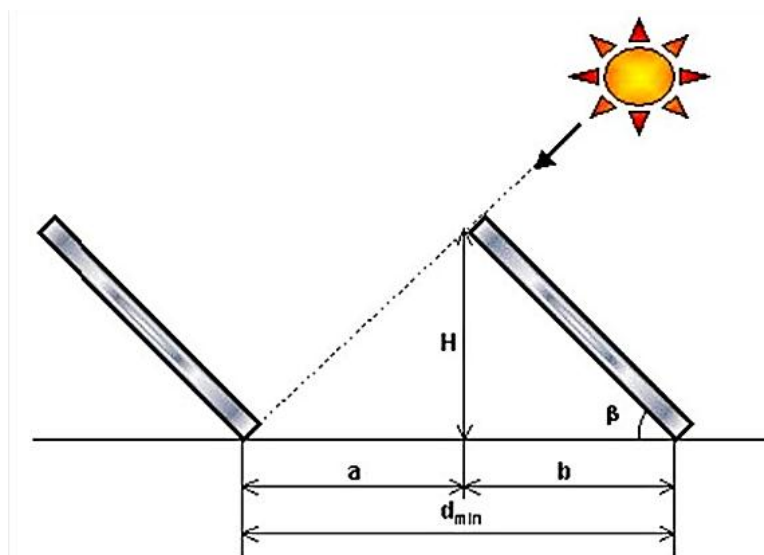


Figure I.4 Distance de séparation entre les lignes des panneaux

Il existe des méthodes pour déterminer les pertes dues à l'ombre des obstacles éloignés qui mettent en relation leur hauteur avec les distances qui les séparent [31].

I.2.4. Pertes dues à la saleté

La saleté et la poussière s'accumulent sur les panneaux en raison de leur emplacement extérieur.

Les pertes dues à la saleté sont estimées à 5 % dans un environnement normal. Ce pourcentage augmente dans les environnements plus fréquentés tels que les installations situées à proximité de routes, de terre ou de zones d'industrie lourde.

I.2.5. Pertes par température

Les modules photovoltaïques perdent environ 4% de leur puissance pour chaque augmentation de 10°C de leur température de fonctionnement. Ce pourcentage varie légèrement en fonction de la technologie. Pour un site la température de fonctionnement des modules photovoltaïques dépend de facteurs environnementaux tels que l'irradiation, la température ambiante et la vitesse du vent, ainsi que la position du module ou la ventilation de sa partie arrière. Cela implique que même si l'irradiation solaire accidentelle est identique, le même système photovoltaïque produira moins d'énergie dans un endroit chaud qu'en un endroit froid [32].

I.2.6. Pertes par câblage

Les pertes de câblage sont dues à des pertes d'énergie causées par des chutes de tension à la fois dans le courant continu (DC) et dans le courant alternatif (AC), lorsque le courant circule dans un conducteur fait d'un matériau déterminé et placé dans une section déterminée. Ces pertes sont minimisées lorsque la section de câblage est correctement choisie. Malgré cela, les pertes en courant continu peuvent atteindre 1,5% et les pertes en courant alternatif 3%.

I.2.7. Efficacité des équipements

Tous les équipements qui constituent l'installation solaire photovoltaïque ont également un rendement qui influence l'installation. Les données de performance de l'équipement sont mises à disposition par le producteur.

Par conséquent, les onduleurs (dispositif qui convertit le courant continu en courant alternatif) ont tendance à avoir une efficacité d'environ 94 à 96% et les régulateurs (contrôleur de charge de batterie avec Maximum Power Point Tracking technology) ont tendance à avoir une efficacité d'environ 98% [33].

En outre, le rendement global d'un banc de batteries peut être calculé de la manière suivante:

$$R = (1 - K_b) \cdot \left(1 - \frac{K_a \cdot N}{DOD}\right) \quad (1.5)$$

Où :

K_b : coefficient de perte dû à l'efficacité de l'accumulateur.

- 0,05 dans les systèmes qui n'exigent pas de décharges puissantes.

- 0,1 dans les systèmes à fortes décharges.

K_a : coefficient d'autodécharge journalière.

- 0,002 dans les batteries à faible autodécharge (Ni-Cd)

- 0,005 en batteries stationnaires (Pb-Ac)

- 0,012 dans les batteries à forte autodécharge (batteries de démarrage de voiture)

DOD : c'est la profondeur de décharge journalière 'Depth Of Discharge' (DOD). Elle ne dépassera pas 80% - elle se réfère à la capacité nominale de l'accumulateur

N : nombre de jours d'autonomie.

I.2.8. Détérioration des panneaux solaires

Les panneaux photovoltaïques perdent leur efficacité au fil des ans de telle sorte qu'au bout de 20 ans, ils auront perdu environ 20 % de leur efficacité.

I.3. L'effet photovoltaïque

La présence de lumière sur un semi-conducteur tel que le silicium (Si) génère des paires électron-trou.

Les paires électron-trou sont séparées dans l'espace par un champ électrique interne créé en introduisant des impuretés spéciales dans le semi-conducteur.

Cette séparation crée des charges négatives d'un côté de l'interface et des charges positives de l'autre côté, ce qui génère une tension et un courant continu (CC) lorsqu'il est connecté à une charge.

Les cellules photovoltaïques sont interconnectées pour former des modules photovoltaïques d'une puissance pouvant atteindre plusieurs centaines de watts. Les modules photovoltaïques sont ensuite combinés pour former des systèmes photovoltaïques [34].

L'unité watt-crête est souvent utilisée pour exprimer les coûts ou le rendement du PV solaire, car le rendement d'une cellule PV varie en fonction de l'irradiation solaire et de la température ambiante. Par souci de simplicité, l'ouvrage utilise le terme watt pour désigner le watt-crête.

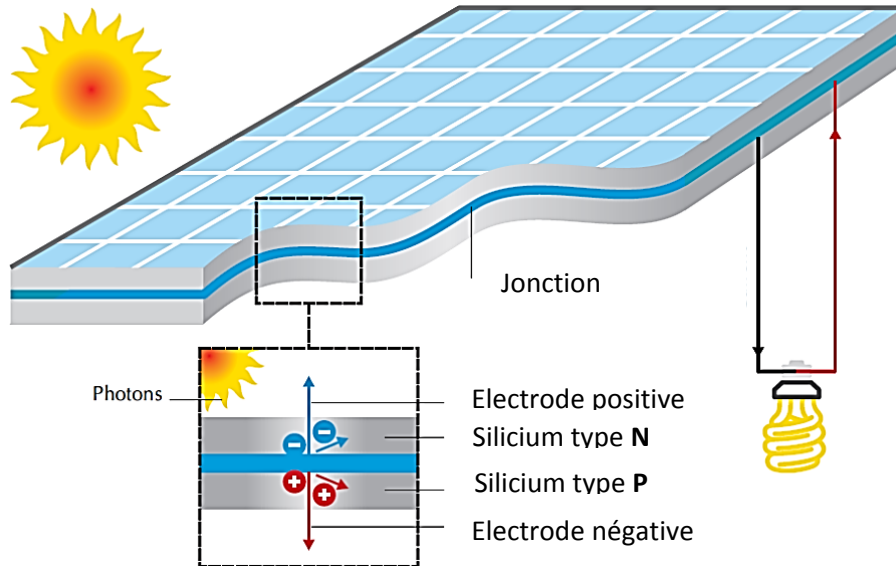


Figure I.5 Principe de fonctionnement d'une cellule PV

Le rendement de conversion d'une cellule solaire est défini comme le rapport entre la puissance de sortie de la cellule solaire par unité de surface (W/cm^2) et le rayonnement solaire incident

I.3.1. Semi-conducteurs intrinsèques :

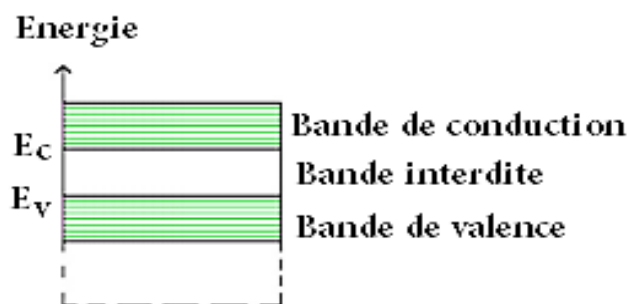


Figure I.6 Bandes d'énergies

Les électrons situés sur la couche la plus éloignée du noyau, qui participent aux liaisons covalentes peuvent, sous l'effet de l'agitation thermique, devenir porteur de charge. Le diagramme énergétique est constitué de deux bandes (conduction et valence) séparé par une bande interdite. Pour franchir cette bande l'électron doit acquérir de l'énergie (thermique,

photon, ...) Mais le nombre d'électrons libres dans un semi-conducteur intrinsèque reste très faible [35].

I.3.2. Semi-conducteurs extrinsèques :

Pour augmenter la conductivité des semi-conducteurs on y introduit des impuretés. Ce procédé est appelé dopage.

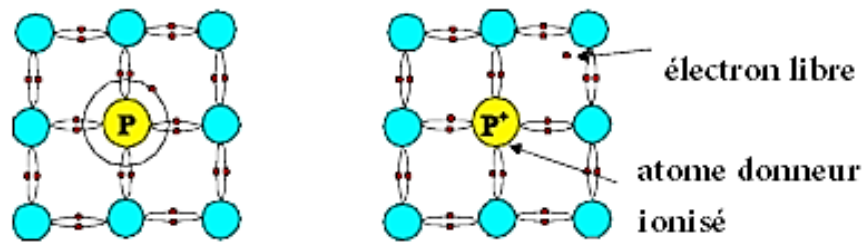


Figure I.5 Dopage Type N

On remplace un atome de silicium par un atome pentavalent.

Quatre d'entre eux assurent les liaisons avec les atomes voisins de silicium et le cinquième resté disponible va être excité vers la bande de conduction très facilement par l'agitation thermique. D'où le nombre d'électrons libres qui va fortement augmenter : dans ce cas le nombre de trous est très inférieur au nombre d'électron libre. On obtient ainsi un cristal dopé N (négatif).

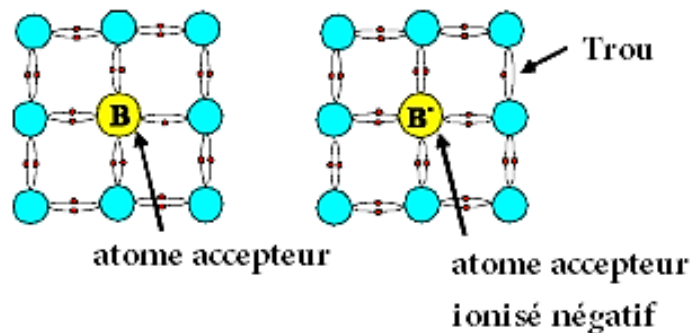


Figure I.6 Dopage Type P

De la même façon on introduit des atomes trivalents, ses trois électrons vont assurer les liaisons covalentes avec trois atomes voisins mais laisser un trou au quatrième. Ce trou se déplace de proche en proche dans le cristal pour créer un courant. Ici le nombre de trous est

très supérieur au nombre d'électrons libres du cristal intrinsèque, on obtient donc un cristal dopé P (positif), les impuretés utilisées sont souvent du Bore. [36]

I.4. Types de cellules solaires photovoltaïques

L'électricité est produite dans des cellules solaires qui, comme on l'a vu, sont constituées de plusieurs couches de matériau semi-conducteur. Lorsque les rayons du soleil pénètrent dans les cellules solaires, une force électromotrice est créée entre ces couches, ce qui provoque le flux de l'électricité. Plus l'intensité du rayonnement solaire est élevée, plus le flux d'électricité est important. Le matériau le plus courant pour la production de cellules solaires est le silicium. Le silicium est obtenu du sable et est l'un des éléments les plus courants de la croûte terrestre, il n'y a donc pas de limite à la disponibilité des matières premières.



Figure I.7 Cellule photovoltaïque

I.4.1. Différentes technologies de cellules solaires

Il existe différents types de cellules photovoltaïques. Il est donc indispensable de connaître les particularités de chacune :

I.4.1.1. Technologies de la première génération à base de silicium cristallin

Considérée comme la technologie photovoltaïque la plus efficace et la plus dominante la première génération comprend le monocristallin et le poly cristallin. Le silicium monocristallin reste encore plus cher que le silicium poly cristallin mais permet d'obtenir un rendement plus élevé, avec près de 19.8% contre 24.7% de rendement en laboratoire [37] [38].

a) Cellules monocristallines :

La cellule monocristalline est celle qui s'approche le plus du modèle théorique. Lors du refroidissement, le silicium fondu se solidifie en ne formant qu'un seul cristal de grande dimension. On découpe ensuite le cristal en fines tranches qui donneront les cellules. Cependant pour arriver à ce résultat la fabrication est complexe et coûteuse en énergie, les rendements de conversion obtenue varient entre 14 et 16% [39].

b) Cellules poly-cristallines :

Contrairement à la cellule monocristalline, la cellule polycristalline n'a pas besoin d'un silicium aussi pur et ordonné. Pour fabriquer ce matériau, on refond tous les déchets provenant du tirage des monocristaux, on obtient des lingots qu'il faut ensuite scier en plaquettes. Les rendements de conversion industrielle qui étaient de l'ordre de 8 à 10% avant 1980 sont actuellement de 16 à 17% [40]. Il s'agit de la technologie la plus représentée sur le marché du photovoltaïque car elle allie à la fois des rendements de conversion élevés avec un coût de production faible par rapport à la filière silicium monocristallin voir figure I.10.

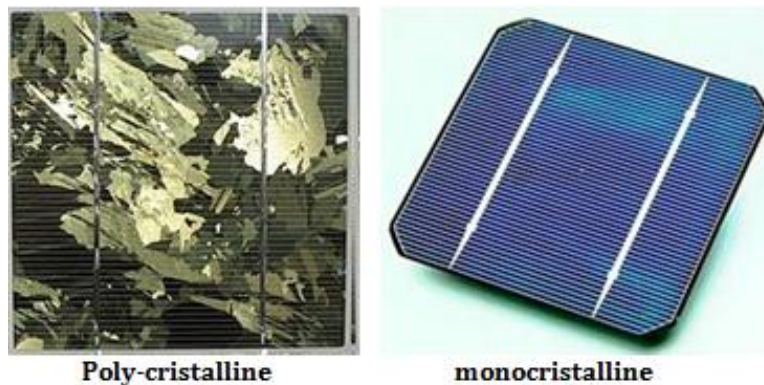


Figure I.8 Technologies de la première génération de cellules à base de silicium cristallin

I.4.1.2. Technologies de la deuxième génération à base de couche-mince

Les premiers essais de couches minces remontent au milieu du XX^{ème} siècle avec de fins dépôts sur cristaux massifs puis finalement des structures complètement à base de couches minces [40].

a) Cellules amorphes :

Le silicium lors de sa transformation, produit un gaz qui est projeté sur une feuille de verre. La cellule est grise très foncée ou marron. Les cellules amorphes ont un coût de production bien

plus bas, mais malheureusement leur rendement n'est que 6 à 10%. Cette technologie permet d'utiliser des couches très minces de silicium. C'est le silicium amorphe qu'on trouve le plus souvent dans les petits produits de consommation comme les calculatrices et les montres, mais aussi plus récemment sur les grandes surfaces utilisées pour la couverture des toits. [41]

b) Cellules multi-jonction

Les cellules multi-jonction sont composées de différentes couches minces qui permettent de convertir différentes parties du spectre solaire et ainsi d'obtenir les meilleurs rendements de conversion. Elles ont un rendement inégalé de 32% à 39%, mais pas d'application commerciale.

c) Cellule tandem

En combinant deux cellules (couche mince de silicium amorphe sur silicium cristallin par exemple) absorbant dans des domaines spectraux connexes, on améliore le rendement théorique par rapport à des cellules simples distinctes, qu'elles soient amorphes, cristallines ou microcristallines. Elles ont une sensibilité élevée sur une large plage de longueur d'onde et un excellent rendement, mais le coût élevé est dû à la superposition de deux cellules.

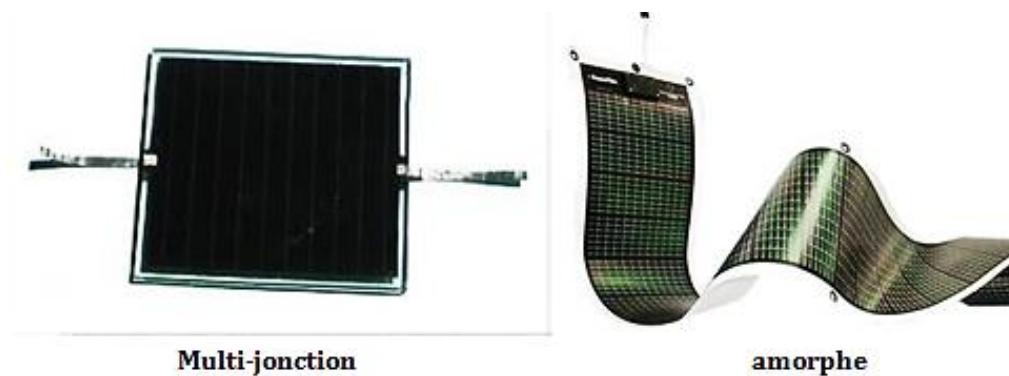
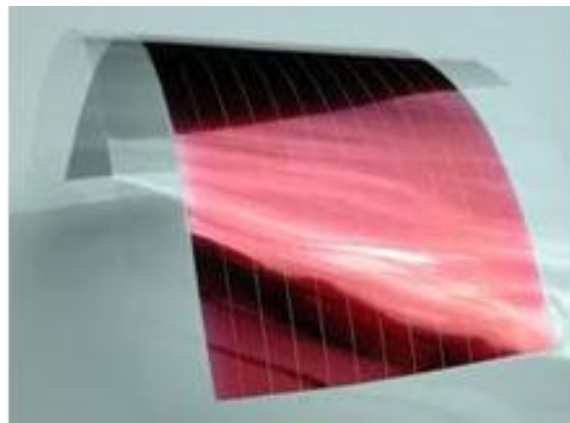


Figure I.9 Technologies de la deuxième génération à base de couche-mince.

I.4.1.3. Technologie de la troisième génération « Les cellules organiques »

Les cellules photovoltaïques organiques sont des cellules photovoltaïques dont au moins la couche active est constituée des molécules organiques. Tout comme leurs pendants inorganiques, les cellules solaires organiques utilisent l'effet photovoltaïque pour transformer l'énergie lumineuse en électricité. L'effet est basé sur les propriétés de matériaux semi-conducteurs. Dans un semi-conducteur inorganique, où on peut facilement contrôler les champs internes avec le dopage, l'électron excité peut alors se déplacer jusqu'aux électrodes,

généralisant ainsi un champ électrique externe [42]. La situation est plus complexe dans un matériau organique à cause de la faible conductivité électrique, la faible constante diélectrique et la morphologie complexe qui empêchent un dopage contrôlé, et qui diminuent l'écrantage. Ainsi, dans ces matériaux, une charge est généralement confinée à une molécule ou au mieux quelques-unes. Les électrons excités restent ainsi liés aux trous, formant un exciton, et ne peuvent se séparer aux interfaces du dispositif. L'exciton peut également se recombiner après un certain temps, de façon radiative (en émettant de la lumière) ou non, détruisant ainsi les porteurs de charges. Elles ont un rendement de 5% à 8%, voir figure I.12.



Organique

Figure I.10 Technologie de la troisième génération « Les cellules organiques »

I.5. Modèle de cellule :

Une cellule photovoltaïque a un comportement équivalent à une source de courant shuntée par une diode (fig.I.10). Le modèle est complété par une résistance série R_s due à la contribution des résistances de base et du front de la jonction et des contacts face avant et arrière et une résistance parallèle ou shunt R_p qui provient des contacts métalliques et des résistances de fuite sur la périphérie de la cellule. [43]

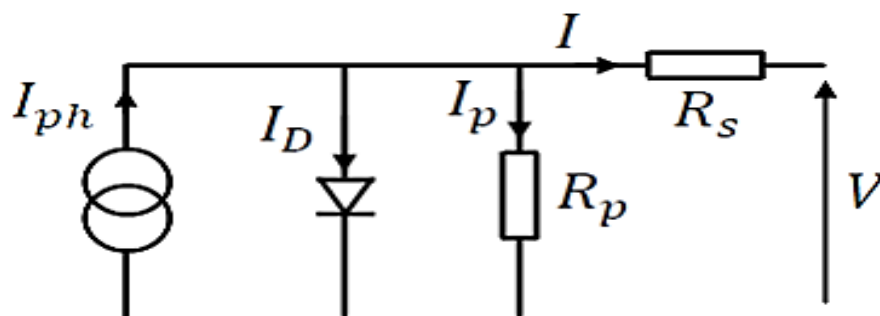


Figure I.11 Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque

$$I_{PV} = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp \left(\frac{e(V_{PV} + (I_{PV} * R_{ser}))}{nKT} \right) - 1 \right] - \frac{V_{PV} + (I_{PV} * R_{ser})}{R_{shu}} \quad (1.6)$$

Où I_{sat} est le courant de saturation, K est la constante de Boltzmann ($1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K),

T : est la température effective des cellules en Kelvin(K),

e : est la charge de l'électron ($e=1,6 \cdot 10^{-19}$ C),

n : est le facteur d'idéalité de la jonction ($1 < n < 3$),

I_{PV} : est le courant fourni par la cellule lorsqu'elle fonctionne en générateur,

V_{PV} : est la tension aux bornes de cette même cellule,

I_{ph} : est le photo-courant de la cellule dépendant de l'éclairement et de la température ou bien courant de (court-circuit),

R_{shu} : est la résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction,

R_{ser} : est la résistance série représentant les diverses résistances de contacts et de connexions.

I.6. Potentiel solaire en Algérie :

De par sa situation géographique, l'Algérie dispose l'un des gisements solaires les plus importants au monde. La durée d'insolation sur la quasi-totalité du territoire national dépasse les 2000 heures annuellement et atteint les 3900 heures (hauts plateaux et Sahara). L'énergie reçue quotidiennement sur une surface horizontale de 1m^2 est de l'ordre de 5 kWh sur la majeure partie du territoire national, soit près de $1700 \text{ kWh/m}^2/\text{an}$ au Nord [24].

En 2011, le ministère algérien de l'énergie et des mines a publié son programme sur les énergies renouvelables et l'efficacité énergétique qui vise à porter la part des énergies renouvelables utilisées pour la production d'électricité à 40 % de la demande intérieure d'ici 2030. Le plan prévoit 800 MW d'installations jusqu'en 2020 et un total de 1,8 GW d'ici 2030. En février 2014, le ministère a introduit deux régimes FiT, l'un pour les systèmes entre 1 et 5 MW et l'autre pour les systèmes de plus de 5 MW. On estime qu'environ 5 MW de petits systèmes décentralisés et quelques systèmes plus importants de plusieurs kW ont été installés fin 2013. Selon le Centre de développement des énergies renouvelables (CDER), le programme national d'énergie renouvelable pour l'Algérie (2015-2030) a maintenant un objectif de 22 GW d'énergie renouvelable avec une part de 13,5 GW d'énergie photovoltaïque d'ici 2030. Aures Solaire, une joint-venture 51/49 entre la société algérienne Condor Electronics et Vincent

Industrie (France), a ouvert en avril 2017 une usine de modules solaires de 30 MW annuelle située dans la zone industrielle d'Ain Yagout. Condor Electronics possède et exploite déjà une usine de modules de 75 MW annuelle dans la même zone industrielle depuis 2013. En janvier 2017, le gouvernement a adopté un décret pour lancer un appel d'offres pour 4 GW de modules solaires PV et en mars 2017, le cadre réglementaire pour la mise en œuvre a été publié au Journal officiel [43]. Les centrales solaires devraient être construites dans les Hautes Plaines du nord et du sud de l'Algérie. Le premier appel d'offres, d'une capacité de 150 MW, a été clôturé en juin 2019. Cependant, la Commission de régulation de l'électricité et du gaz (CREG) n'a reçu que huit offres pour une capacité combinée de 90 MW. En 2015 et 2016, des systèmes photovoltaïques d'environ 350 MW ont été nouvellement installés, mais en 2017 et 2018, seuls quelques nouveaux systèmes ont été connectés au réseau. On estime que la capacité PV totale - en réseau et hors réseau - n'était que d'environ 420 MW à la fin de 2018.

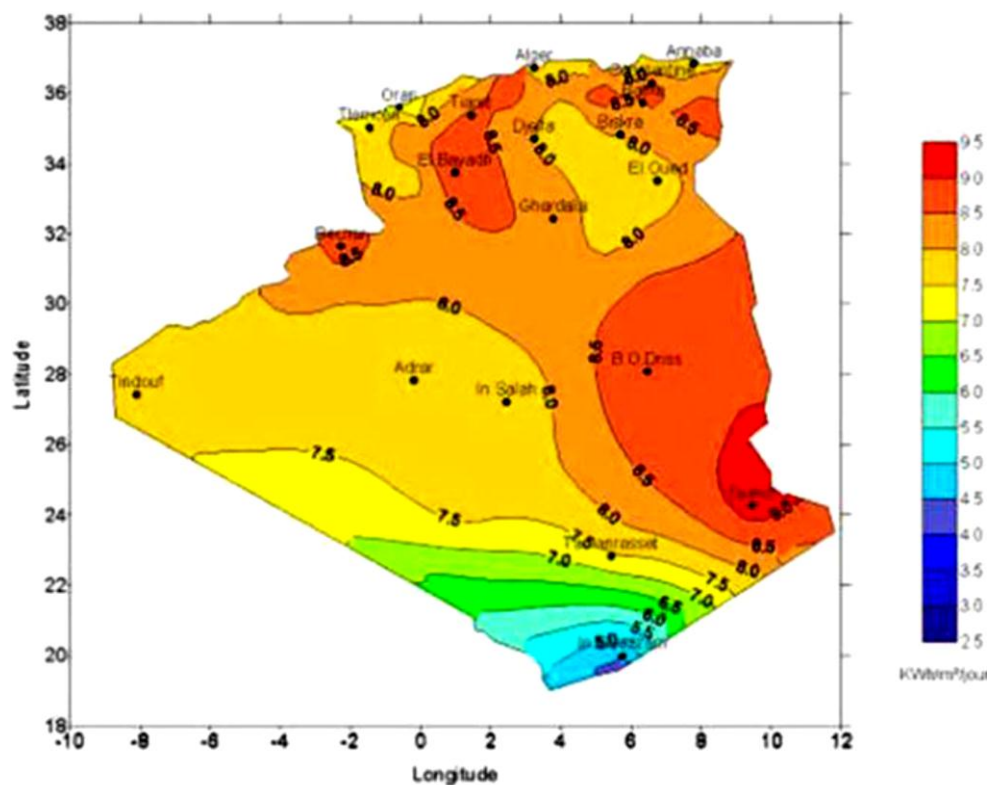


Figure I.12 Irradiation directe journalière kWh/m²/jour été Source: CDER

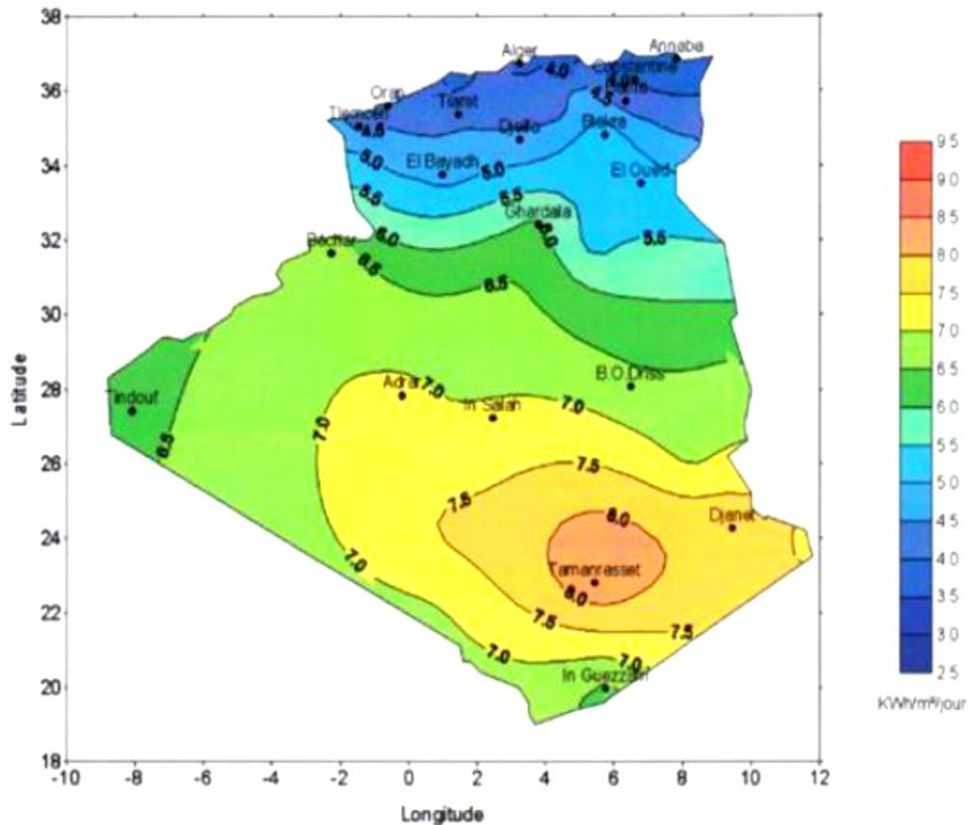


Figure I.13 Irradiation directe journalière KWh/m²/jour hiver Source: CDER

I.7. Structures de support pour les panneaux solaires

La structure soutient le module photovoltaïque et donne l'inclinaison nécessaire pour atteindre une efficacité optimale. Elle est également chargée de fixer les modules PV contre les rafales de vent et offrir un soutien aux interconnexions de câblage.

Les structures de support les plus couramment utilisées pour les panneaux photovoltaïques sont constituées de panneaux anodisés en aluminium ou en acier galvanisé. Les structures de support en aluminium anodisé pèsent moins et sont plus faciles à transporter [44].

Il existe différents types de structures :

- Fixe
- Suivi solaire

I.7.1. Structure fixe

Ces types de structures coplanaires et inclinées sont fixés en permanence.

-**Les structures coplanaires** sont situées parallèlement à la surface où les panneaux sont installés afin d'optimiser leur intégration. Il est toujours conseillé de laisser un certain espace entre la surface et la structure afin de permettre une bonne ventilation des panneaux, en évitant la surchauffe.



Figure I.14 structures coplanaires

- **Les structures inclinées** donnent l'inclinaison idéale pour l'installation. Ces structures peuvent avoir deux positions qui permettent de changer l'angle d'inclinaison manuellement en hiver ou en été.



Figure I.15 Structures inclinées

I.7.2. Structure de suivi du soleil

Ce type de structure peut suivre sur un axe, le mouvement du soleil. (par exemple d'Est en Ouest pendant une journée), ou deux axes pour modifier également l'inclinaison.

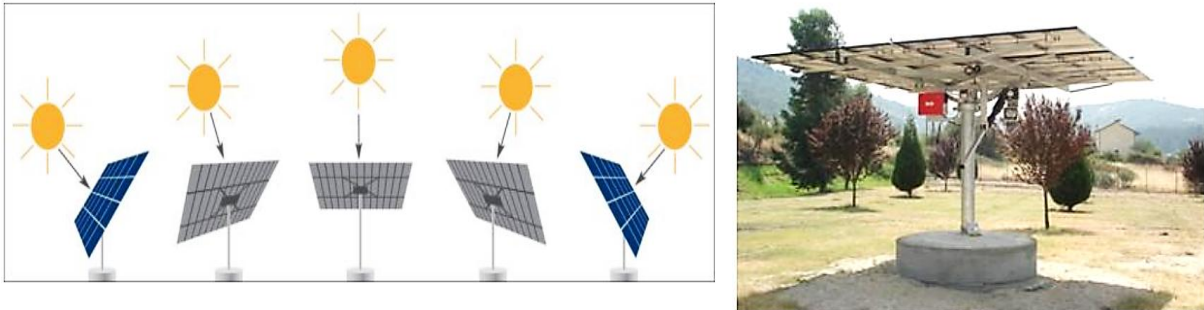


Figure I.16 Structure de suivi du soleil

Les structures de poursuite du soleil augmentent la production photovoltaïque jusqu'à 40% (selon la structure de poursuite) par rapport à une installation fixe, figure I.17 [45].

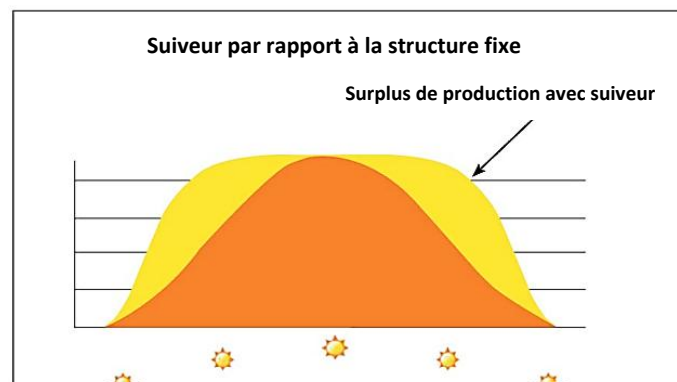


Figure I.17 Production journalière d'électricité. Comparaison entre le tracker et le support fixe.

Source : First Solar

I.8. Régulateur

Les régulateurs sont les équipements électroniques qui contrôlent la charge de la batterie. Ils empêchent les batteries d'avoir une charge trop élevée ou trop faible. Les régulateurs essaient également d'optimiser la durée de vie des batteries sensibles. Ils ont tendance à avoir des tensions d'entrée de 12 ou 24V, ce qui limite leur utilisation avec certains types de panneaux.

Mppt Recharge Régulateur (Maximum Power Point Tracking - MPPT), qui signifie en Français "Recherche du Point de Puissance Maximum ». Sont une évolution des contrôleurs de charge traditionnels. Ces convertisseurs de puissance analysent le flux d'énergie des panneaux

photovoltaïques et le comparent à leur algorithme interne pour en tirer le meilleur parti possible. Ils permettent d'utiliser sans problème les panneaux, habituellement utilisés dans les installations connectées au réseau, et ils peuvent même atteindre une tension d'entrée de $150V_{DC}$ [46].

I.9. Batteries

Une batterie est un système de stockage d'énergie et permet d'utiliser l'énergie stockée lorsqu'il n'y a pas de soleil.

De nos jours, il existe différents types de batteries qui dépendent de leur application. Les plus utilisées pour les installations solaires sont les suivantes :

-Batterie monobloc : elle est utilisée dans les applications à faible demande telles que les résidences secondaires, les bateaux ou les caravanes. Leur durée de vie est d'environ 400 cycles à 75 % de décharge. Elles sont économiques et nécessitent peu d'entretien [48].



Figure I.18 Batterie monobloc

-Batteries monoblocs GEL et AGM: ces batteries peuvent être en gel ou plomb-acide VRLA 'Valve Regulated Lead Acid'. Elles nécessitent peu d'entretien car elles recombinent les gaz et ne produisent pas de perte d'eau. Leur principal avantage est leur faible auto-décharge, elles peuvent donc être maintenues à une charge maximale pendant 6 mois sans perte de charge importante. Ces types de batteries sont parfaits pour les navires, les caravanes ou les installations solaires car ils n'émettent pas de gaz pendant le fonctionnement [48] [47].



Figure I.19 Batteries monoblocs AGM

-**Batteries monobloc semi-stationnaires** : elles sont utilisées pour l'énergie solaire et les applications à haut cycle. Il existe deux technologies : la plaque plate ou la plaque tubulaire. La différence entre elles est que les technologies à plaques tubulaires dupliquent la durée de vie de la plaque plate.



Figure I.20 Batteries monobloc semi-stationnaires

-**Batteries OPZS** : ce sont les plus utilisées dans les installations solaires photovoltaïques en raison de leur faible maintenance et aussi parce que le niveau d'électrolyte est visible à travers leurs parois. Elles sont préparées pour des décharges profondes (1500 cycles à 80% de décharge) mais si elles ne sont pas correctement dimensionnées, elles peuvent perdre la moitié de cette durée de vie [49].



Figure I.21 batteries OPZS

-**Les batteries OPZV** : ce sont des batteries à plaques tubulaires dont l'électrolyte est sous forme de gel. Elles sont scellées et peuvent donc être installées dans n'importe quelle position. Grâce à leur faible sulfatation, elles ont un rendement plus élevé pendant leur durée de vie. Ce type de batteries est parfait pour les installations de télécommunications ou les endroits où le niveau de l'eau n'est pas contrôlé. Elles sont plus chères que les batteries OPZS, mais elles ont un rendement énergétique plus élevé [49].



Figure I.22 Batteries OPZV

-**Batteries au nickel-fer**: elles ont été brevetées par Edison au 20e siècle pour être utilisées dans la voiture électrique. Ce sont des batteries à longue durée de vie qui peuvent durer 50 ans en raison de l'électrolyte qui ne détruit pas la batterie. La batterie est renouvelée tous les 7 ou 8 ans. Elles présentent un faible coût énergétique même si leur prix est plus élevé que les précédentes.

-**Batteries lithium-ion**: les avantages de ce type de batteries sont leur faible rapport poids / volume avec leur capacité de stockage élevée et leur faible taux d'autodécharge. Les batteries au lithium-ion sont les plus couramment utilisées dans les appareils électroniques (téléphones

portables et ordinateurs) et, dernièrement, dans le développement du véhicule électrique et des équipements compacts qui permettent au logement d'être auto-efficace. Il existe certains inconvénients comme le coût élevé, leur durée de vie n'est pas assez longue et leur faible nombre de charges [47].

-Les batteries solaires sont adaptées au cyclage quotidien et à la charge lente par panneaux solaires. Leur durée de vie est considérablement augmentée si la profondeur de décharge quotidienne est inférieure à 40% de la capacité totale pour les batteries plomb et jusqu'à 80% pour les batteries lithium.

Exemple : Une batterie de 12V / 100Ah au plomb à une capacité utile de 40Ah (480Wh) avec une durée de vie d'environ 1000 cycles alors qu'une batterie lithium de 12V / 100Ah à une capacité utile de 80Ah (960Wh) avec une durée de vie d'environ 2500 cycles soit le double d'énergie disponible pour une durée de vie 2 fois et demi supérieure.

I.10. Onduleur photovoltaïque :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC) [50].

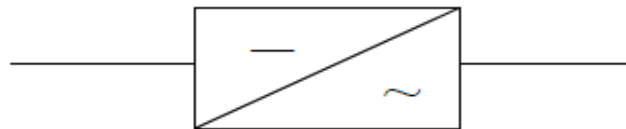


Figure I.23 Symbole d'un onduleur

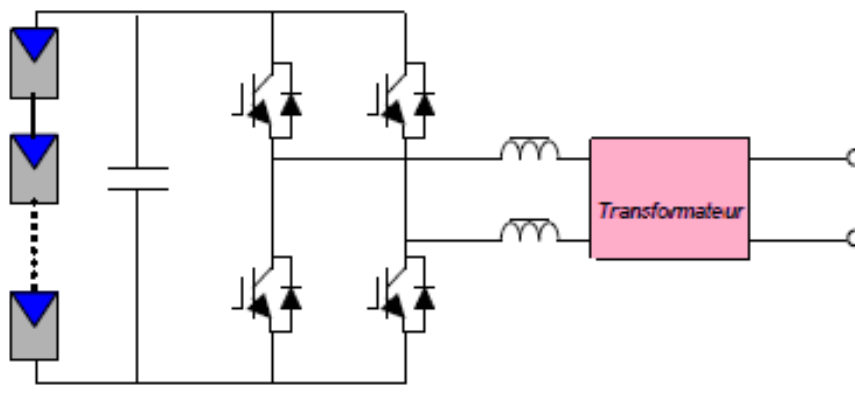


Figure I.24 Schéma de principe d'un onduleur monophasé

I.11. Champ de modules PV

Les modules peuvent être montés en série, en parallèle ou bien en série-parallèle [51].

I.11.1. Assemblage série

Dans un groupement en série, les cellules sont traversées par le même courant.

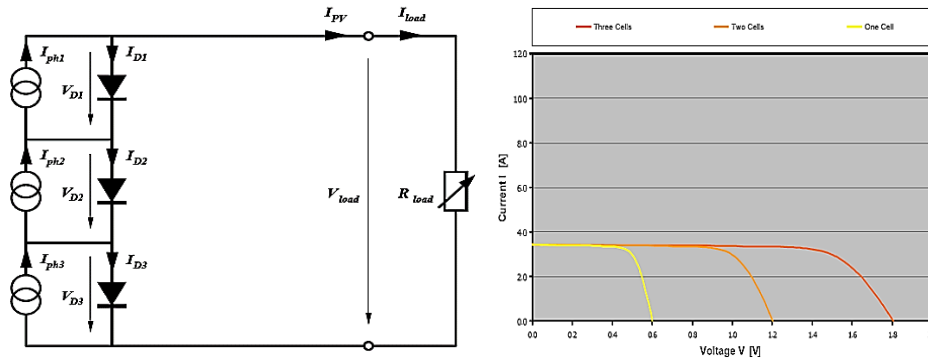


Figure I.25 Schéma d'un assemblage série

I.11.2. Assemblage parallèle

Les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultante du groupement est obtenue par addition des courants

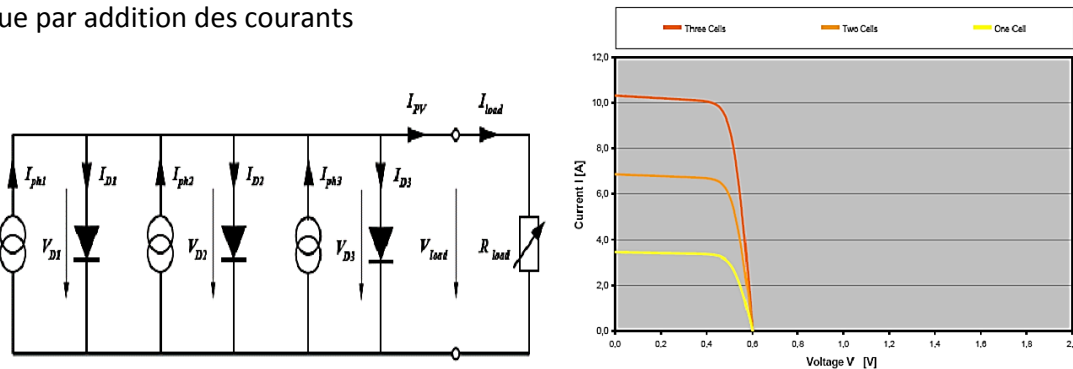


Figure I.26 Schéma d'un assemblage parallèle

I.11.3. Assemblage Mixte

On utilise généralement ce type d'association pour obtenir la tension et le courant (puissance) souhaités.

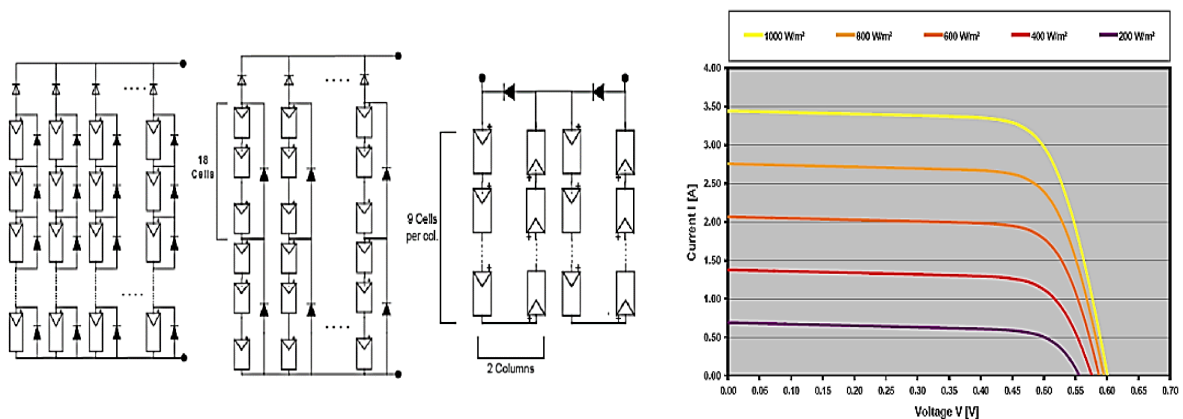


Figure I.27 Schéma d'un assemblage mixte

I.12. Différents types des systèmes photovoltaïques

I.12.1. Systèmes hybrides individuels

De nombreux systèmes autonomes en site isolé utilisent plus d'une source d'énergie et sont donc appelés systèmes hybrides. La plupart des systèmes hybrides associent l'énergie photovoltaïque avec un groupe électrogène dans le cas d'un système avec option back-up.

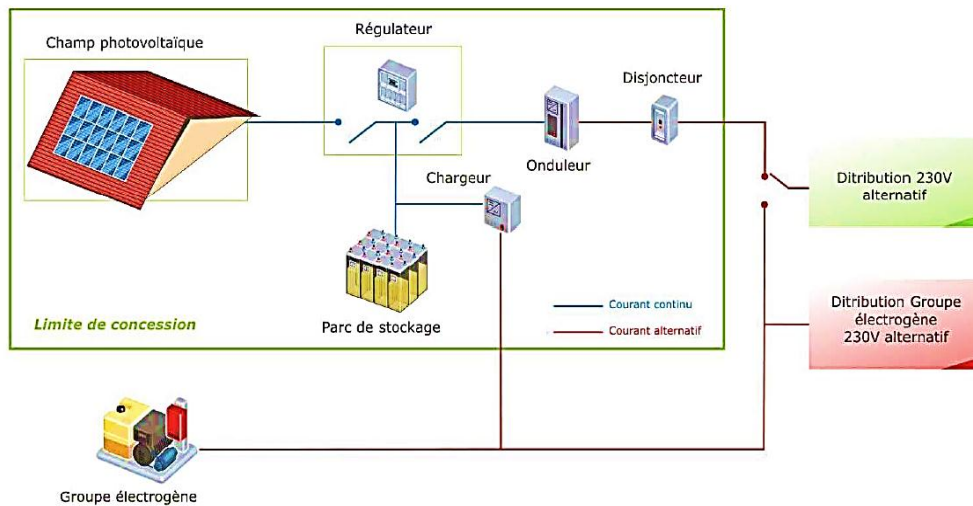


Figure I.28 Systèmes hybrides individuels

I.12.2. Systèmes autonomes avec batterie d'accumulateurs

Applications principales : électrification habitat, télécommunication, signalisation routière, etc [52].

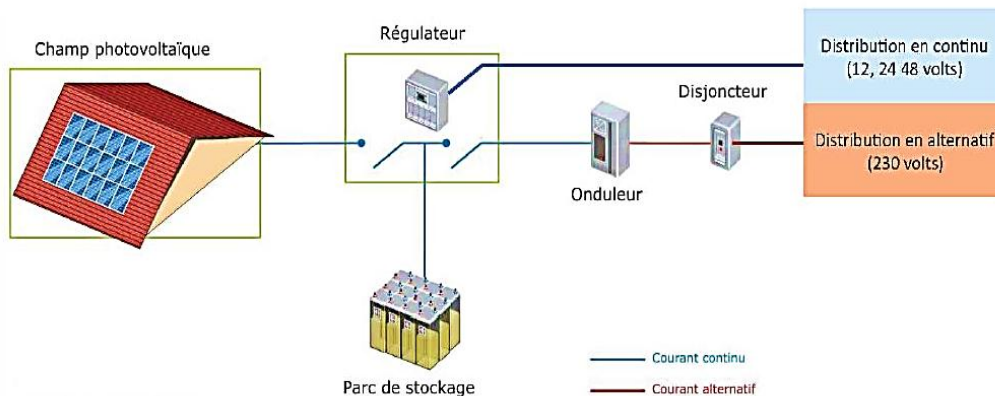


Figure I.29 Systèmes autonomes avec batterie d'accumulateurs

I.12.3. Systèmes PV raccordés au réseau

Les constructions munies d'un système PV raccordé au réseau de distribution électrique produisent leur propre énergie, mais peuvent aussi, en période de faible ensoleillement, s'alimenter du réseau, évitant ainsi de devoir recourir à une importante batterie d'accumulateurs.

I.12.3.1. Vente totale

L'énergie produite est intégralement injectée sur le réseau public de distribution afin d'être valorisée dans les meilleures conditions économiques pour le producteur.

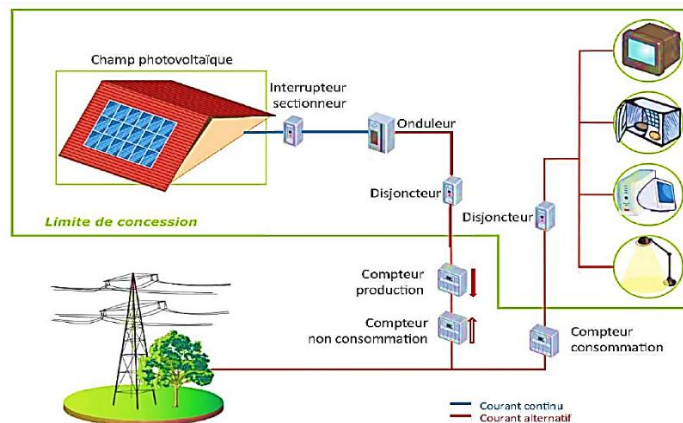


Figure I.30 Production de l'énergie photovoltaïque avec vente totale

I.12.3.2. Vente du surplus

Si la production solaire est supérieure à la consommation et qu'il n'y a pas de stockage, l'excédent sera naturellement renvoyé sur le réseau.

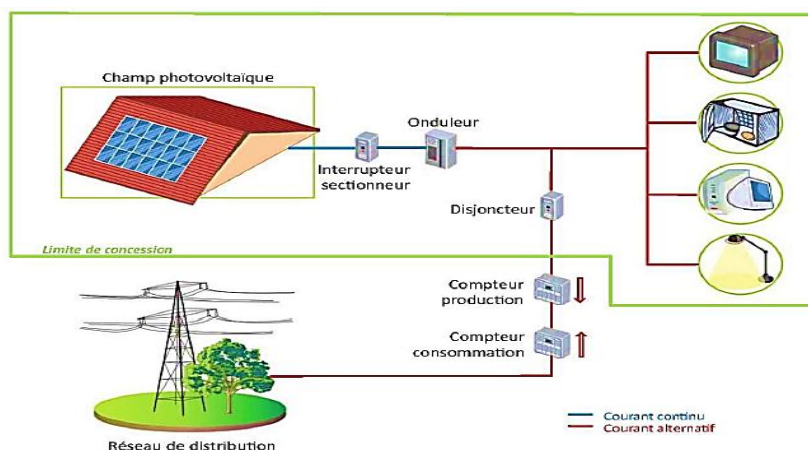


Figure I.31 Production de l'énergie photovoltaïque avec vente du plus

I.12.4. Systèmes PV pour le pompage d'eau

I.12.4.1. Types de pompes

a) Pompe volumétrique

Pour de grandes profondeurs et de petits débits d'eau

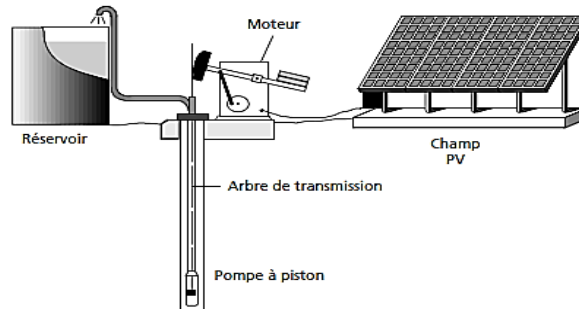


Figure I.32 Pompe à piston (Jack pump)

b) Pompe centrifuge

Pompe submersible centrifuge à étages multiples [53]

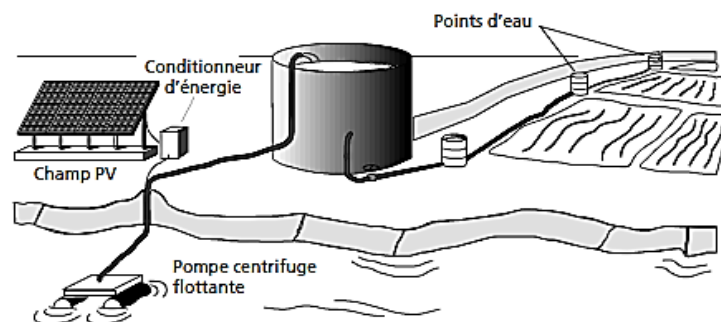


Figure I.33 Pompe centrifuge flottante

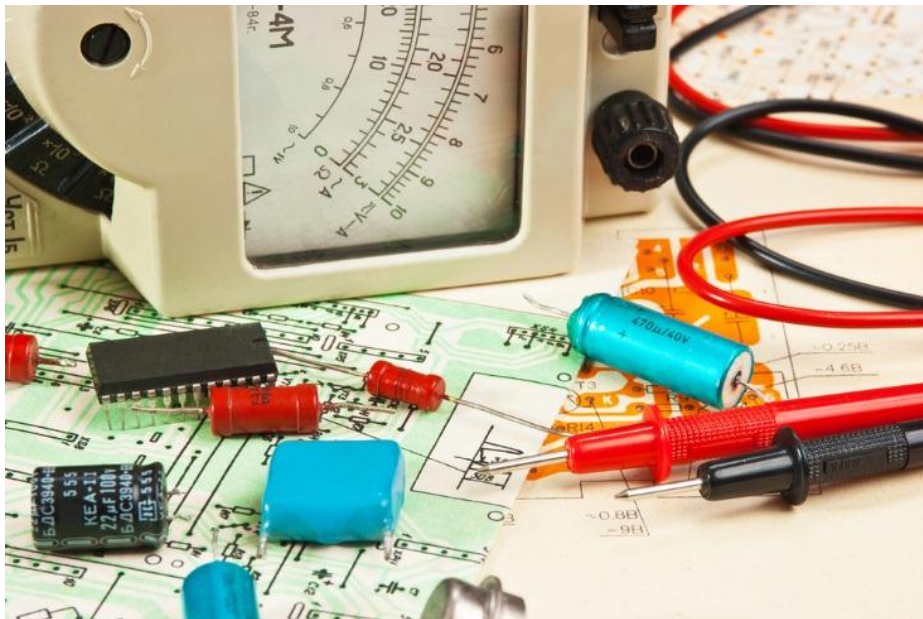
I.13. Conclusion

L'énergie photovoltaïque PV est en plein essor, elle permet beaucoup d'avantages pour les systèmes isolés. Le rendement a beaucoup augmenté depuis les débuts du PV. Mais aujourd'hui, les chercheurs se tournent davantage vers l'amélioration de la durée de vie des panneaux. Malgré tout, elle ne s'est pas encore imposée comme énergie du futur.

Nous avons présenté dans ce chapitre les différentes notions qui entrent dans la constitution d'un système photovoltaïque, ainsi que les principes de fonctionnement de chaque élément. Une fois la pose des panneaux solaires effectuée et avant l'étape de mise en service, il faut acheminer et transformer l'énergie produite vers la charge alternative. Cela est le rôle de l'onduleur qu'on présentera au chapitre II.

Chapitre II

Réalisation d'une cascade onduleur hacheur Boost



CHAPITRE II : REALISATION D'UNE CASCADE ONDULEUR HACHEUR BOOST

II.1.Introduction

De nos jours, les énergies renouvelables occupent une place beaucoup plus grande. Une forme d'énergie qui est de plus en plus utilisée. Cette source d'énergie est disponible presque partout. L'énergie produite sous forme continue, doit être ondulée pour pouvoir alimenter des charges alternatives ou être injectée au réseau alternatif de distribution [54].

C'est dans cet ordre d'idées, qu'on doit concevoir et développer une partie de la chaîne photovoltaïque, c'est-à-dire le système de conversion. Ce dernier nous permet d'obtenir un signal qui peut être utilisable pour les applications quotidiennes.

Les onduleurs sont constitués de composants actifs et passifs sophistiqués et performants qui admettent cependant un certain nombre de limites qui ne sont pas sans conséquences sur la synthèse des boucles de commande [55].

Dans ce chapitre, l'utilisation de Mosfets de puissance sera mise de l'avant afin de permettre une fréquence de commutation plus grande. Par contre, un compromis devra être fait puisqu'une plus grande fréquence de commutation implique de plus grandes pertes par commutation et l'échauffement des divers composants constituant cet onduleur et ainsi une diminution du rendement [54].

De plus, le système final doit avoir le meilleur rendement possible tout en étant le plus abordable possible afin d'être commercialisable éventuellement.

Le but est de faire également une conception à la fois simple et optimale.

Il est important de bien dimensionner ces éléments car ils sont étroitement reliés, car un rendement élevé peut entraîner des coûts importants et une dimension non négligeable.

II.2.Générateur photovoltaïque :

Le système à énergie solaire étudié comprend 4 panneaux photovoltaïque produisant une puissance de 340 W, deux contrôleurs de charge (12/24 V, 20 A) pour maintenir la tension

constante à 12 V, une batterie de stockage de 80 Ah, utilisée pour stocker l'énergie et un onduleur monophasé. Dans ce travail, le système solaire photovoltaïque a été conçu pour permettre au panneau solaire de subir un mouvement de rotation horizontal et vertical afin de suivre le soleil et d'optimiser ainsi la surface exposée au soleil (**Figure II. 1**). Par conséquent, une position optimale du panneau peut être déterminée en fonction d'un niveau élevé de production d'énergie. Des expériences préliminaires ont permis de définir la position idéale du panneau qui devrait être orienté vers le sud (correspondant à un angle nul est-ouest), avec une inclinaison sud-nord variant de $\beta = 40^\circ$ à $\beta = 50^\circ$ à la ville de Sidi Bel Abbés, Algérie [56]. Le générateur photovoltaïque est composé de 3 parties essentielles :

- 4 panneaux
- Moteurs d'orientation et d'inclinaison
- Armoire électrique de conversion et commande



Figure. II. 1 Générateur photovoltaïque de 340 W

II.2.1. Panneaux photovoltaïques :

Le panneau utilisé dans le générateur est de type poly cristallin d'une puissance maximale de 85 W chacun dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Tension de circuit ouvert V_{co} : 22.2 V

- Courant de court-circuit : 5.15 A
- Courant à Pmax : 4.80 A
- Tension à Pmax : 17.8 V
- Température de fonctionnement nominal de la cellule (NOCT) : $45\text{ °C} \pm 2\text{ °C}$

II.2.2. Moteurs d'orientation et d'inclinaison :

Les deux moteurs servent à orienter le panneau à la position désirée dont l'angle d'orientation varie entre -90 ° à $+90\text{ °}$ est-ouest, l'angle d'inclinaison varie entre l'horizontale 0 ° jusqu'à l'angle 60 ° vers le sud.

Les deux moteurs sont télécommandés avec un réducteur de vitesse avec deux télécommandes est-ouest et nord-sud, dont les deux moteurs tournent à une vitesse de 12 tours/min avec une puissance nominale de 130 W chacun.



Figure. II. 2 Moteur d'inclinaison du générateur

II.2.3. Armoire électrique :

L'armoire électrique de 60×38 cm contient les principaux organes de conversion d'énergie ainsi que la protection des différents appareils en amont et en aval de l'armoire, elle contient

1. Des appareils de protection (fusibles et disjoncteurs)
2. Des borniers de raccordement
3. Deux régulateurs de charge STECA 12/24 V-20/20 A
4. Un onduleur d'une entrée 12 V sortie 220 V avec puissance nominale de 400W

II.2.4. Régulateur de charge :

Le régulateur a pour fonction la régulation de la tension des panneaux à une tension convenable pour charger la batterie et l'alimentation de l'onduleur.

Il contient 1 entrée panneau 2 sorties batterie et charge respectivement, un afficheur numérique pour voir l'état de charge de la batterie, le courant débité par le panneau ainsi que sa tension de sortie [32].



Figure. II. 3 Régulateur Photovoltaïque Steca PR2020 12/24V 20A

La sortie de l'onduleur puise sa puissance de la batterie 12 V/65 Ah et du générateur aux deux moteurs pour (auto-alimentation) ainsi qu'une prise de courant pour alimenter une charge alternative.

II.2.5. Batterie :

La batterie c'est un dispositif électrochimique qui stocke l'énergie sous forme chimique, les électrodes positive et négative sont immergées dans l'électrolyte pour le charger. Les bornes sortant du régulateur sont connectées respectivement à la batterie pour la charger et la protéger contre les surcharges et les décharges profondes [32].



Figure II. 4 Batteries Isofoton 12V 80Ah

II.3. Généralités sur les convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques sont des dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension (ou le courant) et/ou la fréquence de l'onde électrique. Le fonctionnement des convertisseurs statiques de puissance est basé sur la commutation du courant entre des mailles adjacentes de circuit électrique. Ces commutations de courant sont réalisées grâce à des interrupteurs de puissance à semi-conducteurs (d'où le nom de statique) et qui permettent par une séquence convenable de fermeture et d'ouverture de maîtriser le transfert d'énergie entre des sources d'entrées et de sortie éventuellement réversibles [57].

On différencie quatre types de convertisseurs (figure II. 5) :

1. Convertisseurs **alternatif-continu** : ce sont des redresseurs (ou convertisseurs de courant).
2. Convertisseurs **alternatif** ($V_{1\text{eff}}, f_1$) - **alternatif** ($V_{2\text{eff}}, f_2$): ce sont des gradateurs (ou variateurs de courant alternatif) lorsque $f_1=f_2$; sinon ce sont des cyclo convertisseurs (ou convertisseurs de fréquence).
3. Convertisseurs **continu** (U_1)-**continu** (U_2) : ce sont les hacheurs (ou variateurs de courant continu).

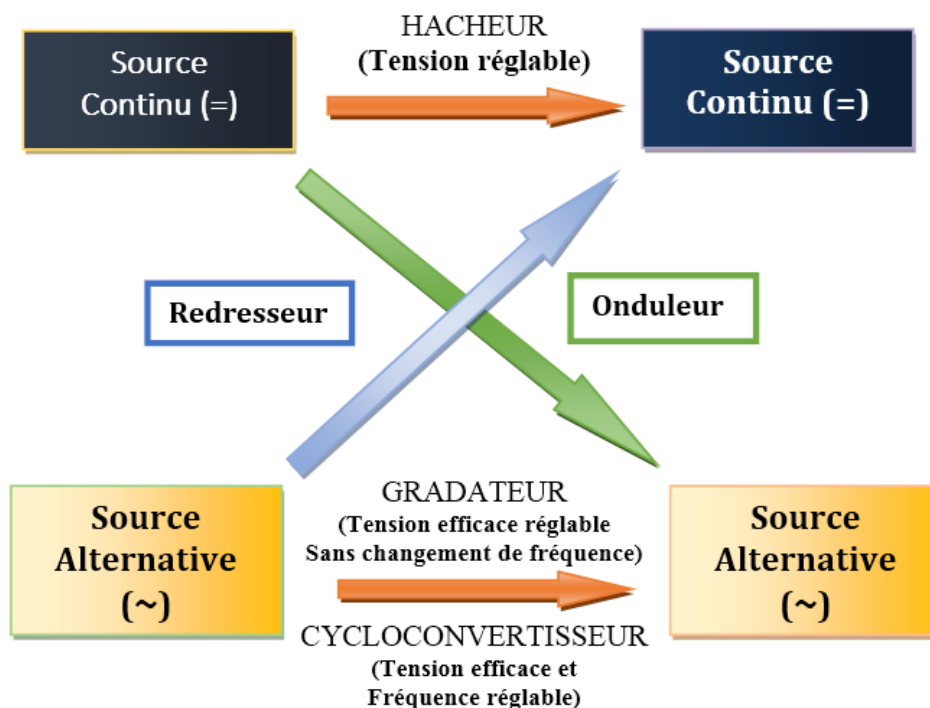


Figure. II. 5 : Famille des convertisseurs statiques.

II.4. Généralités et principes de fonctionnement des onduleurs

II.4.1. Généralités

A partir d'une tension continue, nous alimentons une charge alternative ; pour atteindre ce but nous utilisons un onduleur. Donc les onduleurs sont les convertisseurs statiques permettant la conversion de l'énergie de la forme continue vers la forme alternative (DC-AC) réglable en amplitude et en fréquence utilisant des composants électroniques et des semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture (MOSFET, IGBT,.....etc.) [58].

Ils permettent d'alimenter la charge en alternatif (échanges d'énergie entre une source et une charge), à une fréquence fixe ou variable à partir d'une source de puissance continue (bus continu fabriqué par soit une ou des batterie(s), des redresseurs, des panneaux solaires ect.....).

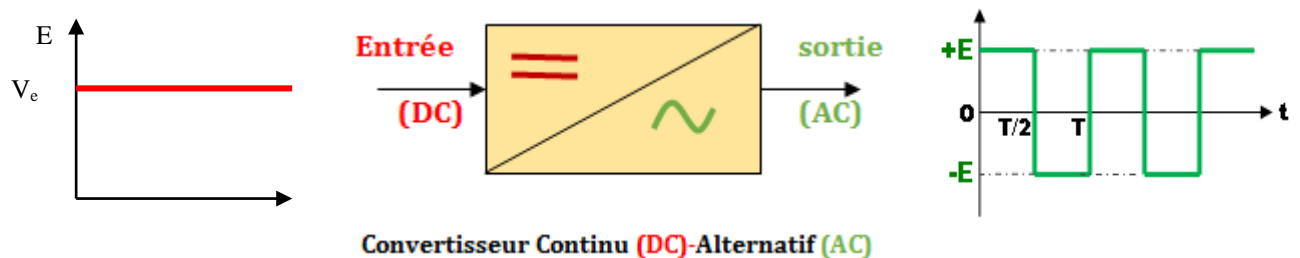


Figure II.6 Schéma de principe de l'onduleur.

Un onduleur non autonome est assisté si la fréquence et la tension sont imposées par le réseau d'alimentation que nous ne pouvant pas commander directement. Dans le cas présent nous pouvons régler la fréquence et la tension, l'onduleur sera donc autonome. Son emploi est varié. Selon les besoins on distingue trois types principaux d'onduleurs :

- Onduleurs de courant.
- Onduleurs de tension.

Notre but sera de traiter les onduleurs alimentant une charge monophasée constituée par un circuit oscillant, à une fréquence variable voisine de la résonance de ce circuit. On ne considérera que les schémas de base les plus usuels.

II.5. Concept technique des onduleur photovoltaïques

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance. Ils sont utilisés dans tout système électrique où la transformation de la tension continue (V_{dc}) en tension alternative (V_{ac}) est nécessaire [59]. Le concept de base des onduleurs est aisément compréhensible et il est indépendant de la technologie utilisée. La fonction principale de ce

convertisseur est de créer une tension alternative à partir d'une tension continue. C'est pourquoi la partie centrale d'un onduleur est fréquemment constituée d'un pont à semi-conducteurs permettant de relier chacun des deux pôles d'entrée à chacun des deux pôles de sortie par le biais d'un interrupteur électronique (transistor). Le schéma fonctionnel qui en résulte montre un onduleur en bon ordre de marche au niveau technique et pouvant être utilisé, tel que pour l'alimentation des charges alternatives est représentée sur la "Figure II. 7".

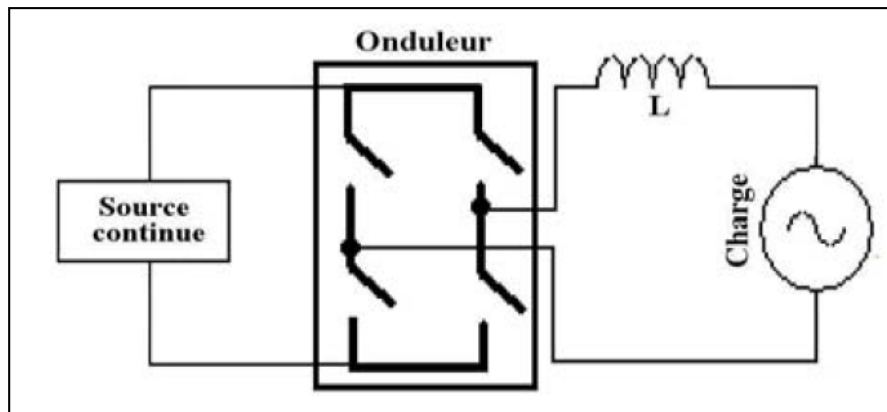


Figure II. 7 Montage de base d'un onduleur photovoltaïque

Ce pont, qui commute selon la cadence de la fréquence du réseau (50 Hz), permettrait déjà d'alimenter des charges alternatives. Cependant, il s'agirait d'un courant rectangulaire dont l'intensité ne serait pas influençable. Pour pouvoir réguler le courant et ainsi fournir un courant sinusoïdal, on monte à la sortie une self avec un noyau de fer faisant office d'accumulateur de courant. La fréquence de la cadence du pont se situe autour des 20 kHz, si bien qu'il est possible de former un courant de 50 Hz.

II.6. Architecture de l'onduleur photovoltaïque proposé

A. Description

La Figure II. 8 montre la structure générale du système photovoltaïque proposé, lequel se présente sous la forme de deux blocs: la partie boost et la partie onduleur.

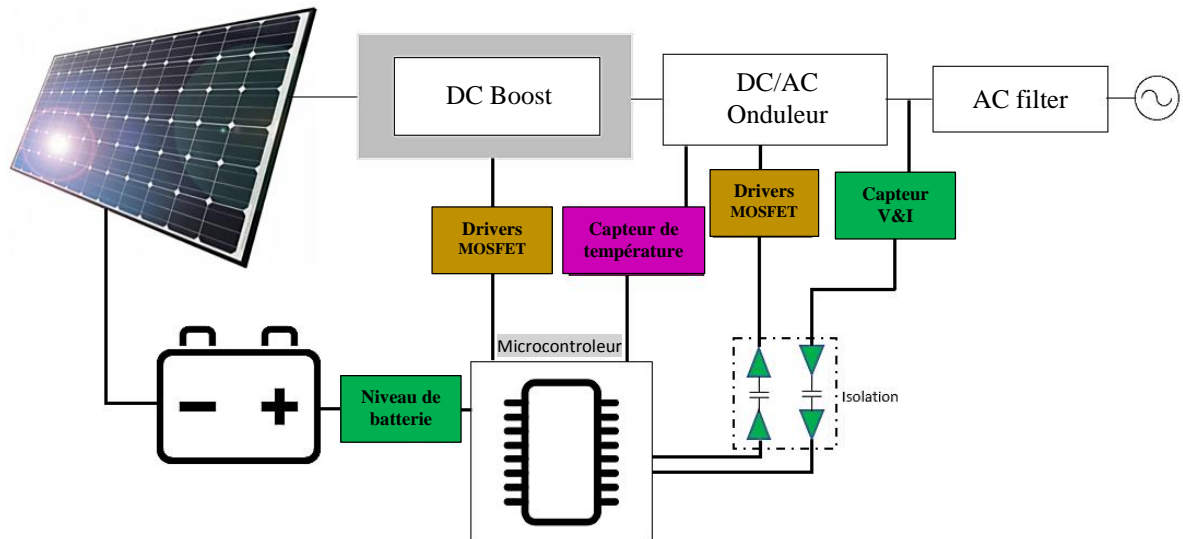


Figure II. 8 Schéma fonctionnel de l'onduleur

Le schéma bloc du convertisseur photovoltaïque développé avec le logiciel ISIS est présentée à la figure II. 9. Il comprend quatre parties :

- alimentation
- partie puissance onduleur
- partie commande
- Boost

L'onduleur comporte une protection de la tension d'entrée, une régulation de la tension et du courant de sortie ainsi qu'une protection contre la surchauffe des interrupteurs.

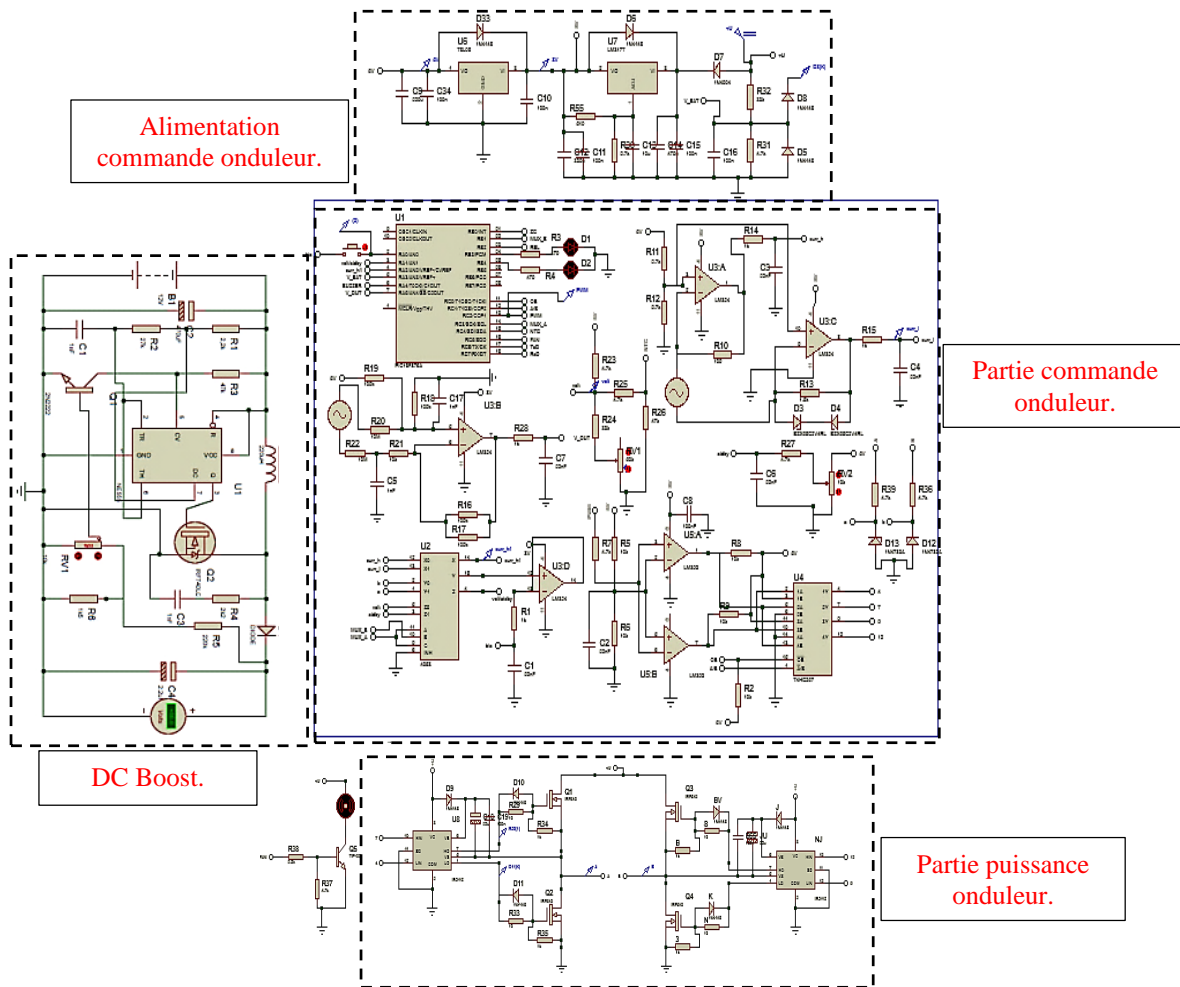


Figure II. 9 Circuit électrique du convertisseur photovoltaïque développé

II.6.1. Choix des interrupteurs

Pour la conception du boost et l'onduleur, on utilise deux principaux types d'interrupteurs utilisés dans l'électronique de puissance : le MOSFET de puissance qui ressemble beaucoup à un MOSFET standard mais qui est conçu pour gérer des tensions et des courants relativement importants. L'autre est le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) [19]. Les spécifications des deux interrupteurs se chevauchent dans une large mesure.

Les MOSFET de puissance ont une capacité de fréquence de commutation beaucoup plus élevée que les IGBT et peuvent être commutés à des fréquences supérieures à 200 kHz. Ils n'ont pas la même capacité pour les applications à haute tension et à fort courant, et ont tendance à être utilisés à des tensions inférieures à 250 V et des puissances inférieures à 500 W. Les MOSFET et les IGBT ont tous deux des pertes de puissance dues à la montée et à la descente de la tension à l'allumage et à l'extinction (pertes dV/dt). Contrairement aux IGBT,

les MOSFET ont une "body diode".

En règle générale, les IGBT sont la solution idéale pour les utilisations haute tension, basse fréquence (> 1000 V, <20 kHz) et les MOSFET sont idéaux pour les applications basse tension et haute fréquence (<250 V, > 200 kHz). Entre ces deux extrêmes il y a une grande zone grise. Dans ce domaine, d'autres considérations telles que la puissance, le pourcentage de rapport cyclique, la disponibilité et le coût ont tendance à être les facteurs décisifs.

II.6.2. Principe de la modulation de la largeur d'impulsion MLI unipolaire :

L'onduleur délivre plusieurs créneaux positifs et négatifs Figure II. 10, ce qui permet de diminuer l'importance du filtre et d'avoir un régulateur de tension plus rapide. En modulant les temps relatifs de conduction et de blocage, il est possible de répartir la tension au cours de la période de façon à ce que pratiquement le temps de conduction d'un interrupteur soit proportionnel à la valeur instantanée du fondamental. C'est ce principe qui est appelé Modulation de Largeur d'Impulsion et qui est noté MLI (PWM en anglais) [21].

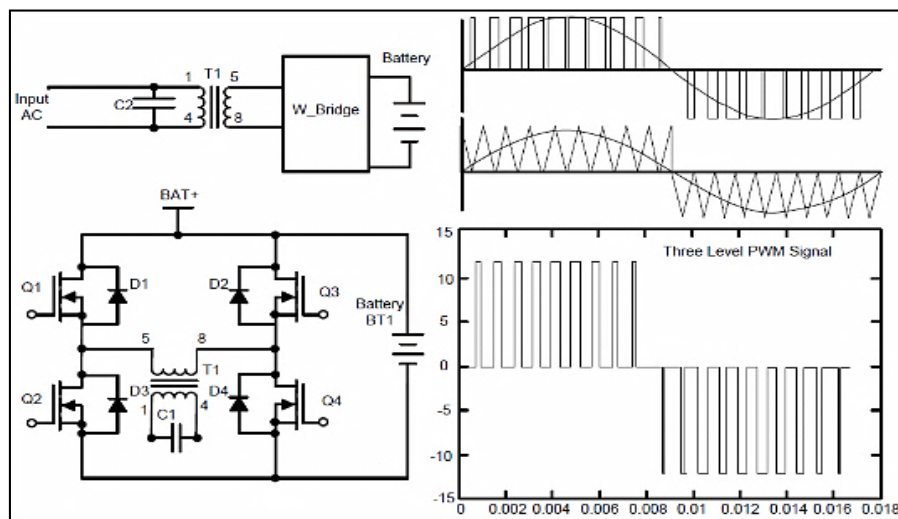


Figure II. 10 Principe de la MLI unipolaire

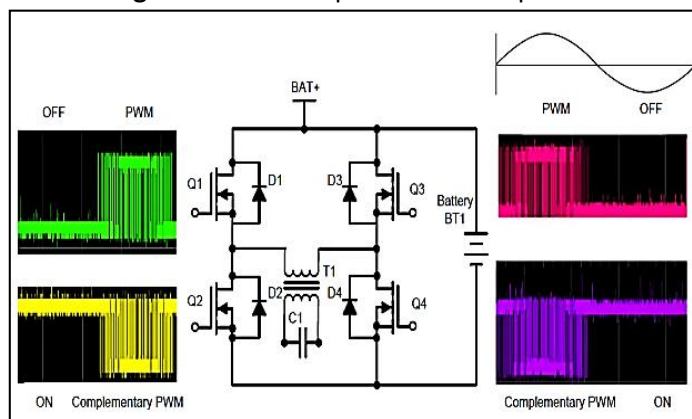


Figure II. 11 Principe de génération de la MLI

Pour la moitié positive de la génération de l'onde sinusoïdale, Q2 est toujours fermé, Q1 est toujours ouvert, Q3 est appliqué avec 20 kHz PWM correspondant à une demi-onde positive 50Hz et Q4 est appliqué avec une PWM complémentaire correspondante (à Q3). Pour la génération d'onde sinusoïdale négative de 50 Hz, Q4 est toujours fermé, Q3 est toujours ouvert, Q1 est appliqué avec une PWM de 20 kHz correspondant à une demi-onde sinusoïdale positive de 50 Hz et Q2 est appliqué avec une PWM complémentaire Q1.

II.6.3. Architecture de microcontrôleur 16F876

Le choix d'un PIC est lié directement à l'application envisagée, et aux différents avantages qu'il procure :

- Peu coûteux, il permet de réaliser des applications avec très peu de composants ;
- Disponibilité des différents outils de développement.
- Notre application utilise un **PIC 16F876-20**, soit :
 - 16 : Famille Mid-Range ;
 - F : Mémoire FLASH ;
 - Type 876 ;
 - 20 : Quartz à 20Mhz au maximum ;
 - Un jeu d'instruction réduit à 35 instructions ;
 - Une mémoire vive de 368 octets ;
 - Une mémoire EEPROM pour sauvegarder des paramètres de 256 octets ;
 - Une mémoire morte de type FLASH de 8 Kmots (1 mot = 14 bits), réinscriptible à volonté ;
 - 22 Entrées/sorties réparties sur 3 ports ;
 - 3 Temporisateurs : TIMER0 (8 bits avec pré diviseur), TIMER1 (16 bits avec pré diviseur avec possibilité d'utiliser une horloge externe réseau RC ou QUARTZ) et TIMER2 (8bits avec pré diviseur et post diviseur) ;
 - Une tension d'alimentation entre 2 et 5,5 V. [60]

Sa structure interne est donnée à la Figure II. 12

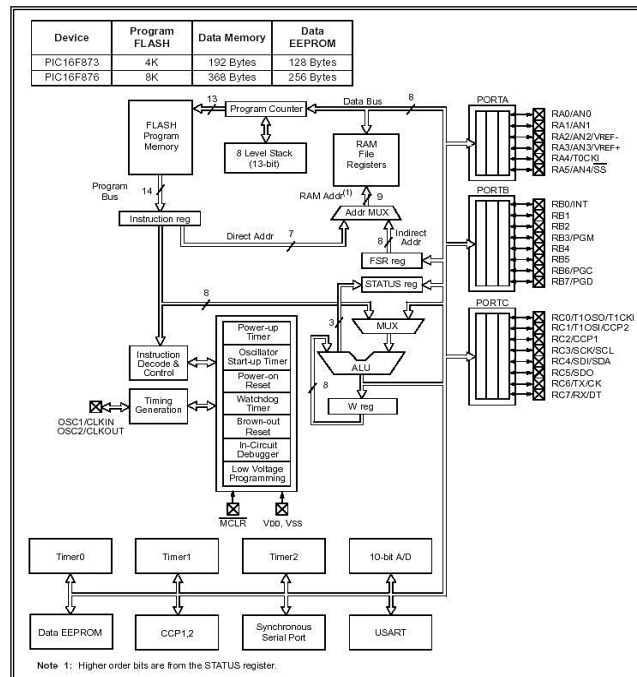


Figure II. 12 Architecture interne du PIC 16F876 [61]

Le boîtier du PIC 16F876 comprend donc 28 pins : 22 pins d'entrées/sorties, 1 pin pour l'alimentation, 2 pins pour l'oscillateur et 1 pin pour le reste (MCLR). [62]

II.6.4. Protection de l'Onduleur

Il existe de nombreux signaux de réactions à l'entrée du microcontrôleur nécessaires au bon fonctionnement de l'onduleur, on cite :

- B. Capteur de la tension d'entrée (batterie) ;
- C. Capteur de la température (R_t , NTC-47k) des interrupteurs électroniques ;
- D. Capteur du courant et de tension de sortie à courant alternatif (230V) ;

Le courant, source principale d'échauffement, fait baisser considérablement le rendement de l'onduleur, il peut l'endommager. Pour cela un refroidissement forcé est mis en place afin d'obtenir un meilleur rendement.

Le schéma fonctionnel de commande utilisée est montré à la Figure II. 13.

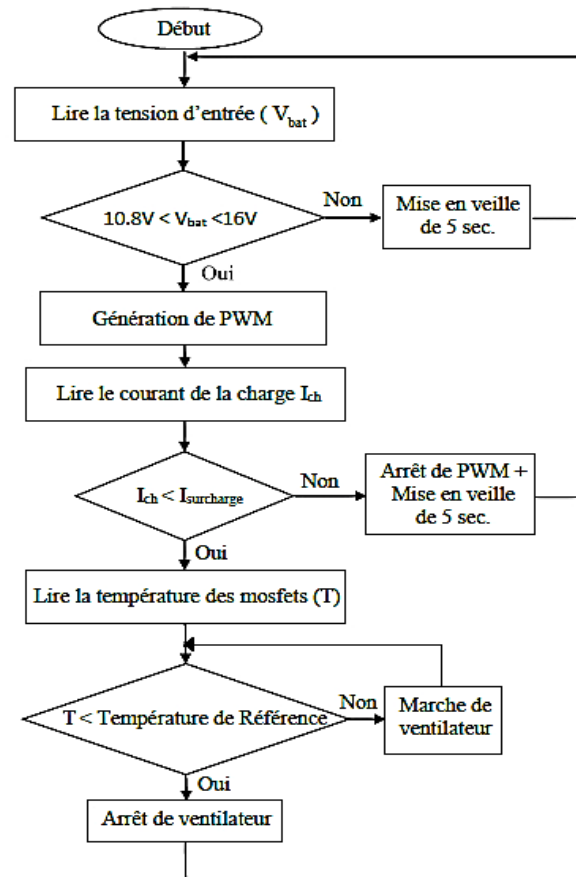


Figure II.13 : Organigramme de l'algorithme de commande

Nous avons implémenté la routine de commande dans un microcontrôleur PIC 16F876A et configuré le module de conversion A/D intégré dans ce circuit, pour démarrer automatiquement la conversion.

I.6.4.1. MOSFET DRIVER

Il est avantageux d'utiliser les MOSFET à canal N comme commutateurs car ils ont une faible résistance à la mise sous tension. Cela engendre de faibles pertes de puissance. Cependant, pour ce faire, le drain de l'interrupteur supérieur est connecté à une alimentation de 340V DC convertie en 240V AC. La tension à la borne de la grille doit être supérieure de 10V par rapport à celle de la borne de drain [12], [13]. Par conséquent, pour piloter les MOSFETs du pont H, on utilise un condensateur bootstrap conçu spécialement pour piloter un demi-pont. Après avoir considéré différentes options de circuits intégrés, notre choix s'est porté sur l'IR2110. Il est alimenté par une tension nominale de 500 V, un courant d'attaque de 2A et une tension d'attaque de 10 à 20 V. Les temps d'activation et de désactivation sont respectivement de 120ns et 94ns [63].

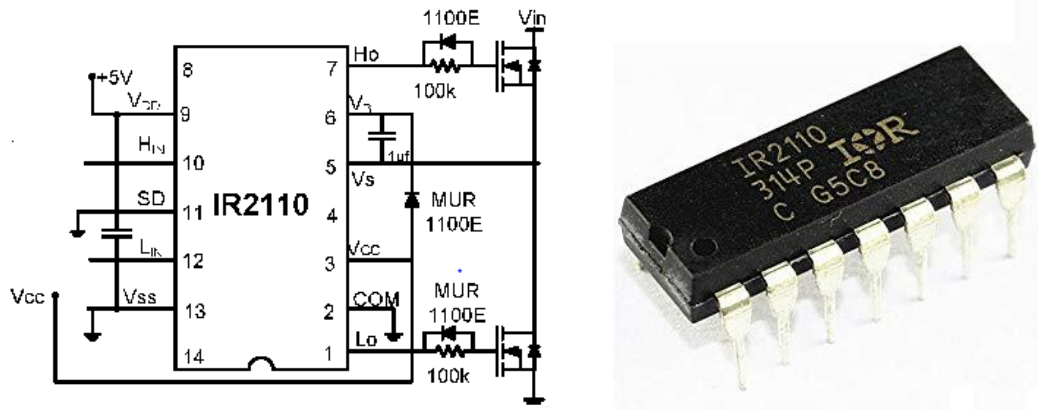


Figure II. 14 Schéma de connexion du MOSFET IR2110

Le driver du MOSFET est actionné par un signal délivré par le microcontrôleur. Il est alimenté par la batterie. Le driver est capable de piloter les interrupteurs. L'interrupteur supérieur nécessite une tension supplémentaire de 10V. Ceci est obtenu par un condensateur bootstrap externe chargé par une diode provenant de l'alimentation 12V lorsque l'appareil est éteint. [64]

II.6.5. Chopper boost montée en tension. Tension continue (12V à 400V) continue

L'hacheur boost est un convertisseur à amplification directe (DC-DC) qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur supérieure [65]. La source d'entrée est de type DC (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension (capacité en parallèle avec la charge résistive) (figure II. 15).

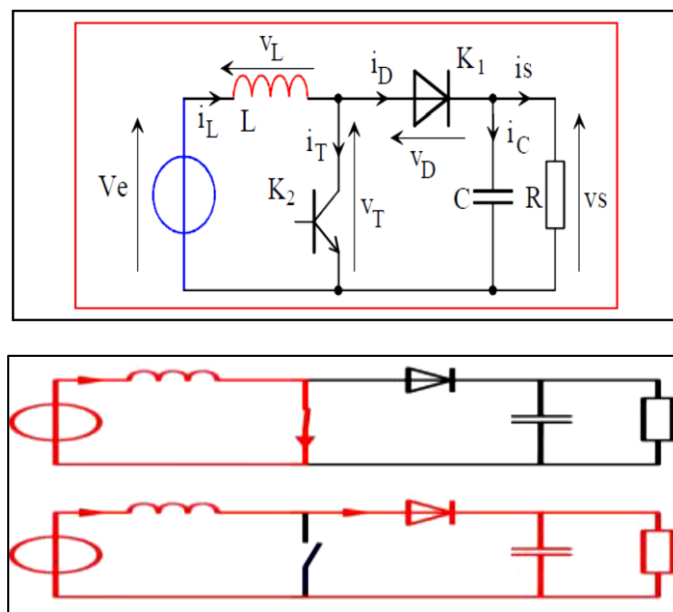


Figure II.15 Mode de conduction d'un convertisseur DC/DC (Boost)

Une phase d'accumulation d'énergie : lorsque l'interrupteur K_2 est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est déconnectée de l'alimentation.

Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa F.E.M. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance passe dans la diode D, le condensateur C et la charge R. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité [65].

II.6.6. Résultats obtenus

Dans les figures II. 16 et II.17, sont représentés les signaux de sortie de l'onduleur.

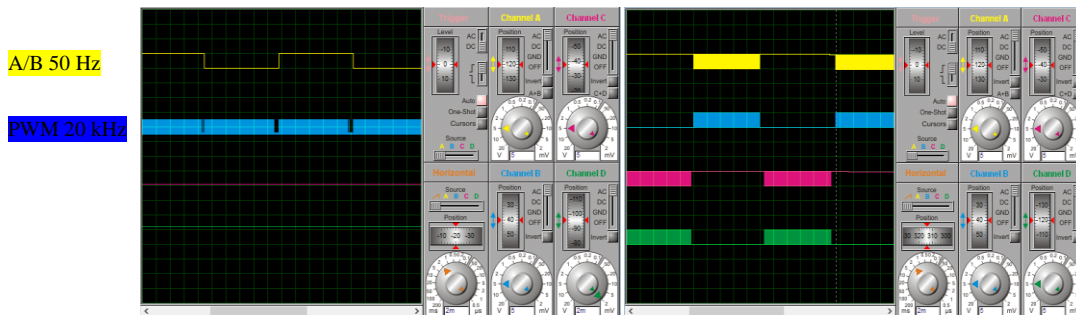
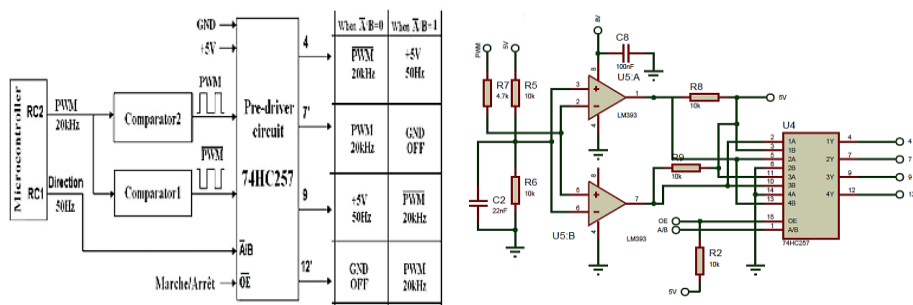


Figure II. 16 Principe de génération de la PWM

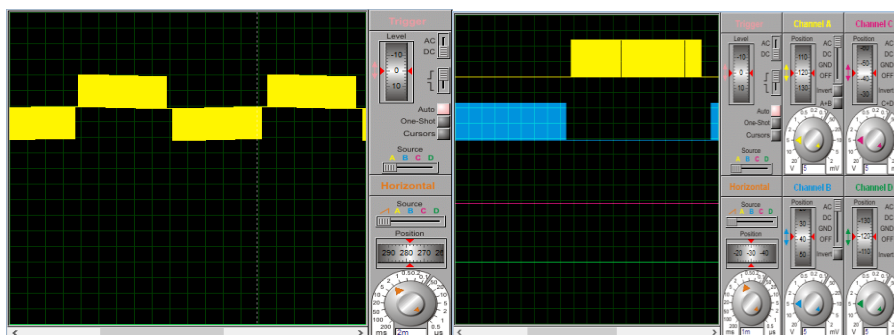


Figure II. 17 Signal de sortie de l'onduleur

II.6.7. Réalisation de l'onduleur

L'insertion des composants sur la plaque du circuit imprimé est montrée dans la figure II. 18.

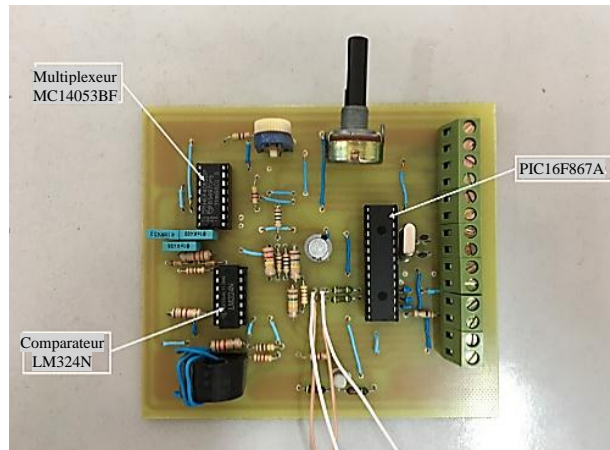


Figure II. 18 Circuit de commande de l'onduleur

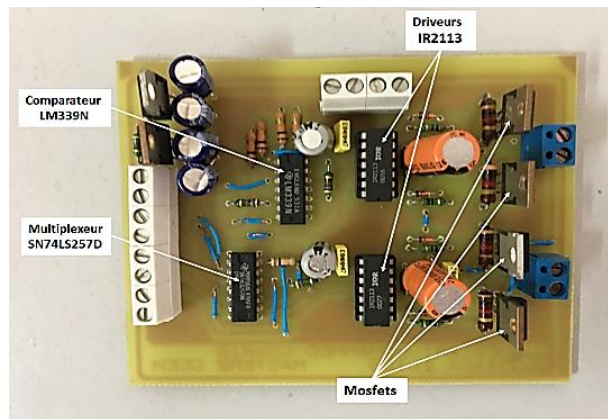


Figure II. 19 Circuit de puissance de l'onduleur

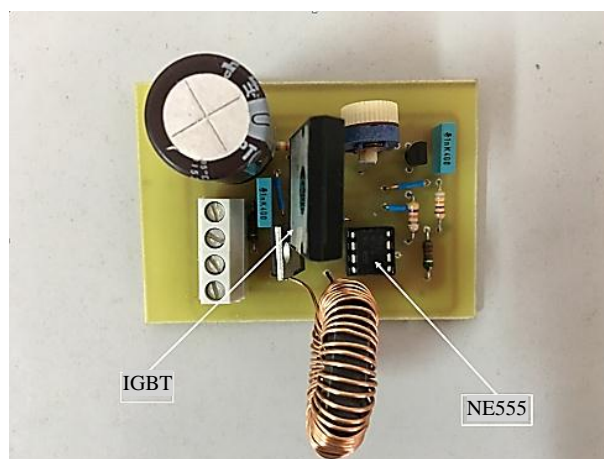


Figure II. 20 Circuit de commande et puissance du BOOST

➤ *Essai à vide*

Les formes d'ondes obtenues pratiquement à la sortie de l'onduleur et la commande sont données respectivement aux Figures II. 21.a, 21.b et 21.c

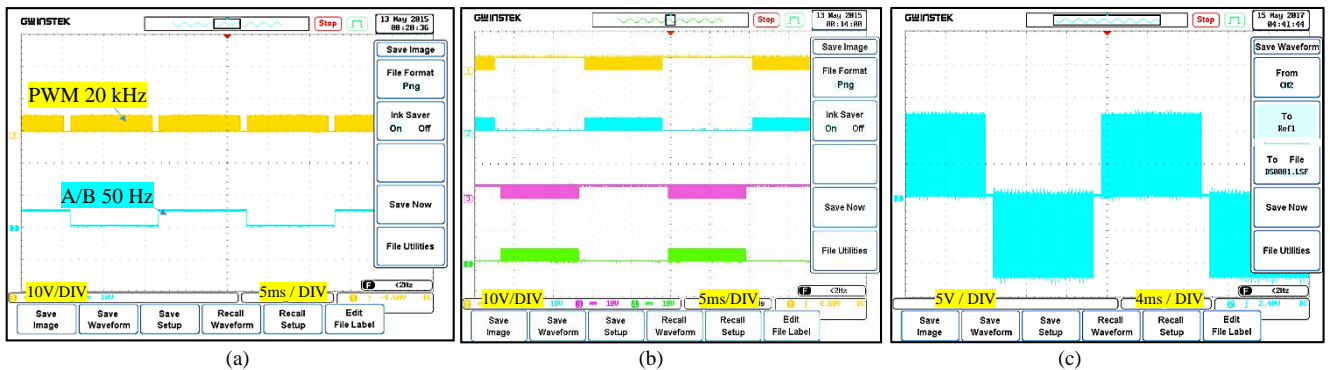


Figure II. 21. a : Signal de sortie de pic PWM et A/B .b : Signal de sortie du 74LS257 (74HC257) .c :

Allure de la tension de l'onduleur

A une température élevée des interrupteurs (mosfet) le capteur NTC se chauffe et donne l'ordre à la PIN FAN de générer le signal figure II.22 qui fait tourner le ventilateur jusqu'à la diminution de la température. A une température très élevée des interrupteurs le microcontrôleur arrête la génération de la PWM.

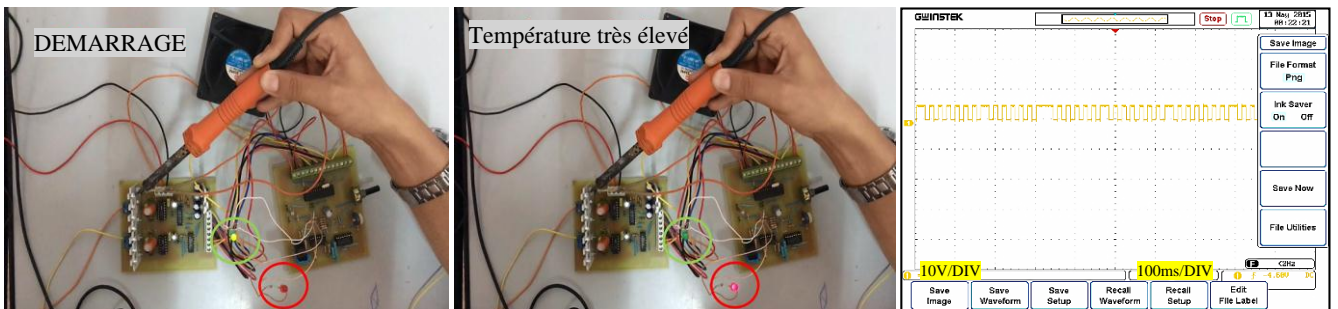


Figure II. 22.a : Température élevée

Figure II. 22.b : Température très élevée

Figure II.22.c : Allure de la MLI pin (FAN)

➤ *Essais du Montage du Boost :*

Après réalisation de l'hacheur Boost, on a visualisé l'allure de la tension de sortie. On peut faire varier la tension de sortie de 12V à 400V à l'aide d'un potentiomètre

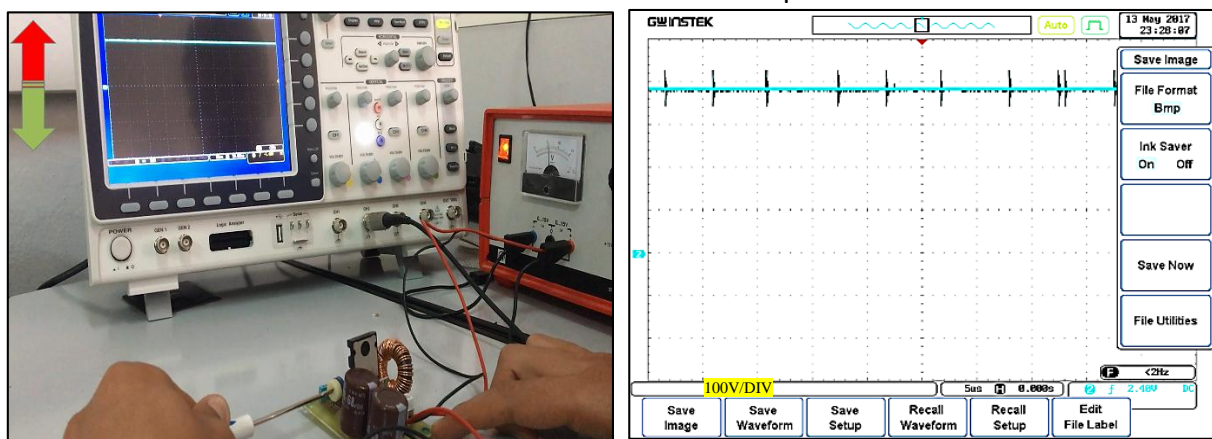


Figure II. 23.a : Essai du hacheur Boost.

Figure II. 23.b : Allure de la tension de sortie du Boost.

Tous les essais ont été réalisés en mode 50 Hz

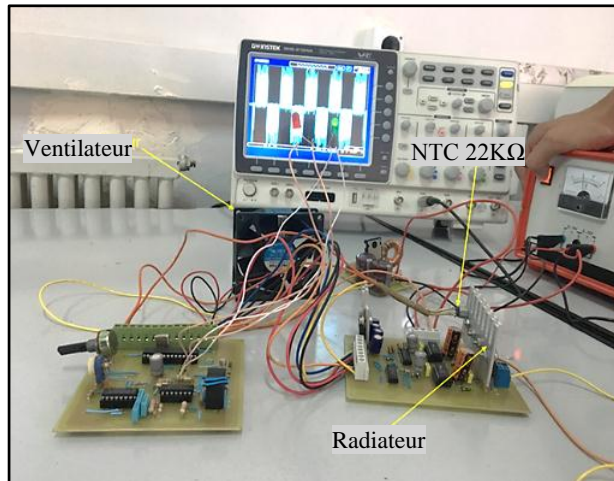


Figure II. 24 Photo des deux convertisseurs onduleur et hacheur.

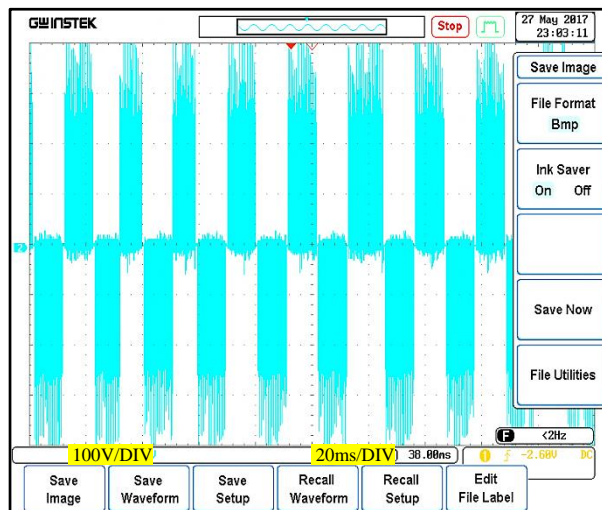


Figure II. 25 Tension de sortie du l'onduleur

➤ **Essai en charge**

La charge inductive est constituée d'une résistance de 100Ω et d'une bobine de 1.0 H (résistance interne de 12Ω environ). Les allures de tension et de courant sont représentées dans la Figure II.27.

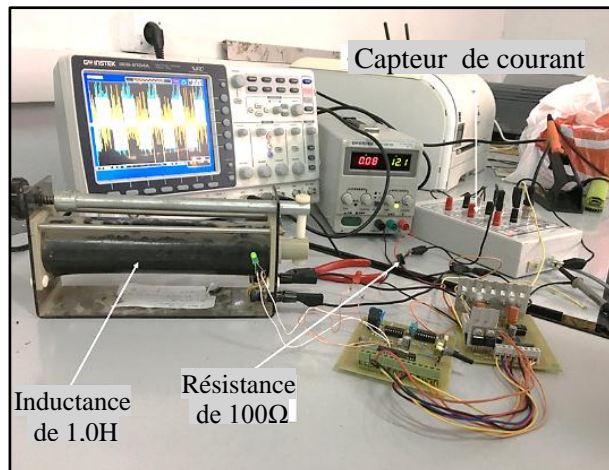


Figure II. 26. Essai avec charge RL

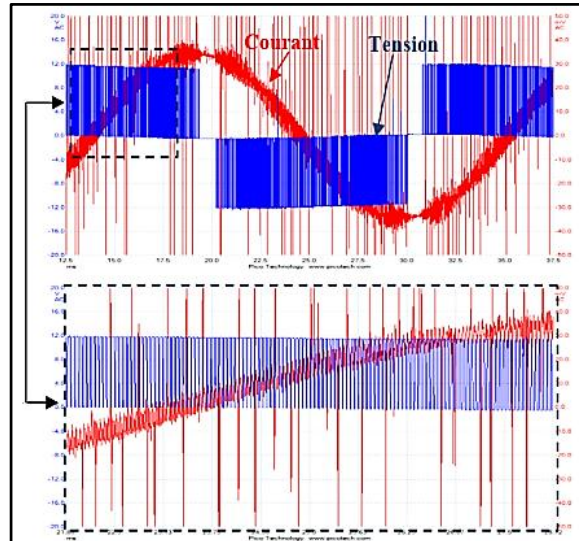


Figure II. 27 Allure de courant et de tension de sortie

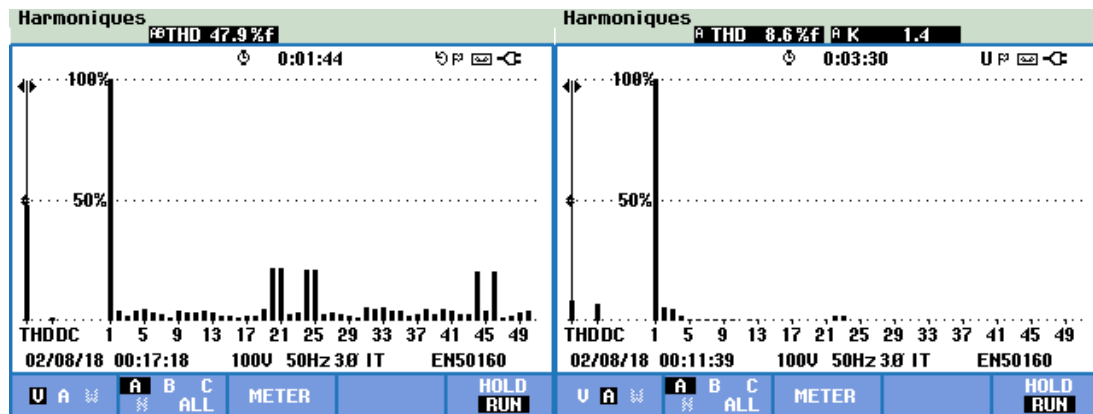


Figure II. 28 Spectre tension /courant pour un indice de modulation $m=0.9$

Interprétation :

-D'après ces différentes figures, nous remarquons que les résultats trouvés par simulation sont similaires aux résultats expérimentaux.

-Avec une commande MLI, les harmoniques sont repoussées vers les fréquences d'ordre supérieur.

-PIQUE DE TENSION

Lorsque le driver est utilisé pour piloter un onduleur à impédance de charge inductive, il peut développer des pics de tension inverses pouvant endommager les MOSFETs et leurs circuits de commande. Pour cela des transistors à diodes intégrées ont été utilisés pour conduire fortement dès que la tension augmente excessivement protégeant ainsi les Mosfets.

-CHARGE CAPACITIVE

Puisque notre onduleur est de type à onde quasi-sinusoïdale, les harmoniques de haute

fréquence ont été complètement éliminés. Quand il est utilisé avec une charge capacitive, l'impédance est exactement celle calculée. Le problème avec d'autres types d'onduleurs est que, en raison des harmoniques à haute fréquence, l'impédance capacitive diminue, ce qui implique une augmentation du courant dépassant la valeur nominale.

II.6.8. Boitier et emplacement des circuits

Les cartes de l'onduleur sont placées dans des positions adéquates. On utilise la technique de blindage. La séparation des circuits de puissance et du circuit de commande est faite par des grilles comme montré à la figure III.29 afin de diminuer le couplage entre les circuits par rayonnement électromagnétique.

Les leds L₁, L₂, signalent l'état de l'onduleur :

- L₁ (verte) → Mise en marche
- L₂ (rouge) → Batterie faible (< 10 Volt)
- L₁ (verte) clignotant → Mode veille
- L₂ (rouge) clignotant → Température élevée des transistors de puissance.

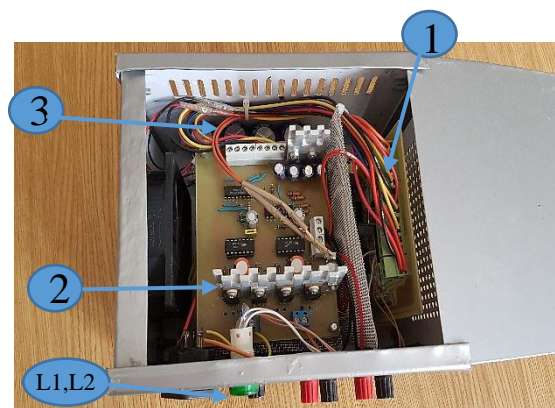


Figure II. 29. Vue interne du boîtier de l'onduleur réalisé

- 1- Circuit de commande « onduleur »
- 2- Circuit de puissance « onduleur »
- 3- Boost



Figure II. 30 Vue de face du boîtier de l'onduleur réalisé

II.7. Conclusion

Le but recherché dans ce chapitre est la réalisation d'un onduleur monophasé avec une commande MLI, associé à un hacheur Boost. Cela permet d'augmenter la tension du panneau photovoltaïque et éliminant ainsi l'emploi du transformateur.

Comme commande de l'onduleur, nous avons opté pour un microcontrôleur (16F876A) de la famille de Microchip. Ce microcontrôleur permet la génération de l'onde sinusoïdale en temps réel.

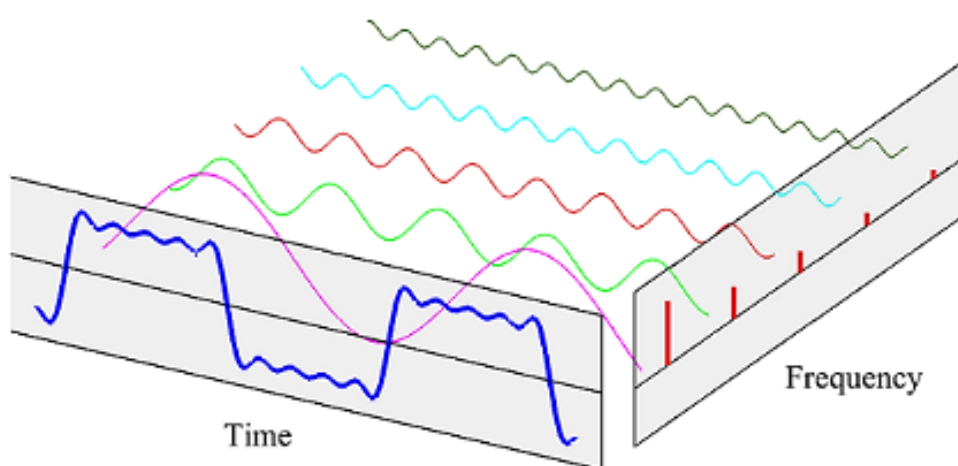
Pour analyser, concevoir et commander la structure d'électronique de puissance réalisée, on a recours à la modélisation et à la simulation dynamique en utilisant Le logiciel ISIS proteus. La configuration du tracé du circuit imprimé est simple, à partir du circuit électrique la reproduction du circuit imprimé est aisée par l'usage du logiciel TCI.

En plus de la grande flexibilité de programmation, la conception des impulsions de commutation peut être modifiée sans autre modification du matériel. L'onduleur est protégé par un blindage contre les perturbations électromagnétiques rayonnées. Cela augmente son efficacité. De plus, les circuits réalisés sont logés dans des boîtiers afin d'éviter tout contact accidentel pour les personnes. Le matériel est conçu pour isoler la charge de l'alimentation en cas : de surtensions, de sous-tensions, du niveau haut et bas de batterie et des courts-circuits.

L'importance des onduleurs est de plus en plus remarquable et acquière un vaste domaine de recherche.

Chapitre III

Techniques de commande d'onduleurs



CHAPITRE III : TECHNIQUES DE COMMANDE D'ONDULEURS

III.1. Introduction

L'électronique de puissance est une branche de l'électrotechnique. Son objectif est la conversion par des moyens statiques de l'énergie électrique d'une forme en autre forme adaptée à des besoins déterminés.

Le fonctionnement des machines asynchrones, est basé sur le champ tournant. Parmi les conditions nécessaires à la création du champ tournant le système triphasé équilibré, donc il est nécessaire de faire appel aux convertisseurs statiques (onduleur) capables de transformer l'énergie d'une source à tension continue (panneaux photovoltaïque) en une énergie à tension alternative d'un système triphasé équilibré.

Dans ce chapitre nous exposons différentes techniques de commande par MLI avec leur classification. Il est certain que le choix d'une meilleure stratégie de commande d'un onduleur, alimentant une machine asynchrone triphasée à cage, améliore considérablement les performances du système. Différentes techniques ont été simulées dans ce sens pour améliorer la qualité du signal :

- La modulation sinusoïdale- triangulaire.
- La modulation vectorielle.
- La modulation Pré-calculée.

On les compare du point de vue de leurs spectres d'harmoniques. Une vérification expérimentale en temps réel de l'application de ces commandes a été réalisée à l'aide du simulateur OP5600 RT-Lab.

III.2. Application des onduleurs

Les onduleurs sont utilisés en électrotechnique pour fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitudes variables servant à alimenter des moteurs à courant alternatif devant tourner à vitesse variable par exemple (la vitesse est liée à la fréquence). Ils fournissent également une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes. Pour les alimentations de sécurité destinées à se substituer au réseau en cas de défaillance.

Dans ce cas l'énergie stockée dans les batteries de secours est restituée sous forme continue à l'onduleur pour convertir la forme de tension et fréquence du réseau. On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue : source de tension ou source de courant. La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée et est présente dans la plupart des systèmes industriels et dans toutes les gammes de puissance (quelques Watts à plusieurs MW). [66]

III.3. Classification

III.3.1. Onduleur autonome

Un onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des thyristors ou d'autres semi-conducteurs. Dans ce cas nous commandons la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie.

On distingue deux types d'onduleurs autonomes [67] :

- Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continue.

III.3.2. Onduleur non autonome

C'est le nom donné au montage redresseur tous thyristors (pont de Graëtz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les entraînements à moteurs électriques). À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cyclo-convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, le montage à thyristors est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO, [68].

III.4. Onduleur triphasé de tension

On peut réaliser un onduleur triphasé en regroupant en parallèle, trois onduleurs monophasés (en pont ou en demi-pont) et commander les interrupteurs de chacun pour obtenir à la sortie trois phases décalées de 120°.

En fait, en regroupant trois demi ponts monophasés, on obtient un onduleur en pont triphasé à six interrupteurs représentés par la Figure III.1 dont les interrupteurs du même bras de

l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension continue U ne soit jamais en court-circuit et pour que les circuits des courants i_a , i_b et i_c ne soient jamais ouverts. [69]

Afin que les interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quel que soient les courants de charge, il faut que ces derniers soient bidirectionnels en courant.

Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et à fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle. Ces interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, l'onduleur de tension en pont triphasé proprement dit représenté sur la Figure III.1.

La somme des courants $\vec{i}_a + \vec{i}_b + \vec{i}_c$ est alors forcément nulle. [69]

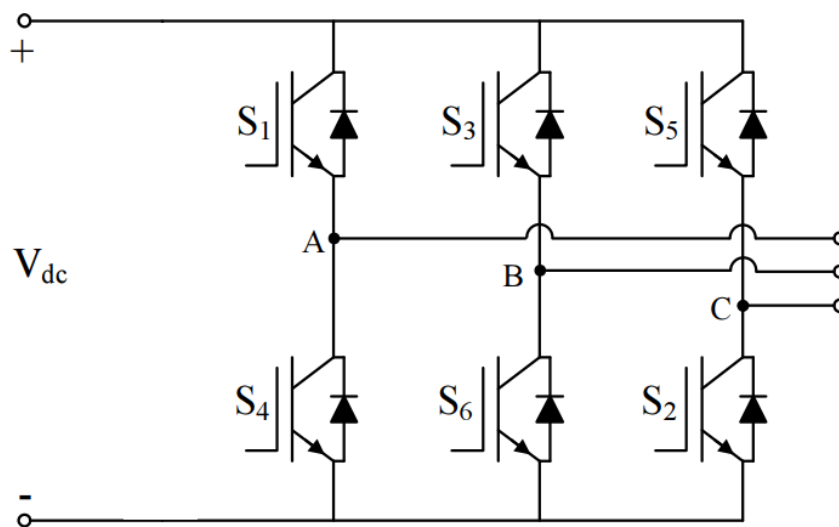


Figure III.1 Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé

III.5. Techniques de commande d'onduleur

La manière d'élaborer des signaux de commande et leurs fonctions logiques dépend de la stratégie et technique de commande de l'onduleur. Il s'agit d'imposer des courants désirés dans les enroulements de la machine ou des tensions à ses bornes.

Pour cela, trois stratégies de commande sont envisagées :

- ✓ Le contrôle par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus triangle ;
- ✓ Le contrôle par modulation vectorielle spatiale ou (Space Vector Modulation SVM)
- ✓ Commande MLI précalculée ou SHE PWM

Notons que chaque commande a ses avantages et ses inconvénients de fonctionnement, nous citons les principaux inconvénients :

- ✓ Des pertes magnétiques et joules supplémentaires.

- ✓ Les perturbations mécaniques gênantes dans beaucoup d'applications ou le couple à basse vitesse doit être contrôlé avec précision (robotique, machines-outils).
- ✓ Les harmoniques du courant d'alimentation polluent le réseau d'alimentation.

Le but de l'utilisation de ces commandes est de :

-Obtenir des courants dont la variation est proche de la sinusoïde aux bornes de la charge par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée de commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie.

-Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable [70].

III.5.1. Techniques MLI sinus triangle

III.5.1.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsion

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur [66].

Cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice ou consigne d'amplitude V_m et de fréquence f_r , avec un signal appelé porteuse d'amplitude V_p et de fréquence f_p très élevée. (Figure III.2)

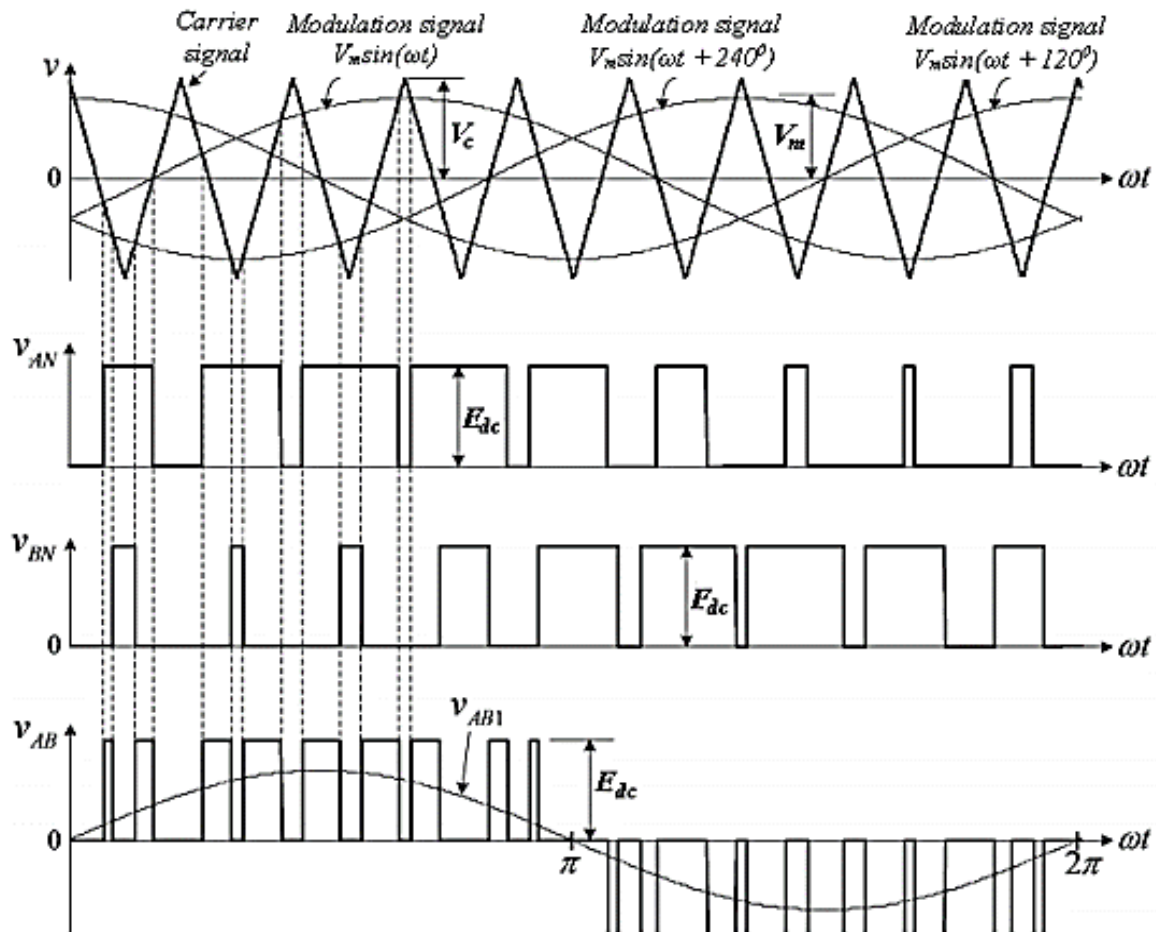


Figure III.2 Principe de la modulation MLI sinus triangle

III.5.1.2. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

La fréquence de la modulation : f_r ,

La fréquence de la porteuse est f_p

L'indice de modulation :

$$m = \frac{V_m}{V_c} \quad (III.1)$$

Le coefficient de réglage en tension :

$$m_f = \frac{f_p}{f_r} \quad (III.2)$$

Avec V_m : Amplitude de la référence et V_c : Amplitude de la porteuse.

La modulation montre que plus « m » est grand, plus la neutralisation des harmoniques est efficace. D'autre part on cherche à obtenir une valeur de m_f la plus élevée possible. La

modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier. Cela conduit à une tension de sortie « E_{dc} » qui se reproduit identiquement toute les $T_r = \frac{1}{f_r}$ (III.3)

- Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent avec l'augmentation de la fréquence de modulation.

- Il est recommandé de ne pas utiliser un rapport de réglage égal à « 1 », afin d'avoir une durée suffisante entre les intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras. [70]

III.5.1.3. Avantages principaux de la MLI

- Bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.

- Repousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées afin de faciliter le filtrage.

- Variation de la valeur du fondamental de tension de sortie [69].

III.5.2. Principe de la M.L.I vectorielle (SVPWM)

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles ($2^3 = 8$). Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan (α, β) par huit vecteurs de tension notés de V_0 à V_7 . Parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant régulièrement répartis tous les 60° (figure III.4). Le principe de la M.L.I vectorielle consiste à projeter le vecteur V_s désiré de tension statorique sur les deux vecteurs adjacents de tension correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections, fournissant le calcul des temps de commutations désirées, correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons t_i et t_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_{com} de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_{com} . Les six interrupteurs de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire deux à deux, ce qui confère trois degrés de liberté à cet onduleur, ayant chacun deux états Fermé (1) ou Ouvert (0). De là, nous dressons le tableau des différents états du convertisseur pour chaque secteur (Tableau III.1). La figure (III.3) fait le

lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur. [71]

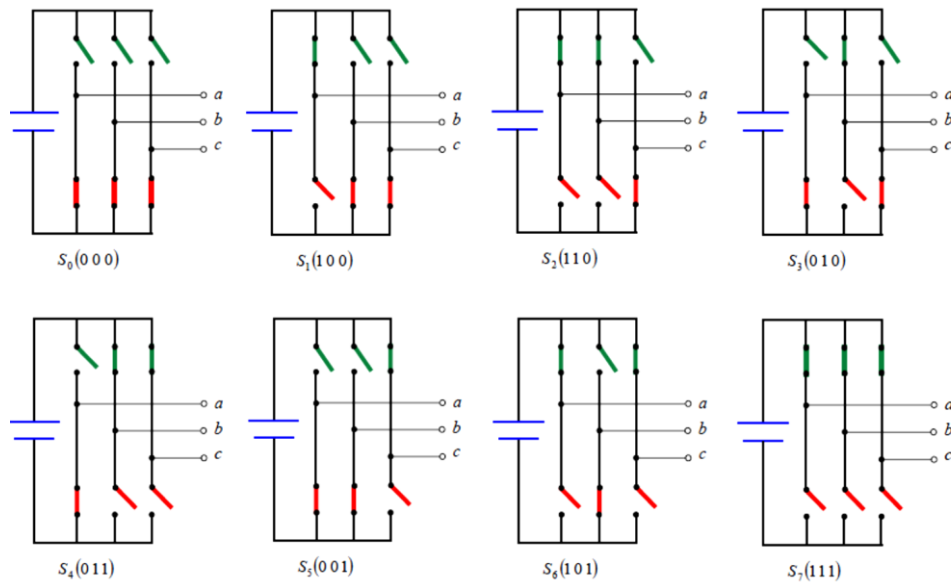


Figure III.3 Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

La figure III.4 Pour expliquer donne le principe de la modulation de la méthode vectorielle

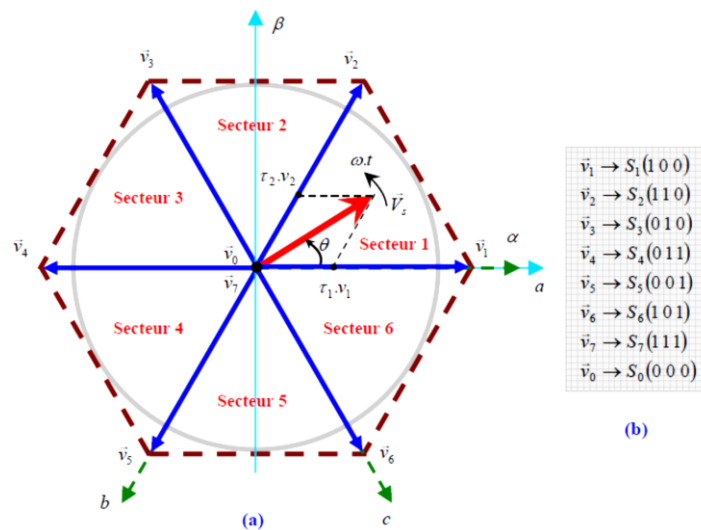


Figure III.4 Diagramme des 6 secteurs de la SVM. [72]

A un instant donné, l'onduleur peut générer seulement huit tensions $(V)_i$, $(i = 0,1, \dots,7)$ dans le plan de la transformée de Concordia (α, β) , dont deux sont nulles $(V)_0$ et $(V)_7$ et six ont le

$$\text{module } V_{dc} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

Ces vecteurs sont appelés vecteurs d'espace et sont donnés par la relation suivante

$$(V)_i = V_{dc} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3}(i-1) \\ \sin \frac{\pi}{3}(i-1) \end{bmatrix}, i=1, \dots, 6 \quad (III.4)$$

Deux vecteurs d'espace successifs $(V)_i$ et $(V)_{i+1}$ définissent le secteur i .

Le schéma de circuit du modèle considéré de l'onduleur triphasé est représenté sur la Figure III.5. L'étage de puissance est constitué de six commutateurs (c'est-à-dire Q_1, Q_2, \dots, Q_6) et une charge triphasée $\{Z_a, Z_b, Z_c\}$ associée de manière correspondante à une tension triphasée $\{V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}\}$. Les vecteurs V_α et V_β , sont utilisés pour contrôler la tension triphasée de l'onduleur.

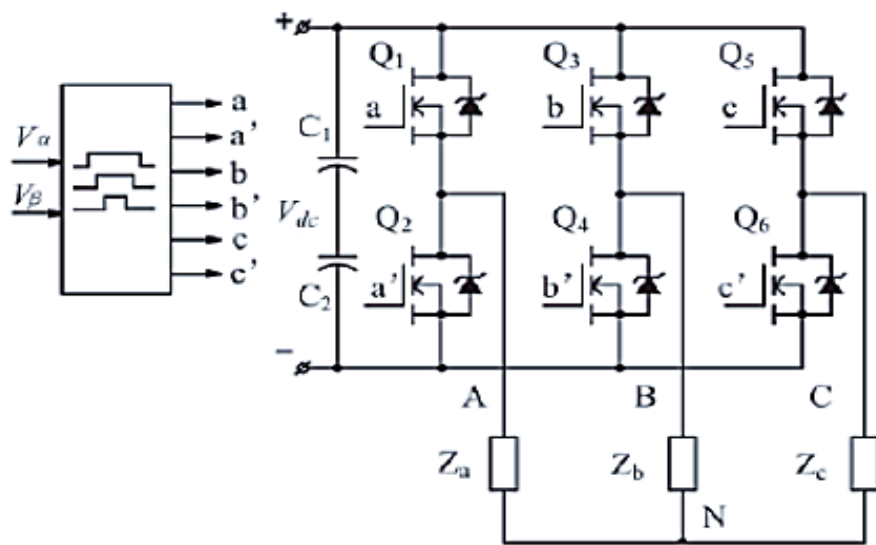


Figure III.5 Schéma de circuit de l'onduleur triphasé SVPWM

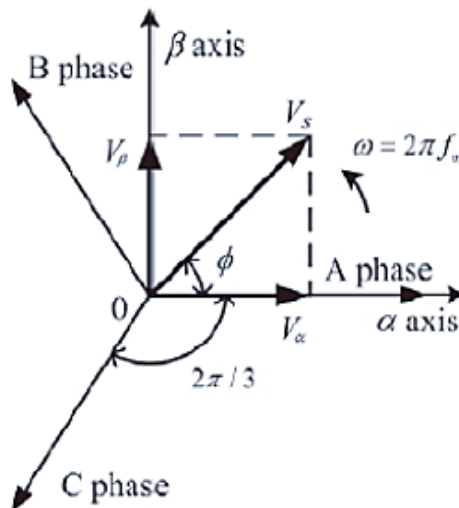


Figure III.6 Relation de la tension triphasée sur les coordonnées, α et β

Les états des interrupteurs, supposés parfaits, sont représentées en théorie par trois grandeurs booléennes de commande S_k ($k = a, b, c$) telles que [72]:

$S_k = 1$: interrupteur du haut est fermé et par conséquent celui du bas est ouvert.

$S_k = 0$: interrupteur du haut est ouvert et par conséquent celui du bas est fermé.

La relation entre le vecteur $[S_a S_b S_c]^t$ et le vecteur des tensions de ligne $[U_{ab} U_{bc} U_{ca}]^t$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III. 5})$$

Le vecteur des tensions de phase sera donc donné par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III. 6})$$

Par principe, cet onduleur a un fonctionnement discret. Il ne peut prendre que $2^3 = 8$ états. (Combinaison des trois grandeurs S_a, S_b et S_c). On utilise la transformation de Concordia pour transformer le vecteur de tensions triphasées $[V_a V_b V_c]^t$ à un vecteur de tensions diphasées $[V_\alpha V_\beta]^t$. La matrice de Concordia est donnée par [66] :

$$C_{abc-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

Cette matrice est normée, elle permet la conservation de puissance. Cependant, les amplitudes des tensions et des courants, dans le système (α, β) , sont multipliées par un coefficient $\sqrt{\frac{3}{2}}$. Donc, pour les déterminer dans le système réel, à partir du système (α, β) , nous devons les diviser par ce coefficient.

A l'aide des expressions (III.6) et (III.7), on dresse le tableau III.1

Tableau III.1 : Tensions simples triphasées et diphasées. [73]

Vecteurs d'espace	Etats des grandeurs booléennes de commande			Tensions simples triphasées			Tensions diphasées	
	S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β
$(V)_0$	0	0	0	0	0	0	0	0
$(V)_1$	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0
$(V)_2$	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
$(V)_3$	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
$(V)_4$	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0
$(V)_5$	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
$(V)_6$	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$
$(V)_7$	1	1	1	0	0	0	0	0

III.5.2.1. Calcul des temps de commutation

Le calcul des temps de commutation des interrupteurs dans chacun des six secteurs de l'hexagone est effectué à l'aide de la figure V.7. Le calcul est réalisé dans le premier secteur.

Avec : A_1 et A_2 , respectivement, les rapports cycliques des vecteurs V_1 et V_2 exprimé par :

$$A_1 = \frac{T_1}{T} \vec{V}_1 \quad \text{et} \quad A_2 = \frac{T_2}{T} \vec{V}_2 \quad (III.8)$$

D'après la figure II.13 on a :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = V_s \cos(\delta) + jV_s \sin(\delta) \quad (III.9)$$

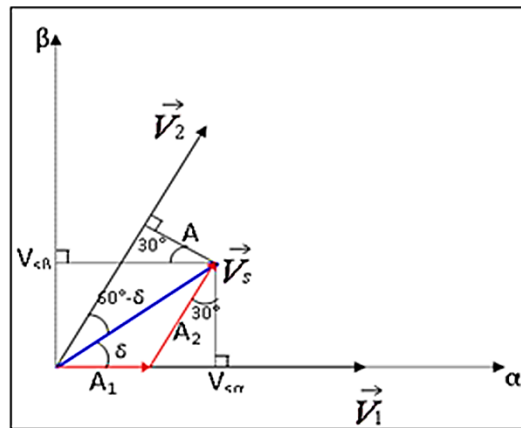


Figure III.7 Calcul des temps de commutation pour le secteur 1

On a d'après la figure III.7 :
$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = V_{ref}(\sin(90 - \delta)) = V_{ref} \cos(30) \\ V_{s\beta} = V_{ref} \sin(\delta) \end{array} \right\} \quad (III.10)$$

Le fonctionnement de la MLI vectorielle se résume par une séquence de traitement :

- Acquisition d'une consigne V_s pour la période d'échantillonnage courante.
- Détermination du secteur i contenant le vecteur V_s .
- Décomposition du vecteur V_s suivant les deux vecteurs V_i et $(V)_{i+1}$ délimitant le secteur i .
- Elaboration des séquences de commande des interrupteurs de l'onduleur. [73]

III.5.2.2. Avantages de la MLI vectorielle

Les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis de la MLI sinusoïdale sont comme suit :

- Diminution des harmoniques de tension et augmentation du rendement de l'onduleur de 15%.
- L'amplitude de la tension composée peut atteindre la valeur V_{dc} donc, une utilisation maximale de la tension d'entrée est possible dans la zone de fonctionnement linéaire.
- Un seul vecteur de tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.
- L'implantation en temps réel est plus facile.
- Comme le vecteur tension de référence est une quantité à deux dimensions (V_α et V_β), il est possible d'implanter la MLI vectorielle avec les techniques de commande vectorielle avancées pour les machines à courant alternatif. [74]

III.5.3. Commande MLI précalculée ou SHE PWM

La commande SHE PWM consiste à calculer au préalable les angles de commutation de l'ondeur et les stockées dans une mémoire pour commander les semi-conducteurs.

Cette technique de modulation, est très efficace et très importante pour la commande des onduleurs à deux niveaux afin d'améliorer beaucoup plus la qualité des tensions de sortie. Elle consiste à former l'onde de sortie de l'ondeur d'une succession de créneaux de largeurs variables. Cette onde est caractérisée par le nombre de créneaux ou d'impulsions par alternance. Les angles de commutation sont déterminés de telle façon à éliminer certains harmoniques qui sont les plus gênants et donc indésirables pour le fonctionnement des charges telles que les moteurs électriques [75-77].

Les harmoniques impaires multiples de trois ($2k+1 \forall k \in \mathbb{N}$) méritent une attention particulière. On élimine souvent les harmoniques 5, 7, 11 ... [et non les harmoniques 3, 9, 15 ...]. La raison est que les harmoniques de rang $h=3k$ d'un système triphasé coïncident en phase et en temps. Donc pour un couplage triangle, les tensions composées $V_{12}(t)$, $V_{23}(t)$ et $V_{31}(t)$ ne contiendront pas les harmoniques impaires multiples de trois même si les tensions simples les contiennent, bien sûr, à condition que l'on soit dans un régime équilibré [84].

La modulation pré calculée est caractérisée par k angles électriques notés α_k , qui permettent :

- ✓ Soit d'annuler k harmoniques
- ✓ Soit d'annuler $k-1$ harmoniques et de fixer l'amplitude de la tension fondamentale.

Généralement, on utilise une onde qui présente une symétrie par rapport au quart de période puis, on déduit les autres angles par symétrie. La figure III.8, montre l'existence d'harmoniques d'ordre impaires après décomposition en série de fourrier d'un signal MLI symétrique par rapport au quart de période et antisymétrique par rapport à la demi période [78],[79].

Les angles de commutations $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{10}, \alpha_{11}$ nous permettent, d'éliminer les harmoniques et de contrôler la fondamentale.

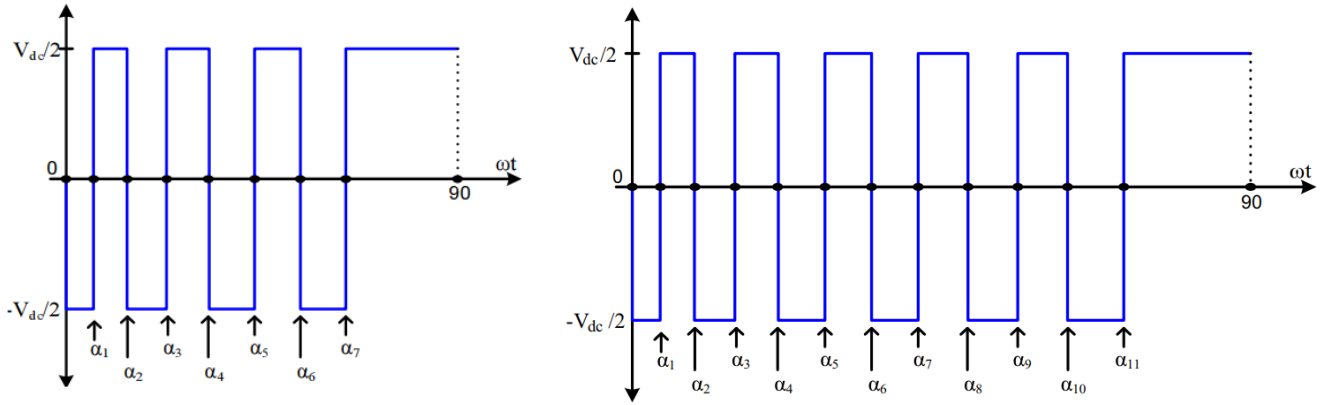


Figure III.8. Forme d'onde de tension simple

Considérons que la forme d'onde est périodique et symétrique impaire en quart d'onde, c'est-à-dire, la transformée de fourrier d'un signal alternatif périodique est donnée par :

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad \text{(III. 11)}$$

Les coefficients a_n et b_n sont donnés par les relations suivantes:

$$a_n = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad \text{(III. 12)}$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad \text{(III. 13)}$$

Pour un signal périodique avec une symétrie sur le quart de période et une antisymétrie sur la demi- période, on a :

$$a_0 = 0$$

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad \text{(III. 14)}$$

On fixe $N = 11$, la technique SHE PWM est utilisée pour contrôler le fondamental et éliminer dix harmonique (5ème, 7ème, 11ème, 13ème, 17ème, 19ème, 23ème, 25ème, 29ème, 31ème). Dans la figure III.8, la tension de sortie ligne-neutre peut être exprimée en termes de coefficient de Fourier série b_n et onze angles de commutations [80] [83];

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[-1 - 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad \text{(III. 15)}$$

On utilise les équations suivantes pour déterminer $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4 \dots \alpha_{11}$ avec élimination des harmoniques de 5ème, 7ème, 11ème 31ème ordre:

$$b(1) = \frac{4}{\pi} [1 - 2 \cos(\alpha_1) + 2 \cos(\alpha_2) - \dots - 2 \cos(\alpha_{11})] - M \quad (\text{III.16})$$

$$b(5) = \frac{4}{5\pi} [1 - 2 \cos(5\alpha_1) + 2 \cos(5\alpha_2) - \dots - 2 \cos(5\alpha_{11})]$$

$$b(7) = \frac{4}{7\pi} [1 - 2 \cos(7\alpha_1) + 2 \cos(7\alpha_2) - \dots - 2 \cos(7\alpha_{11})]$$

$$b(11) = \frac{4}{11\pi} [1 - 2 \cos(11\alpha_1) + 2 \cos(11\alpha_2) - \dots - 2 \cos(11\alpha_{11})]$$

$$b(13) = -\frac{4}{13\pi} [1 - 2 \cos(13\alpha_1) + 2 \cos(13\alpha_2) - \dots - 2 \cos(13\alpha_{11})]$$

$$b(31) = \frac{4}{31\pi} [1 - 2 \cos(31\alpha_1) + 2 \cos(31\alpha_2) - \dots - 2 \cos(31\alpha_{11})]$$

Où M est l'indice de modulation et les variables α_1 à α_{11} sont les amplitudes normalisées des harmoniques à éliminer sous contrainte

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \dots < \alpha_{11} < \frac{\pi}{2} \quad (\text{III.17})$$

Ce processus est répété pour divers indices de modulations M variant de 0,01 à 1,20.

III.5.3.1. Technique d'optimisation

A) Algorithme Génétique Hybride (HGA)

Les GA sont des algorithmes d'optimisation stochastique qui s'inspirent fortement des mécanismes de l'évolution biologique liés aux principes de sélection et d'évolution naturelle pour les transposer à la recherche de solutions adaptées aux problèmes à optimiser.

En raison d'une grande capacité de traitement parallèle, d'une grande robustesse, et la capacité de recherche globale, l'GA est largement utilisé, surtout pour résoudre le problème des fonctions non linéaires,

Un GA fait évoluer un ensemble de solutions $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_k)$ appelé population, aléatoirement initialisée, dans le but de guider efficacement la recherche vers de bonnes solutions dans l'espace de recherche [81].

Les GA sont caractérisés par les paramètres suivants:

- ✓ Nombre maximal de génération : Génération Max

- ✓ Taille de la population : N
- ✓ Nombre d'élites : Nélites
- ✓ Type de sélection : par roulette- par tournoi...
- ✓ Type de croisement : simple–arithmétique–heuristique...
- ✓ Type de mutation : Uniforme–non uniforme–frontière...
- ✓ Probabilité de la sélection : Psélection
- ✓ Probabilité de croisement : Pc
- ✓ Probabilités de mutation : Pm₁ Pm₂
- ✓ Taux de mutation $\tau m_1 \tau m_2$
- ✓ Fonction à minimiser

Fonction de minimization

Dans notre cas la fonction fitness permet de minimiser les harmoniques de rang faible d'un onduleur triphasé. (5, 7, 11....) afin de donner une solution optimale pour l'élimination des déchets pré-spécifiés.

La fonction fitness pour 5 angles de commutation :

$$y = (b(1) - M)^2 + (b(5))^2 + (b(7))^2 + (b(11))^2 + (b(13))^2 + \dots + (b(31))^2 \quad (\text{III.18})$$

Les harmoniques à éliminer : 5, 7, 11, 13..... 19 pour 7 angles de commutation et jusqu'à 31 pour 11 angles de commutation.

L'algorithme génétique hybride HGA est une combinaison de l'GA et une technique de recherche locale (LS) servant à éliminer le problème de mise au point d'une recherche locale dans l'algorithme génétique [81].

On utilise la méthode HGA avec recherche locale pour déterminer 7 et 11 angles de commutation. On optimise l'équation III.16 avec la contrainte de l'équation III.17 pour différentes valeurs de M en utilisant la boîte à outils dans MATLAB GA-Toolbox.

MATLAB GA-Toolbox est une boîte à outils simple d'utilisation. Les options d'optimisation « la fonction fitness, le nombre de variables, les contraintes des limites inférieure et supérieure et la fonction de contrainte non linéaire sont données à la Figure. III.9».

La Fonction hybride fonctionne après la fin de la l'AG pour améliorer la valeur de la fonction fitness. Le point final déterminé à partir de l'GA est utilisé par la fonction hybride comme

point de départ. La méthode de recherche locale fmincon est utilisée comme méthode hybride. La technique fmincon est utilisée pour déterminer un minimum d'une fonction multi variables avec contraintes non linéaires. Elle est basée sur l'algorithme SQP (Sequential Quadratic Programming).

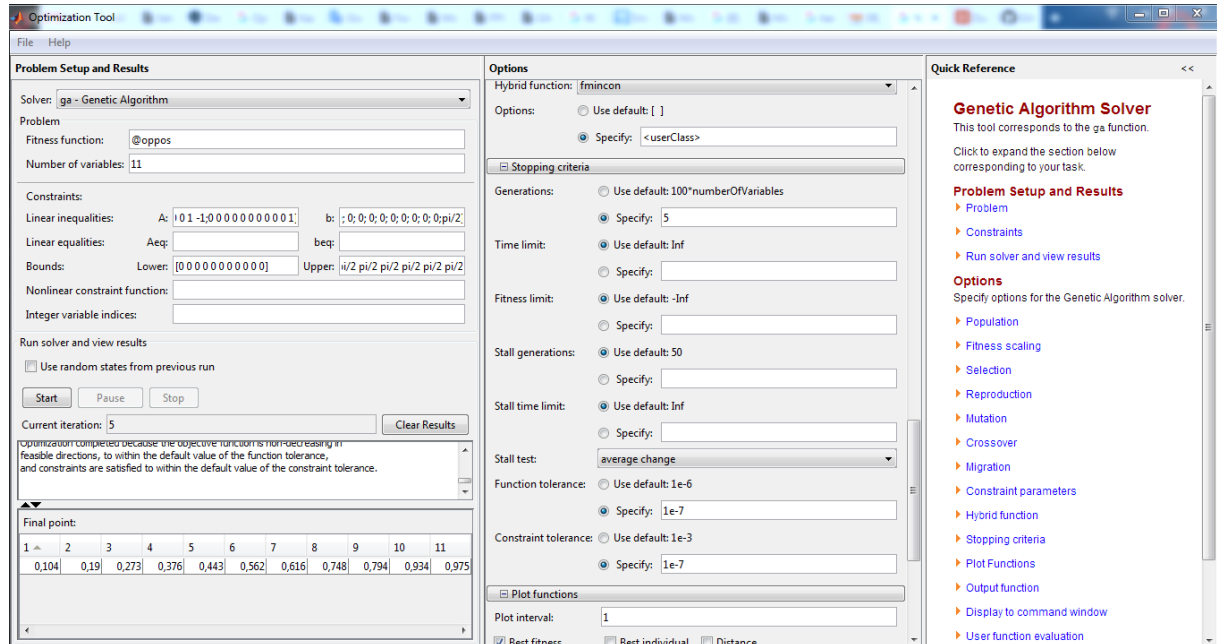


Figure III.9 MATLAB GA-Toolbox

On se propose de déterminer 7 et 11 angles de commutation avec une tolérance d'erreur de 10^{-9} en utilisant MATLAB. GA-Toolbox. Ces angles sont donnés pour $0 \leq Ma \leq 1,15$, voir figure III.10.

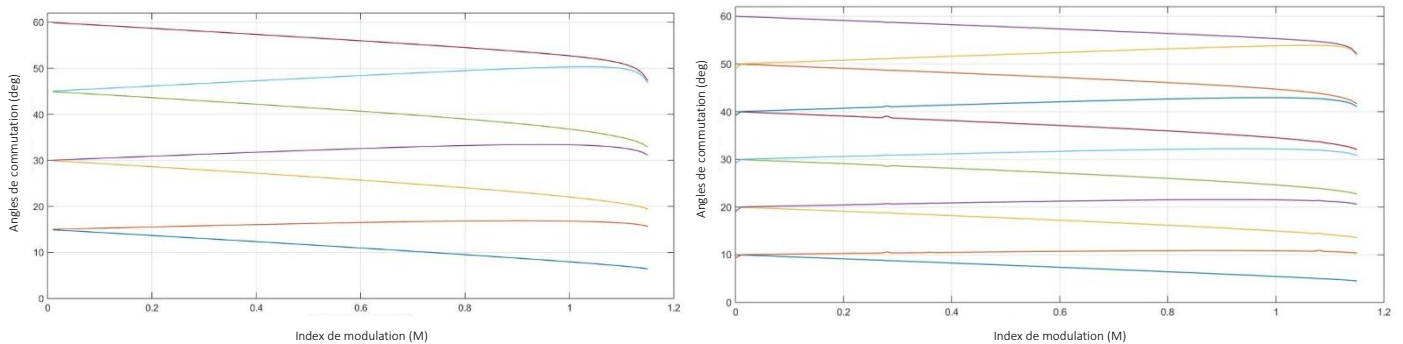


Figure III.10 Angles de commutation calculés en fonction de l'indice de modulation

B. Méthode de Newton-Raphson modifiée

La méthode du NR modifiée commence par la recherche des angles initiaux dans la plage de 0 à $(\pi/2)$ et converge généralement à zéro d'un système donné d'équations non linéaires. S'il existe une solution, elle fonctionne généralement pour un grand nombre d'itérations [82]. Ici, l'algorithme est exécuté en un nombre discret de points, généralement par petit pas de

variation de l'indice de modulation. La multiplicité des solutions dans une plage particulière de l'indice de modulation est due à sa convergence à différents ensembles de solutions au voisinage de M. On peut encore diminuer la taille du pas pour rechercher d'autres solutions dans une gamme particulière de M. Les étapes pour calculer les angles de commutation en utilisant l'équation III.12 sont les suivantes:

- 1- Détermination d'un ensemble de valeurs initiales pour α

$$\alpha^0 = [\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 \dots \alpha_{11}] \quad (III.19)$$

- 2- Détermination de la valeur de l'équation (III.16) à α^0

$$b(\alpha^0) = b^0 \quad (III.20)$$

- 3- Linéarisation de (III.16) autour de α^0 par l'équation :

$$b^0 + \left[\frac{\partial b}{\partial \alpha} \right]^0 \Delta \alpha = 0 \quad (III.21)$$

Avec : $\left[\frac{\partial b}{\partial \alpha} \right]$ la matrice Jacobéenne

La matrice Jacobéenne s'écrit

$$\left[\frac{\partial b}{\partial \alpha} \right]^0 = \begin{pmatrix} \frac{\partial b_1}{\partial \alpha_1^0} & \frac{\partial b_1}{\partial \alpha_2^0} & \frac{\partial b_1}{\partial \alpha_3^0} \dots & \frac{\partial b_1}{\partial \alpha_{11}^0} \\ \frac{\partial b_2}{\partial \alpha_1^0} & \frac{\partial b_2}{\partial \alpha_2^0} & \frac{\partial b_2}{\partial \alpha_3^0} \dots & \frac{\partial b_2}{\partial \alpha_{11}^0} \\ \frac{\partial b_3}{\partial \alpha_1^0} & \frac{\partial b_3}{\partial \alpha_2^0} & \frac{\partial b_3}{\partial \alpha_3^0} \dots & \frac{\partial b_3}{\partial \alpha_{11}^0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial b_{11}}{\partial \alpha_1^0} & \frac{\partial b_{11}}{\partial \alpha_2^0} & \frac{\partial b_{11}}{\partial \alpha_3^0} \dots & \frac{\partial b_{11}}{\partial \alpha_{11}^0} \end{pmatrix} \quad (III.22)$$

- 4- On résout l'équation III.21 pour obtenir $\Delta \alpha$ puis,

$$\alpha^{new} = \alpha^{old} + \Delta \alpha \quad (III.23)$$

- 5- On répète l'équation III.16 à N itérations jusqu'à ce que l'équation III.23 atteigne la précision désirée, voir algorithme de la figure III.11.

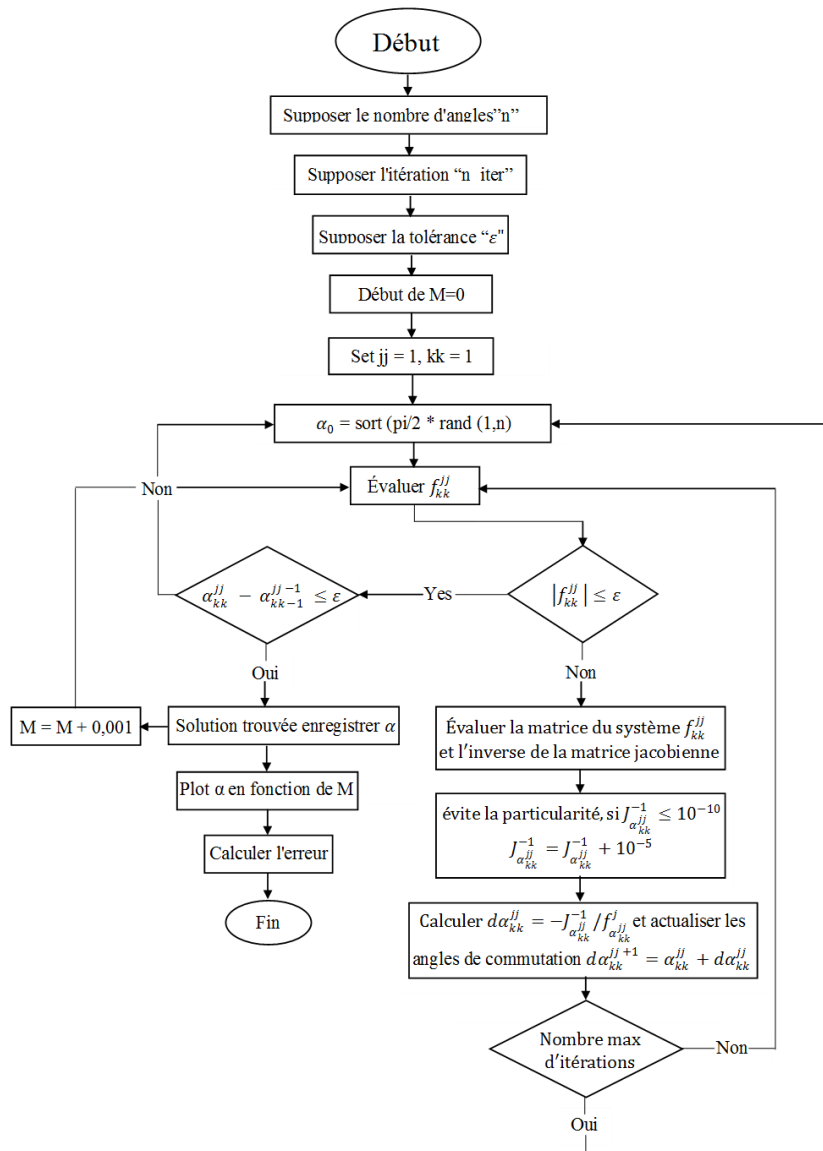


Figure III.11 Organigramme du NR modifié pour la résolution du problème SHE

L’algorithme est exécuté de manière répétitive dans toute la plage de l’indice de modulation, c’est-à-dire de 0 à 1.15, afin de trouver des solutions multiples pour le PWM avec une convergence garantie. L’algorithme génère automatiquement la valeur initiale estimée jusqu’à la convergence. Une fois trouvée, cette valeur sert à estimer la prochaine valeur initiale de m. En effet on postule pour que les solutions pour m et m+.001 ne doivent pas être très éloignées.

De même on détermine 7 et 11 angles de commutation avec une tolérance d’erreur de 10^{-15} . Ces angles sont donnés pour $0 \leq M \leq 1,15$, voir figure III.12.

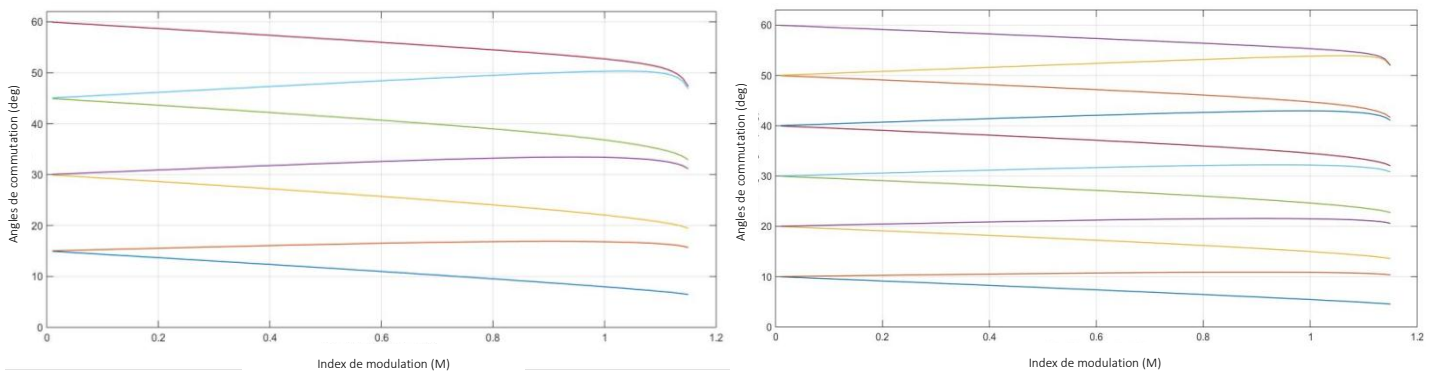


Figure III.12 Angles de commutation calculés en fonction de l'indice de modulation (a), b)

III.6. Résultats de simulation des différentes commandes

III.6.1. Commande MLI sinus-triangulaire

La tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI. Cette méthode consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie, et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Figure III.13 et Figure III.14.

Le schéma de la technique MLI sur Simulink est le suivant:

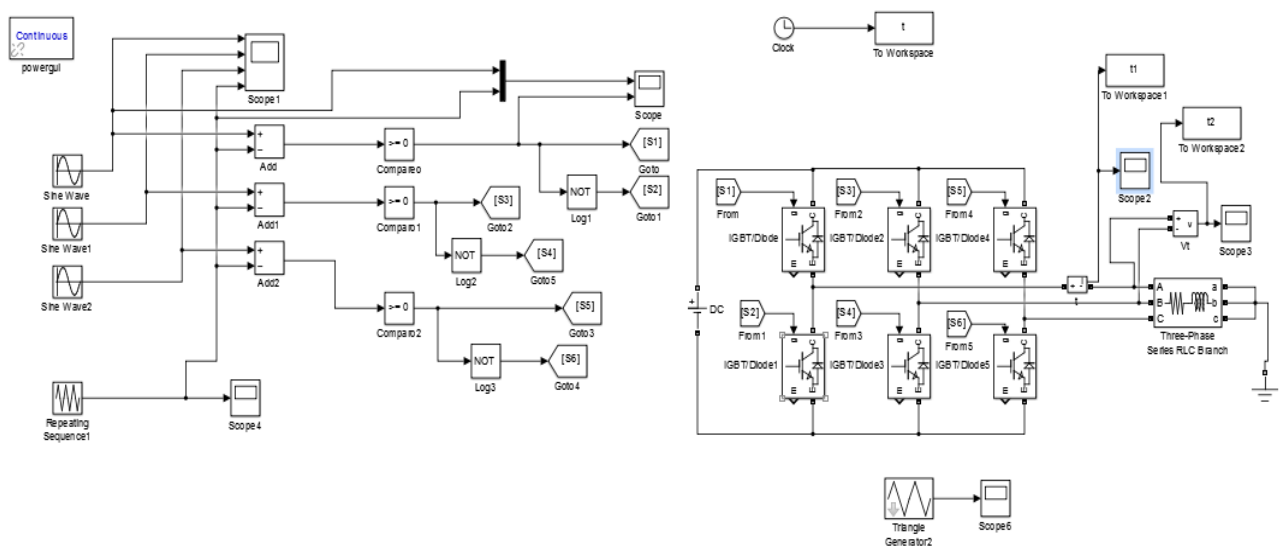


Figure III.13 Schéma de montage de la MLI sinus-triangulaire

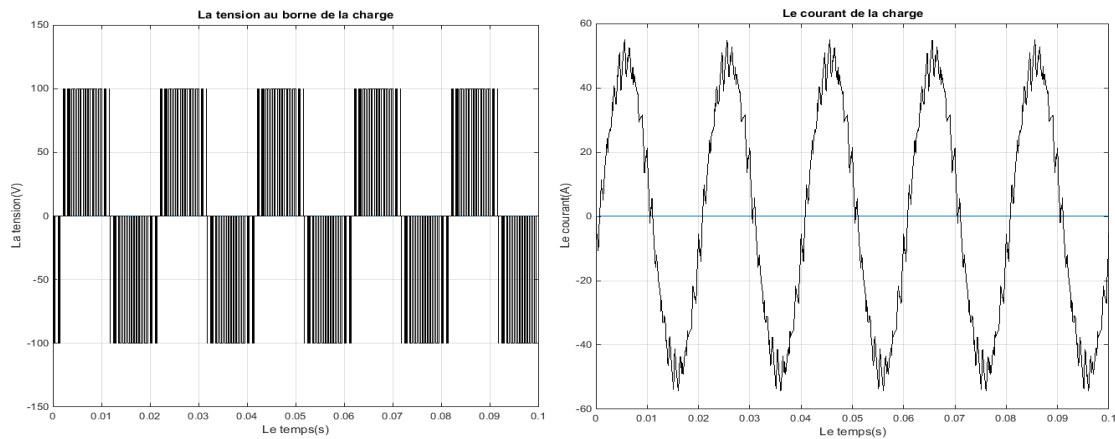


Figure III.14 Allure de tension de sortie et du courant en fonction du temps (M=0.8)

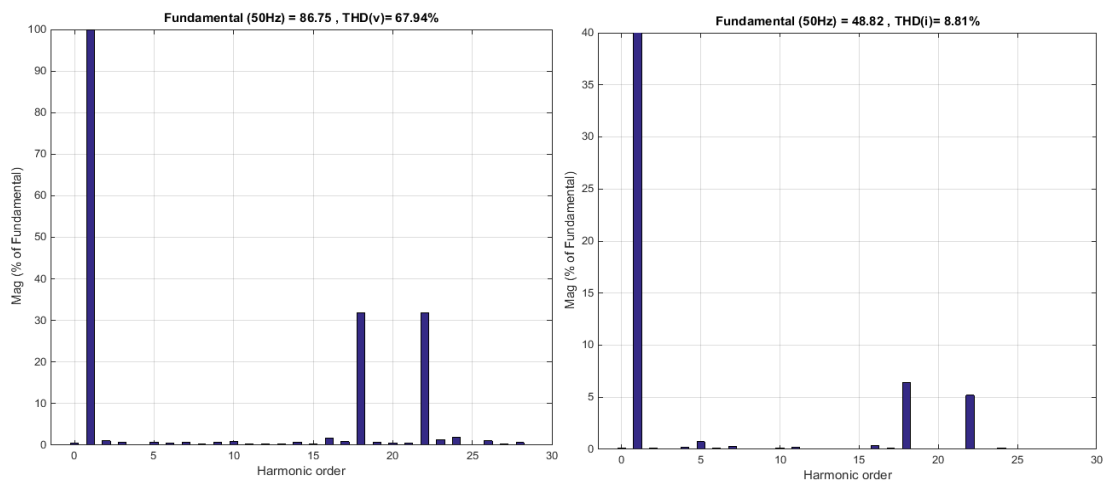


Figure III.15 Spectre d'harmonique de tension de sortie et de courant (charge RL) M=0.8

Pour un faible indice de modulation, les harmoniques proches de la fondamentale, 3^{ème} et 5^{ème}, sont faibles tandis que les harmoniques de rang élevé prennent une amplitude importante.

Si on augmente la fréquence d'échantillonnage, les harmoniques seront repoussées vers la haute fréquence avec l'apparition d'harmoniques proches de la fondamentale avec une faible amplitude. L'augmentation de la fréquence de commutation améliore le THD de courant et de la tension. Pour l'indice de modulation M=0.8 et 0.9 et $f_p = 4500\text{Hz}$ la distorsion du signal du (courant-tension) diminue, ce qui donne un signal proche de la sinusoïde

- **Interprétation :**

La technique MLI permet de :

- Repousser vers des fréquences élevées les harmoniques d'ordres inférieurs de la tension de sortie, ce que facilite le filtrage au niveau de la charge (Moteur)
- Varier la valeur fondamentale de la tension désirée.
- Diminuer significativement le THD du courant
- D'avoir un courant pratiquement sinusoïdal ;
- Un bon contrôle de la phase du fondamental de la tension de sortie par rapport à une référence établie par la commande ;
- Un contrôle de la valeur efficace du fondamental de la tension (phase–neutre) qui reste constante lorsque la valeur efficace du courant varie.

Cependant, cette technique reste imparfaite vu que le contenu d'harmonique généré par une onde MLI (harmonique d'ordre bas) entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule dans la ligne et le convertisseur) et dans la charge (pertes Joules, fer et par courants de Foucault).

-Egalement cette commande génère dans les machines tournantes des oscillations du couple, des bruits acoustiques. Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système. Il faut, donc, minimiser ces harmoniques, d'où la nécessité d'avoir une technique plus performante

III.6.2. MLI vectorielle (SVPWM) (Space Vector Modulation)

Cette méthode représente la méthode de modulation la plus adoptée au contrôle des machines à courant alternatif et spécialement les moteurs asynchrones. L'objectif de la SVM est d'appliquer les vecteurs de l'onduleur pendant les temps de conduction qu'elle aura préalablement calculés. Le schéma de montage de la commande MLI vectorielle est présenté à la figure III.16.

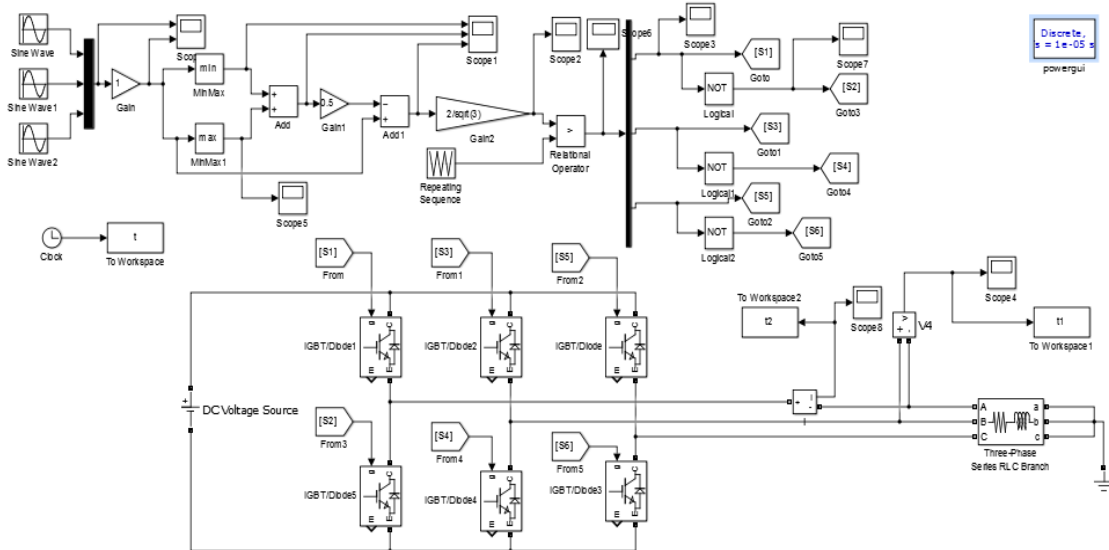


Figure III.16 Schéma de montage de la commande MLI vectorielle

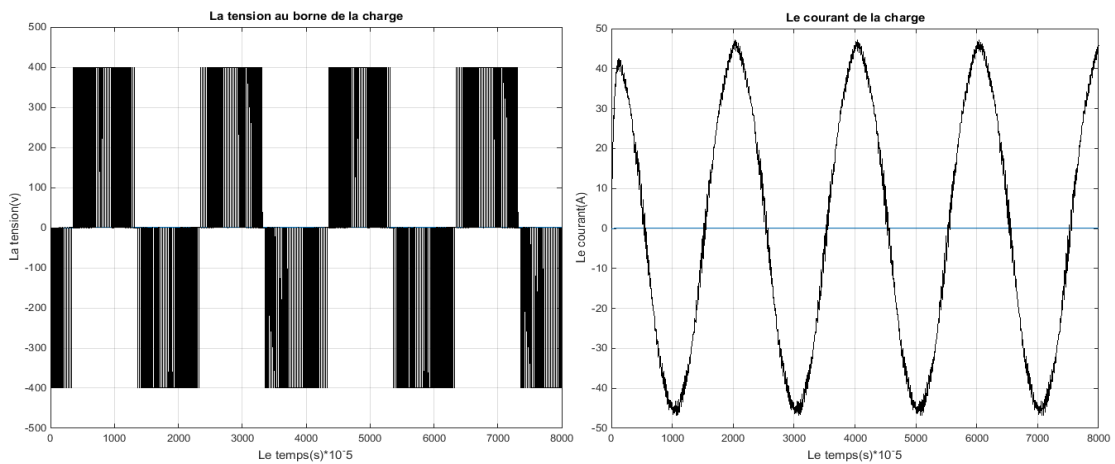


Figure III.17 Allure de tension de sortie et du courant en fonction du temps M=0.8

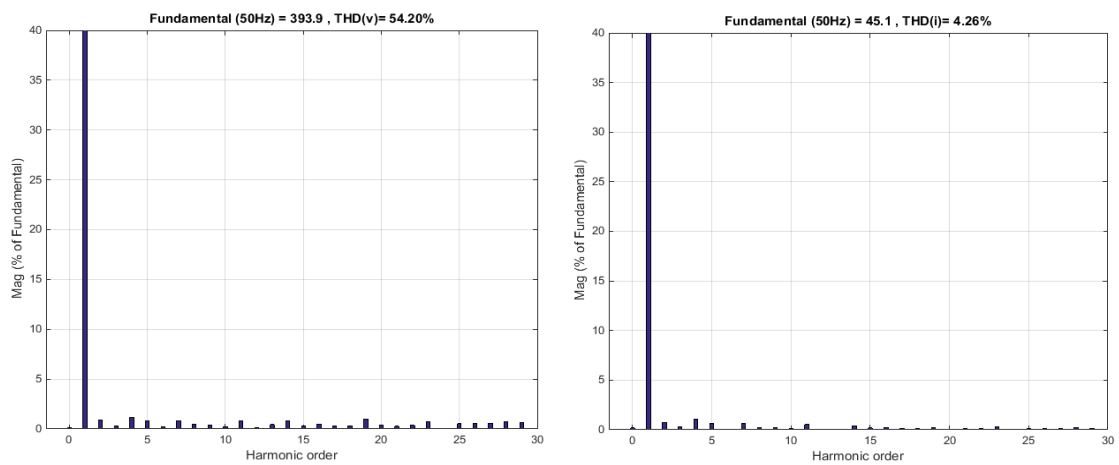


Figure III.18 Spectre d'harmonique de la tension de sortie et de courant (charge RL) M=0.8

- **Interprétation :**

-Pour une faible fréquence de commutation la MLI vectorielle donne un faible THD(V) donc une meilleure qualité de tension ($f_p=3000$ et 3500Hz)

-Pour $M=0.8$ la MLI vectorielle donne un bon résultat concernant la distorsion du courant

-La MLI vectorielle offre comme principal avantage la possibilité de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% par rapport à la MLI sinusoïdale.

-L'amplitude de la tension composée peut atteindre la valeur V_{dc} . Donc, une utilisation maximale de la tension d'entrée est possible dans la zone de fonctionnement linéaire.

-Maximisation de la puissance disponible

-Un vecteur tension de référence suffit pour générer trois ondes sinusoïdales.

III.7. Expérimentation

Ces dernières années, les systèmes d'acquisition, de commandes, de supervision et de sauvegarde de données en temps-réel ont rapidement évolué dans l'industrie, Notamment, les RT-LAB qui dépassent maintenant les microprocesseurs et les microcontrôleurs en termes de performance. Ce système associe une architecture embarquée de petite taille dans un boîtier très robuste, des modules entrées/sorties industriels échangeables à chaud et qui s'appuie sur la technologie RT-LAB.

La plateforme de RT-LAB dédiée à la commande de la machine asynchrone ainsi que son outil de programmation de cette interface sont utilisées pour générer les commandes des interrupteurs de l'onduleur

III.7.1. Simulateur temps réel RT-Lab

La simulation en temps-réel est une technique aujourd'hui largement utilisée par les secteurs de l'industrie de haute technologie tels que l'automatique et l'aéronautique (avion, satellite, commande haute performance, etc.). Pour ces industries, la simulation en temps réel avec intégration de matériel dans la boucle permet de faire le prototypage rapide des systèmes de contrôle de façon économique, sécuritaire et rapide. La simulation en temps réel est un outil d'analyse puissant, permettant de prévoir le comportement d'un système sous l'action d'un évènement particulier et de voir son évolution en temps réel [85]. Cette méthode de conception permet de déceler les problèmes potentiels du système, de réduire le facteur

d'erreur humaine et les risques d'interruption du système. L'utilisation du temps réel est donc un outil idéal pour concevoir des systèmes de toute sorte comparativement aux méthodes de conception traditionnelles.



Figure III.19. Simulateur temps réel OP5600

Ce simulateur temps-réel est développé par Opal-RT Technologies (Montréal, Canada). Une de ses caractéristiques essentielles est l'intégration parfaite avec MATLAB/Simulink. RT-LAB permet de convertir des modèles Simulink en temps-réel via Real-Time Workshop (RTW) et de les exécuter sur un ou plusieurs processeurs. Ce procédé est particulièrement utile pour la simulation hybride ou Hardware-In-the-Loop (HIL) et le prototypage rapide de systèmes de contrôle/commande. RT-LAB régit la synchronisation, les interactions avec l'utilisateur, l'interfaçage avec le matériel à l'aide des cartes E/S ainsi que les échanges des données pour une exécution distribuée, de façon transparente pour l'utilisateur [85].

III.7.2. Matériels utilisés l'expérimentation

- ✓ Un micro-ordinateur
- ✓ Une source d'alimentation DC 300V
- ✓ Un convertisseur de puissance SEMIKRON
- ✓ Un oscilloscope
- ✓ Un Fluke-mètre
- ✓ Une interface de commande RT-LAB
- ✓ Une interface de connexion de la carte DSPACE avec l'onduleur SEMIKRON
- ✓ Une carte de mesure DSPACE
- ✓ Un moteur Asynchrone à cage

III.7.3. Convertisseur de puissance : Redresseur-Onduleur

Type: SEMITEACH B6U+E1CIF+B6C I

Ce module est composé des éléments suivants :

- Onduleur triphasé à IGBT modules SEMIKRON
- Redresseur triphasé
- Hacheur de récupération
- Référence : 08753450BB
- Masse : 19 kg

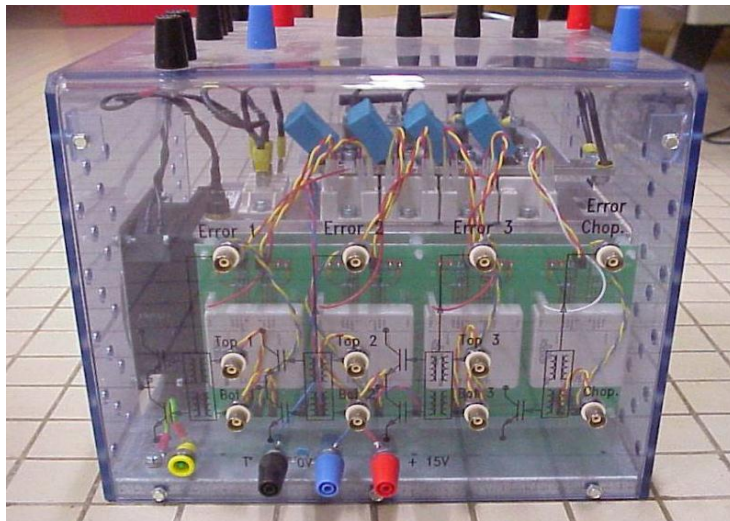


Figure III.20 Onduleur triphasé à IGBT modules SEMIKRON [86]

Le Schéma de puissance de ce module est le suivant:

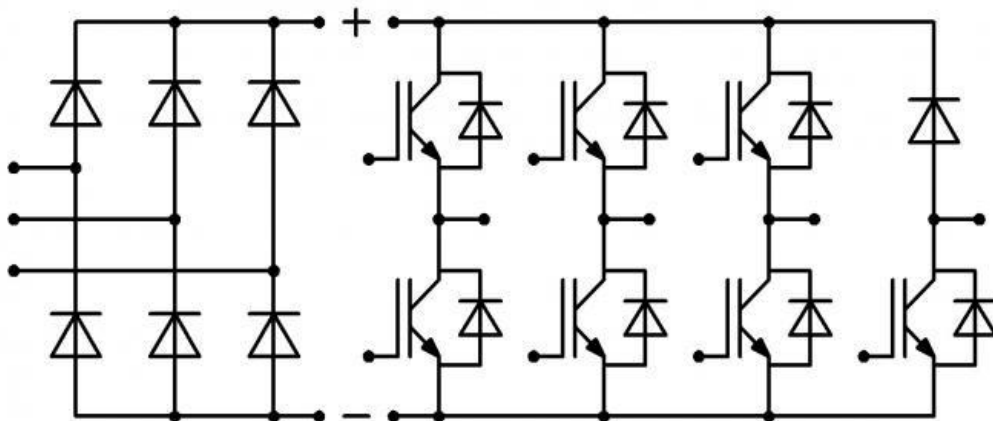


Figure III.21 Schéma complet du module redresseur-onduleur SEMIKRON

III.7.4.L'énergimètre (FLUKE 435 série II)

C'est un instrument de mesure doté de fonctions évoluées de mesure de la qualité du réseau électrique et de valorisation des déperditions énergétiques.



Figure III.22. Energimètre (FLUKE 435ii)

III.7.4.1. Applications de l'énergimètre

- Capture de données PowerWave** : Capture des valeurs RMS rapides et affichage de chaque forme d'onde afin d'identifier les interactions entre les valeurs de tension, de courant et de fréquence
- Rendement des convertisseurs** : Rendement énergétique des onduleurs
- Valorisation énergétique** : Calcul du surcoût des déperditions énergétiques dues à une mauvaise qualité du réseau électrique
- Evaluation énergétique** : Quantification des améliorations en matière de consommation d'énergie des installations pour justifier les dispositifs d'économie d'énergie
- Dépannage premier niveau** : Diagnostic rapide des problèmes à l'écran pour remettre l'installation en état de fonctionnement
- Maintenance prédictive** : Détection et anticipation des problèmes liés à la qualité du réseau électrique avant qu'ils ne provoquent des temps d'arrêts
- Analyse sur le long terme** : Détection des problèmes intermittents ou difficiles à identifier
- Études de charge** : Vérification de la capacité d'un système électrique avant l'ajout de charges [87].

III.7.5. Moteur Asynchrone

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Cette machine est largement utilisée dans la plupart des entraînements

électriques dans plusieurs domaines industriels, notamment pour des applications à vitesse variable.



Figure III.23 Moteur asynchrone à cage d'écureuil

III.7.6. Schéma bloc du montage

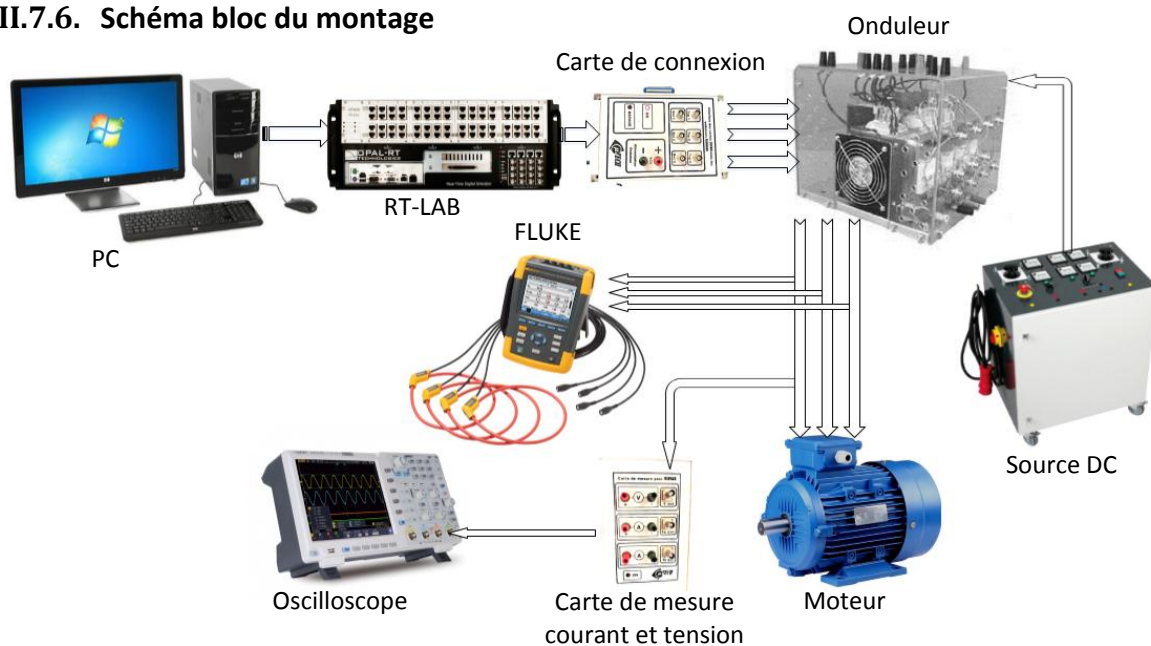


Figure III.24 Schéma Bloc du montage

Les résultats expérimentaux sont obtenus à l'aide de schéma bloc du montage, comme le montre la Figure III.24. L'algorithme SHE PWM basé sur les HGA et NR modifiée est implémenté sur le contrôleur de signal numérique Opal-RT Technologies OP5600. Le module IGBT à faible perte SEMITEACH B6U+E1CIF+B6C I est utilisé comme onduleur. La valeur du condensateur dc-link est de 233 $\mu\text{F}/450\text{ V}$. Un moteur à induction triphasé est utilisé pour comme charge de l'onduleur ($R = 60\ \Omega$, $L = 300\text{ mH}$). La tension de sortie de l'onduleur et le courant de charge sont mesurés avec un Energimètre (FLUKE 435ii).

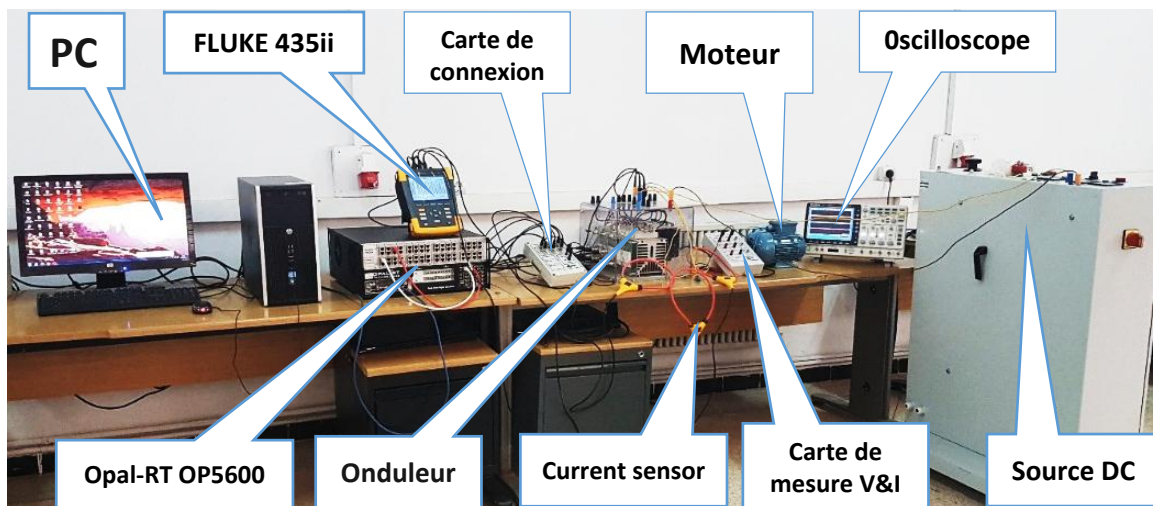
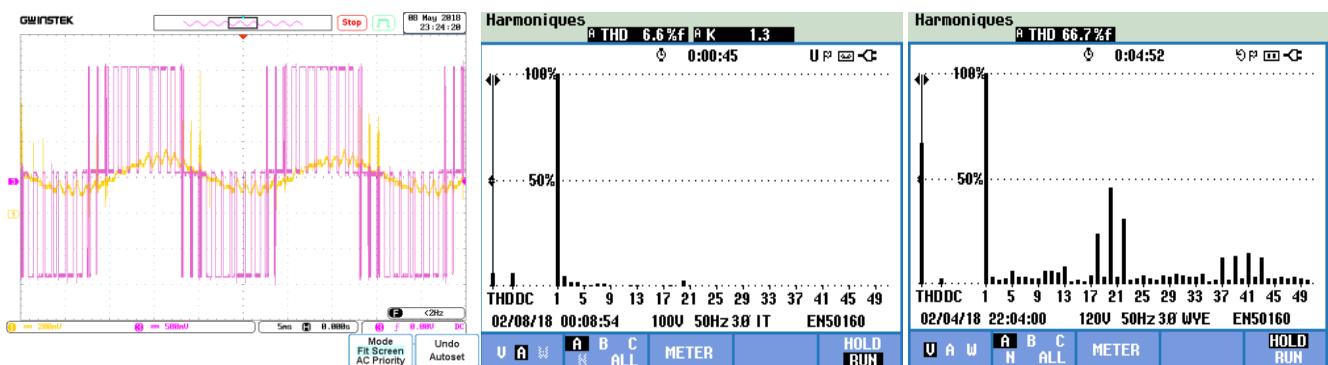


Figure III.25. Photo du montage réel

La Figure III.25 présente le banc d'essai expérimental mise en œuvre pour la validation de la commande développée. Une méthodologie de conception met en œuvre Matlab/Simulink et Matlab/SimPowerSystem ainsi qu'une interface RT-LAB permettant d'accéder à des variables du système de contrôle.

III.7.7. Essai de la Commande MLI sinus-triangle

Pour un indice de modulation $M=0.8$, on mesure le taux de distorsion harmonique (courant et tension) et on visualise à l'aide d'un oscilloscope l'allure de la tension et du courant.

Figure III.26. Allure de la tension et du courant $M=0.8$, $f = 50$ Hz.

D'après ces différentes figures, nous remarquons que les résultats trouvés par simulation sont similaires aux résultats expérimentaux. Plus la fréquence de MLI augmente et plus les harmoniques sont repoussées vers les fréquences d'ordre supérieur. Mais plus on augmente la fréquence de commutation plus la valeur efficace de la tension de sortie diminue à cause des pertes dues aux commutations. Plus les commutations augmentent plus le signal se rapproche de la sinusoïdale. Cela se traduit par la diminution du THD.

III.7.8. Essais de la commande MLI vectorielle

Pour un indice de modulation $M=0.8$, on mesure le taux de distorsion harmonique (courant et tension) et on visualise à l'aide d'un oscilloscope l'allure de la tension et du courant.

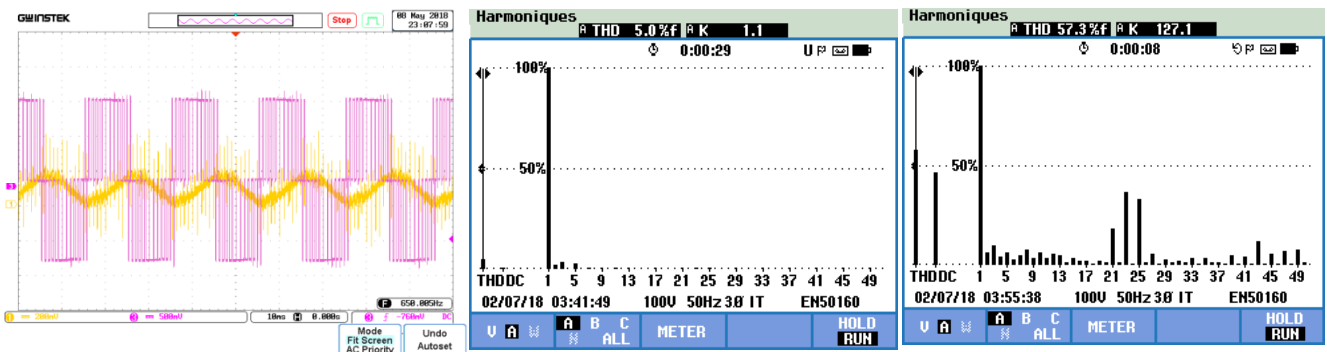


Figure III.27. Allure de la tension et du courant $M=0.8$, $f = 50$ Hz.

La MLI vectorielle permet de réduire le déchet de tension, d'améliorer la forme de la tension et d'augmenter la valeur de son amplitude fondamentale. Pour un faible indice de modulation (fréquence de commutation) cette technique repousse les harmoniques d'ordre inférieur vers les hautes fréquences et donne une faible distorsion harmonique du courant. Plus la fréquence de commutation est élevée plus la distorsion de la tension diminue. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions.

III.7.9. Commande MLI pré-calculée (SHE PWM)

Les résultats expérimentaux obtenus pour les 7 angles de commutation sont représentés par les Figures III.28-III.31, et par les Figures III.33-III.36 pour les 11 angles de commutation. Notons que la Fréquence de fonctionnement est gardée constante durant le test de validation et égale à 50 Hz. La tension et le courant de charge de l'onduleur sont représentés respectivement par les Figures III.28(a)-III.31(a) et les Figures III.33(a)-III.36(a). Les spectres d'harmoniques de tension pour les 11 angles de commutation sont illustrés aux Figures III.33(c)-III.36(c), et par les Figures III.28(c)-III.31(c) les spectres d'harmoniques de tension pour les 7 angles de commutation. Les harmoniques de tension du 5^{ème} jusque au 19^{ème} pour les 7 angles de commutation sont éliminés comme indiqué dans le spectre harmonique et du 5^{ème} jusque au 31^{ème} pour 11 angles de commutation. La forme d'onde de courant de sortie est analysée par FFT qui est donnée à la 49^{ème} harmonique représentée sur les Figures III.28(b)-III.31(b) et les Figures III.33(b)-III.36(b). Les harmoniques triples sont éliminés en raison de la connexion du système triphasé.

a) Utilisation de 7 angles et différents indices de modulation

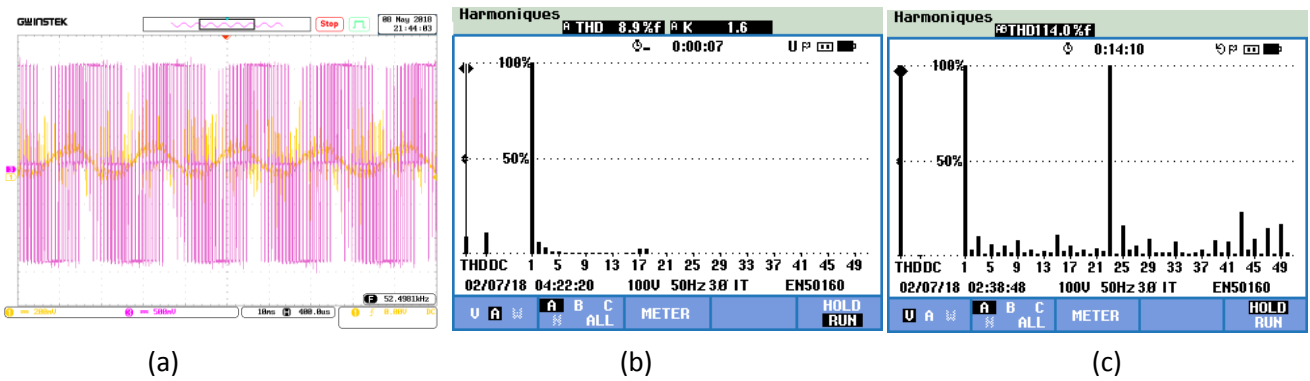


Figure III.28. Résultats expérimentaux pour $M_a = 0.7$, $f = 50$ Hz.

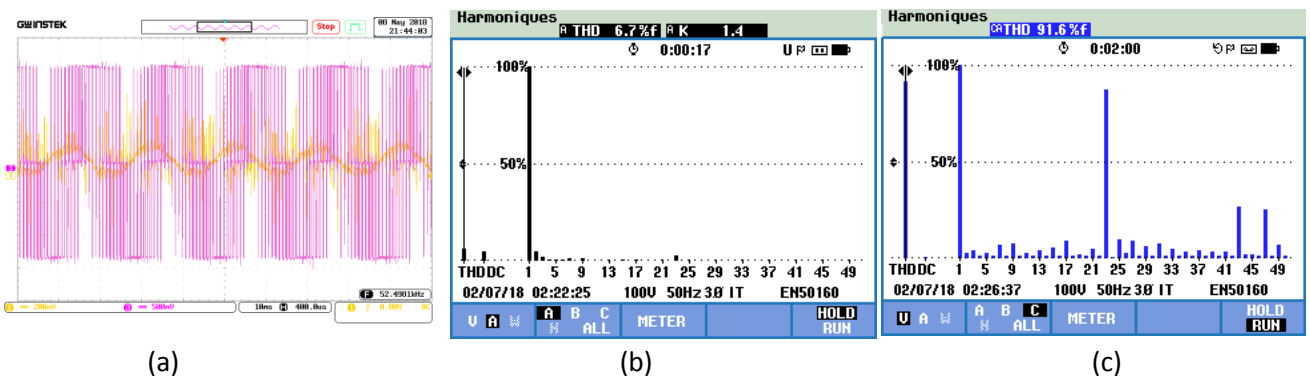


Figure III.29. Résultats expérimentaux pour $M_a = 0.85$, $f = 50$ Hz.

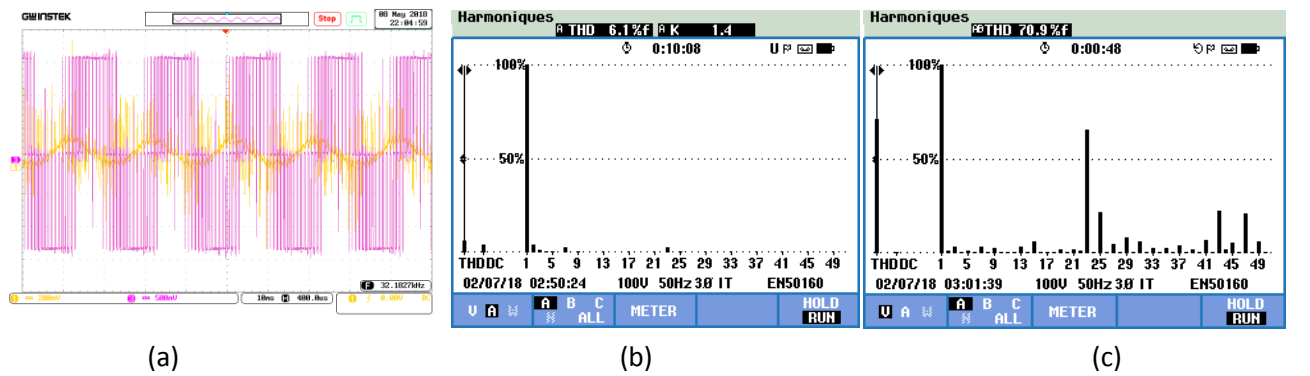


Figure III.30. Résultats expérimentaux pour $M_a = 0.9$, $f = 50$ Hz.

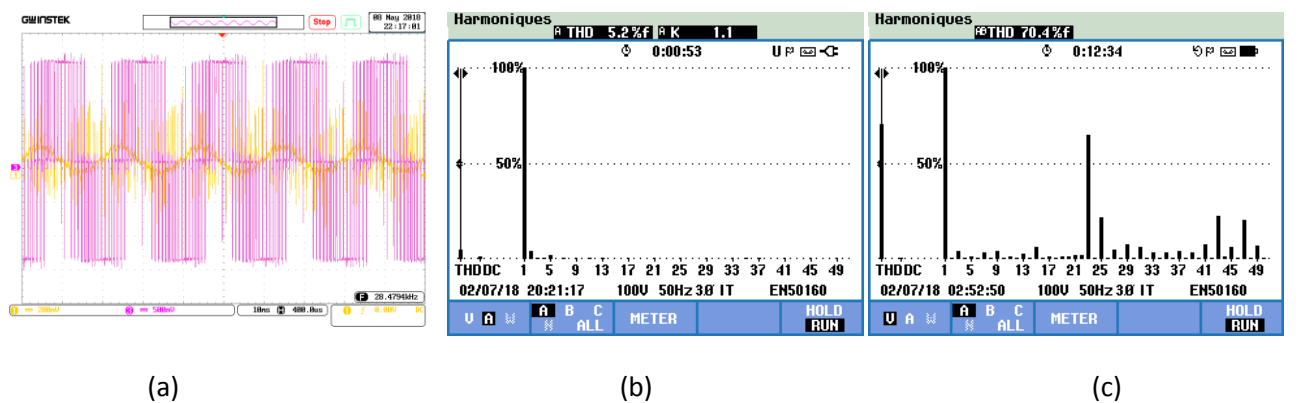


Figure III.31. Résultats expérimentaux pour $M_a = 1.1$, $f = 50$ Hz.

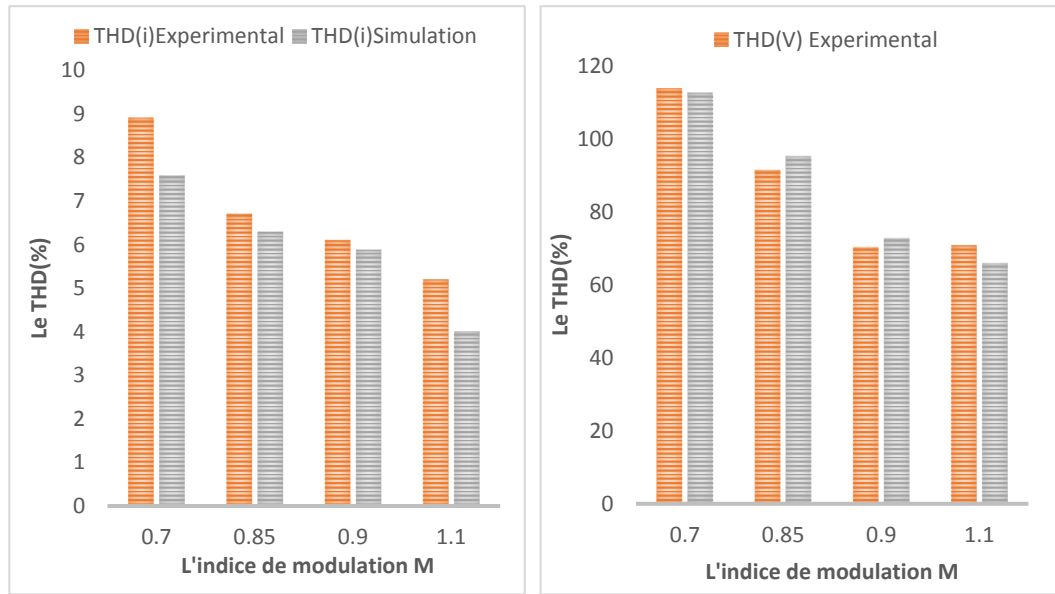
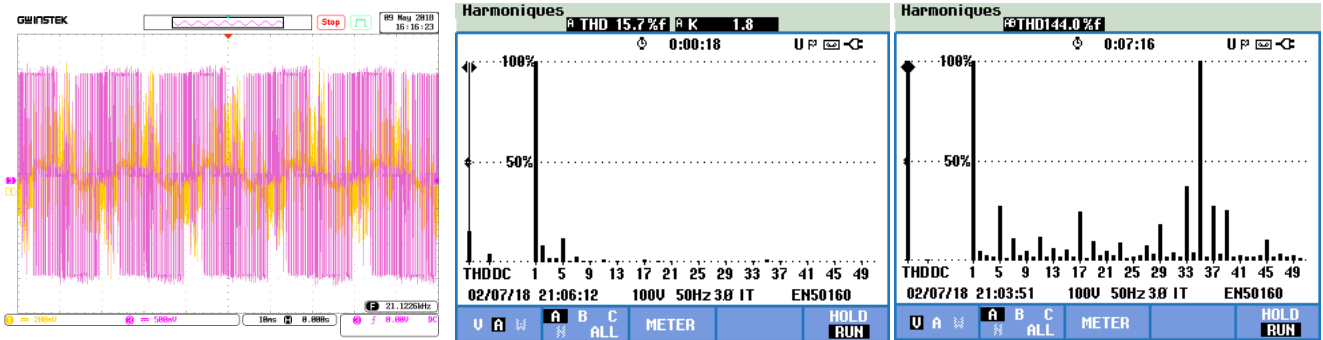


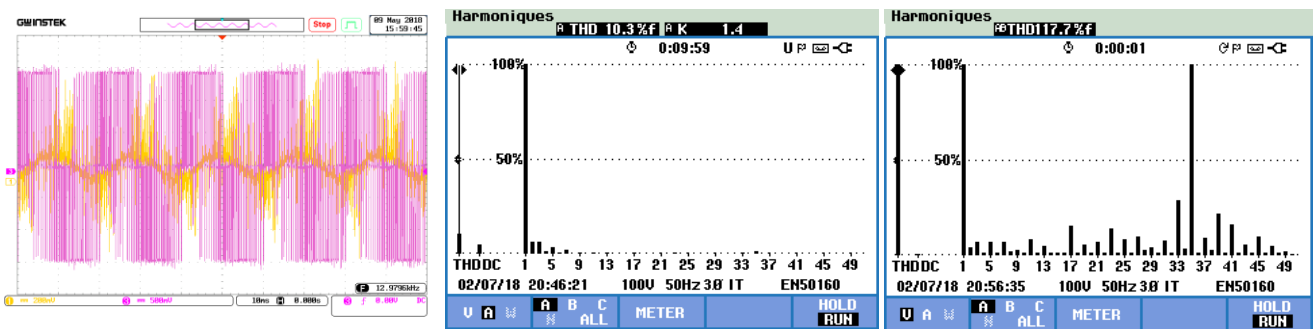
Figure III.32. Etude comparative entre la distorsion de la tension et du courant (simulation et expérimental)

a) Pour 11 angles



(a) (b) (c)

Figure III.33. Résultats expérimentaux pour $M_a = 0.6$, $f = 50$ Hz.



(a) (b) (c)

Figure III.34. Résultats expérimentaux pour $M_a = 0.7$, $f = 50$ Hz.

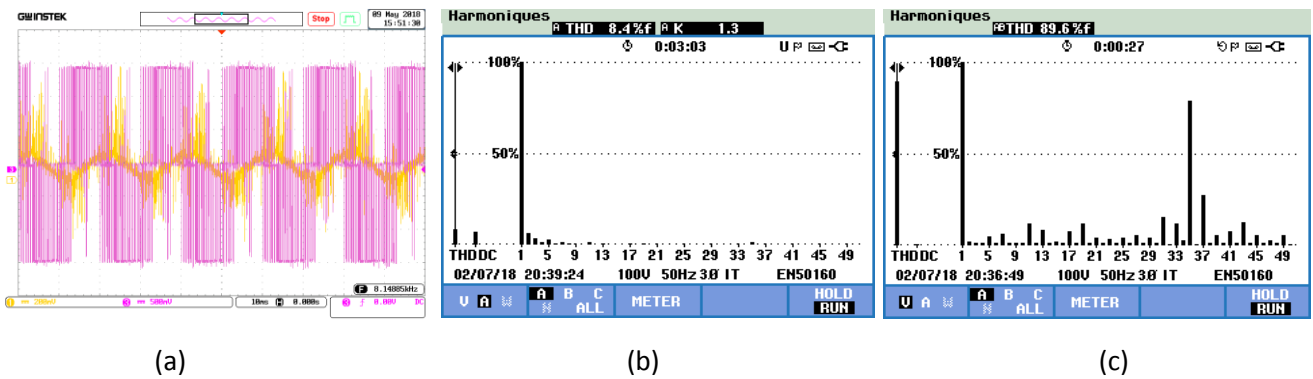


Figure III.35. Résultats expérimentaux pour $M_a = 0.9$, $f = 50$ Hz.

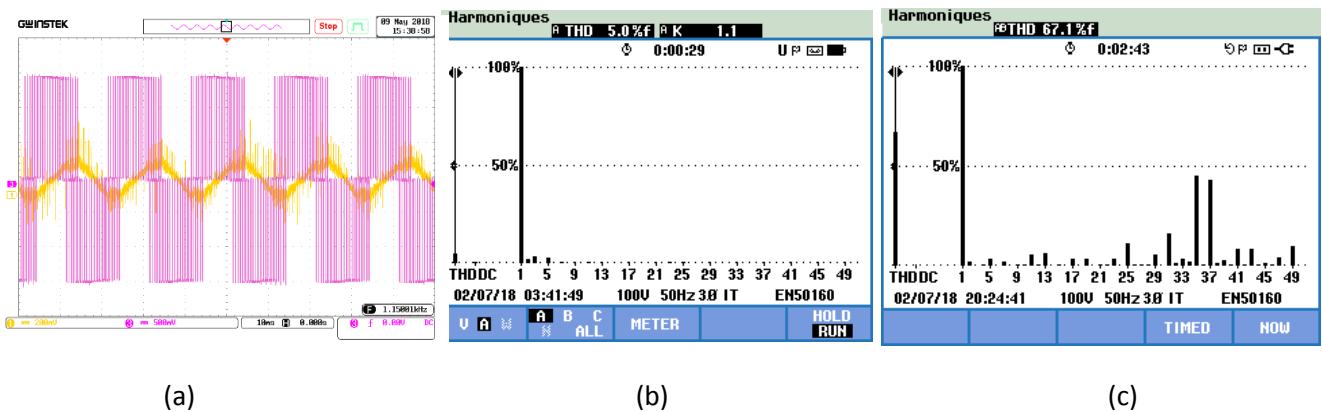


Figure III.36. Résultats expérimentaux pour $M_a = 1.1$, $f = 50$ Hz.

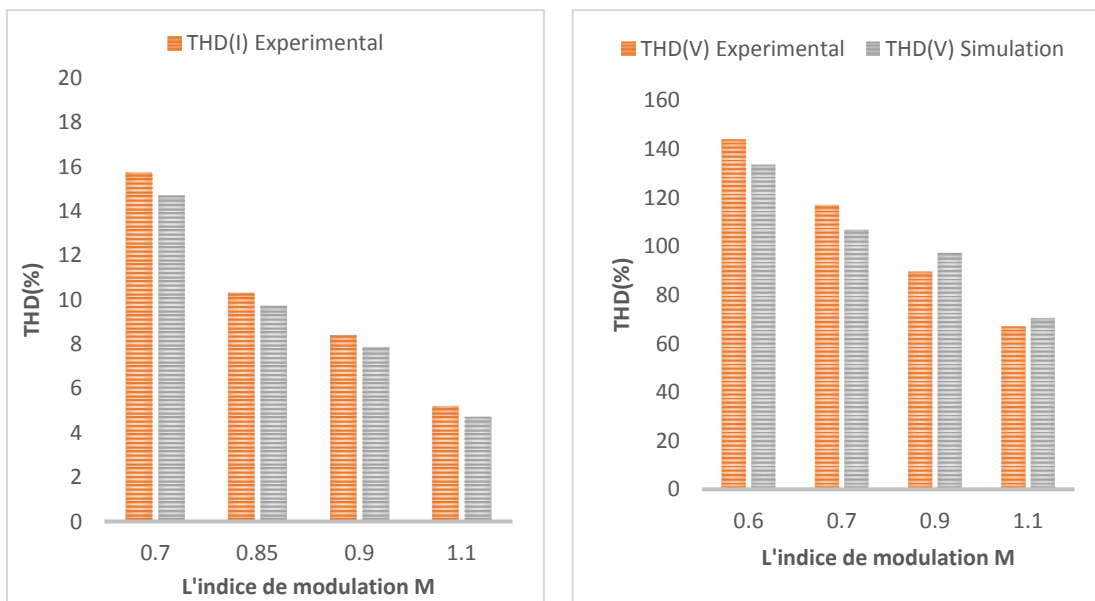


Figure III.36. Etude comparative entre la distorsion de la tension et du courant (simulation et expérimental)

Les résultats de simulation montrent que le nombre d'harmoniques éliminés augmente avec l'augmentation du nombre d'angles de commutation. L'évolution de la qualité du signal augmente en fonction de l'indice de modulation : pour $M=1.1$ la SHE-PWM donne un meilleur résultat. En ce qui concerne le spectre, on remarque que le THD du courant à

considérablement diminué. La fréquence de commutation $f_s = 1150$ Hz pour SHEPWM 11 angles en 50 Hz. Le THD d'onde de tension = 67,1% pour $M=1.1$ et $f_s = 750$ Hz pour 7 angles en 50 Hz. Le THD de la tension est augmenté en fonction de la basse fréquence à 70,4 %. Cette technique a un avantage de réduire la fréquence de commutation et diminuer par suite les pertes par commutation dans les composants semi-conducteurs.

III.8. Etude Comparative Des Différentes Commandes

La technique de la modulation par largeur d'impulsion (MLI) permet de construire un signal sinusoïdal réglable à partir d'une source à fréquence et à tension fixe. La MLI sinusoïdale triangulaire permet de se rapprocher du signal désiré et de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie. Elle repousse les harmoniques de la tension de sortie vers des rangs plus élevés à travers des fréquences de commutation importantes ce qui facilite davantage le filtrage.

Cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI (harmonique d'ordre bas) entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule dans la ligne et le convertisseur) et dans la charge (pertes Joules, fer et par courants de Foucault).

En revanche, la MLI vectorielle dans laquelle les angles de commutations sont calculés en ligne, offre par rapport à la modulation sinus-triangle un avantage sensible en ce qui concerne la diminution du déchet de tension le résidu harmonique, par la génération des tensions plus élevées avec une distorsion harmonique et une fréquence de commutation faible.

En ce qui concerne la SHE-PWM, la grande différence avec les méthodes MLI antérieurement présentées est que la MLI pré-calculée utilise un calcul global de l'ensemble des angles de commutation.

Ces angles sont déterminés de façon à éliminer certains harmoniques qui sont les plus gênants et donc indésirables pour le fonctionnement des charges telles que les moteurs électriques. Les instants de commutation sont calculés ce qui diminue la fréquence de commutation et réduit les pertes par commutation et aussi permet de minimiser de façon significative la distorsion du courant et de contrôler l'amplitude du fondamental par rapport aux autres,

Cette technique ne nécessite pas une puissance de calcul (Un μ processeur) donc elle est facile à implémenter.

L'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle génère une distorsion harmonique de tension très élevée par rapport aux autres.

Deux techniques sont utilisées pour calculer les angles de commutation (Newton Raphson modifié et algorithme génétique hybride). La première permet de guider efficacement la recherche vers de bonnes solutions dans l'espace de recherche pour des valeurs différentes de l'indice de modulation.

Par contre la deuxième permet de minimiser les harmoniques exprimés par une fonction objective afin d'obtenir une solution optimale après quelques itérations. Cette technique est caractérisée par une grande capacité de traitement parallèle, d'une grande robustesse et une capacité de recherche globale,

Ces algorithmes ont l'avantage de trouver la bonne solution même si on prend la première génération aléatoirement. Le calcul va ensuite converger rapidement vers la bonne solution.

L'approche Newton-Raphson modifiée est utilisée sans supposition d'angle de commutation initial pour obtenir une solution analytique de résolution des équations SHE et assurer une convergence rapide.

III.9. Conclusion

Ce chapitre décrit une stratégie visant à optimiser les angles de commutation d'un onduleur triphasé d'un système photovoltaïque (PV) autonome. Il présente des solutions non traditionnelles au problème d'élimination sélective des harmoniques (SHE) dans les entraînements des moteurs asynchrones alimentés par onduleur triphasé (VSI). Le problème est résolu de manière indépendante en utilisant des algorithmes génétiques hybride (HGA) et la méthode de Newton-Raphson modifiée. Les algorithmes génétiques ont l'avantage de trouver la bonne solution même si on prend la première génération aléatoirement. La solution va ensuite converger rapidement. La méthode Newton-Raphson Modifiée est utilisée pour résoudre les équations transcendantes de la technique SHEPWM qui produit toutes les solutions possibles sans supposition des angles initiaux (elle est unique). Cette technique modifiée n'est pas complexe et assure une convergence rapide vers la solution. Une vérification expérimentale en temps réel de l'application SHEPWM a été réalisée dans le simulateur OP5600 RT-Lab. Les résultats de la simulation montrent que la stratégie SHEPWM proposée permet de supprimer les harmoniques ciblés.

Chapitre IV

Décharges à barrière diélectrique et leurs alimentations



CHAPITRE IV : DECHARGES A BARRIERE DIELECTRIQUE ET LEURS ALIMENTATIONS

IV.1. Introduction

Le terme décharges à barrière diélectrique DBD regroupe toutes les configurations de cellule de décharge pour lesquelles un courant transite entre deux électrodes métalliques séparées par un gaz et par au moins un diélectrique. Ce diélectrique limite naturellement le courant et donc le passage à l'arc. Le diélectrique est un moyen simple et peu coûteux pour obtenir un plasma froid à la pression atmosphérique. Le caractère capacitif de la DBD implique d'alimenter ces dispositifs par une source de tension ou de courant alternative.

IV.2. Généralités sur les plasmas

Les plasmas constituent le quatrième état de la matière, faisant suite aux trois états classiques : solide, liquide et gaz. Donc Si nous prenons un élément de la matière à son état solide et on le chauffe, il évoluera comme montré sur le schéma de la figure IV.1. Cet élément passe graduellement par son état liquide, ensuite à l'état gazeux, puis au plasma. Pour cette raison le plasma est appelé souvent « le quatrième état de la matière » et constitue environ 99 % de la masse visible de l'univers [88].

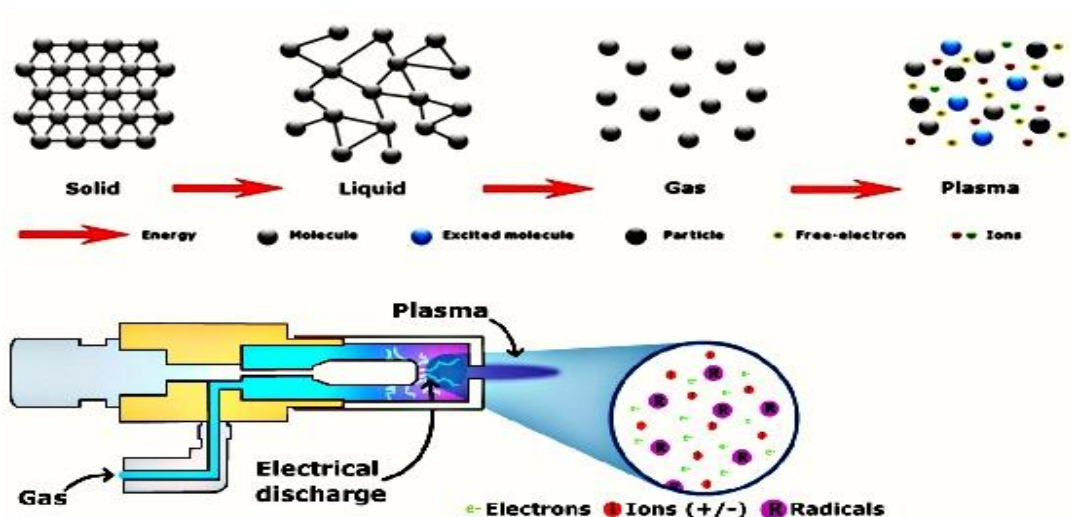


Figure IV.1 : États de la matière : du solide au plasma [89].

Le plasma est un gaz partiellement ou totalement ionisé suffisamment dense pour être quasi-neutre. Un plasma est constitué des particules neutres (atomes, molécules, radicaux libres), d'ions positifs ou et d'électrons (Figure IV.2). Il existe de nombreux types de plasmas naturels (étoiles, vent solaire, foudre, ionosphère...) et artificiels (les plasmas de laboratoire : décharges dans un gaz, arcs électriques, plasma produit par laser, par onde de choc, plasmas de fusion thermonucléaire) [88].

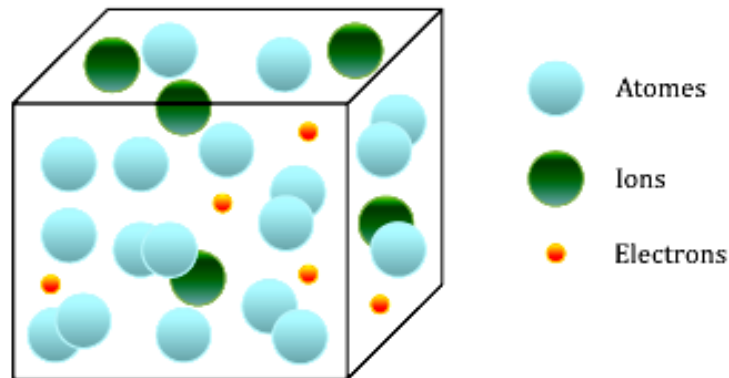


Figure IV.2 : Volume pour décrire un plasma de laboratoire et introduire le degré d'ionisation

IV.2.1. Paramètres physiques des plasmas

Tous les plasmas n'ont pas les mêmes caractéristiques et peuvent être ainsi classifiés en fonction de certains paramètres précis. Ces paramètres sont essentiellement :

Densité électronique n_e : est le nombre d'électrons libres par unités de volume (cm^{-3}).

Taux d'ionisation τ_i : représente le rapport du nombre d'électrons libre n_e sur le nombre de particules totales $n_e + N$, où N est le nombre de particules neutres par unité de volume.

Le taux d'ionisation est alors donné par :

$$\tau_i = \frac{n_e}{n_e + N} \quad (\text{IV.1})$$

On utilise également le rapport $\frac{n_e}{N}$ qui traduit l'importance des collisions entre particules chargées par rapport aux collisions entre particules chargées et neutres.

Température électronique T_e : correspond à la température absolue en Kelvin (K°) des électrons. On utilise aussi parfois l'énergie électronique kT_e (en électronvolt eV) avec k la constante de Boltzman, sachant que :

$$1 \text{ k}T_e \approx 1,4 \times 10^4 \text{ K.}$$

Libre parcours moyen λ : correspond à la distance moyenne parcourue par une particule chargée entre deux collisions. Il dépend de la vitesse des particules, ainsi que de la probabilité de collision [90].

IV.2.2. Différents types de plasmas

a) Plasmas froids ou hors équilibre : lorsque les électrons sont beaucoup plus énergétiques que les ions et les neutres, dans ce cas, la température des électrons (T_e) est très supérieure à celle des ions (T_i), elle-même proche de celle des espèces neutres du gaz environnant (T_0) : ($T_e \geq 10^4$ K) \gg ($T_i = T_0 \approx 300$ K). [91]

b) Plasmas chauds : lorsque les ions ont la même énergie que les électrons, les températures sont telles que : $T_e \approx T_i \geq 10^6$ K. Ce type de plasma est caractéristique de ceux rencontrés dans le domaine de la fusion thermonucléaire.

Les plasmas chauds ont un degré d'ionisation bien plus important que celui des plasmas froids. Une autre distinction est aussi faite pour les plasmas dits thermiques (entre les plasmas chauds et froids) pour lesquels $T_e \approx (\geq) (T_i \approx T_0 \approx 10^4$ K). Ces plasmas sont assez fortement ionisés. [91]

IV.3. Régimes de décharges

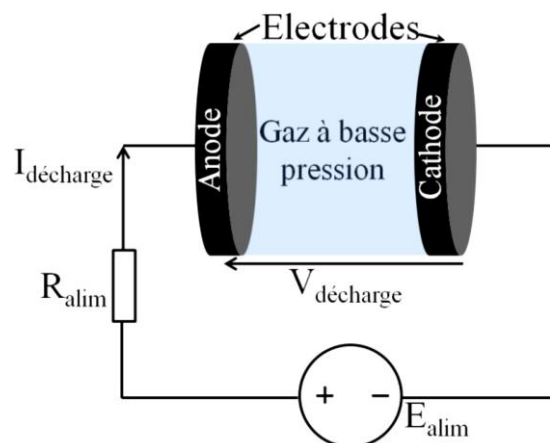


Figure IV.3 Décharge continue : électrodes parallèles

Nous pouvons distinguer chaque décharge par sa caractéristique courant/tension qui dépend de la géométrie des électrodes, du gaz utilisé. Cette caractéristique est fortement non linéaire. En effet, avant de devenir conducteur, le gaz peut être considéré en première approche comme un isolant. Afin d'expliquer la transition entre ces différents états, nous prendrons l'exemple d'une décharge alimentée en continu. Cette expérience a été initialement réalisée avec une alimentation en tension continue connectée à deux électrodes entre lesquelles était

confiné un gaz à basse pression voir figure IV.3. Cette expérience étant réalisée à basse pression et dans des conditions bien particulières. La succession d'états observés nous permet de passer en revue les différents modes de décharge existantes, mais ne donne en aucun cas une « chronologie » de l'évolution d'une décharge [92].

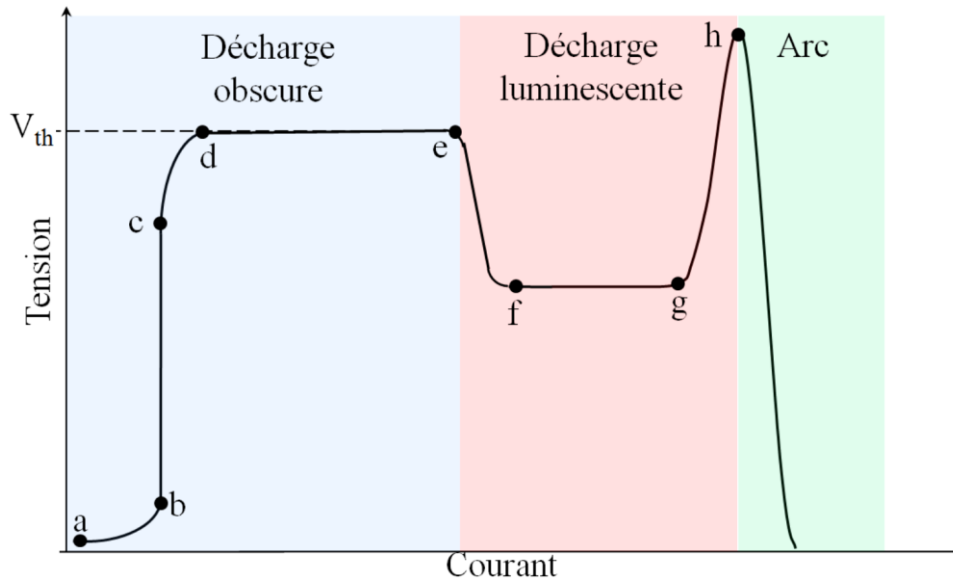


Figure IV.4 Caractéristique courant tension d'un gaz en régime DC à pression réduite

Nous passerons d'un type de décharge à un autre en suivant l'évolution croissante du courant. Nous distinguons trois principaux types de décharges à partir de la caractéristique courant/tension (Figure IV.4). Chaque couleur représente un type de décharge caractéristique. Chaque zone peut être encore divisée en sous zones.

IV.3.1. Décharge obscure

On comprend par son nom que c'est une décharge invisible à l'œil nu. Nous pouvons découper la zone en sous zones allant de a à e.

a-b: La tension d'alimentation aux bornes du dispositif présenté à la figure IV.3 est initialement nulle. Cette tension est augmentée progressivement, un très faible courant de décharge est alors mesuré. Le champ électrique uniformément réparti permet de mettre en mouvement les électrons germes initialement présents dans l'espace inter-électrodes. Ces électrons germes sont générés par le rayonnement cosmique. Il est important de noter qu'en absence de charge « germes », cette phase ne peut pas exister : il est donc impossible d'allumer une décharge. A ce stade, les électrons n'ont pas suffisamment d'énergie pour ioniser les atomes neutres du gaz.

b-c: La tension augmente mais le courant se sature à un certain niveau. En effet toutes les charges libres sont accélérées, cependant le champ électrique reste encore trop faible pour que les électrons acquièrent l'énergie suffisante à l'ionisation du gaz.

c-d: On franchit le seuil de champ suffisant pour que les électrons puissent ioniser certains atomes par collision inélastique. Cette ionisation s'accompagne logiquement de la création d'électrons, d'où l'augmentation du courant.

d-e: zone dite de la décharge de Townsend, les ions produits sont à leur tour accélérés par le champ électrique. Certains acquièrent suffisamment d'énergie pour créer des électrons par émission secondaire. On peut donc à ce stade avoir une décharge auto-entretenu : le nombre d'électrons extraits à la cathode est suffisant pour fournir les électrons créés par ionisation et captés à l'anode. Cependant la densité ionique est encore trop faible pour déformer le champ géométrique. Le gaz est alors clairement conducteur. La tension de ce type de décharge n'évolue pas avec le courant et correspond à la tension de claquage du gaz. A la pression atmosphérique, cette tension est de l'ordre de plusieurs kilovolts et le courant de quelques milliampères. Ce type de décharge peut être obtenu dans les DBD homogènes dans l'azote ou l'air [92].

IV.3.2. Décharge luminescente

On peut séparer ce type de décharge en différents "sous-régimes". Nous avons d'abord la décharge luminescente sub-normale dans laquelle il n'y a pas encore de plasma mais le champ géométrique se déforme petit à petit par la charge d'espace ionique qui se forme à la cathode : zone allant de **e à f**. Ce régime est extrêmement instable du fait de la caractéristique courant-tension à pente négative. Un générateur ne peut donc maintenir ce régime mais il est préalable à la décharge luminescente normale dans laquelle la tension de décharge reste constante pour plusieurs ordres de grandeur du courant de décharge : zone allant de **f à g** de la Figure IV.4. Du fait de la faible mobilité des ions par rapport à celle des électrons, une zone de charge d'espace apparaît, déformant le champ géométrique : elle ne recouvre donc pas la totalité de la surface des électrodes. La densité de courant est même constante dans cette zone. On observe alors une charge d'espace positive proche de la cathode, appelée gaine cathodique, où se concentre le champ électrique et une zone de plasma quasi neutre entre la gaine cathodique et l'anode appelée colonne positive. La particularité de cette zone de plasma

est sa luminosité ; c'est pourquoi elle est privilégiée pour les applications d'éclairage et notamment dans les lampes à décharge à barrières diélectriques. Il est à noter que dans le régime normal, c'est la déformation du champ électrique qui permet de travailler à tension plus faible. Nous passons ensuite en décharge luminescente anormale où le plasma recouvre la surface de la cathode : zone allant de **g** à **h** Figure IV.4. Dans cette partie la densité de courant dans la gaine cathodique augmente.

IV.3.3. Arc

L'augmentation de la densité de courant implique une augmentation de l'ionisation ; la cathode chauffe et émet des électrons. On appelle ce phénomène thermo-ionisation. La tension de décharge baisse alors que le courant de décharge augmente ; on transite alors au régime d'arc. La tension est alors de quelques dizaines de volts et le courant peut atteindre plusieurs milliers d'Ampères. Ce régime se caractérise par des températures très élevées et par une consommation du métal de la cathode [91].

IV.3.4. Notion de claquage dans le gaz

Comme on vient de le voir, lorsqu'un courant électrique traverse un gaz, on peut générer un plasma. Les gaz sont des isolants et deviennent conducteurs lorsqu'un nombre suffisant de porteurs de charge est généré.

En effet, lorsque nous reprenons le dispositif de la Figure IV.3, un électron primaire va être accéléré par le champ électrique et peut ioniser un atome du gaz. Un électron supplémentaire va alors être libéré puis accéléré et va acquérir une énergie suffisante afin d'ioniser lui aussi une autre particule. Ce phénomène d'ionisation successive est appelé **l'avalanche électronique**.

Ce phénomène se poursuit jusqu'à ce que l'avalanche arrive à l'anode. Cette avalanche trace le chemin au claquage du gaz. Sur le dispositif de la Figure IV.3, la tension de claquage ne dépend que de deux paramètres : la pression du gaz et la distance inter-électrodes, selon la loi de Paschen.

A une pression donnée, plus la distance inter-électrodes diminue, plus faible est la tension nécessaire pour produire un claquage du gaz. Ceci est vrai jusqu'à une valeur appelée minimum de Paschen en dessous de laquelle la tension disruptive remonte. La formule de la tension de claquage est donnée par :

$$V_{\text{claquage}} = \frac{B.P.d}{\ln(A.P.d) \ln(\ln(1 + \frac{1}{\gamma}))} \quad \text{IV.2}$$

A et B sont des constantes propres à chaque gaz.

γ : représente le coefficient d'émission d'électrons secondaires à la cathode.

P : la pression dans le gaz

d : la distance inter électrodes.

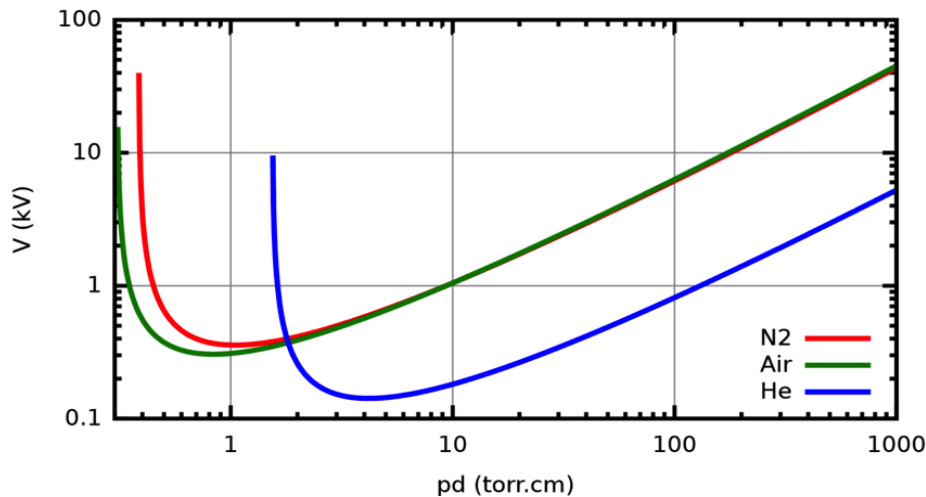


Figure IV.5 : Courbe de Paschen pour différents gaz

V_{claquage} est donc la tension minimum à atteindre pour « allumer » une décharge. Elle dépend comme nous venons de le voir, et comme le montre la Figure IV.5, du produit pression distance mais aussi de la nature du gaz. [93]

IV.3.5. Décharges à pression atmosphérique

Les mécanismes de décharge décrits plus haut sont principalement observés à faible produit pression-distance. Lorsque la pression augmente, les mécanismes de claquage diffèrent pour des distances inter-électrodes supérieures à quelques centaines de micromètres. Les mécanismes d'amorçage ont alors tendance à se localiser et à former un amorçage de type streamer. Si le courant local n'est pas limité, on transite alors facilement à l'arc électrique. Pour cela on peut jouer sur l'alimentation électrique en utilisant des alimentations limitées en courant (décharge couronne DC) ou en utilisant des alimentations nano-pulsées afin de ne pas laisser le temps à la décharge de se développer complètement. On peut aussi simplement rajouter un diélectrique entre les deux électrodes comme pour les décharges à barrières diélectriques. [94]

IV.4. Définition des décharges à barrières diélectriques (DBD)

Une DBD est une source de plasma froid hors d'équilibre caractérisée par la présence d'au moins un diélectrique entre les deux électrodes métalliques figure IV.6.

La présence de diélectrique permet de limiter le courant local passant à travers la décharge et donc d'éviter le passage à l'arc, en contrepartie, cela impose l'utilisation d'une excitation électrique alternative [95] [96].

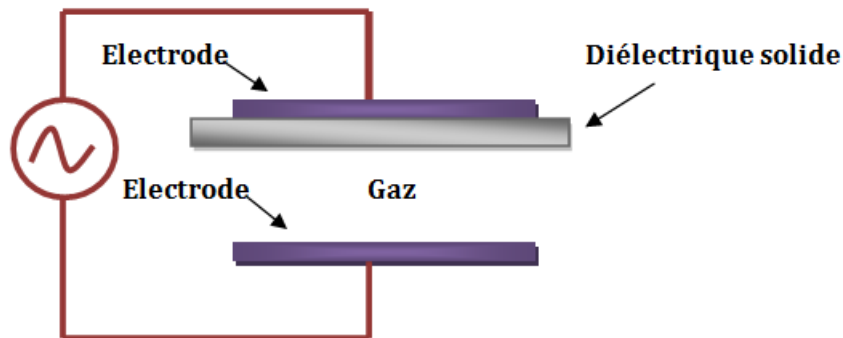


Figure IV.6 Configuration classique d'une DBD

La Décharge à Barrière Diélectrique (DBD) ou « **décharge silencieuse** » fait partie des plasmas hors équilibre thermodynamique qui a été découverte par Siemens. (Le nom de décharge silencieuse était proposé en 1860 par Andrews et Tait.

La DBD est généralement constituée par des filaments (cylindriques) ; ces filaments appelés aussi « micro-décharges » ou « streamers », ont une caractéristique schématisée à la figure IV.7.

La micro-décharge présente un diamètre faible dans la plupart du volume ($\sim 200 \mu\text{m}$ à pression atmosphérique) ; elle s'étale à proximité du diélectrique (comportement diffus). Chaque micro-décharge peut être, à priori, considérée comme une décharge normale en régime transitoire (plasma hors équilibre). [97]

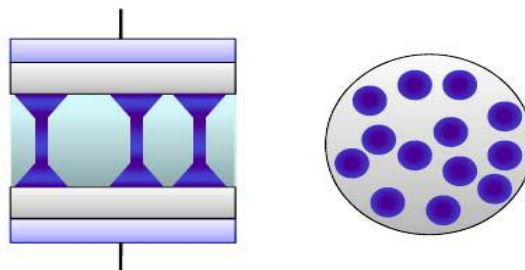


Figure IV.7 Micro-décharges dans une configuration à deux barrières diélectriques. Les micro-décharges, ont une géométrie cylindrique

IV.5. Principe de fonctionnement de la décharge a barrière diélectrique (DBD)

Suite à l'application d'une tension suffisamment élevée sur les électrodes, le claquage du gaz conduit à la formation d'un canal conducteur appelé micro-décharge (Figure IV.8). Cette micro-décharge peut être représentée par le schéma équivalent de la Figure IV.8.a.

Le passage du courant induit une accumulation de charges sur la surface du diélectrique solide qui se traduit par une chute de la tension appliquée sur le gaz. Ceci conduit à l'extinction de la décharge et ainsi, la micro-décharge est bloquée bien avant d'avoir atteint un degré d'ionisation suffisant pour transiter en régime d'arc.

Tant que la tension appliquée augmente, des micro-décharges amorcent en des endroits différents sur le diélectrique, car la présence de charges résiduelles sur le diélectrique diminue le champ électrique appliqué sur le gaz aux positions où des micro-décharges se sont déjà développées (Figure IV.8-b). Au changement de polarité (Figure IV.8-c), les charges précédemment déposées sur le diélectrique permettent un claquage du gaz sous un champ plus faible que lors de la première alternance.

La barrière diélectrique limite la quantité de charge et l'énergie déposée dans chaque micro-décharge et distribue les micro-décharges uniformément sur toute la surface de l'électrode. Tant que la tension appliquée est en augmentation croissante les micro-décharges sont initiées à de nouveaux endroits. Cependant, lorsque la tension est inversée, les prochaines micro-décharges se produisent à l'endroit des micro-décharges précédentes [100]

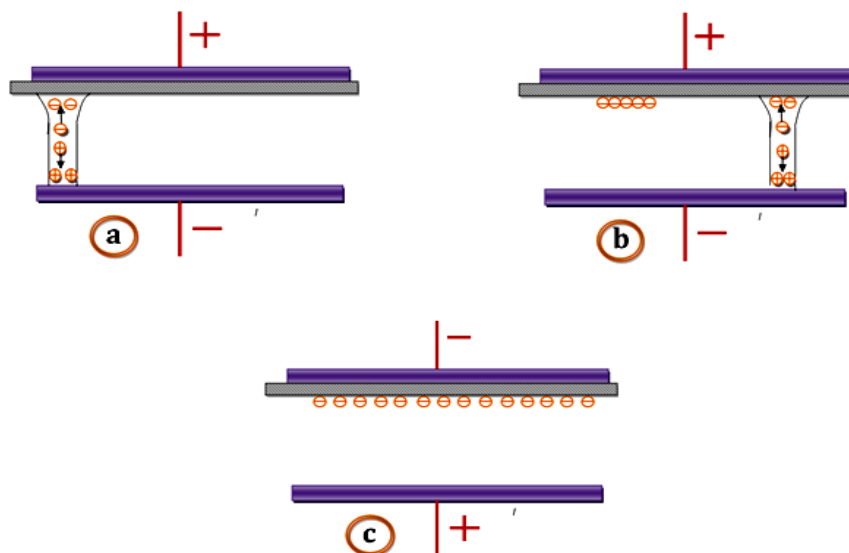


Figure IV.8 Principe de fonctionnement d'une DBD : (a) établissement d'une première micro-décharge, (b) extinction de la première micro-décharge et amorçage d'une nouvelle, (c) changement de la polarité appliquée sur les électrodes

IV.6. Configuration typique des DBD

Le principe de la décharge à barrière diélectrique consiste à ajouter un diélectrique entre les électrodes. Plusieurs géométries peuvent être utilisées, comme présenté en Figure IV.9.

Le terme de DBD regroupe toutes les configurations de cellule de décharge pour lesquelles un courant transite entre deux électrodes métalliques séparées par un gaz et par au moins une couche d'un matériau isolant.

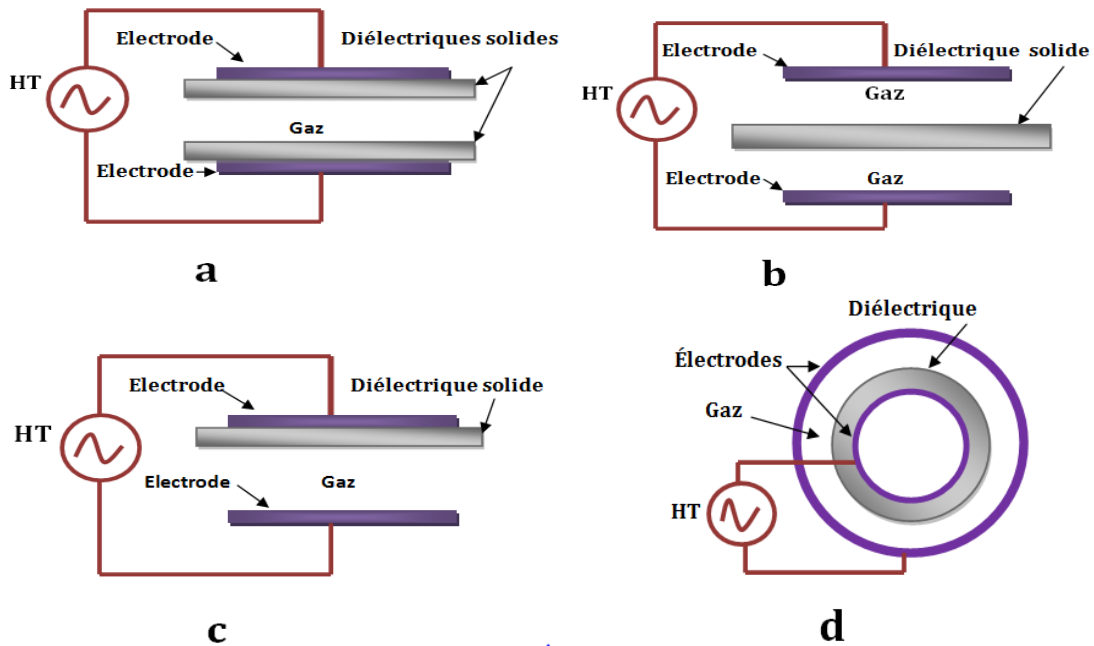


Figure IV.9 Quelques géométries de dispositifs de décharge à barrière diélectrique

- **La disposition plan-plan (a) Figure IV.9**, permet d'éviter le contact entre le plasma et les électrodes. Cet arrangement est intéressant lorsqu'on travaille avec un plasma corrosif qui pourrait user les électrodes [98].
- **La configuration (b)** permet l'obtention simultanée d'une décharge de part et d'autre du diélectrique, propriété intéressante si, par exemple, la barrière diélectrique est réalisée à l'aide du matériau à traiter. Dans ce cas, le matériau est traité sur les deux faces simultanément. Les diélectriques couramment utilisés sont le verre, le quartz et la céramique. [99]
- **Les configurations coplanaires (d)** sont plutôt utilisées pour les applications de traitements de surface tandis que les cylindriques sont plus adaptées aux traitements des gaz.

IV.7. Types de décharges à barrière diélectrique (DBD)

Les décharges fonctionnant en présence d'un diélectrique s'établissent en général selon un mode de décharge filamentaire ou micro-décharge. Parfois, dans des conditions très particulières, la décharge s'établit de façon homogène dite " glow discharge ". L'utilisation d'un isolant permet également de générer des décharges soit en volume soit de surface. [100]

IV.7.1. Décharges en volume

C'est la première décharge qui a été observée. Le diélectrique joue le rôle d'un condensateur en série avec le plasma, ce qui a un effet stabilisateur et conduisant à un grand nombre de micro-décharges, de petite impulsion dans tout l'espace inter-électrodes. Ces micro-décharges ont un diamètre de quelques centaines de micromètres, un temps de vie de 100 ns. Ses caractéristiques dépendant de la nature et de la pression du gaz (Eliasson et Kogelschatz, 1991). [111]

Les DBD en volume, se caractérisent par une décharge de type filamentaire. Différentes possibilités de géométries de DBD en volume sont présentées dans la figure IV.10.

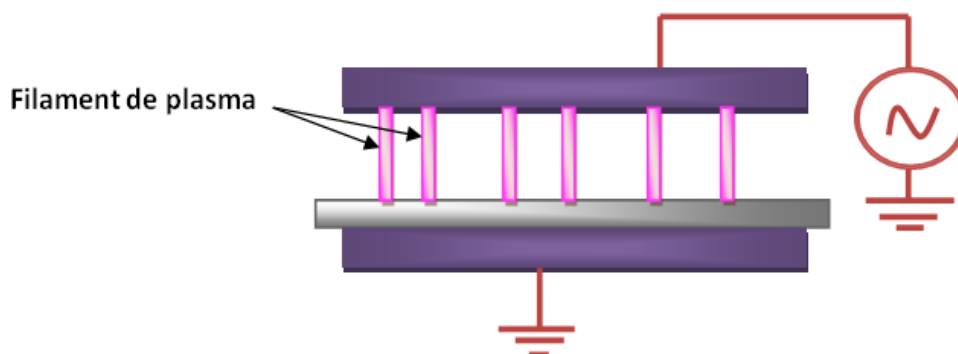


Figure IV.10 Décharge à barrière diélectrique volumique

IV.7.2. Décharges en surface

Les DBD en surface sont caractérisées par une faible tension d'allumage et une extension graduelle à la surface du diélectrique. Contrairement aux décharges en volume, il n'y a pas d'espace de décharge clairement défini. Le claquage se produit à la tension minimale de **Paschen** près de la zone de triple jonction (métal-diélectrique-gaz) (Figure IV.11).

La décharge se propage à la surface mais est comblée rapidement après allumage, limitant son extension radiale.

La forme de la décharge dépend des polarités respectives de l'électrode de surface et de la contre-électrode. Si l'électrode de surface est la cathode, la surface se charge de manière homogène; pour des polarités opposées une structure de filaments apparaît. [102]

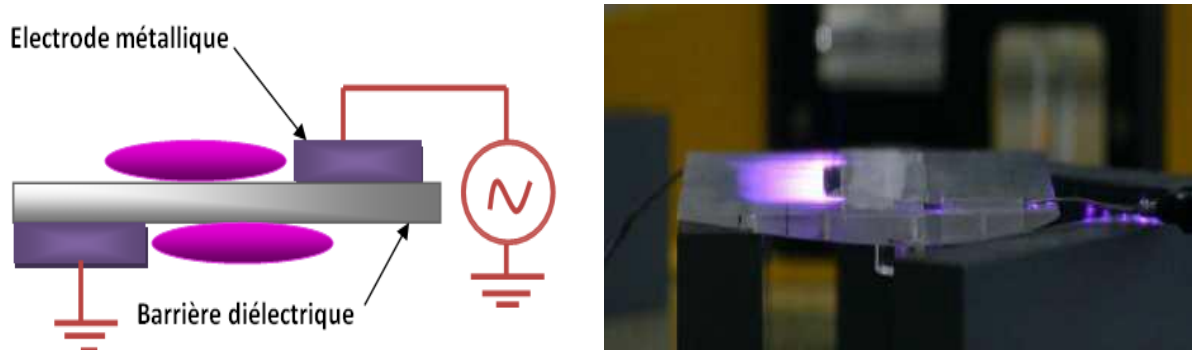


Figure IV.11 Configurations de décharges de surface

IV.8. Modelés électriques des « DBD »

Il est très important de pouvoir modéliser la DBD afin de concevoir son alimentation électrique. Nous ne cherchons pas à représenter finement le comportement du plasma mais plutôt à décrire le comportement macroscopique électrique de la DBD. De plus, il est préférable d'avoir un modèle de type circuit électrique, pour sa simplicité d'implantation dans un logiciel de simulation.

Plusieurs modèles ont été proposés selon les applications visées. Lorsque nous considérons le schéma de la Figure IV.9, nous pouvons naturellement déduire la présence de capacités dans la modélisation électrique, à cause de la présence des diélectriques mais aussi de l'espace du gaz (qui est un isolant avant l'allumage de la décharge).

Ce modèle où une résistance variable est juste placée en parallèle à la capacité C_{gaz} . Lorsque la décharge est éteinte cette résistance est infinie et lorsqu'elle est allumée cette résistance devient très faible. Cette résistance représente la puissance réelle consommée par la décharge [103].

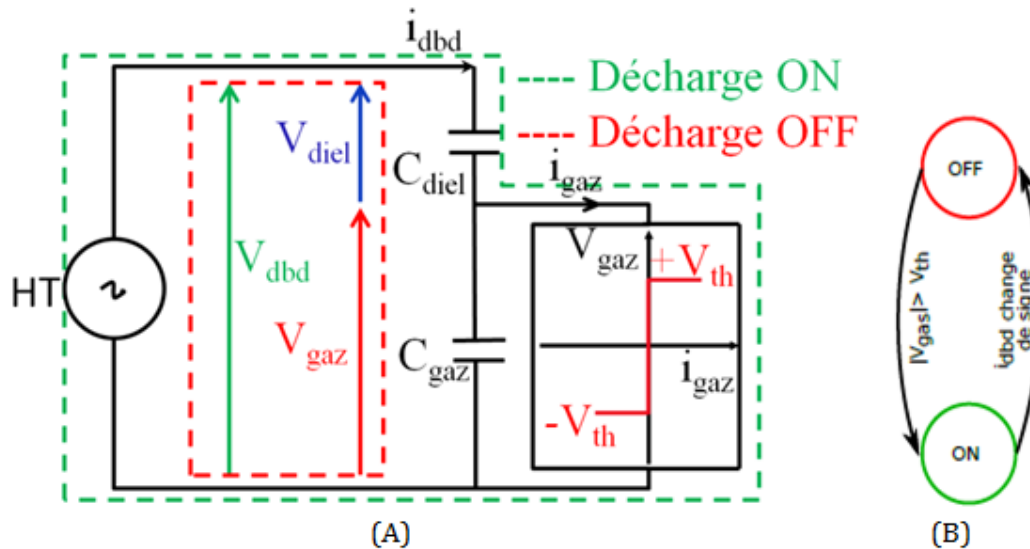


Figure IV.12 Modélisation de la DBD

Dans ce qui suit, la capacité des deux diélectriques en série sera toujours définie par C_{diel} et la capacité du gaz par C_{gaz} . En général, $C_{gaz} \ll C_{diel}$. Lorsque la décharge est éteinte la tension aux bornes de la DBD est régie par la capacité équivalente C_{eq} .

Cette dernière est la mise en série de C_{diel} et de C_{gaz} et est en général très proche de C_{gaz} . Lorsque la décharge est allumée, nous considérons que la tension de gaz ne varie pas et reste égale à la tension de claquage $\pm V_{th}$ (le signe dépend de la direction du courant).

Elle ne prend pas en compte les phénomènes locaux, mais rend compte d'un point de vue macroscopique et est largement suffisante pour tenir compte des non-linéarités du plasma dans une démarche de conception d'alimentations. Comme nous le voyons sur la Figure IV.12, la décharge est modélisée par un dipôle de caractéristique (V_{gaz}, I_{gaz}) qui traduit le mécanisme de claquage. Cette caractéristique est en parallèle avec la capacité gaz C_{gaz} . [104] [105]

IV.8.1. Paramètres de régulation de la DBD

Nous allons désormais étudier l'influence des différents paramètres de la DBD sur les caractéristiques de la décharge.

1- Influence de la tension

Lorsque la tension augmente, elle régule le nombre de micro-décharges par cm^2 pendant une demi-alternance.

2- Fréquence

Le nombre de décharges par unité de temps et le courant de décharge augmentent avec la fréquence d'alimentation. Plus la fréquence est élevée et plus le temps est court entre la dernière décharge d'une demi-alternance et la première de la demi-alternance suivante. Les charges ont moins de temps pour se neutraliser et renforcent le champ.

3- Distance inter-électrodes

La charge moyenne par micro-décharge en fonction de la distance inter-électrodes (figure IV.13) est calculée à partir d'une valeur moyenne de 100 micro-décharges.

La figure IV.13 montre que la distance inter-électrode régule la quantité de charge par impulsion, qui définit l'énergie d'un filament. Celle-ci augmente avec la distance inter-électrodes. [105]

En résumé, l'énergie d'un filament est définie par la distance inter-électrodes. Le nombre de micro-décharges par seconde est défini par la fréquence. Le nombre de micro-décharges par unité de surface est corrélé à la tension appliquée au système.

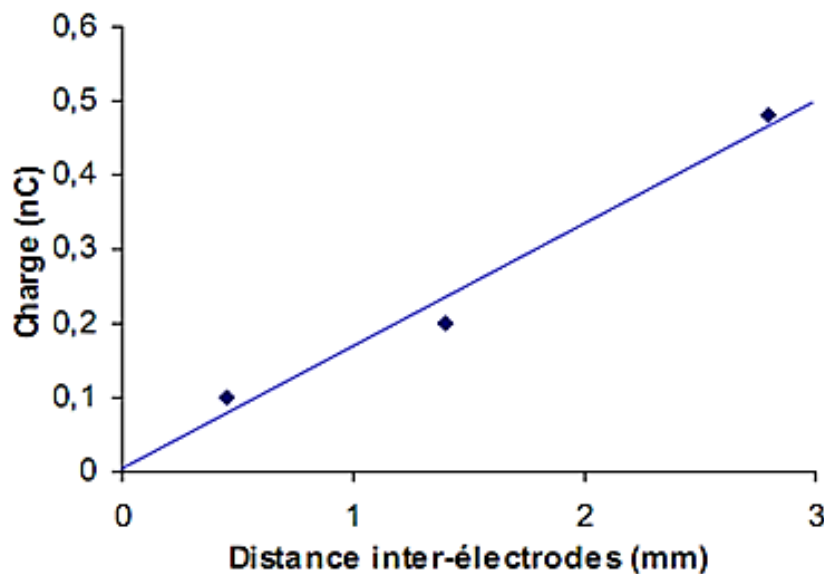


Figure IV.13 Charge par micro-décharge selon la distance inter-électrodes (verre, $e=2\text{mm}$)

IV.9. Quelques Applications

On présente dans cette partie les principales applications des DBD qu'elles soient industrielles ou encore réservées à l'étude en laboratoire

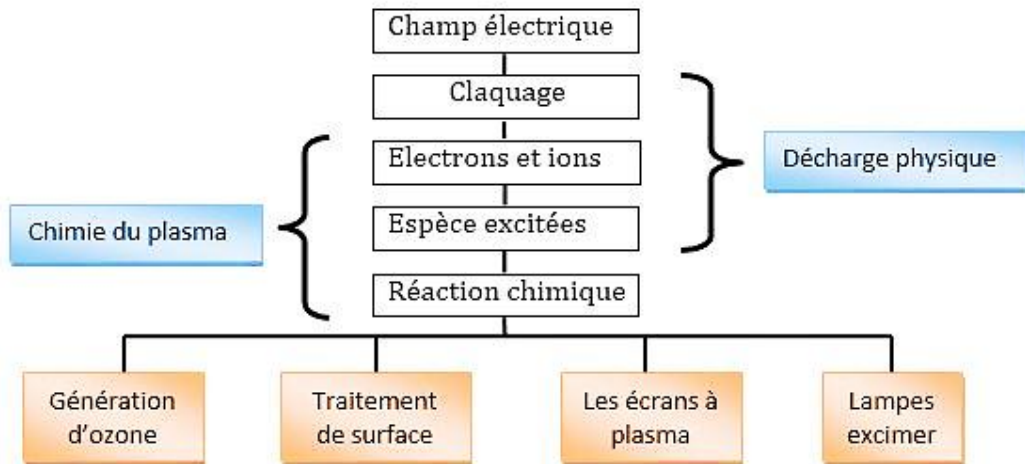


Figure IV.13 Diagramme indiquant le principe général des DBD et leurs applications

IV.9.1. Production d'ozone

L'ozone est connu pour être un oxydant très puissant mais très instable se dégradant en O_2 très rapidement. Ceci lui permet d'être préféré au chlore pour la décontamination de l'eau. La matière première pour la production d'ozone est gratuite et abondante puisque le dioxygène dans l'air est utilisé, ou d'autres mélanges gazeux composés d'oxygène et d'azote « N_2 » (moléculaire à son état Fondamental). Grâce à la décharge produite par la DBD, le dioxygène est décomposé et on obtient la formation de radicaux oxygénés. Ces derniers en se liant conduisent à la formation d'ozone (O_3). La liaison entre ces trois atomes d'oxygène est faible et c'est cette propriété qui fait le caractère très oxydant de l'ozone. L'élimination des bactéries, des virus et des odeurs désagréables par l'ozone devient possible.

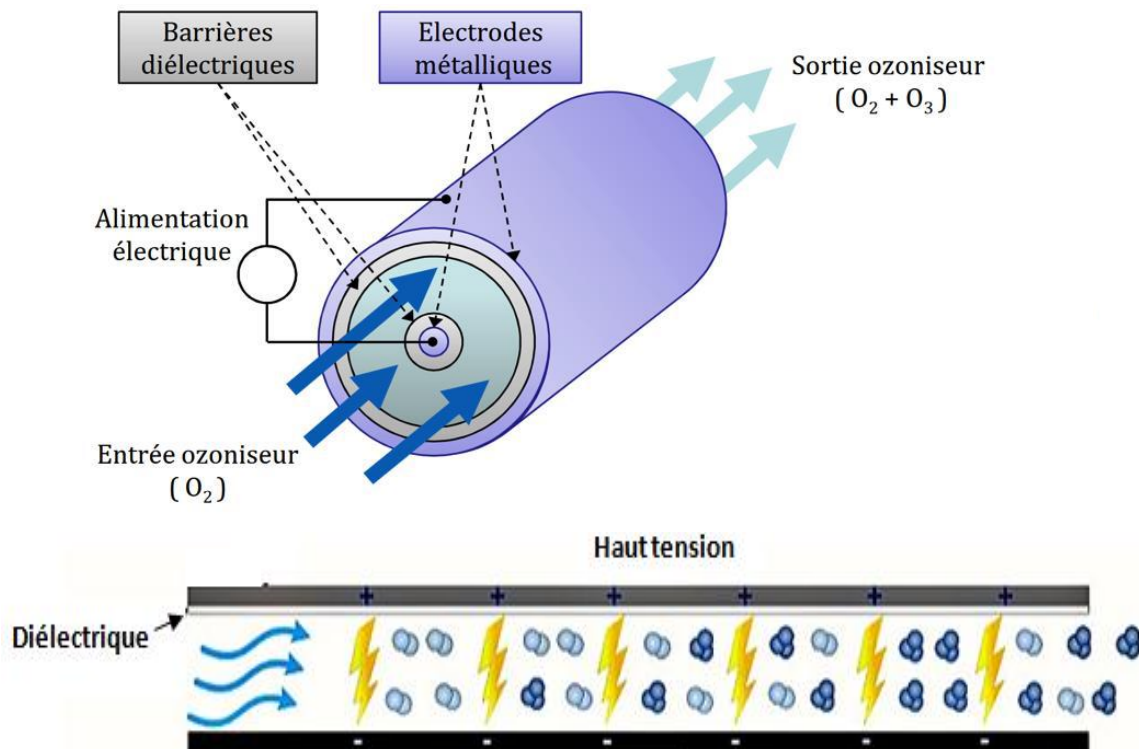


Figure IV.15 Schéma de principe d'un Ozoniseur

L'appareil de décharge est constitué de deux plaques de métal séparées par une couche d'air et un isolant électrique de constante diélectrique élevée, comme le mica ou un verre borosilicaté. Une différence de potentiel élevée est appliquée entre les deux plaques, ce qui entraîne la dissociation des molécules d'oxygène et leur recombinaison en ozone. [106]

IV.9.1.1. Réactions de l'ozone sur les bactéries, virus et germes

Les bactéries sont des créatures microscopiques, monocellulaires ayant une structure primitive. La bactérie est recouverte d'une membrane relativement résistante.

L'ozone se heurte à la paroi de la bactérie, une quantité suffisante d'ozone passe à travers la membrane cellulaire et cela mène à la destruction des bactéries. La Figure IV.16 montre les étapes d'oxydation des bactéries par l'ozone.

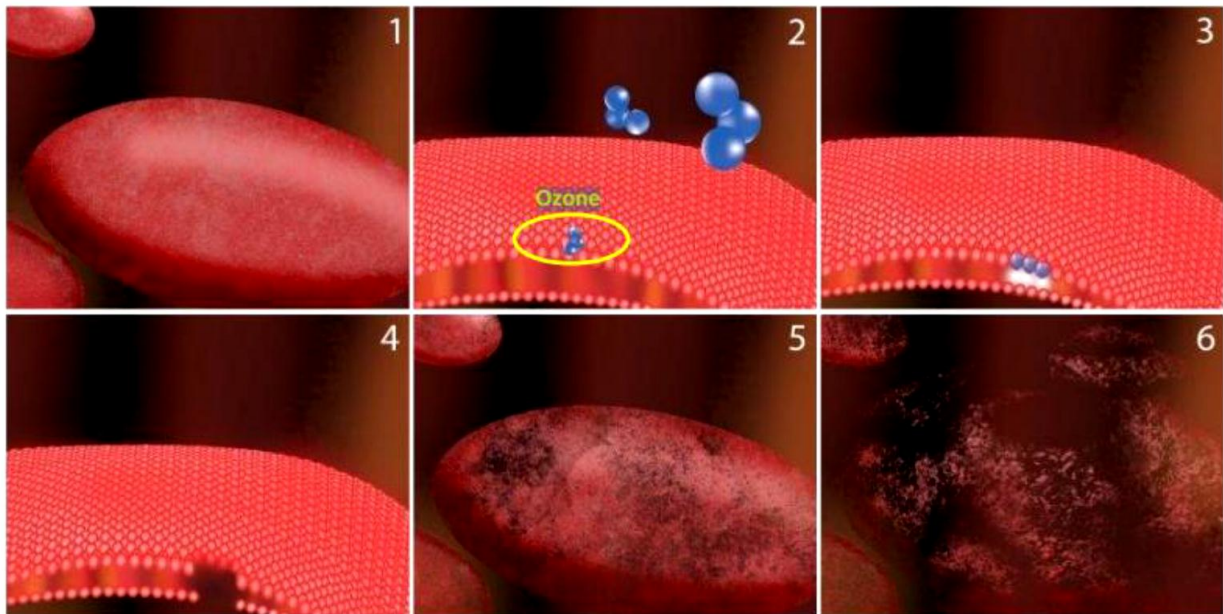


Figure IV.16 Effets de l'ozone sur les bactéries

1. Image d'une cellule de bactéries
2. Gros plan d'une molécule d'ozone entrant en contact avec un mur bactérien
3. Ozone pénétrant et créant un trou dans le mur bactérien
4. Gros plan - Effet de l'ozone sur la paroi cellulaire
5. Quelques molécules d'ozone rentrent en contact avec la cellule bactérienne
6. Destruction de la cellule par l'ozone [107].

IV.9.1.2. Réactions de l'ozone devant les odeurs

Une "odeur" est en général causée par la présence de composés organiques volatiles dans l'air. L'ozone, oxydant puissant, réagit avec ces molécules organiques et élimine l'odeur de façon permanente (figure IV.17), notamment celles de : tabac, animaux domestiques, fastfood, peinture, urine, viande, poisson, fumées et feux ; chlore, etc. Il détruit également les bactéries et limite leur développement. L'ozone oxyde les odeurs.

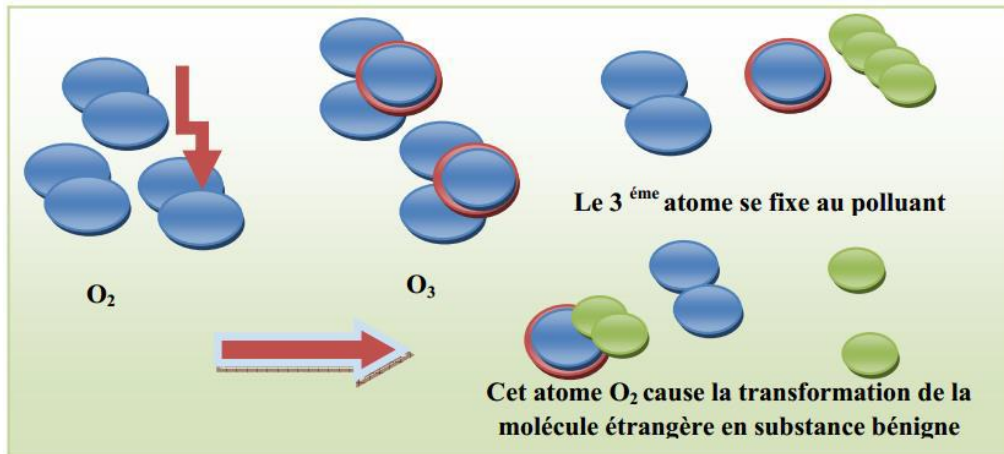


Figure IV.17 Effets de l'ozone sur les odeurs [108]

IV.9.1.3. Traitement des eaux par l'ozone

L'ozone a plusieurs applications à savoir la désinfection de l'air mais la plus célèbre sert essentiellement au traitement de l'eau [109-110], en éliminant les bactéries, les virus et les odeurs désagréables. La production d'ozone « O₃ » à pression atmosphérique, est réalisée à partir de l'air. La figure IV.18, présente le schéma de principe d'un ozoniseur alimenté en oxygène. La DBD est constituée de deux barrières diélectriques coaxiales et la décharge est effectuée dans le volume par lequel le gaz circule. Le courant électrique va convertir une partie du gaz entrant en ozone.

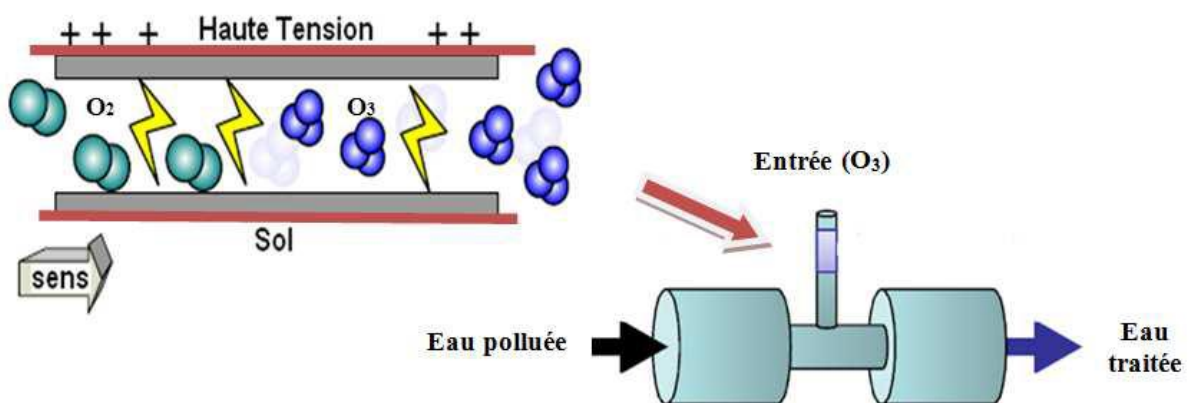


Figure IV.18 Schéma de principe d'un ozoniseur utilisé dans le traitement d'eau
Lorsque l'on traite de l'eau de piscine, par exemple, par du chlore on observe des effets indésirables tels que l'irritation ou la rougeur des yeux, mais aussi l'irritation ou le dessèchement de la peau. Ces effets pourraient être évités avec un traitement par ozone.

Dans le cadre de la dépollution de l'eau, l'oxygène est aspiré puis par décharge électrique transformé en ozone injecté sous forme de bulles d'air dans l'eau.

IV.10. Sources d'alimentations électriques pour « DBD »

L'alimentation est un point clé pour les dispositifs de décharges DBD ; elle permet notamment de régler la puissance injectée dans la décharge.

La nature capacitive de la décharge implique d'alimenter la DBD par une source de courant alternative. Les sources d'alimentation pour DBD sont diverses, la majorité nécessite la présence de transformateur élévateur afin d'obtenir des hautes tensions. En effet, la plupart des applications DBD présentées plus haut fonctionnent à une pression proche de la pression atmosphérique. La tension de claquage est alors de plusieurs kilovolts. Il est alors nécessaire de placer un transformateur élévateur entre l'alimentation et la DBD pour atteindre des niveaux de tension élevés. De plus, la présence des diélectriques augmente sensiblement la tension à appliquer. Couramment les alimentations utilisées développent des tensions de plusieurs kilovolts.

Il existe différentes topologies utilisées comme source d'alimentation pour la DBD visant à intégrer : une longue durée de vie, de petite taille, un poids et un coût réduit et en mesure de fournir la tension nécessaire pour démarrer le processus de décharge. D'autre part, il y'a deux principales caractéristiques à prendre en compte lorsque l'alimentation est conçue pour tout type de charge : efficacité électrique et facteur de puissance (PF) [104].

IV.10.1. Alimentation en tension sinusoïdale

Du fait de la présence du transformateur, alimenter une DBD avec une tension sinusoïdale est sans doute la façon la plus évidente et la plus simple. L'idée est d'utiliser un générateur de signaux qui permet le réglage de l'amplitude et de la fréquence comme le montre la Figure IV.19.

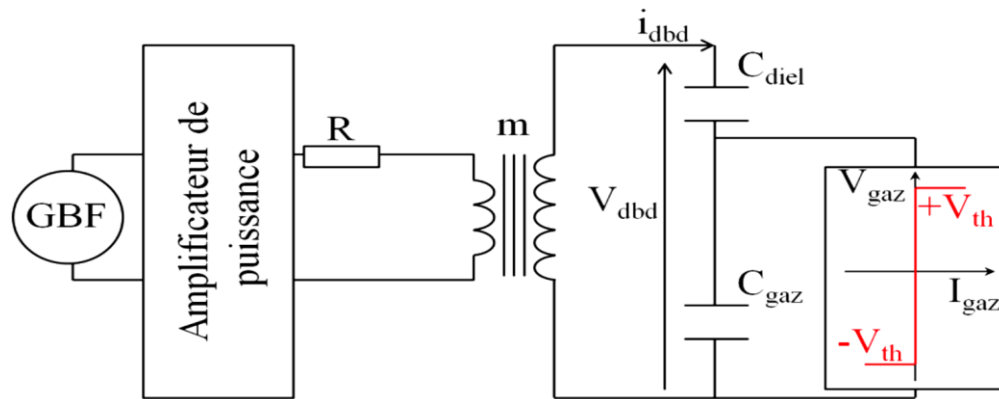


Figure IV.19 Alimentation en tension sinusoïdale : cas idéal

La puissance délivrée par ce genre de générateur est très faible. Le courant est amplifié par un amplificateur linéaire de type classe A ou classe B. Dans la gamme de fréquence usuelle, un amplificateur audio est très souvent utilisé. La tension est de quelques volts à la sortie de l'amplificateur ; un transformateur élévateur permet d'amplifier la tension. Afin d'atteindre des tensions de plusieurs kilovolts, le rapport de transformation est très élevé. L'impédance de la DBD ramenée coté primaire est donc très faible. Il faut donc en général ajouter une résistance en sortie de l'amplificateur audio, afin d'adapter son impédance de sortie (4 ou 8 ohm). L'ajout de cette résistance, ainsi que les pertes intrinsèques liées à l'utilisation d'un amplificateur linéaire, implique un faible rendement de ce type d'alimentation. [93]

IV.10.2. Alimentation en tension de forme rectangulaire

Le convertisseur présenté à la figure IV.20 est proposé par S. Liu [111]. Dans ce dernier, la tension du secteur de fréquence 50Hz est utilisée et redressée par un pont de diodes c'est le premier convertisseur AC-DC du schéma. Cette tension va charger la capacité C1 et la tension continue obtenue sera convertie, via un onduleur, en une tension sinusoïde haute fréquence. Un transformateur élévateur permettra d'amplifier cette haute tension sinusoïdale obtenue qui sera par la suite redressée en tension continue qui chargera la capacité C2. Lorsque S1 est fermé et S2 ouvert, la haute tension aux bornes de C2 charge les capacités de la DBD. La tension aux bornes de la DBD passe de zéro à la tension aux bornes de C2. Cette tension aux bornes de la DBD est constante aussi longtemps que S1 reste fermé. Lorsque S1 est ouvert et S2 est fermé, la DBD est court-circuitée et on décharge les capacités de la DBD via cet interrupteur. Une haute tension rectangulaire est donc obtenue aux bornes de la DBD. Ce convertisseur peut fournir des tensions pouvant aller de 0 à 15kV, cette tension est réglée grâce au convertisseur AC-DC avant la capacité C2.

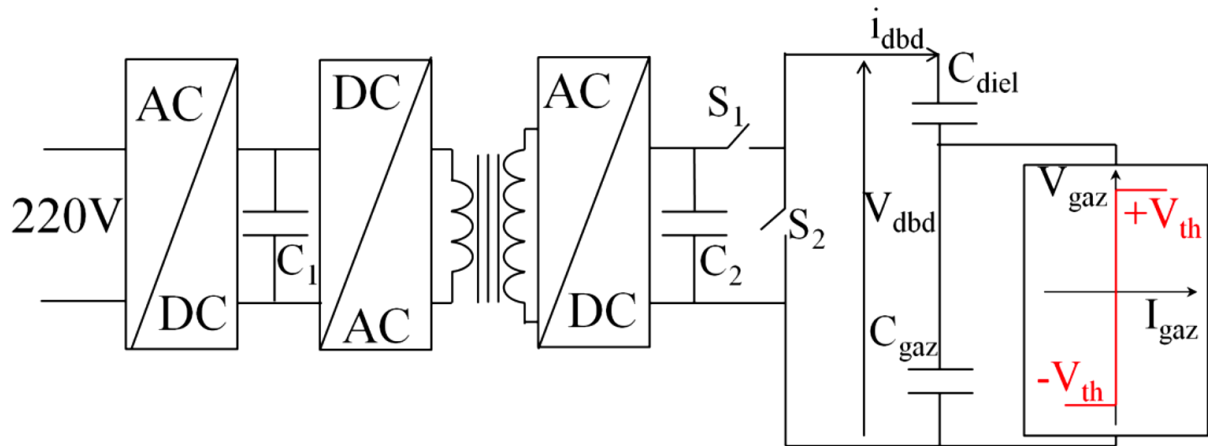


Figure IV.20 Générateur de tension rectangulaire

La forme d'onde de ce convertisseur est présentée Figure IV.21 :

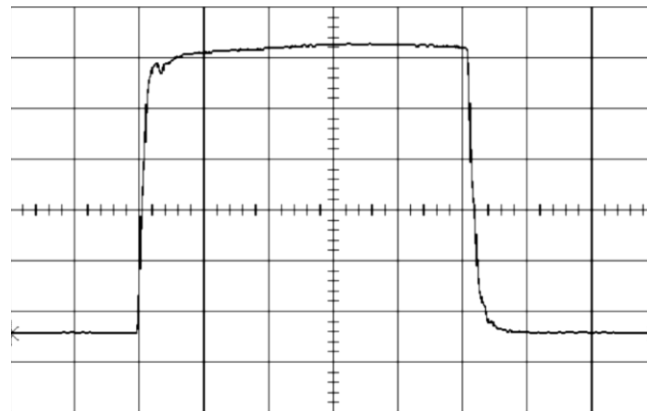


Figure IV.21 Forme d'onde du générateur à tension rectangulaire.

IV.10.3. Alimentations à résonance

Les structures d'alimentations à résonance sont souvent utilisées pour les dispositifs DBD, notamment pour des procédés industriels du fait de leurs excellents rendements. L'idée, est d'intercaler une inductance entre l'alimentation et le dispositif DBD, afin d'obtenir un circuit oscillant. Sachant que la DBD est une charge capacitive, nous pouvons utiliser sa capacité pour réaliser le circuit LC. La fréquence d'oscillation est donc la fréquence de résonance du circuit LC_{diel} . L'objectif sera d'alimenter ce circuit résonant (RLC) par un créneau de courant ou de tension de fréquence proche de sa fréquence de résonance propre. Avec cette alimentation, il est possible de réaliser une commutation douce et donc de diminuer les pertes.

a)-Topologie de Xavier Bonnin

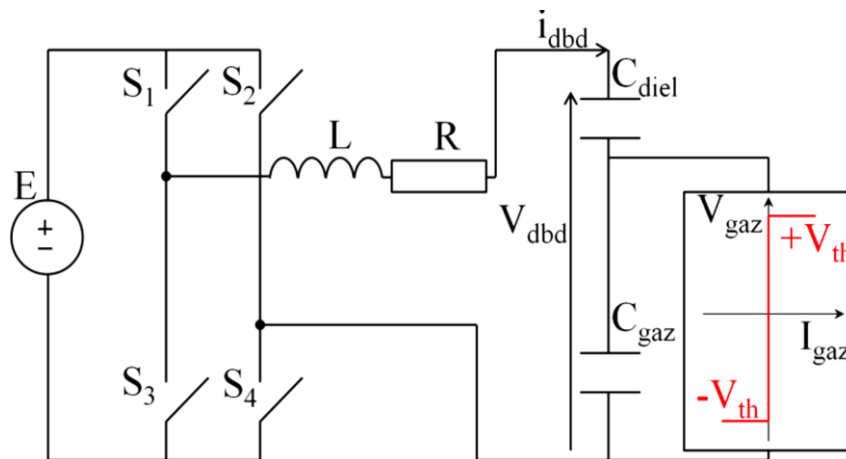


Figure IV.22 Alimentation à résonance série

Xavier Bonnin [105] s'est focalisé sur une alimentation à résonance basée sur la topologie présentée Figure IV.22. L'auteur présente un convertisseur pouvant atteindre des fréquences allant jusqu'au mégahertz avec une tension de sortie de $5kV$. Ceci a permis à l'auteur d'injecter dans la décharge des courants impulsionnels avec un fort taux de répétition. Une commutation à zéro de tension (ZVS) est opérée dans cette topologie, dans le but de diminuer les pertes à l'amorçage des interrupteurs.

L'alimentation à résonance parallèle, Figure IV.23, est un dual de l'alimentation série, présentée en figure IV.22. Dans le cas parallèle, il s'agira d'alimenter le circuit avec un créneau de courant de fréquence proche de la fréquence de résonance du circuit RLC_{dbd} Figure IV.23.

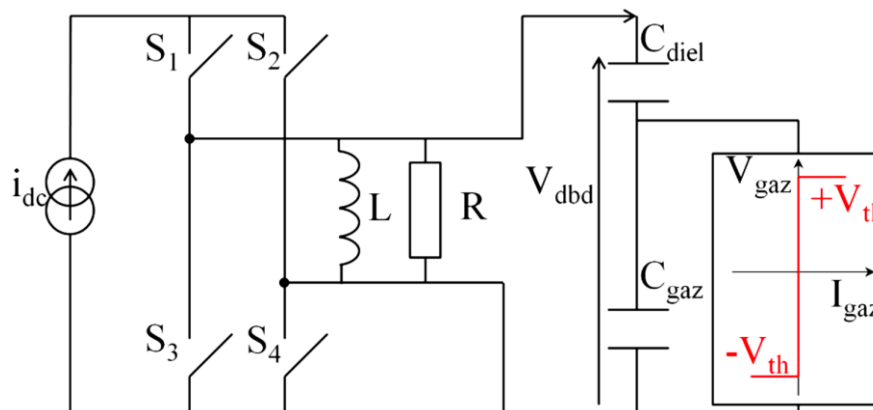


Figure IV.23 Alimentation à résonance parallèle

L'intérêt de ce type de dispositif est son rendement qui est en général supérieur à 90%. Mais l'inconvénient majeur de ce type d'alimentation est son fonctionnement à une fréquence unique. Elle est très utilisée d'un point de vue industriel lorsque le procédé est optimisé.

Cependant, pour une alimentation de laboratoire, il est souvent intéressant d'avoir un dispositif à fréquence variable.

b)-Topologie de David Florez

David Florez [112] a étudié la topologie proposée en figure IV.24. Cette dernière est basée sur une résonance série présentée plus haut. Lorsqu'on ferme S1 et S3, nous avons un circuit résonant LC et un courant positif traverse la DBD. Lorsque ce courant s'annule, ces deux interrupteurs sont ouverts, ce qui permet d'avoir une commutation douce ZCS (commutation à courant nul) et de réduire les pertes. Un temps mort souhaité est attendu et puis S2 et S4 sont fermés, ce qui permet d'avoir un courant négatif dans la décharge.

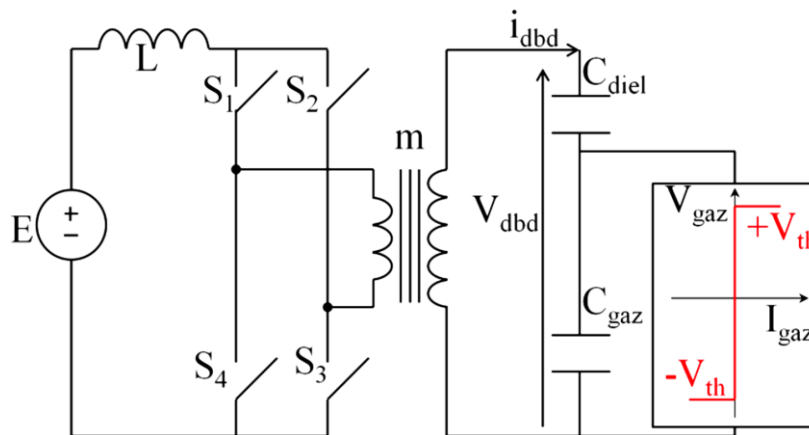


Figure IV.24 Convertisseur SRI

c)-Topologies de Raphael Diez [114]

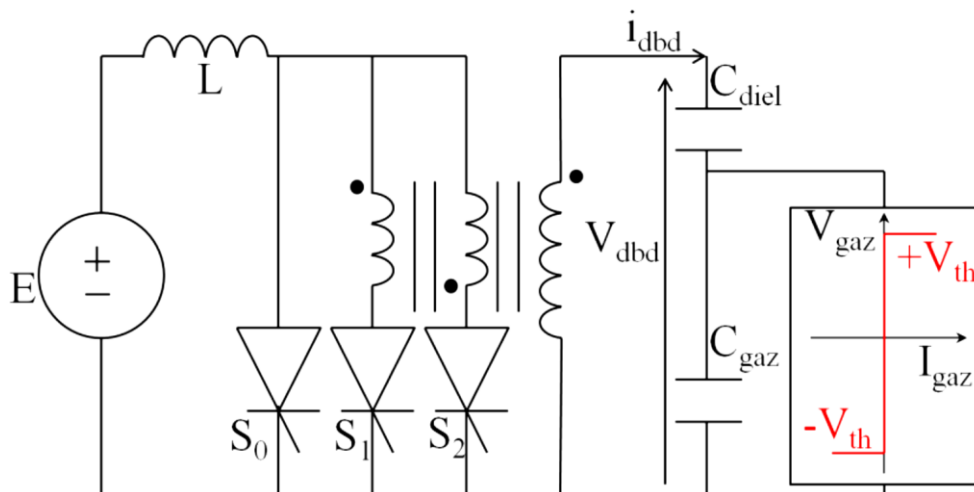


Figure IV.25 Alimentation en courant

Son fonctionnement est le suivant : dans un premier temps, l'interrupteur S_0 est amorcé ; on est dans une séquence appelée phase de charge puisque l'inductance L est chargée à un courant i_{L0} désiré pendant un temps t_{ch} Figure IV.26. Lorsqu'on a stocké la valeur d'énergie souhaitée, S_1 est amorcé (ce qui provoque le blocage automatique de S_0). Cette séquence est une phase de décharge du transformateur via un circuit résonant formé par l'inductance L et la capacité de la DBD ramenée au primaire. Le courant présent dans l'inductance est sinusoïdal et au moment du passage du courant à zéro S_1 se bloque, ce qui permet d'avoir une commutation douce. S_0 est alors maintenu bloqué pendant le temps de relaxation souhaité. Ensuite, une autre séquence est reprise.

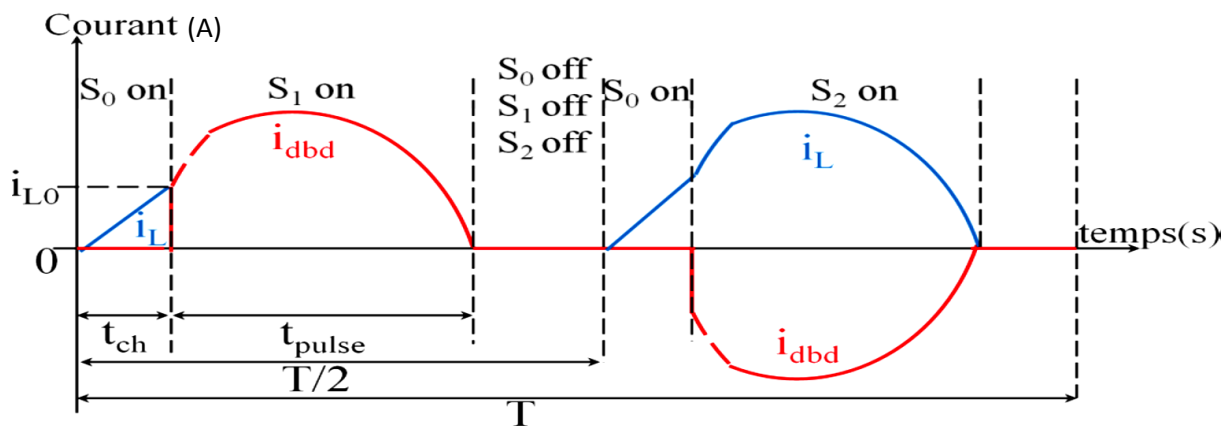


Figure IV.26 Forme d'ondes de courant de charge et courant DBD [114]

IV.10.4. Alimentation en tension pulsée

Le but est d'obtenir des pulses de tensions rectangulaires de très courte durée pouvant descendre à la dizaine de nanosecondes. Pour générer des impulsions unipolaires ou bipolaires, une structure à demi-pont peut être utilisée Figure IV.27.

Cette topologie se base sur une charge de la capacité C . Lorsque $Q1$ est fermé un courant circule à travers L , C et la diode SOS . Une fois la capacité chargée, le MOSFET $Q1$ est bloqué et $Q2$ est fermé, de ce fait la capacité C se décharge à travers l'inductance L , $Q2$ et la diode SOS se fait jusqu'au blocage de la diode où le courant s'annule [113].

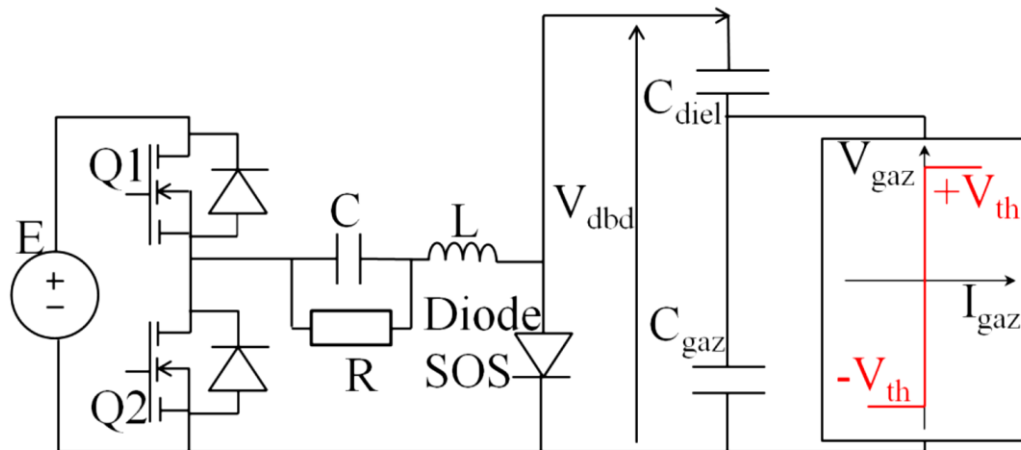


Figure IV.27 Alimentation pulsée

Une impulsion de tension d’amplitude élevée (plusieurs fois la tension d’entrée E) et d’une durée de quelques centaines de nanosecondes est observée aux bornes de la diode et donc de la DBD. Ensuite, Q2 est bloqué et le processus reprend.

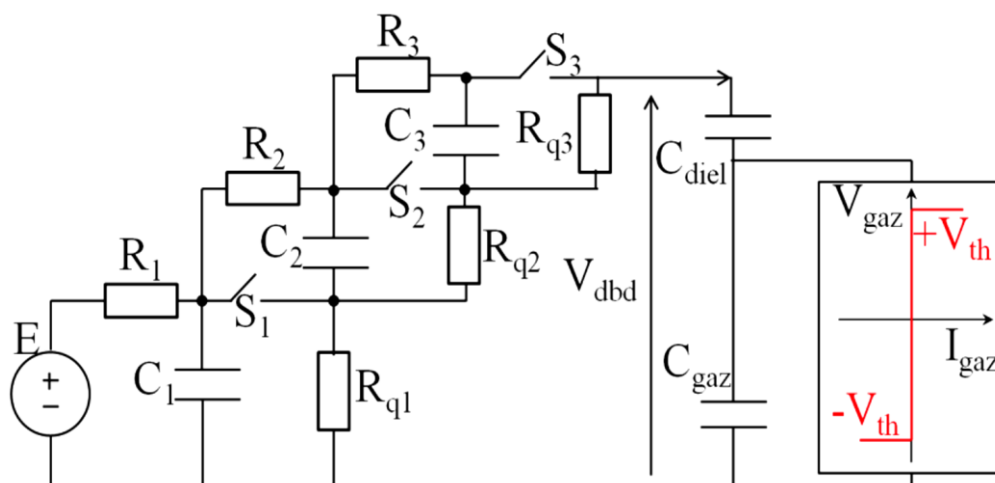


Figure IV.28 Alimentation pulsée avec un générateur de Marx

Les générateurs de Marx peuvent être aussi utilisés afin d’obtenir une tension pulsée bipolaire ou unipolaire [114]. L’idée de ce type de générateur est, comme le montre la Figure IV.28, de charger n condensateurs associés en parallèle à une tension E et une fois ces n condensateurs chargés, ils sont ensuite associés en série puis déchargés à travers les interrupteurs S_1 , S_2 et S_3 afin de produire une haute tension pulsée de valeur n fois la tension d’entrée [115]. présente une structure de générateur de Marx pouvant générer des tensions répétitives d’environ $10kV$ avec un temps de montée et de descente de $50ns$ chacun.

IV.10.5. Alimentation en courant carré

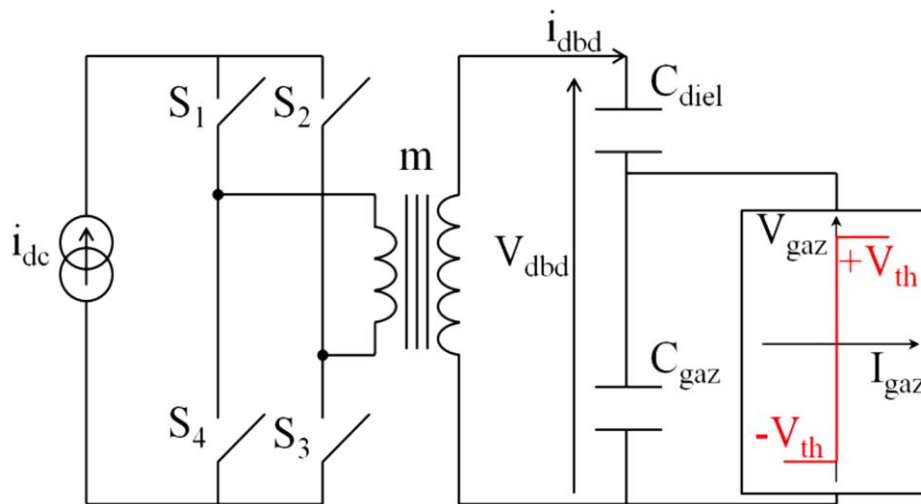


Figure IV.29 Alimentation en courant carré : cas idéal

La DBD est alimentée à partir d'une source de courant continu I_{dc} . Cette source de courant peut être réalisée à partir d'un hacheur régulé en courant. Un commutateur de courant permet d'alimenter la DBD par un courant de valeur moyenne nulle [98]. Le commutateur de courant est réalisé à partir de composants semi-conducteurs : (S_1, S_2, S_3, S_4). Jusqu'à présent, ce type de composant ne supporte que des tensions relativement faibles (maximum 1,7 kV). L'utilisation d'un transformateur élévateur est alors nécessaire pour augmenter la tension appliquée.

IV.11. Comparaison

✓ L'alimentation résonante en courant a un fonctionnement en ZCS à la fermeture des interrupteurs, ce qui lui permet de diminuer les pertes par commutation. Nous pouvons régler la puissance injectée dans la décharge via la fréquence, le courant I_{Lo} et la tension d'alimentation E . Cependant cette alimentation a une zone d'instabilité lorsque la tension E est supérieure à V_{th} .

✓ L'alimentation en courant carré donne des degrés de liberté supplémentaires : la fréquence, le courant injecté dans la décharge et le rapport cyclique. C'est celle qui est la plus flexible pour le réglage de la puissance. Elle a, de plus, l'avantage d'avoir un temps d'allumage important. Nous pouvons remarquer que nous ne contrôlons pas la tension aux bornes de la DBD : celle-ci peut devenir très importante. De plus, cette topologie n'a pas de commutation

en ZCS donc on peut s'attendre à ce que les pertes sur ce convertisseur soient plus importantes.

✓ Le temps d'allumage de la décharge et la puissance injectée dans la décharge sont plus importants avec l'alimentation en courant ou en tension rectangulaire qu'avec une alimentation en tension sinusoïdale. L'alimentation en courant ou en tension rectangulaire permet donc d'obtenir une décharge plus longtemps.

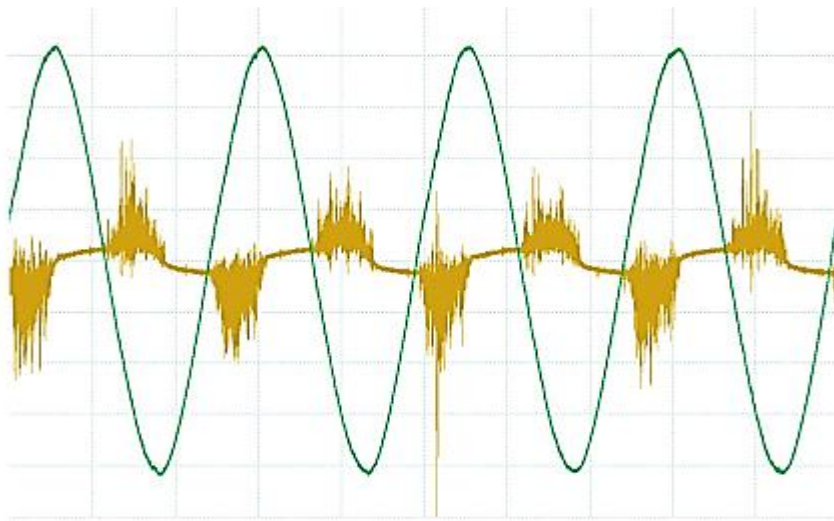
IV.12. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une modélisation électrique du dispositif DBD. Ce modèle prend en compte la présence des diélectriques à travers leurs capacités et le gaz à travers sa capacité ainsi qu'un mécanisme traduisant le claquage du gaz. Lorsque la DBD est éteinte, l'alimentation ne voit qu'un circuit capacitif. Lorsque la décharge est allumée, nous considérons le gaz comme une source de tension constante.

Nous avons ensuite présenté quelques alimentations développées ces dernières années. Bien que l'alimentation sinusoïdale utilisant un amplificateur linéaire soit encore souvent utilisée en laboratoire, de récents travaux ont montré l'intérêt d'utiliser d'autres sources d'alimentation. On peut citer les alimentations nano-pulsés, certaines alimentations à résonance ou encore l'alimentation en courant carré. La plupart de ces alimentations ont en commun l'utilisation d'un transformateur élévateur. En effet la tension de claquage élevée du gaz implique d'alimenter la DBD avec une haute tension. Cela nécessite l'emploi d'un onduleur en demi haute fréquence, qui fera l'objet du chapitre cinq.

Chapitre V

Réalisation d'une alimentation haute tension à haute fréquence pour DBD



CHAPITRE V : REALISATION D'UNE ALIMENTATION HAUTE TENSION A HAUTE FREQUENCE POUR DBD

V.1. Introduction

Les alimentations électriques sont étudiées afin de caractériser leur comportement électrique et de réaliser leur conception. Ce n'est pas la première fois que des études sont menées sur les décharges électriques et leurs alimentations, mais il y a toujours une certaine méconnaissance du comportement électrique des plasmas et du contrôle de l'énergie électrique ainsi que sa conversion en d'autres formes d'énergie.

En général, on utilise des onduleurs résonants avec un transformateur à ferrite pour l'élévation de la tension [116-120]. Une inductance est parfois placée sur le secondaire ou primaire du transformateur pour stabiliser le flux de micro-décharge dans la chambre [119, 120]. Un onduleur à pont complet alimenté en courant utilisant une inductance parallèle entre le côté secondaire et la chambre d'ozone est développé par [121]. La construction d'un ozoniseur basé sur un convertisseur résonant à un seul interrupteur est indiquée dans [122]. L'objectif de ce chapitre est le développement d'une alimentation électrique à faible coût pour l'ozone, où la fréquence et le niveau de tension sont indépendants l'un de l'autre. La particularité de l'alimentation utilisée dans ce travail est de faire varier le niveau de tension tout en maintenant constante la valeur de la fréquence du signal et vice versa. En effet, les alimentations généralement utilisées avec les générateurs d'ozone sont basées sur la résonance électrique entre l'inductance du transformateur et la capacité de charge pour laquelle les valeurs de la fréquence et de la tension sont interdépendantes. De plus, la méthodologie des plans d'expérience a été utilisée pour optimiser les valeurs de l'alimentation afin de donner une concentration maximale d'ozone avec une consommation d'énergie minimale.

V.2. Description de l'alimentation haute tension

L'alimentation comprend un étage de circuit de commande pour générer un signal carré haute fréquence et un bloc de puissance composé de quatre IGBTs contrôlés par un signal carré (Figure V.1). La tension d'entrée est réduite à 9 V à l'aide d'un transformateur abaisseur 220/9V, puis redressée et fixée à une valeur constante de 5 V à l'aide d'un régulateur de tension LM7805. Cette tension (5V DC), est utilisée pour alimenter un microcontrôleur (16F876A), qui génère un signal carré de fréquence réglable. En même temps, une tension redressée et réglable (0-310 V), alimente un pont d'IGBTs (G60N100) commandés par le signal carré afin d'obtenir une sortie haute tension réglable à la sortie d'un transformateur à ferrite élévateur d'une puissance de 200 W.

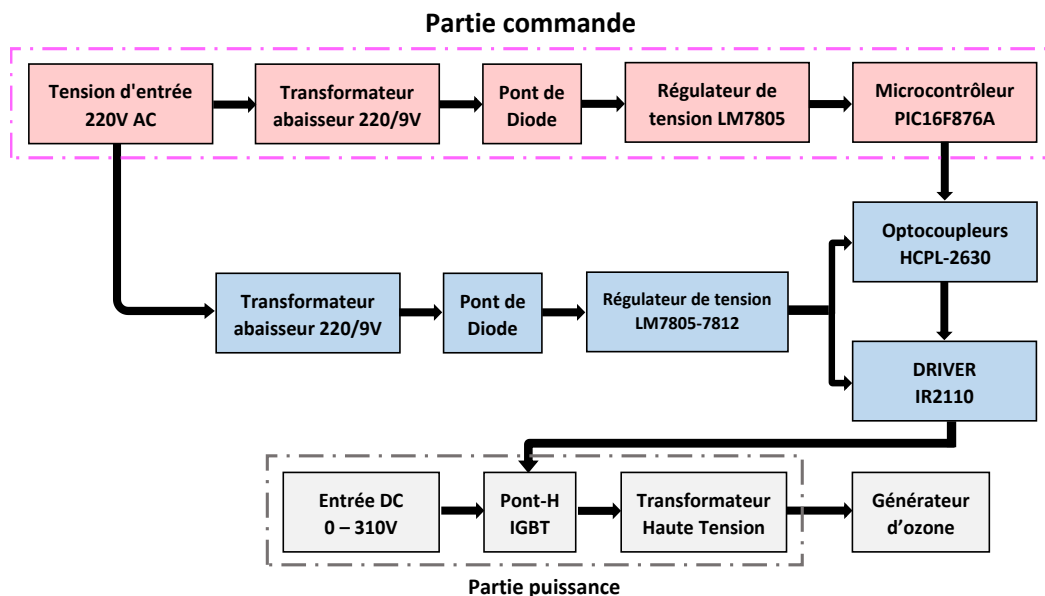
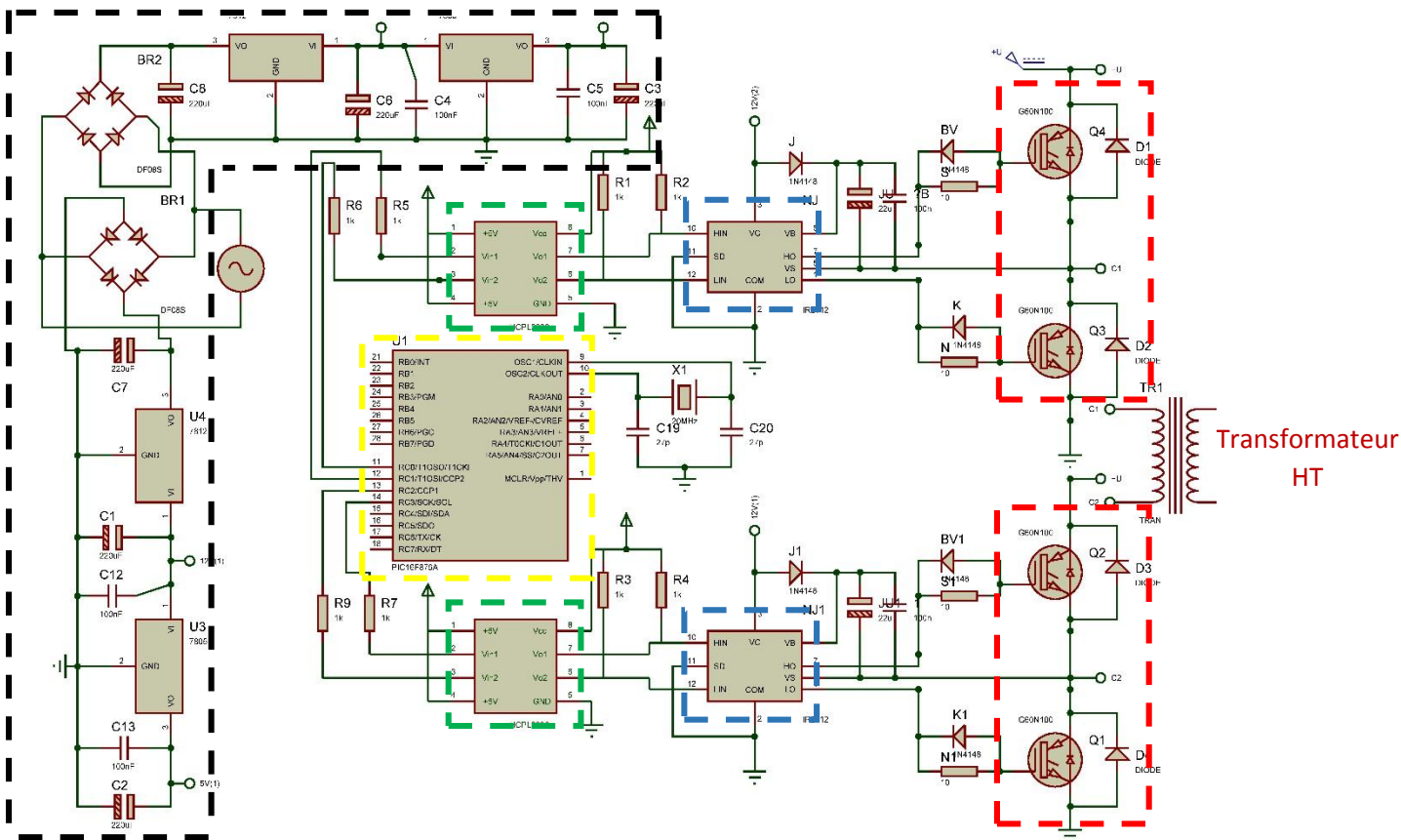


Figure. V.1. Schéma fonctionnel de l'alimentation d'ozonateur.

Le circuit électrique global de l'alimentation du générateur d'ozone est représenté sur la figure V.2. L'étage d'isolation (optocoupleurs HCPL-2630) est essentiel pour protéger le microcontrôleur (16F876A) d'éventuels courants ou tensions de défauts provenant de l'étage de puissance. Actuellement, la majorité des dispositifs d'isolation des circuits électroniques utilisent des opto-coupleurs car ces dispositifs sont abordables et accessibles. Pour activer ou désactiver un IGBT, il est nécessaire de concevoir un circuit assurant la transition d'état dans un temps court. Le circuit intégré IR2110 répond aux critères ci-dessus. Ces circuits intégrés peuvent alimenter deux IGBT dans la même branche (bras onduleur), ceci nécessite l'utilisation de deux circuits de commande identiques pour activer le système composé de 4 IGBT.



- 1) Les deux bras de l'onduleur « IGBT G60N100 et diode BYT12 »
- 2) DRIVER IR2110
- 3) Optocoupleur HCPL2630
- 4) PIC16F876A
- 5) Circuit d'alimentation pour les deux DRIVER « Régulateur 12V et 5V »

Figure. V.2. Circuit électronique global de l'alimentation d'ozonateur.

La tension de sortie des alimentations typiques des générateurs d'ozone atteint des niveaux de plusieurs Kv, en utilisant un transformateur ferrite haute tension. Le transformateur haute tension à noyau en ferrite fonctionne sur une large bande de fréquences. Il est utilisé dans les applications de puissance où les conditions de fonctionnement exigent un matériau magnétique à haute perméabilité et faible perte de puissance. De plus, leur résistivité élevée (supérieure à $106\Omega.m$) est un avantage pour les applications à hautes fréquences.

V.3. TOPOLOGIE ET STRATÉGIE DE CONTRÔLE DU PHASE-SHIFT.

La Figure V.3 représente la topologie d'une alimentation à résonance série. V_{in} est une source d'alimentation d'entrée DC ; T est un transformateur élévateur ; S_1 à S_4 sont les commutateurs de puissance (IGBT ou MOSFET), et D_1 à D_4 sont des diodes placées en anti-parallèle avec les interrupteurs.

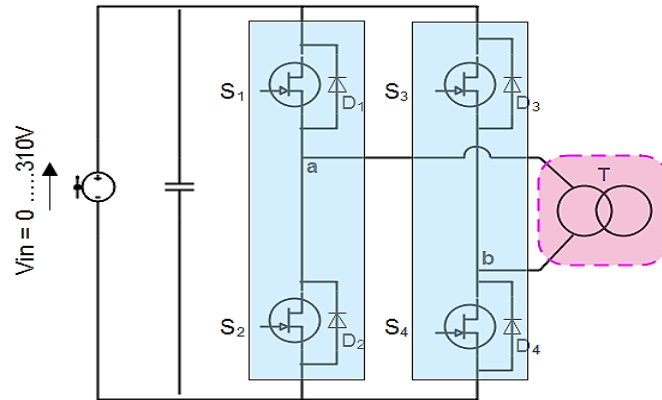


Figure. V.3 Pont-H d'onduleur pour générateur d'ozone.

Le contrôle du changement de phase PSC (Phase-Shift Control) est réalisé par une commande PWM. Le signal de commande des commutateurs à paires diagonales dans les branches du pont de l'onduleur (S_1, S_4) et (S_2, S_3) doit avoir un angle de décalage α , appelé angle déphasé. Le signal de commande des deux commutateurs (S_1, S_2) et (S_3, S_4) dans le même bras est complémentaire. Ainsi, un intervalle de tension nulle est inséré entre les bords positif et négatif de la tension de sortie de l'onduleur. L'angle de déphasage α réglable dans la plage de $0^\circ \sim 180^\circ$, et le déphasage de la tension de sortie de l'onduleur peut être modifié en variant l'angle α . La valeur efficace de la tension de sortie peut alors être modifiée et la régulation de puissance désirée obtenue. Le principe de la stratégie PSC est illustré à la Figure V.4, où $V_{S1} \sim V_{S4}$ sont les signaux de commande des commutateurs S_1 à S_4 , et U_{ab} la tension de sortie de l'onduleur [131].

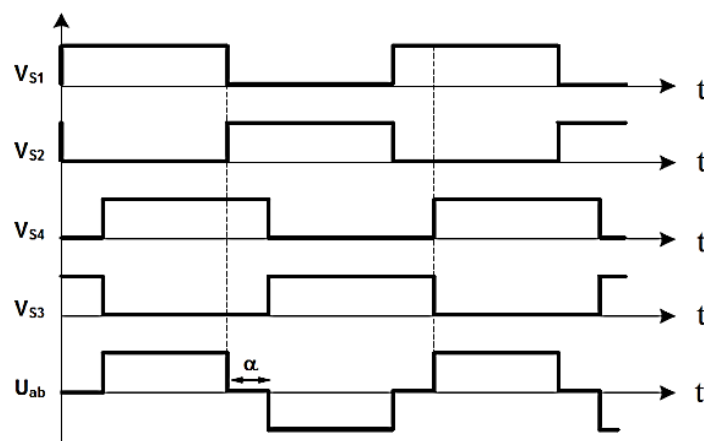


Figure. V.4 Principe de PSC (Phase-Shift Control).

V.4. Conception de la maquette : Description de l'onduleur

Grâce à l'utilisation de composants électroniques de haute performance, l'onduleur est

d'utilisation universelle et se caractérise par une très grande sécurité de fonctionnement, un rendement optimal et une capacité de communication vers d'autres systèmes au moyen d'interfaces intégrées. L'électronique de commande de l'onduleur est conçue sur la base d'une technique moderne à microcontrôleur.

Les principaux composants de la chaîne de l'onduleur sont :

- I. Alimentation de la plaque,
- II. Bloc de commande,
- III. Bloc de puissance.

V.4.1. Bloc de puissance

L'onduleur constitue la dernière partie de la maquette dans le circuit puissance. Les interrupteurs utilisés sont des modules IGBT + Diode (**BYT12**). La fiabilité des interrupteurs décroît très vite quand la température augmente. La chaleur produite dans les jonctions des semi-conducteurs, est évacuée par un dissipateur (radiateur : barre d'aluminium de petite dimension) et un ventilateur. La commande consiste essentiellement à amplifier le signal fourni par la partie de faible puissance à la partie haute puissance, on l'appelle souvent l'interface de puissance [128].

Le circuit de puissance est illustré dans la figure V.5.

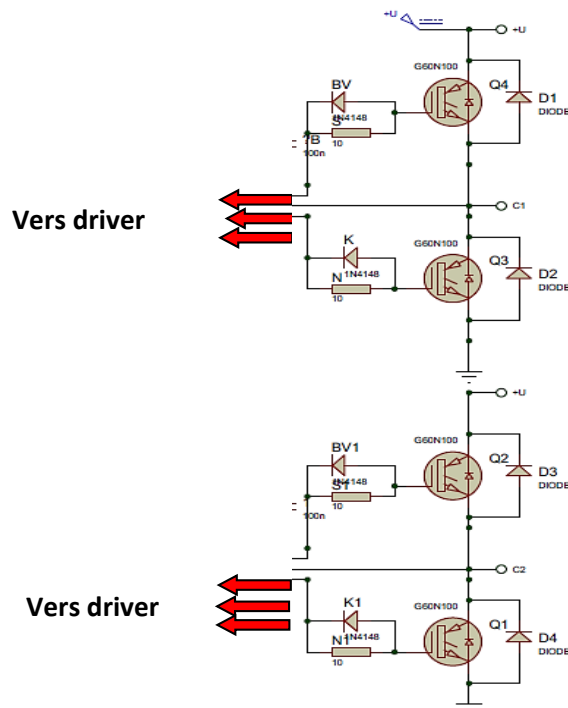


Figure. V.5 Circuit de puissance de l'onduleur.

V.4.2. Alimentation de l'interface de puissance :

L'alimentation comporte un transformateur pour abaisser la tension secteur (**220 V** alternatifs). Un dispositif de redressement qui transforme la tension bidirectionnelle du secteur en tension unidirectionnelle (pont de diode), et un dispositif de filtrage (condensateur) monté en parallèle à la sortie du pont pour éliminer l'ondulation issue de la tension sinusoïdale du secteur. Ce lissage (figure V.6) est d'autant plus efficace que la capacité de condensateur est importante.

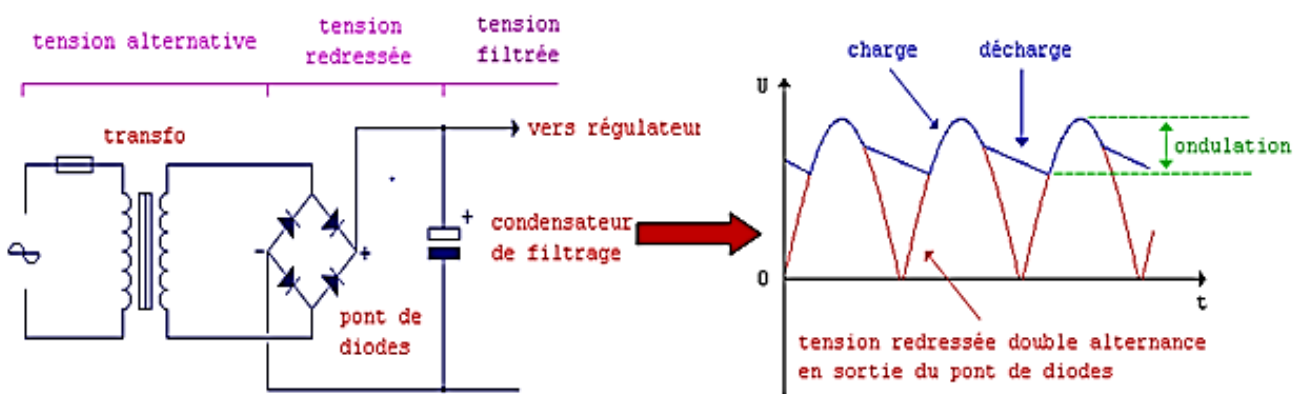


Figure. V.6 Montage redresseur de tension

Pour ce qui est du circuit de régulation, il a pour rôle d'affiner le "lissage" et stabiliser la tension à une valeur fixe. Nous avons donc à la sortie de chaque régulateur une tension continue de **+5 V (7805)** et **+12V (7812)**. Les deux condensateurs placés entre la sortie de chaque régulateur et la masse n'est pas obligatoire, mais il est conseillé de les mettre pour éviter tout risque d'oscillation parasite des régulateurs. Chaque condensateur devra être placé le plus près possible du régulateur correspondant voir figure V.7.

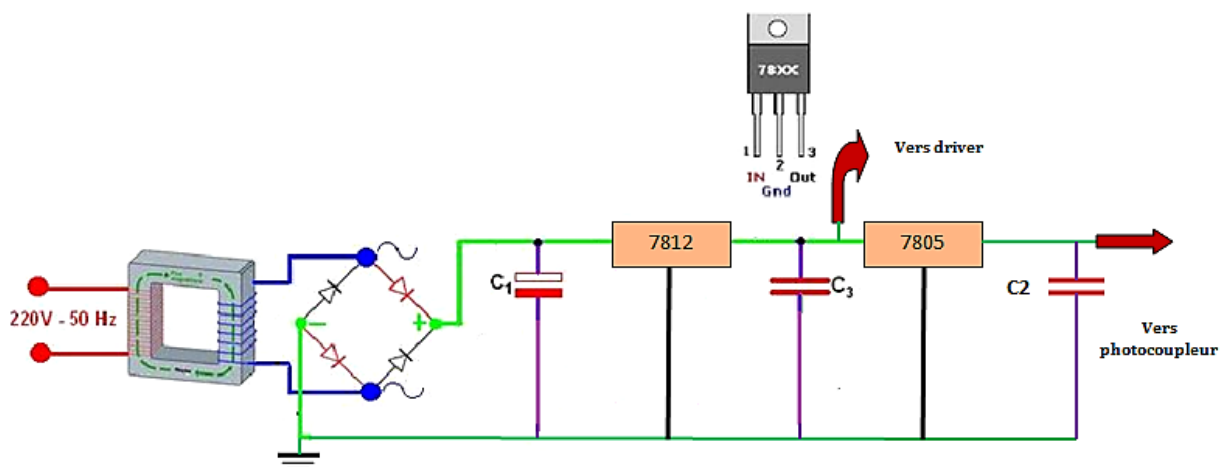


Figure. V.7 Schéma électrique de l'alimentation de l'interface de puissance.

V.4.3. Génération de la commande

A. Circuit de commande

Le schéma de la **figure V.8** illustre le schéma fonctionnel du système de gestion et pilotage de l'alimentation. La génération des signaux de commande est réalisée par un microcontrôleur de type PIC **16F876**. Ces signaux sont envoyés aux interrupteurs de puissance du convertisseur, avec une isolation galvanique assurée par les opto-coupleurs.

Un programme est utilisé pour acheminer, depuis un ordinateur, les consignes vers le microcontrôleur. Sur l'interface utilisateur, il est possible de changer la fréquence de fonctionnement [129].

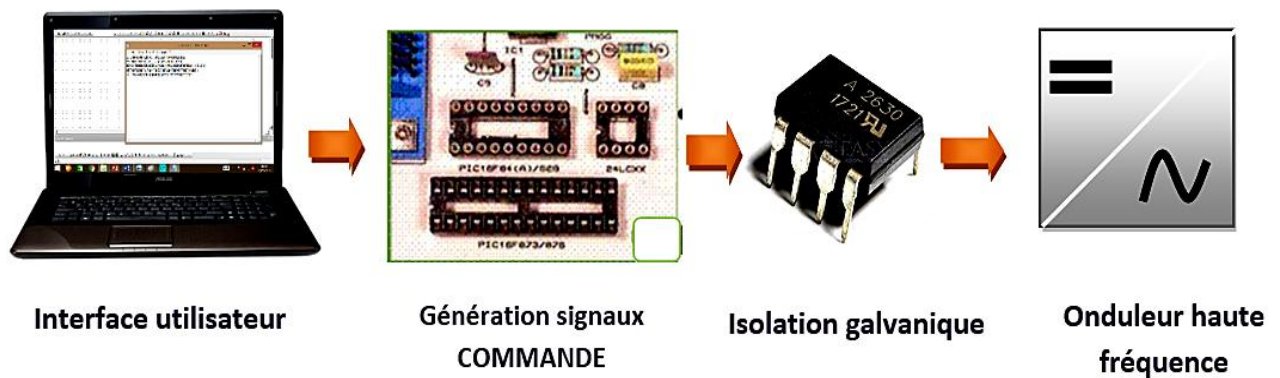


Figure V.8 Système de gestion et pilotage de l'onduleur.

Le PIC 16F876, circuit intégré de 24 broches, nécessite une horloge pour fonctionner (pour faire tourner le programme interne). Cette horloge est à base de quartz pour une grande stabilité de fréquence d'horloge. La valeur courante de l'horloge est de 4 MHz, La fréquence interne est donc de 1MHZ et la durée d'un cycle est de 1 us.

B. Alimentation de la commande

IL s'agit d'une configuration classique (figure V.9) : L'alimentation du PIC se fait avec un transformateur de 24V, via un redresseur à diodes. On place un condensateur de filtrage juste après le redresseur d'une valeur de 220 μ F qui a pour but de filtrer la tension.

Un régulateur de tension +5V de type 7805 fournit ensuite une tension stable indépendante du courant débité. On utilise des filtres à l'entrée et la sortie du régulateur (deux condensateurs de valeur 100 μ F). Ces condensateurs doivent être le plus près des bornes et reliés directement à la masse. Un quartz 20 MHz permet de générer les horloges. On utilise

deux condensateurs en céramique reliés directement à la masse d'une valeur de 22pF chacun placés aux pieds du quartz [130].

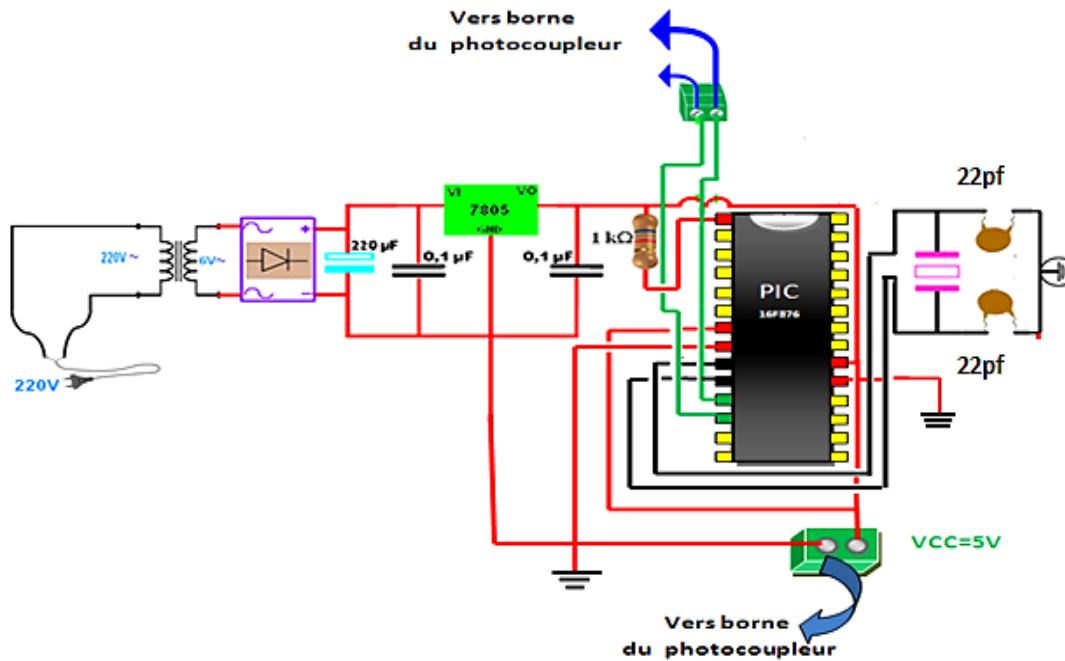


Figure V.9 Alimentation du PIC 16F876.

V.4.4. Alimentation du réacteur via un transformateur élévateur

Le caractère capacitif des diélectriques impose d'alimenter ces dispositifs à l'aide d'une source électrique alternative. De plus, la tension à appliquer pour produire le plasma est généralement de plusieurs kilovolts. La tension de sortie de l'onduleur est de quelques volts ; un transformateur élévateur permet d'atteindre des niveaux de tension élevés voir figure V.10.

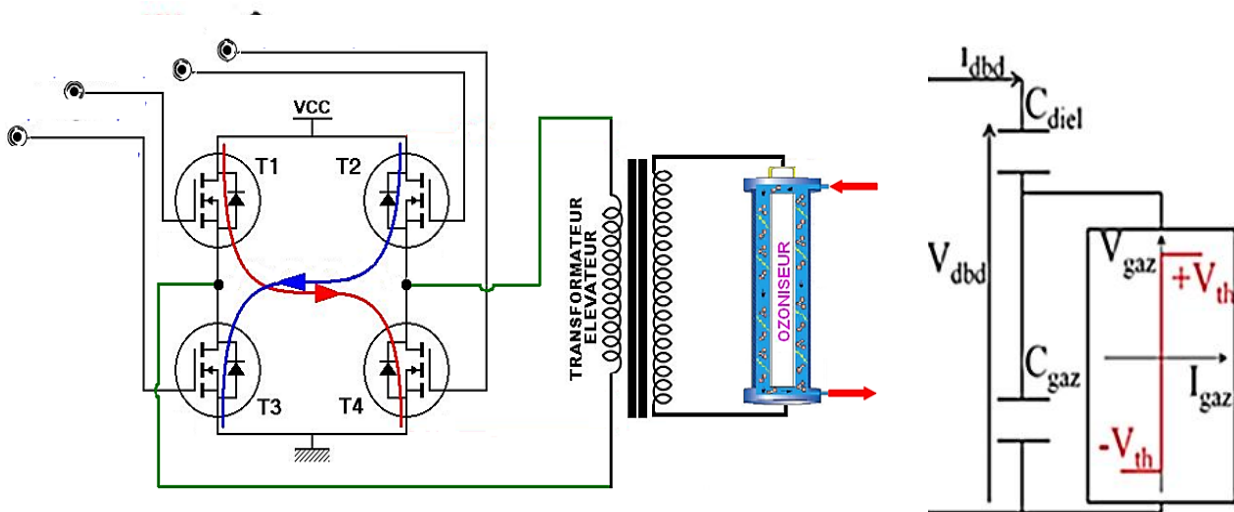


Figure V.10 Onduleur en pont alimentant un réacteur

On utilise la capacité de la DBD pour réaliser le circuit LC. Donc Le circuit résonant formé par l'inductance L du transformateur et la capacité de la DBD est ramené au primaire.

La fréquence d'oscillation est donc la fréquence de résonance du circuit LC_{diel} . L'objectif sera d'alimenter ce circuit résonant (RLC) par un créneau de courant ou de tension de fréquence proche de sa résonance propre.

Cette dernière est basée sur une résonance série. Lorsqu'on ferme T1 et T4, nous avons un circuit résonant LC et une tension positive traverse la DBD. Lorsque cette tension s'annule, ces deux interrupteurs sont ouverts, ce qui permet d'avoir une commutation douce et de réduire les pertes. Un temps mort s'écoule et puis T2 et T3 est fermé, ce qui permet d'avoir une tension négative dans la décharge.

V.4.5. Temps mort des interrupteurs (dead time)

Le temps mort est le temps pendant lequel aucune partie d'un pilote du convertisseur n'est activée. Il est utilisé lorsqu'on a deux signaux PWM complémentaires (l'un allumé lorsque l'autre est éteint), de sorte que ni le coté haut ni le coté bas du convertisseur ne puisse être conducteur en même temps.

L'IGBT ne passe jamais instantanément de ON à OFF, ni de OFF à ON, mais a plutôt un temps de charge et de décharge de porte. Si on n'inclue pas de temps mort dans les formes d'onde, il est possible qu'un IGBT s'allume pendant que l'autre est encore allumé (période d'extinction).

La configuration de ce temps mort est importante. Plus on a de temps morts, moins le convertisseur est efficace, car pendant cette période, (pas de conduction). La figure V.11 illustre la technique Delay System utilisé dans notre onduleur pour atteindre un temps mort (dead time).

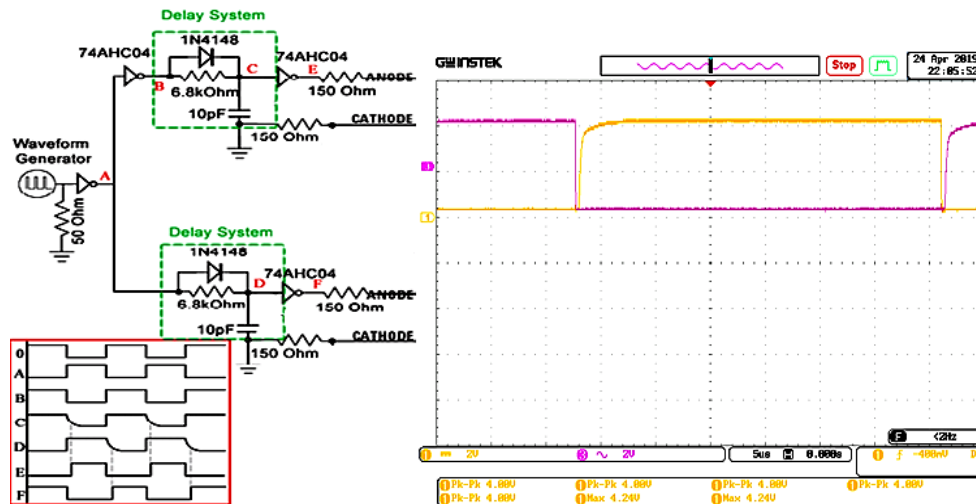


Figure V.11. Delay system, Oscillogramme du temps mort

L'utilisation de temps mort, élimine les surtensions au moment de la fermeture du dispositif semi-conducteur de puissance. Cela réduit également les pertes par commutation.

V.5. Chaîne d'alimentation du réacteur DBD

Le système d'alimentation électrique d'une décharge à barrière diélectrique est un des éléments clé pour le contrôle et la stabilité de la décharge. Un soin particulier doit être apporté à son développement et sa construction afin d'éviter les problèmes de claquage, et garantir la sécurité de l'expérimentateur.

L'alimentation développée comprend trois éléments principaux (figure V.12) : un panneau photovoltaïque comme source d'énergie, un onduleur haute fréquence (développée au sein du laboratoire) et un transformateur élévateur [131].

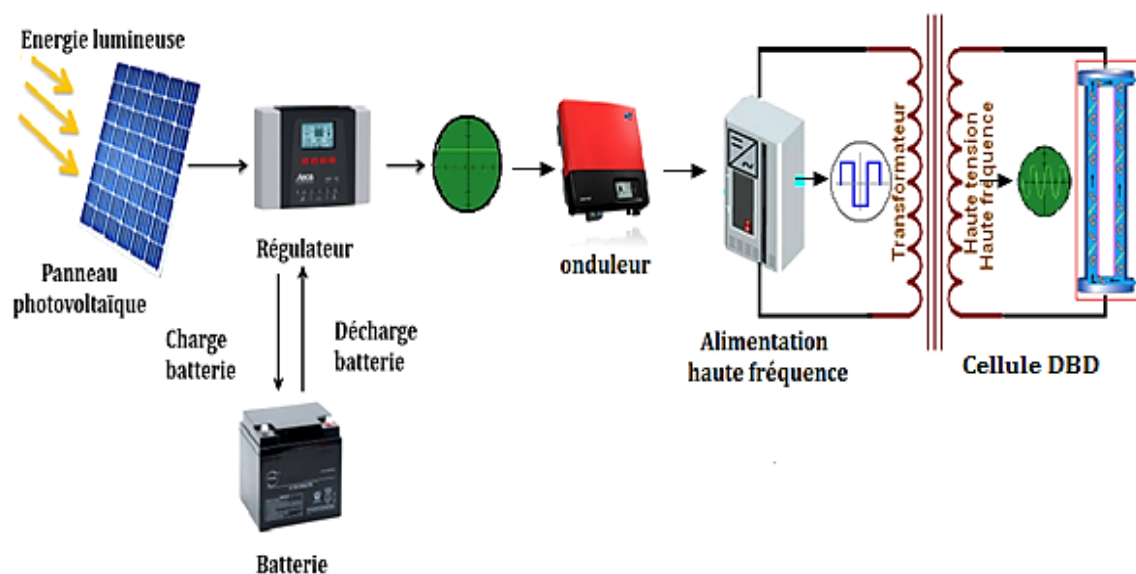


Figure V.12 Chaîne d'alimentation du réacteur DBD

Le bloc la commande fournit le signal carré d'entrée de l'onduleur et permet le réglage de la fréquence. L'onduleur délivre une tension carrée dont l'amplitude maximale vaut **310 V**. Ce signal alimente le primaire du transformateur élévateur à circuit magnétique ferrite.

Vu la caractéristique capacitive de la décharge DBD, le rôle principal du diélectrique est de constituer d'une certaine façon une capacité en série avec l'espace du gaz. Cette capacité, associée en série avec la bobine du transformateur élévateur de tension, constituent un circuit oscillant série dont la fréquence d'oscillation f_0 se calcule d'après la formule connue $LC\omega_0^2=1$. Le dispositif expérimental est représenté dans la figure V.13.

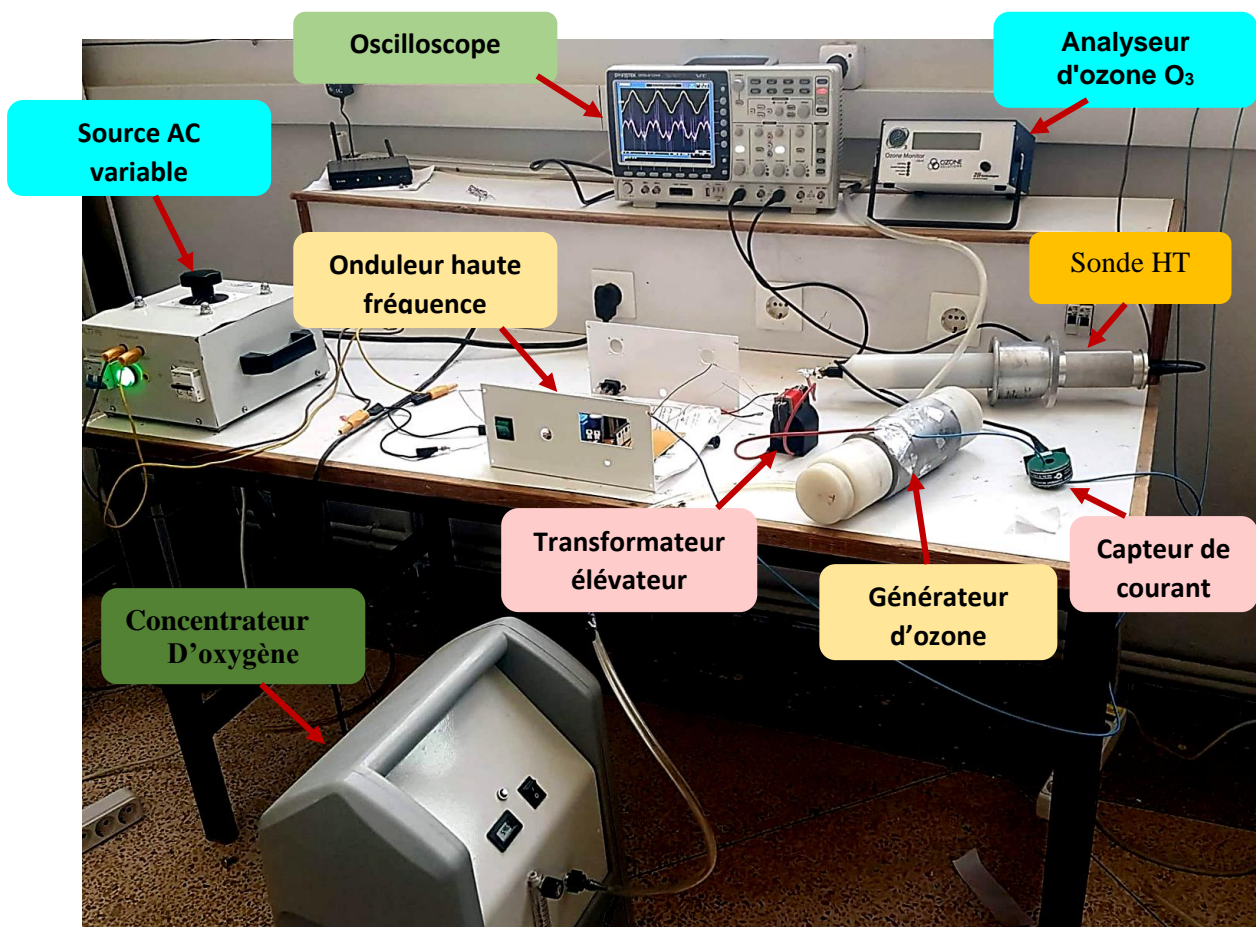


Figure V.13 Photo du dispositif expérimental.

V.5.1. Description du générateur d'ozone à DBD surfacique utilisé :

Le générateur d'ozone utilisé dans cette étude, est un réacteur à décharge à barrière diélectrique de forme cylindrique dont l'électrode haute tension interne est une bande adhésive en aluminium insérée et collée à l'intérieur d'un tube en verre. Celui-ci, agissant comme une barrière diélectrique d'une épaisseur de 2,5 mm. L'électrode cylindrique reliée à la terre est un tube en acier inoxydable de 250mm de longueur et une électrode en grille

métallique qui est inséré dans l'espace de décharge, en contact avec le tube de verre et l'électrode reliée à la terre, où le plasma est généré. (Figure V.14 et V.15)

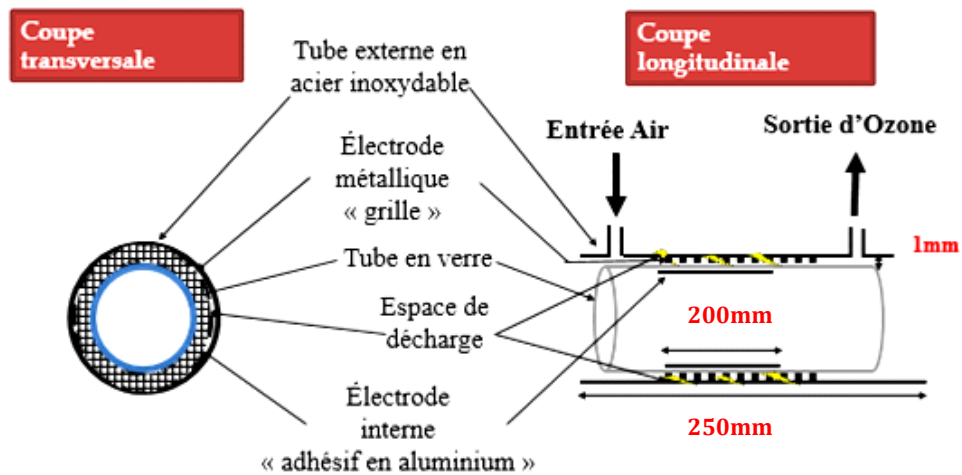


Figure V.14 Représentation schématique d'un générateur d'ozone à DBD surfacique.

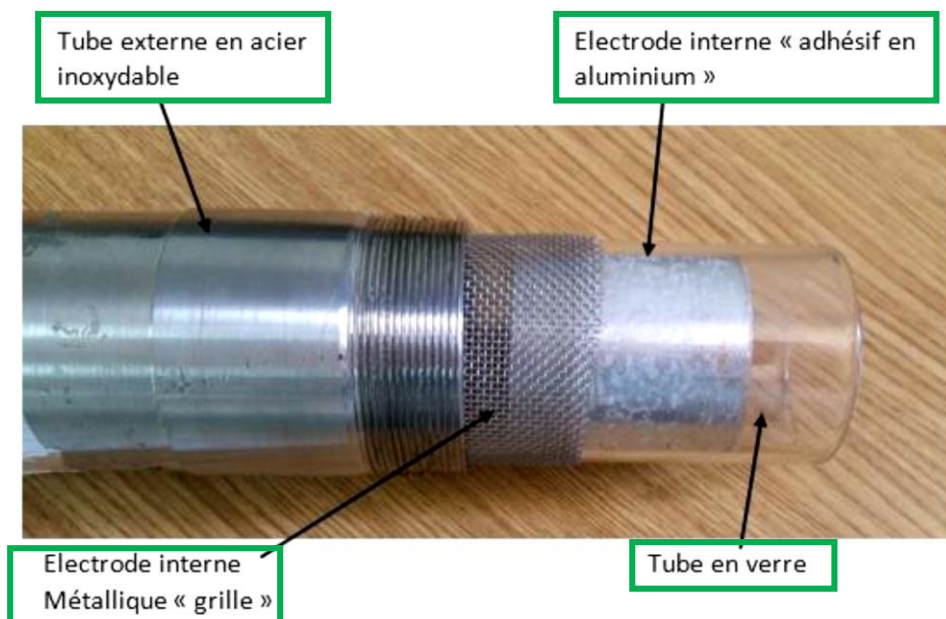


Figure V.15 Photographie du générateur d'ozone utilisé

V.6. Méthodologie des plans d'expériences

La méthode des plans d'expériences représente un outil parmi d'autres qui permet d'améliorer de façon importante la qualité des produits et des procédés.

C'est une méthode qui permet la modélisation ainsi que l'optimisation d'un processus [123] [124]. Le procédé d'un système peut être défini, exprimant les n variables de sortie y_i

$i = 1, \dots, n$, comme fonctions des variables d'entrée u_i , $i = 1, \dots, m$, qui peuvent être contrôlées (figure V.16).

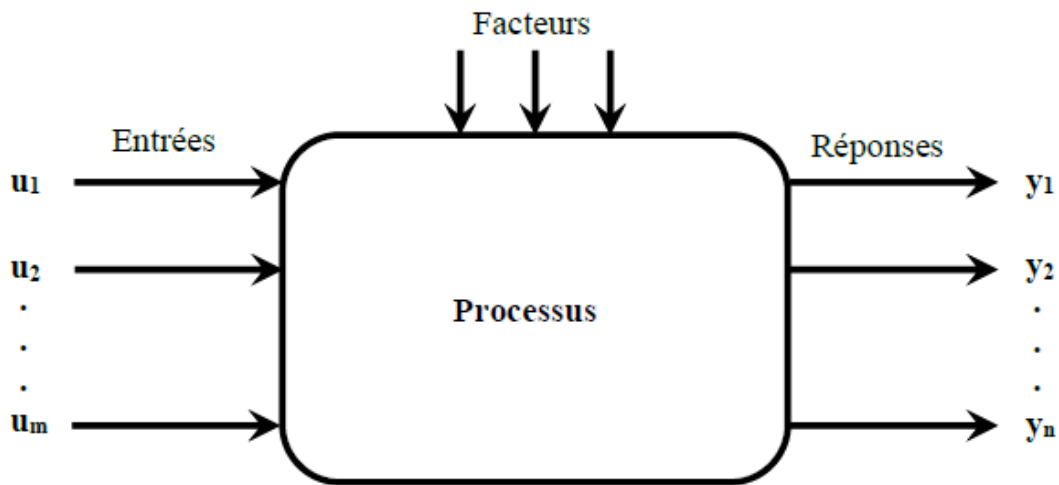


Figure V.16 Représentation schématique d'un processus

Les scientifiques sont souvent amenés à comprendre comment réagit un système en fonction des facteurs susceptibles de le modifier. Pour visualiser cette évolution, il mesure une réponse et essaye ensuite d'établir des relations de cause à effet entre les réponses et les facteurs. Parmi les facteurs on distinguera :

- les facteurs contrôlables qui dépendent directement du choix du technicien (pression, température, matériau ...)
- les facteurs non contrôlables qui varient indépendamment du choix du technicien (Conditions climatiques, environnement d'utilisation...).

Un facteur est une grandeur le plus souvent mesurable, la réponse est la grandeur mesurée à chaque essai ; le plan vise à déterminer quels facteurs l'influencent ou quelle est son évolution en fonction de ceux-ci.

Une notion importante est celle d'interaction entre deux facteurs d'entrée. On parle d'interaction entre deux facteurs A et B quand l'effet du facteur A sur la réponse va dépendre de la valeur du facteur B.

Les phénomènes étudiés sont mis sous la forme mathématique suivante :

$$Y = f(U_{ij}) \quad (V.1)$$

Où Y , la réponse à laquelle s'intéresse l'expérimentateur,

U_{ij} , les facteurs qui influencent un phénomène.

f est une fonction mathématique qui prédit les variations de la réponse selon les différentes valeurs données aux U_{ij} : en principe il s'agit d'un polynôme du premier ou deuxième degré dans le cas des plans d'expériences.

V.7. Etapes d'une étude par plans d'expériences

a/ Détermination de la réponse et des facteurs d'étude

L'étude doit avant tout avoir un but précis : minimiser un coût de fabrication, chercher les paramètres influents :

- Choix de la réponse la plus judicieuse
- Moyens de mesure adaptés
- Facteurs potentiellement influents
- Choix du domaine d'étude de ces facteurs
- Eventuelles interactions à rechercher

b/ Choix d'un modèle

Les plans d'expériences dits factoriels utilisent généralement le modèle mathématique suivant qui relie la réponse y aux facteurs x . Ce modèle théorique est postulé a priori. Il s'agit d'un modèle polynomial.

$$Y = f(x_j) = a_0 + \sum a_i x_i + \sum a_{i,j} x_i x_j + \sum a_{i,i} x_i^2, i, j = 1, 2, \dots, m \quad (V.2)$$

Où :

- x_i représente le niveau attribué au facteur i par l'expérimentateur pour réaliser un essai. Cette valeur est parfaitement connue. On suppose même que ce niveau est déterminé sans erreur (hypothèse classique de la régression).
- Y est la réponse ou la grandeur d'intérêt. Elle est mesurée au cours de l'expérimentation et elle est obtenue avec une précision donnée.
- a_0, a_i, a_{ij}, a_{ii} sont les coefficients du modèle mathématique adopté a priori. Ils ne sont pas connus et doivent être calculés à partir des résultats expérimentaux [125].

c/ Choix des expériences à réaliser

La méthode des plans d'expérience peut être sommairement comparée à la méthodologie traditionnelle dite de "*variation facteur par facteur*". Pour étudier l'influence de deux facteurs sur une réponse, on peut adopter deux stratégies expérimentales pour la conception des essais.

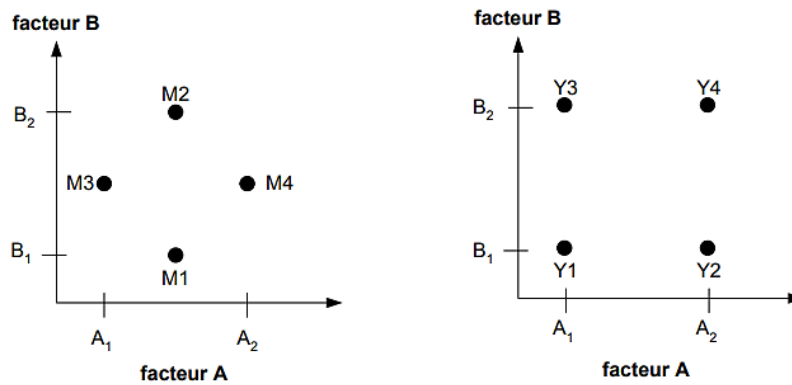


Figure V.17 Représentation d'un espace expérimental à deux dimensions.

Selon la méthode traditionnelle, on bloque le facteur A au centre du domaine de variation et on fait varier le facteur B aux deux extrémités de son domaine : on obtient les mesures M1 et M2. Avec le facteur A on réalise la même opération pour obtenir les points M3 et M4. Dans cette méthode, l'effet de B sera mesuré à partir des mesures M1 et M2 et celui de A à partir des mesures M3 et M4. Donc pour chaque facteur la moitié des mesures seulement est utilisée pour rendre compte d'un effet. La méthode des plans d'expériences consistera à réaliser 4 essais aux extrémités du domaine expérimental. L'effet de A apparaît comme la différence entre la moyenne $(Y2+Y4)/2$ et la moyenne $(Y1+Y3)/2$. Le même raisonnement s'applique pour l'effet de B.

d/ Réalisation des essais

Un soin tout particulier doit être apporté à l'exécution des essais. Si on ne réalise pas personnellement les essais, il faut notamment vérifier que les facteurs contrôlables mais non étudiés soient bien fixés à des valeurs précises.

e/ Interprétation des résultats des essais

Comme première approche, le plan d'expérience peut être conçu comme un moyen de savoir quels sont les facteurs ou les interactions qui ont une influence statistiquement significative sur la réponse étudiée.

V.8. Principaux Avantages Des Plans D'expérience

Les principaux avantages de cette méthode sont:

- Diminution du nombre d'essais;
- Possibilité d'étudier un grand nombre de facteurs;
- Détection des interactions entre facteurs;
- Modélisation des réponses étudiées;

- Précision optimum des résultats.

La méthode des plans d'expériences permet une interprétation rapide en fournissant un modèle expérimental précis du système étudié. [126]

V.9. Plan composite centré

Le plan composite centré (*Central Composite Design*) fait partie des plans d'expériences pour l'étude des surfaces de réponses. Leur usage est particulièrement destiné aux problèmes d'optimisation, quand la stratégie expérimentale conduit à construire et interpréter un modèle empirique, pour la recherche d'une solution dans le domaine expérimental

La première partie de l'étude est un plan factoriel complet ou fractionnaire complétée par des points au centre pour vérifier la validité du modèle du premier degré [127]. Si les tests de validation sont positifs l'étude s'achève le plus souvent, mais s'ils sont négatifs on entreprend des essais supplémentaires pour établir un modèle du second degré.

La seconde partie consiste à l'étude des essais supplémentaires, ces nouveaux essais sont représentés par des points d'expériences situés sur les axes de coordonnées et par de nouveaux points centraux. Les points situés sur les axes de coordonnées sont appelés les points en étoile (figure V.18).

Les plans composites présentent donc trois parties :

- Plan factoriel : c'est un plan factoriel complet ou fractionnaire à deux niveaux par facteurs : les points expérimentaux sont *aux sommets* du domaine cubique d'étude.
- Plan en étoile : les points du plan en étoile sont sur les axes et ils sont en général tous situés à la même distance du centre du domaine d'étude.

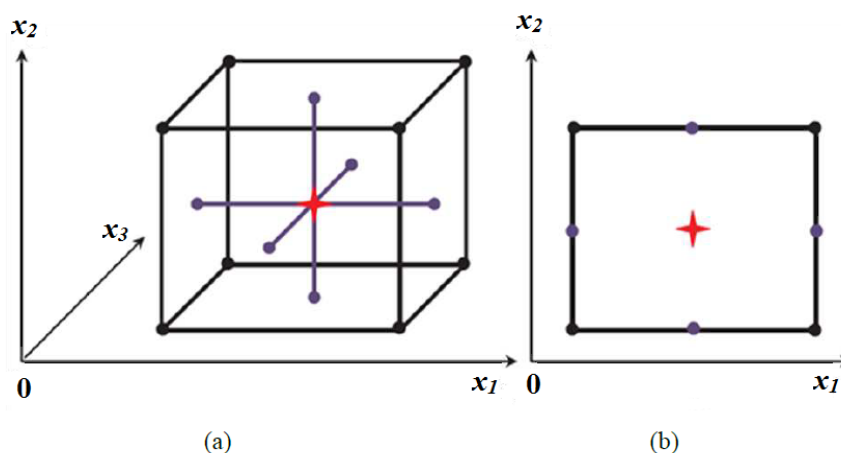


Figure V.18 Représentation graphique des points de mesures nécessaires pour un plan d'expériences composite dans le cas d'un domaine défini par 3 facteurs (a) ou 2 facteurs (b).

- Points expérimentaux situés au *centre* du domaine d'étude et cela aussi bien pour les plans factoriels que pour les plans en étoile (composite).

Le nombre total d'essais n à réaliser est la somme :

- Essais du plan factoriel, soit n_f ;
- Essais du plan en étoile, soit n_α ;
- Essais au centre, soit n_0

Le nombre n des essais d'un plan composite est donné par la relation suivante :

$$n = n_f + n_\alpha + n_0 \quad (\text{V.3})$$

Lorsque le domaine expérimental est défini à partir des variations de k facteurs, le nombre de traitement expérimentaux proposés par un plan composite centré est donc égal à :

$$n = 2^k + 2 \cdot k + n_0 \quad (\text{V.4})$$

Avec :

- 2^k : nombre d'essais correspondant au plan factoriel.
- $2k$: nombre d'essais du plan en étoile.
- n_0 : nombre d'essais au centre.

L'intérêt des plans composites réside dans le fait qu'ils prennent facilement la suite d'un premier plan factoriel dont les résultats sont inexplicables par un modèle du premier degré. Il suffit d'effectuer les expériences correspondantes aux points en étoile et de faire les calculs sur l'ensemble de toutes les expériences. Les plans composites sont parfaitement adaptés à l'acquisition progressive des résultats [132].

V.9.1. Qualité du modèle

a. Qualité descriptive du modèle

Appelé la qualité de l'ajustement, traduit la contribution du modèle dans la restitution de la variation de la réponse observée. Par définition, le coefficient de détermination appartient à l'intervalle suivant :

$$0 \leq R^2 \leq 1 \quad (\text{V.5})$$

Où 1 indique un modèle parfait et 0 indique aucun modèle.

b. Qualité prédictive du modèle :

Le modèle obtenu peut servir à prédire la valeur de la réponse non encore réalisés. Cette approche est très courante dans un problème d'optimisation. Au même titre que l'on a défini

précédemment la qualité descriptive d'un modèle à partir du coefficient de détermination, il est possible de définir maintenant la qualité prédictive Q^2 . Par définition, le coefficient Q^2 appartient à l'intervalle suivant :

$$-\infty \leq Q^2 \leq 1 \quad (V.6)$$

Plus la valeur du coefficient Q^2 est proche de 1, plus la qualité prédictive du modèle est importante. Les deux paramètres doivent être élevés, et de préférence non séparés par plus de 0,2 à 0,3.

V.10. Calcul de la puissance électrique consommée

Il existe deux façons de calculer la puissance consommée par la décharge. La première est la méthode du produit instantané décrite ci-dessous, tandis que la deuxième est la méthode de Lissajous qui permet de déterminer la puissance consommée à partir de la caractéristique charge-tension du circuit. Des études ont montré que ces deux méthodes donnent des résultats assez similaires.

La puissance est calculée en faisant le produit de la tension appliquée par le courant de décharge. Il s'agit d'une valeur moyenne donnée par la relation V.7

$$P = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} V(t) \cdot I(t) dt \quad (V.7)$$

Avec,

P : puissance moyenne consommée par le réacteur (W)

T : période du signal (s)

V(t) : tension appliquée au générateur (V)

I(t) : courant de décharge (A)

n : nombre de périodes entières du signal.

Cette méthode consiste à enregistrer plusieurs périodes du courant et de tension avec une acquisition mémoire du picoscope qui vaut 100000 points/voie ou bien l'oscilloscope 5018 points/voie.

Après avoir multiplié chaque entité par les coefficients adéquats (1000 pour la sonde de tension et 10 pour le capteur de courant), on réalise le produit. On effectue la moyenne statistique du résultat obtenu, ce qui nous donne la valeur de la puissance moyenne.

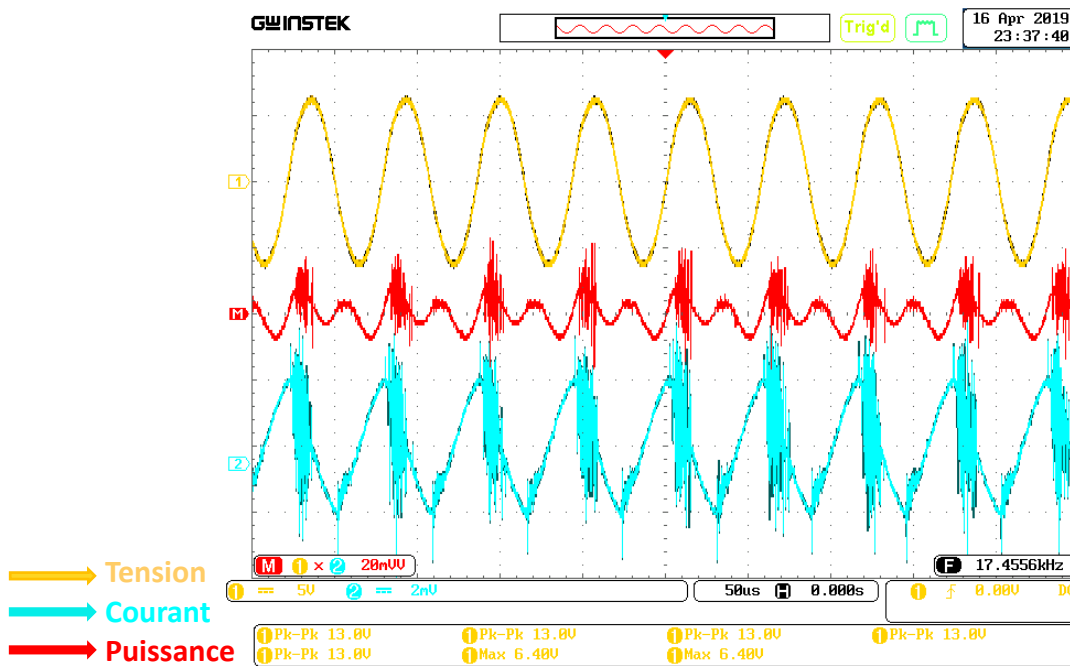


Figure V.19 Evolution du courant, de la puissance du réacteur à une tension de 6 kV et une fréquence de 17.45 kHz.

Une deuxième méthode peut être utilisée pour évaluer la puissance consommée, qui consiste à placer une capacité en série d'une valeur de 22 nF avec le générateur d'ozone et visualiser les caractéristique tension- charge (courbe de Lissajous) [133].

L'énergie consommée dans une période est évaluée en calculant l'air du parallélogramme par l'équation suivante :

$$W = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} V(t).CdV_c = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} V(t).dq(t) = \oint V.C.dV_c = \oint V.dq \quad (V.8)$$

T : période de la tension appliquée (S).

q: la charge transmise par le réacteur (C).

Vc: tension aux bornes de la capacitance (V).

La puissance consommée par le réacteur se calcule en multipliant l'énergie appropriée par la fréquence de résonance du système transformateur-générateur d'ozone.

$$P = W. f \quad (V.9)$$

Où f est la fréquence du signal appliqué (Hz)

La Figure V.20 illustre la courbe de Lissajous pour le générateur d'ozone sous une tension maximale de 7.25 kV et un décalage $\alpha = 20^\circ$. En calculant l'air de la courbe, on peut déduire que l'énergie consommée pendant une période est de 9,455 mJ. En multipliant cette valeur d'énergie par la fréquence appropriée, on obtient une puissance consommée de 141.83W.

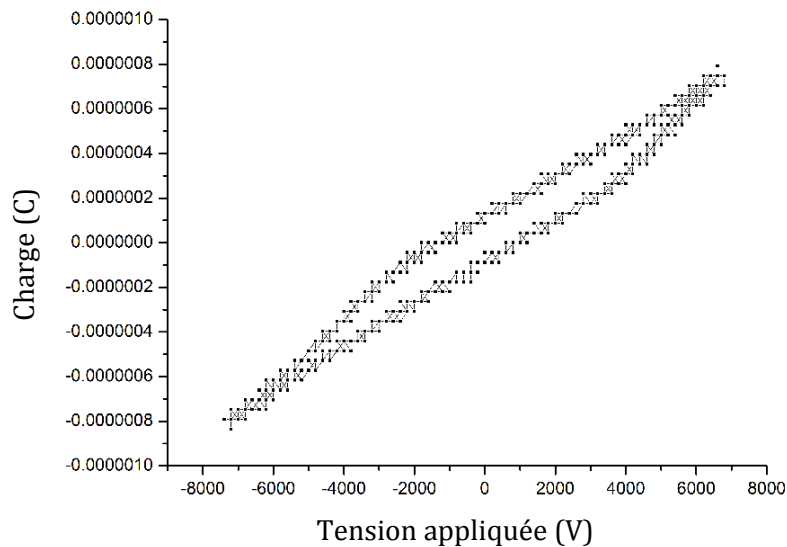


Figure V.20 Courbe de Lissajous du réacteur à tension $V=7.25$ kV

V.11. Modélisation et optimisation de générateur d'ozone

La méthodologie des plans expériences est utile pour le criblage, l'optimisation et les tests de robustesse. Des expériences classiques de type "un facteur-à-la-fois" ont été effectuées dans cette section pour identifier le domaine de variation des trois facteurs. L'étape d'optimisation d'un procédé expérimental doit permettre la détermination des valeurs des facteurs pour lesquels la concentration d'ozone est maximale et la puissance consommée est minimale.

Les expériences ont été réalisées en considérant les trois paramètres les plus importants de l'alimentation d'ozonateur, à savoir la tension V , la fréquence f et l'angle de déphasage α .

Les limites de variation de la tension V , de la fréquence f et du déphasage α sont définies en suivant les expériences « un-facteur-à-la-fois ».

Expérience 1.1. Tension variable V (5-7,25 kV), à des valeurs constantes d'angle de déphasage $\alpha = 0^\circ$ et fréquence $f = 16$ kHz. $V=5$ kV correspond à la valeur minimale de la tension initiale de la décharge électrique, alors que la valeur maximale $V=7,25$ kV était limitée par le risque de défauts.

Expérience 1.2. Déphasage variable α (0-160 °), à valeurs constantes de tension $V = 6$ kV et fréquence $f = 16$ kHz.

Expérience 1.3. Fréquence variable f (14,5-17,5 kHz), à valeurs constantes de déphasage $\alpha = 0^\circ$ et tension $V = 6$ kV.

V.12. Résultats et discussion

A. Expériences de criblage

Les résultats obtenus des expériences de criblage sont présentés aux figures V.21, 22 et 23. La concentration en ozone de CO_3 (mg / l) et la puissance P (W) ont été considérées comme significatives pour l'évaluation du processus et sont représentées en fonction des trois facteurs de contrôle.

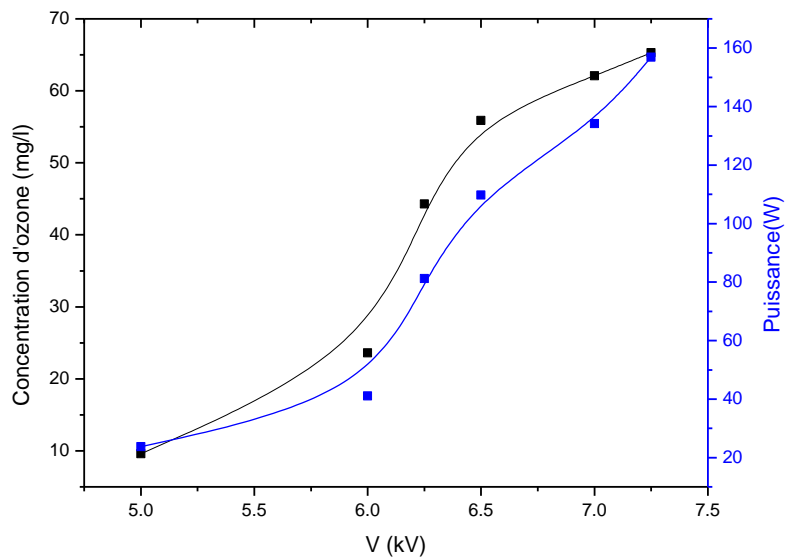


Figure V.21 Variation de la concentration d'ozone et de la puissance en fonction de la tension appliquée V (f=16 kHz, $\alpha=0^\circ$).

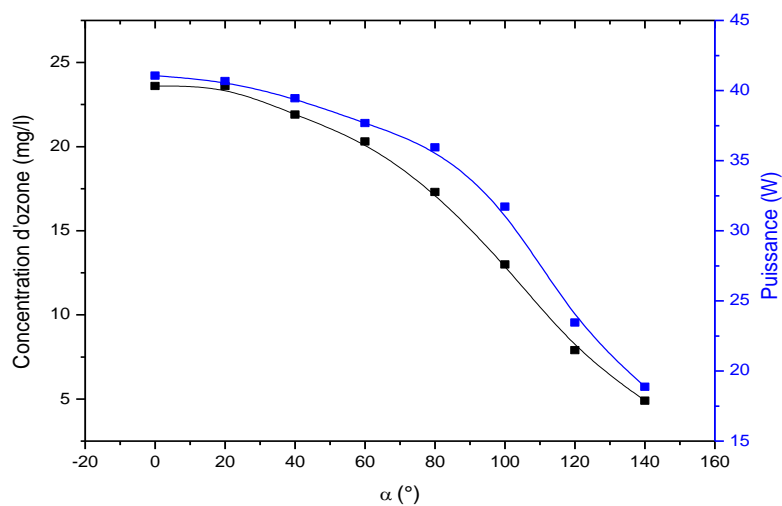


Figure IV.22 Variation de la concentration d'ozone et de la puissance en fonction du déphasage α (f=16 kHz, V=6 kV)

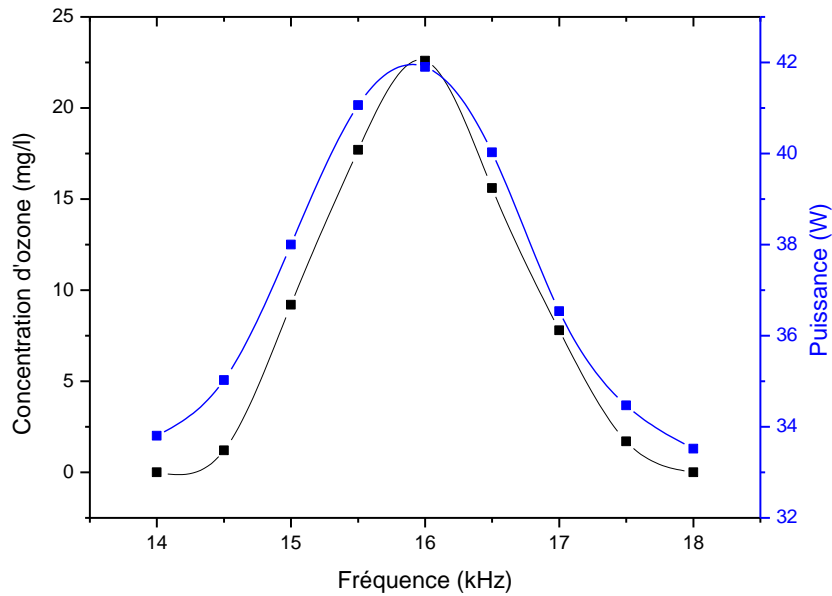


Figure V.23 Variation de la concentration d'ozone et de la puissance en fonction de la fréquence f ($V=6$ kV, $\alpha=0^\circ$).

Les domaines de variation de V , f et α ont ensuite été redéfinis en fonction des résultats obtenus dans cette section :

$$V_{\min}= 5 \text{ kV} ; V_{\max}=7,25 \text{ kV}$$

$$f_{\min}= 15 \text{ kHz} ; f_{\max}=17 \text{ kHz}$$

$$\alpha_{\min}=20^\circ ; \alpha_{\max}=80^\circ$$

B. Point de consigne et d'identification

L'identification des valeurs optimales des facteurs a été réalisée à l'aide d'un plan CCF central. Les deux niveaux "max" et "min" sont les limites établies dans la section précédente pour chacune des trois variables (V_{\min} , V_{\max}), (f_{\min} , f_{\max}) et (α_{\min} , α_{\max}). Le point central (V_c , f_c et α_c) est calculé comme suit :

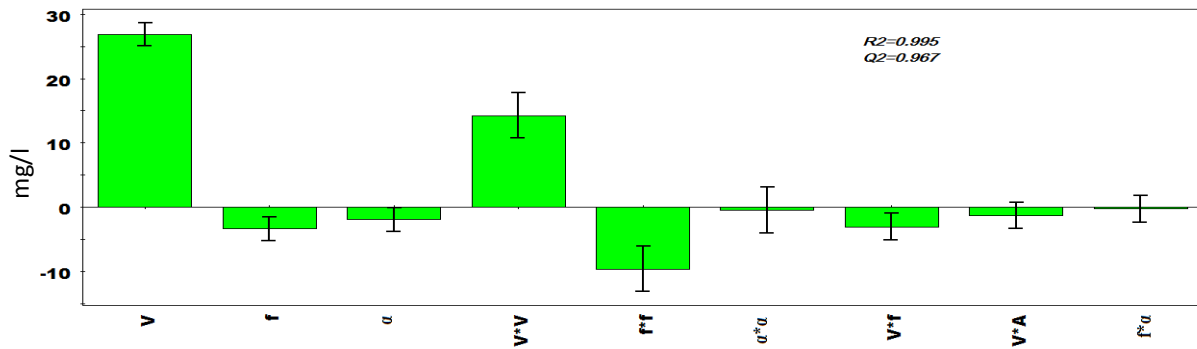
$$V_c = (V_{\min} + V_{\max})/2 = \frac{5 + 7.25}{2} = 6.125 \text{ kV} \quad (1)$$

$$f_c = (f_{\min} + f_{\max})/2 = (15 + 17)/2 = 16 \text{ kHz} \quad (2)$$

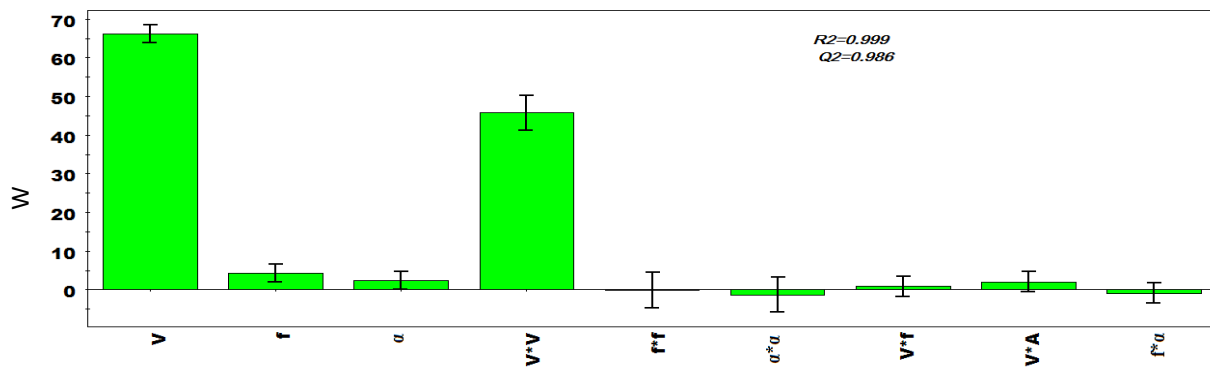
$$\alpha_c = (\alpha_{\min} + \alpha_{\max})/2 = \frac{20 + 80}{2} = 50^\circ \quad (3)$$

Tableau V.1. Résultats du plan composite à faces centrés

Test N°	Tension V (kV)	Fréquence f (kHz)	Déphasage α (°)	Concentration d'ozone C_{O_3} (mg/l)	Puissance P (W)
1	5	15	20	0	16.57
2	5	17	20	0	24.24
3	7.25	15	20	62	141.83
4	7.25	17	20	50.9	158.13
5	5	15	80	0	17.69
6	5	17	80	0	26.85
7	7.25	15	80	58	156.36
8	7.25	17	80	45	163.89
9	6.125	15	50	16	43.03
10	6.125	17	50	7	45.41
11	5	16	50	9	26.54
12	7.25	16	50	61.7	153.68
13	6.125	16	20	25.2	42.75
14	6.125	16	80	16.1	43.27
15	6.125	16	50	24.1	43.51
16	6.125	16	50	24	43.24
17	6.125	16	50	24.2	43.52

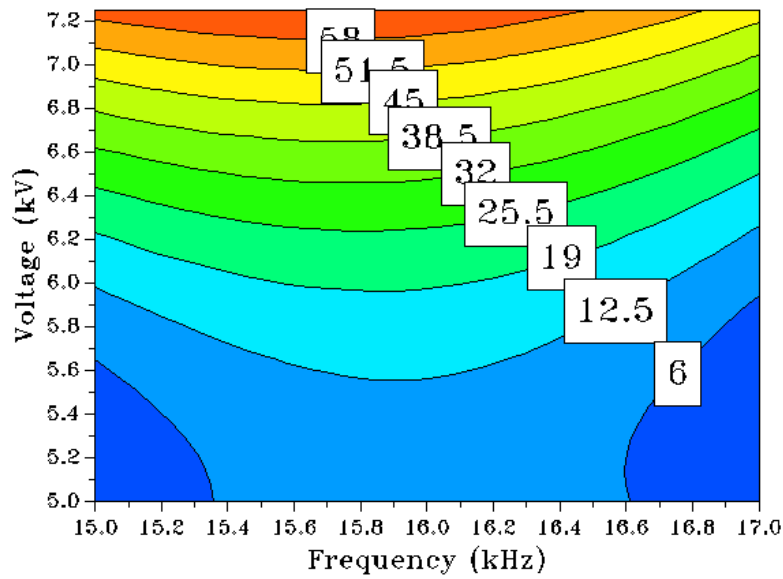


(a) Concentration d'ozone C_{O_3} (mg/l).

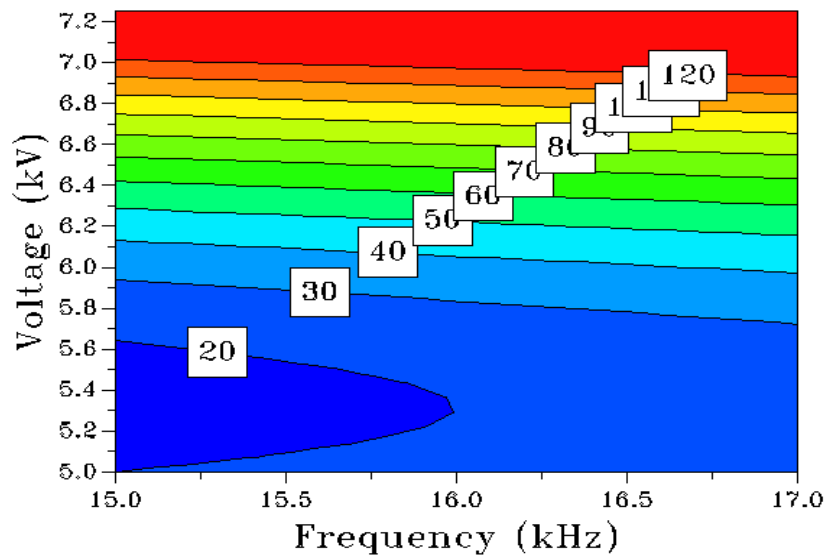


(b) Puissance P (W).

Figure V.24. Histogramme montrant l'influence des différents facteurs sur (a) la concentration d'ozone et (b) la puissance.



(a) Concentration d'ozone.



(b) Puissance.

Figure V.25. Trace des contours d'iso-réponse obtenues avec le présent modèle (a) la concentration d'ozone et (b) la puissance.

Les résultats des essais expérimentaux sont présentés dans le tableau V.1 adionnellement a la concentration d'ozone CO_3 (mg/l), la puissance P (W) a également été considérée comme une réponse significative comme indiquée dans le tableau V.1.

Les modèles mathématiques de CO_3 (mg/l) et de P (W) ont été obtenus à l'aide du logiciel MODDE 5.0 et représentés dans la Figure V.24. Dans la Figure V.25 sont représentés les contours iso-réponse obtenus avec les deux modèles présents.

Comme les critères statistiques R2 et Q2 étaient proches de l'unité, R2 = 0,988 et Q2 = 0,967 pour la réponse CO3 et R2 = 0,995 et Q2 = 0,985 pour P, les deux modèles ont été validés et ont été utilisés pour l'analyse prévisionnelle et l'optimisation.

Comme le montre la figure V.24, la tension V est le facteur le plus influant sur la concentration d'ozone et la puissance consommée par rapport à la fréquence f et au déphasage (α). De plus, nous remarquons que les effets de f et α sont faibles, dont de f a plus effet par rapport à α. De plus, il semble qu'à l'exception de l'interaction entre V et f pour la concentration de CO3, il n'y ait pas d'effet significatif d'interaction entre les autres facteurs.

Comme le montre la figure V.25, l'effet de la tension V est confirmé par rapport à celui de f et α. De plus, nous remarquons que la concentration en ozone et la puissance sont les plus grandes pour des valeurs de tension V plus élevées, quelle que soit la valeur de la fréquence. Par conséquent, les valeurs optimales des facteurs qui devraient donner la plus grande quantité de concentration d'ozone pour une consommation d'énergie plus faible devraient être identifiées. Le logiciel MODDE.05 contient une routine d'optimisation qui est capable de traiter simultanément plusieurs réponses, affectés par différents coefficients de pondération. Il possède un outil d'optimisation qui propose les valeurs optimales des facteurs en maximisant la concentration en ozone et en minimisant la puissance (Figure V.26).

Selon ce modèle, l'optimum du procédé doit être obtenu pour V=7,15 kV, f = 15,4 kHz et α= 20° correspondant à CO₃ = 61,7 mg/l et P = 133,7 W.

	Response	Criteria	Weight	Min	Target	Max
1	CO3	Maximize	1	60.2646	66.755	
2	P	Minimize	1		60	150

Iteration:	5001	Iteration slider:	<input type="range"/>				
	1	2	3	4	5	6	7
	V	f	α	CO3	P	iter	log(D)
1	7.1826	15.2638	20.0018	62.0486	136.421	3370	-0.2052
2	7.1443	15.6337	20.0088	61.8712	133.641	2990	-0.2091
3	7.1433	15.714	20.0109	61.8572	133.997	5001	-0.2057
4	7.1458	15.5991	20.0326	61.8924	133.638	4660	-0.2109
5	7.1463	15.5898	20.2102	61.8843	133.685	3125	-0.2099
6	7.1443	15.6337	20.0088	61.8712	133.641	2990	-0.2091
7	7.1475	15.5688	20.0197	61.9117	133.674	4519	-0.2122
8	7.1986	15.1634	20.0215	61.948	137.934	3638	-0.1876

Figure V.26. Résultats du programme d'optimisation de MODDE 5.0 pour la minimisation de la puissance et pour la maximisation de la concentration d'ozone.

V.13. Conclusion

Une alimentation électrique haute tension et haute fréquence pour le générateur d'ozone a été développée et décrite en détail dans ce chapitre. L'alimentation électrique comprend un étage de puissance composé d'un onduleur monophasé en pont complet, d'un circuit de commande et d'un circuit de contrôle. La concentration d'ozone dépend du niveau de tension, de la fréquence du signal et de l'angle de déphasage α de l'alimentation électrique ; la modélisation de la surface de réponse a été utilisée pour identifier les valeurs optimales de ces facteurs afin de maximiser la production d'ozone et de minimiser la consommation d'énergie.



Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le premier objectif de notre travail est d'étudier et de concevoir un onduleur solaire, d'une puissance de sortie d'environ 500 VA avec une tension d'entrée de 12 VDC et une sortie à onde purement sinusoïdale de 230 VAC à une fréquence de 50 Hz. Les améliorations apportées à l'onduleur se situent essentiellement au niveau de la commande, avec tout d'abord, la génération d'une onde purement sinusoïdale, mais également la surveillance de la tension d'entrée et de la tension de sortie, ainsi que la température des interrupteurs électroniques, ce qui permettrait de préserver le bon fonctionnement de l'onduleur. La conception a aussi porté sur la partie électronique de puissance. La partie commande est un microcontrôleur (16F876A) qui permet d'assurer la commande et la surveillance de l'onduleur.

Le deuxième objectif consiste à l'amélioration des performances statiques et dynamiques des convertisseurs statiques, c'est-à-dire augmenter la performance et la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, limiter les pertes par commutation et par conduction, simplifier la mise en œuvre des différentes lois de commande.

Dans la troisième partie de la thèse, deux approches différentes ont été proposées pour obtenir de multiples ensembles de solutions dans un large éventail d'indices de modulation. Une implémentation des algorithmes génétiques hybride a été utilisée dans le but d'évaluer et d'ajuster les angles de commutation. Durant le processus d'optimisation, les solutions possibles sont évaluées par l'intermédiaire d'une fonction qui fait intervenir quatre critères de performance calculés sur la réponse du système global. L'approche Newton-Raphson modifiée est utilisée sans supposition d'angle de commutation initial pour obtenir une solution analytique de résolution des équations SHE et assurer une convergence rapide. De plus, de multiples solutions sont obtenues en conservant une très faible augmentation de l'indice de modulation. Cela n'a pas été obtenu dans les méthodes de calcul utilisées précédemment, pour tous les indices de modulation. Les résultats de simulation présentés confirment qu'à des indices de modulation élevés le THD est faible ; cependant, à des indices de modulation très faibles le THD est très élevé.

L'onduleur réalisé a été appliqué au traitement de l'air par l'ozone. Le système réalisé comprend trois éléments principaux : une source d'énergie photovoltaïque, un onduleur en pont haute fréquence avec un transformateur élévateur, et un générateur d'ozone.

La décharge à barrière diélectrique est simple et représente un bon moyen pour obtenir un plasma hors équilibre « froid » afin de générer de nombreuses applications. Parmi ces applications, nous avons utilisé la DBD en tant que générateur d'ozone.

Les générateurs d'ozone sont de plus en plus utilisés dans différents domaines de l'industrie pour l'élimination des virus, bactéries et microorganismes dans l'eau et la désinfection contre le virus COVID 19. Actuellement, le moyen le plus efficace de production de l'ozone est la décharge à barrière diélectrique, qui nécessite des tensions de l'ordre de plusieurs kV et des fréquences de quelques dizaines de kHz.

Une description détaillée d'une alimentation électrique pour l'ozoniseur a été présentée dans cette thèse. L'efficacité de la production d'ozone est liée aux facteurs de l'alimentation électrique. Une étude expérimentale d'une procédure basée sur la technique RSM a été proposée pour l'identification des valeurs de tension, de fréquence et de rapport cyclique, pour la maximisation de la concentration d'ozone et la minimisation du puissance. En outre, l'alimentation électrique est basée sur un transformateur haute fréquence à noyau de ferrite compact au lieu d'un transformateur à noyau feuilleté ; tous le matériel restant représente un ensemble de composants électroniques. La commutation à haute fréquence permet une réduction significative de la taille et du poids du transformateur haute tension. Cela implique une réduction de la taille et du poids ce qui permet d'obtenir une conception compacte, qui minimise l'installation et les coûts d'entretien.

A titre de perspectives nous proposons ce qui suit :

- Réalisation d'un onduleur multiniveau pour améliorer la SHE-PWM au vu de la distorsion de tension.
- Utiliser une nouvelle approche MLI basée sur le principe des réseaux de neurone pour la commande des onduleurs
- Réalisation d'un onduleur haute fréquence composé de transistors GaN.
- Réalisation d'un générateur de Marx de tension pulsée.
- Réalisation d'un onduleur de type Royer.
- Comparer l'efficacité de ces différents onduleurs en production d'ozone.



Références bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] **S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo**, "Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 1, pp. 47–61, Mar. 2015.
- [2] **K. Zeb et al.**, "A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 94, pp. 1120–1141, Oct. 2018.
- [3] **H. Foch, P. Ladoux, and H. Piquet**, "Association de convertisseurs assurant une liaison énergétique," *Tech. Ing.*, p. d3178, 2010.
- [4] **H. Wang and F. Blaabjerg**, "Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters—An Overview," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 5, pp. 3569–3578, Sep. 2014.
- [5] **H. Wang, M. Liserre, and F. Blaabjerg**, "Toward Reliable Power Electronics: Challenges, Design Tools, and Opportunities," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 7, no. 2, pp. 17–26, Jun. 2013.
- [6] **S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner**, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1441–1451, May 2011.
- [7] **Luis Gabriel Alves Rodrigues**. "Design and characterization of a three-phase current source inverter using 1.7kV SiC power devices for photovoltaic applications. Electric power ". Université Grenoble Alpes, 2019. English. ffNNT : 2019GREAT030ff. fftel-02476261f
- [8] **Song, Y., & Wang, B.** (2013). Survey on reliability of power electronic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1), 591-604.
- [9] **Rahim, N. A., & Selvaraj, J.** (2010). Multistring five-level inverter with novel PWM control scheme for PV application. *IEEE transactions on industrial electronics*, 57(6), 2111-2123.
- [10] **P. Barrade**, 'Power Electronics: Converters Methodology and Elementals' Lausanne Polytechnic and University Presses Romandes, First Edition, 2006.
- [11] **C. Buttay** 'Contribution to Conception by Simulation in Power Electronics, Application to the inverter Low Voltage', National Institute of Applied Sciences, Lyon, November 2004.
- [12] **Hasan, M., Maqsood, J., Baig, M. Q., Bukhari, S. M. A. S., & Ahmed, S.** (2015, March). Design and Implementation of Single Phase Pure Sine Wave Inverter Using Multivibrator IC. In *Modelling and Simulation (UKSim), 2015 17th UKSim-AMSS International Conference on* (pp. 451-455). IEEE.

- [13] **Haeberlin, H.** (2001). Evolution of inverters for grid connected PV-systems from 1989 to 2000. *measurement*, 2(1).
- [14] **Koutroulis, E., Chatzakis, J., Kalaitzakis, K., & Voulgaris, N. C.** (2001). A bidirectional, sinusoidal, high-frequency inverter design. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 148(4), 315-321.
- [14] **Murrieta, L., Domitsu, M., Ambrosio, L., García, A., Romero, E., Aragón, E., ... & Márquez, R.**(2006) RIEE&C: Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación.
- [16] **MYRZIK, J. M. A.** Power conditioning of low voltage generators with transformerless gridconnected inverter topologies. In : *European Conference On Power Electronics And Applications*. Proceedings Published By Various Publishers, 1997. p. 2.625-2.630.
- [17] **Chuang, Y. C., Ke, Y. L., Chuang, H. S., & Chen, J. T.** (2012). A novel loaded-resonant converter for the application of DC-to-DC energy conversions. *IEEE Transactions on industry applications*, 48(2), 742-749.
- [18] **Tseng, S. Y., & Wang, H. Y.** (2013). A photovoltaic power system using a high step-up converter for DC load applications. *Energies*, 6(2), 1068-1100.
- [19] **Mamun, A. A., Elahi, M. F., Quamruzzaman, M., & Tomal, M. U.** (2013). Design and implementation of single phase inverter. *International Journal of Science and Research (IJSR)*, 2(2), 163-167.
- [20] **Thukral, R., Gupta, A., kumar Verma, N., & Asthana, S.** (2016). Microcontroller Based Solar Power Inverter. *Technology*, 7(5), 70-78.
- [21] **Dixit, S., Tripathi, A., Chola, V., & Power, H. P. I.** (2013). 800VA Pure Sine Wave Inverter's Reference Design. *Texas Instruments Incorporated, Application Report SLAA602*.
- [22] **AZEDDINE, Hamidi.** " Etude et conception d'une centrale solaire photovoltaïque. 2017 " Thèse de doctorat. Faculte de technologie/Universite Mohamed Boudiaf-M'sila.
- [23] **Séverine Busquet**, « Etude D'un Système Autonome De Production D'énergie Couplant un Champ Photovoltaïque, Un Electrolyseur et une pile à Combustible : Réalisation D'un Banc D'essai Et Modélisation », Ecole des Mines ,2003.
- [24] **Missoum Mohammed**, « Contribution de l'énergie photovoltaïque dans la performance énergétique de l'habitat à haute qualité énergétique en Algérie », Mémoire de Magister université Chlef, 2011.
- [25] **GAMNI, Abdelkader, HAMOUDA, Messaoud**, et al. Etude et simulation d'un système photovoltaïque connecté au réseau électrique. 2012. Thèse de doctorat. Université Ahmed Draia-ADRAR.
- [25] **Technologie Du Future , Electricite Ecologie** , « Le rayonnement infrarouge de la Terre : nouvelle source d'énergie renouvelable ? », 24 décembre 2015.
- [26] **S.Petibon**, «Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques » thèse université de Toulouse, 2009.
- [27] **LABOURET, Anne, CUMUNEL, Pascal, BRAUN, Jean-Paul**, et al. Cellules solaires-5e éd.: Les bases de l'énergie photovoltaïque. Dunod, 2010.

- [28] **BELHARRAT, S. A.** Production et gestion de l'énergie solaire photovoltaïque adaptée à une maison. 2010. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri.
- [29] **Mustafa Belarbi**, «Contribution à l'étude d'un générateur solaire pour un site autonome», Thèse de doctorat, Université Des Sciences Et De La Technologie D'Oran Mohamed Boudiaf, Septembre 2015.
- [30] **Belhadj Mohamed**, «Modélisation D'un Système De Captage Photovoltaïque Autonome» Mémoire de Magister, université Bechar, 2008.
- [31] **J. Fadat**, « Chaîne de Conversion d'Energie Photovoltaïque, Commande MPPT», Revue 3EI, N°43, ESIEE-Amiens, France, 2005.
- [32] **JBILOU Mokhtaria**, «Etude, simulation et réalisation d'un onduleur pour système photovoltaïque», thèse de doctorat Université de Djillali liabes Sidi Bel Abbes, avril 2019.
- [33] **Saad Saoud Merwan**, « Optimisation de la gestion de l'énergie photovoltaïque utilisée dans une zone agricole », thèse de doctorat Université Annaba, 2017.
- [34] **Nakoul Zakia**, « Optimisation d'une centrale solaire à base d'un générateur PV» Mémoire de Magister , Université de Tlemcen, 2010.
- [35] **RIDHA, Temzi et SONIA, Tahir.** Capteur de rayonnement solaire à base d'un microcontrôleur PIC 18 F 452. 2011. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri.
- [36] **Thomas Mambrini**, « Caractérisation de panneaux solaires photovoltaïques en conditions réelles d'implantation et en fonction des différentes technologies »,Thèse de doctorat Université Paris sud , 2014.
- [37] **M. Capderou**, Atlas solaire de l'Algérie, Tome 1, Vol. 1 et 2 ; OPU, 1987.
- [38] **Zhao J., Wang A., Altermatt P.P., Wenham S.R., Green M.A.** "24% efficient silicon solar cells".Photovoltaic Energy Conversion.Conference Record of the Twenty Fourth.IEEE Photovoltaic Specialists Conference - IEEE First World Conference, Volume 2,5-9 Dec. 1994 Page(s):1477 - 1480 vol.2.
- [39] **Zhao J., Wang A., Campbell P., Green M.A.** "A 19.8% efficient honeycomb multicrystalline silicon solar cell with improved light trapping". Electron Devices, IEEE Transactions, Volume 46, Issue10, Oct.1999, Page(s):1978–1983.
- [40] **M, Urien.** Cellules photovoltaïques organiques à base copolymères à blocs de type rigide-flexible Thèse de Doctorat. Université de Bordeaux 2008
- [41] **BENSACI W**, « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT » Mémoire de magister. Université Kasdi Merbah, Ouargla. juin 2012.
- [42] **LECHÊNE, Pierre Balthazar.** Conception, caractérisation et durée de vie de cellules photovoltaïques organiques tandems à base de PCDTBT. 2013. Thèse de doctorat.
- [43] **ROUABAH, Amina et ZINE, Aldjia.** Etude et modélisation du procédé d'élaboration du silicium polycristallin pour la fabrication des cellules photovoltaïques. 2019. Thèse de doctorat. Université Mohamed BOUDIAF de M'Sila.
- [44] **L.Abbassen**, «Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque» mémoire de magister, Université Tizi Ouzou, 2011.

- [45] **Hasni Hadjèr**, « Caractérisation Automatisée d'une cellule solaire », mémoire de master Université de Biskra, 2014.
- [46] **Daoud Amine**, « Contrôle de la puissance d'un générateur photovoltaïque pompage solaire », thèse de doctorat université d'Oran, 2013.
- [47] **GIBSON, Thomas L. et KELLY, Nelson A.** Solar photovoltaic charging of lithium-ion batteries. In : 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. IEEE, 2009. p. 310-316.
- [48] **HARIPRAKASH, B., MARTHA, S. K., AMBALAVANAN, S.**, et al. Comparative study of lead-acid batteries for photovoltaic stand-alone lighting systems. Journal of Applied Electrochemistry, 2008, vol. 38, no 1, p. 77-82.
- [49] **BRAUN, M. et STETZ, T.** Multifunctional photovoltaic inverters-economic potential of grid-connected multifunctional PV-battery-systems in industrial environments. In : 23rd European Photovoltaic Solar Energy Conference, Valencia, Spain. 2008.
- [50] **CHEMLAL, Anouar.** Contraintes Thermiques développées dans un Panneau Solaire Photovoltaïque. 2011. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou.
- [51] **Stéphane VIGHETTI**, « Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion », thèse de doctorat, université de Grenoble, 2010.
- [52] **Jacques Duval**, « Systèmes D'énergie Hybrides Solaires PV », Energie Solaire Photovoltaïque et son Stockage, ASPROM Paris ,2010.
- [53] **CHENNI, Rachid, ZAROUR, Laid, MATAGNE, Ernest**, et al. Optimisation d'un système de pompage photovoltaïque. Sciences & Technologie. B, Sciences de l'ingénieur, 2007, p. 49-54.
- [54] **BECHKIR, S., BOUSMAHA, I. S., BRAHAMI, M.**, et al. Realization of an inverter with PWM command for photovoltaic system. In : 2017 5th International Conference on Electrical Engineering-Boumerdes (ICEE-B). IEEE, 2017. p. 1-6.
- [55] **HAKIM, Zitoun, MOULOUD, Gaoui, et MENAD, Kouffi.** *Impact des temps morts sur la tension de sortie d'un onduleur triphasé.* 2011. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri.
- [56] **Brahami, M.N., Hadjri, S., Nemmiche, S., Brahami,M., Tilmatine,A.** « Experimental investigation of a PV solar generator for supplying water treatment process”. International Journal of Environmental Studies, 72(1), 207–221, 2015.
- [57] **BÜHLER, Hansruedi.** *Convertisseurs statiques.* PPUR presses polytechniques, Livre, 1991.
- [58] **M.Jbilou ,S Bechkir ,F.Z.Boudjela ,M.Brahami** « Evolution the operation of an inverter equipping a photovoltaic generator under constraint electromagnetic compatibility» Deuxième journée doctorale de Génie Electrique, JDGE 2018.
- [59] **VIGHETTI, Stéphane.** *Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau: Choix et dimensionnement des étages de conversion.* 2010. Thèse de doctorat.
- [60] **M.Jbilou**, « Etude et Réalisation d'un Onduleur d'un système Photovoltaïque » Mémoire de Magister, Université Djillali Liabés, Algérie, 2013.

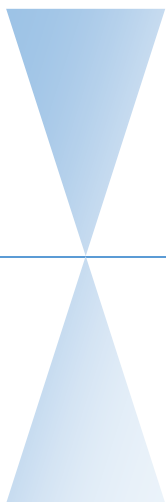
- [61] **International Rectifier**. (n.d.). PIC16F876, www.datasheetcatalog.com
- [62] **BERNARD, MUTUA JOSHUA**. MICROCONTROLLER BASED POWER INVERTER. 2014. Thèse de doctorat. UNIVERSITY OF NAIROBI.
- [63] **Rectifier, I. IR2110 (-1-2)(S) PbF/IR2113 (-1-2)(S) PbF HIGH AND LOW SIDE DRIVER** Data Sheet. Data
- [64] **ICs, HV Floating MOS-Gate Driver**. "International Rectifier Application Note AN-978, Mar. 23, 2007." International Rectifier.
- [65] **KEDJBOUR, Abdelhamid, BOUKOUICEM, Zoubir, et BOUROUINA**, Antar Encadreur. Etude et simulation de l'asservissement de vitesse dans l'association moteur à courant continue-hacheur série. 2019. Thèse de doctorat. Université de Jijel.
- [66] **T. Wildi** : Electrotechnique, 3eme édition, éditions de Boeck université (1999).
- [67] **CHERGUI M** " nouvelle technique de commande et optimisation d'un système de pompage photovoltaïque" thèse université des sciences et de technologie d'Oran-Mohamed Boudiaf 06/2013
- [68] **Sophie FERNANDEZ**, « Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau », Doctorat Génie Electrique, Université de Lille 1, Octobre 2013.
- [69] **FOCH, Henri et FOREST, François**. Onduleurs de tension. Ed. Techniques Ingénieur, 1998
- [70] **FANG, L. L. et HONG, Y**. Advanced DC/AC Inverters: Applications in Renewable Energy (Power Electronics, Electrical Engineering, Energy, and Nanotechnology). 2013.
- [71] **H.W.VAN DER BROECK, H. C. SKENDENLY, G.V. STANKE** «ANALYSIS AND REALIZATION OF PWM BASED ON VOLTAGE SPACE VECTORS", IEEE TRANS. IND. APPL. VOL.24, N°1, pp142-150, 1985.
- [72] **A. Aibeche**, « Commande vectorielle robuste de la machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel ». Thèse de Magister. Université M'hamed Bougara-Boumerdes. Faculté Des Hydrocarbures et de La Chimie.2009.
- [73] **ROBYNS, Benoît, FRANÇOIS, Bruno, et DEGOBERT, Philippe**. Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone: Désensibilisation et optimisation par la logique floue. Editions TECHNIP, 2007.
- [74] **BENHAMIMID, Radhwane**. Commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrones. 2006. Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf-M'Sila.
- [75] **F. G. Turnbull**, "Selected harmonic reduction in static dc-ac inverters," IEEE Transaction Communication Electronics., vol. CE-83, no. 73, Jul. 1964, pp. 374–378.
- [76] **V. G.Agelidis, A. Balouktsis and C. Cossar**, "On Attaining the Multiple Solutions of Selective Harmonic Elimination PWM Three Level Waveforms through Function Minimization," IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 3, March 2008, pp. 996-1004.
- [77] **H. Patel, and R. G. Hoft**, "Generaiized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters:Parrrt I-Harmonic Elimination," IEEE Transaction on Industrial Electronics,Vol. 1A-9, No.3, May/June 1973, pp. 310-317.

- [78] **P. N Enjeti., P. D. Ziogas, and J. F. Lindsay**, “Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, No. 2, 1990, pp. 302-316.
- [79] **KONSTANTINOOU, Georgios, CIOBOTARU, Mihai, et AGELIDIS, Vassilios**. Selective harmonic elimination pulse-width modulation of modular multilevel converters. *IET Power Electronics*, 2013, vol. 6, no 1, p. 96-107.
- [80] **GUELLAL, Amar, LARBES, Cherif, BENDIB, Douadi, et al.** FPGA based on-line artificial neural network selective harmonic elimination PWM technique. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2015, vol. 68, p. 33-43.
- [81] **DENIZ, Erkan, AYDOGMUS, Omur, et AYDOGMUS, Zafer**. Implementation of ANN-based selective harmonic elimination PWM using hybrid genetic algorithm-based optimization. *Measurement*, 2016, vol. 85, p. 32-42.
- [82] **AL-HITMI, Mohammed, AHMAD, Salman, IQBAL, Atif, et al.** Selective Harmonic Elimination in a Wide Modulation Range Using Modified Newton–Raphson and Pattern Generation Methods for a Multilevel Inverter. *Energies*, 2018, vol. 11, no 2, p. 458.
- [83] **AZAB, Mohamed**. Harmonic elimination in three-phase voltage source inverters by particle swarm optimization. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2011, vol. 6, no 3, p. 334-341.
- [84] **AZAB, Mohamed et AWADALLAH, Mohamed A**. Selective harmonic elimination in VSI-fed induction motor drives using swarm and genetic optimisation. *International Journal of Power Electronics*, 2013, vol. 5, no 1, p. 56-74.
- [85] **OPAL-RT technologie 2016**, 23/05/2018 Montréal, Québec 1751, rue Richardson <https://www.opal-rt.com/fr/logiciel-rt-lab/>
- [86] **Power Electronic Systems – SEMISTACK** 08-06-2005 France <http://kartmasters.fr/shop/en/kits-of-materials/1353-semiteach-three-phase-inverter.html>
- [87] **GOLOVANOV, Nicolae, LAZAROIU, George C., et PORUMB, Radu**. Wind generation assessment proposal by experimental harmonic and distortion factor analysis. In : 2013 48th International Universities' Power Engineering Conference (UPEC). IEEE, 2013. p. 1-4.
- [88] **NEMMICH, Said, et al.** Modélisation expérimentale et optimisation du procédé de génération d’ozone par décharge à barrière diélectrique pour traitement de l’eau. 2015. Thèse de doctorat.
- [89] **Nicolas HEIM**, « Phénomène D’auto-Organisation Dans Une Décharge À Barrière Diélectrique », Thèse de doctorat, Université de Toulouse, soutenue le 30 septembre 2016.
- [90] **POINTU, Anne-Marie, PERRIN, Jérôme, et JOLLY, Jacques**. Plasmas froids de décharge: Propriétés électriques. *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, 1998, vol. 4, no D2830, p. 1-21.
- [91] **BOUCINHA, Vincent**. Etude de l'écoulement induit par une décharge à barrière diélectrique surfacique: contribution au contrôle des écoulements subsoniques par actionneurs plasmas. 2009. Thèse de doctorat. Université d'Orléans.

- [92] **AMJAD, Muhammad, SALAM, Zainal**, FACTA, Mochammad, et al. Analysis and implementation of transformerless LCL resonant power supply for ozone generation. *IEEE transactions on power electronics*, 2012, vol. 28, no 2, p. 650-660.
- [93] **ANDALLAH Diop**, « Alimentation sans transformateur pour dispositif de Décharge à Barrière Diélectrique (DBD) », thèse de doctorat, université de Toulouse, 30 Janvier 2017.
- [94] **LEYSSENNE**, Estelle. Analyse de la phase d'excitation des décharges à barrière diélectriques (DBD) dans le xénon: rôle des états excités supérieurs. 2013. Thèse de doctorat. Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier.
- [95] **KORNEV, J., YAVOROVSKY, N., PREIS, Sergey**, et al. Generation of active oxidant species by pulsed dielectric barrier discharge in water-air mixtures. *Ozone: Science and Engineering*, 2006, vol. 28, no 4, p. 207-215.
- [96] **TENDERO**, Claire. Torche plasma micro-onde à la pression atmosphérique: application au traitement de surfaces métalliques. 2005. Thèse de doctorat. Limoges.
- [97] **RUBIO, David Magin Florez**. Sources d'Alimentation Électrique pour l'Étude et l'Utilisation Efficace des Lampes Excimères DBD. 2014. Thèse de doctorat.
- [98] **DIOP, Mame Andallah**. Alimentation sans transformateur pour dispositif de décharge à barrière diélectrique (DBD). 2017. Thèse de doctorat. Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier.
- [99] **NAUDE Nicolas**, « Etude électrique de la physique d'une décharge de Townsend à la pression atmosphérique et de son interaction avec un générateur : Modèle et Expérience », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Octobre 2005.
- [100] **NASSOUR Kamel**, « Optimisation du procédé de génération d'ozone par décharge à barrière diélectrique mixte« surfacique –volumique »pour le traitement d'eau », Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbés, Décembre 2016.
- [101] **BELLEBNA YASSINE**, « Contribution à l'étude des décharges à barrière diélectrique surfaciques : application pour la désinfection de l'air », mémoire de magister, Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbés, Octobre 2011.
- [102] **ARARIA Rabah**, « Modélisation d'une décharge lumineuse à pression atmosphérique », Mémoire de Magister, Université Mohamed BOUDIAF d'Oran, Juin 2013.
- [103] **PIPA, Andrei V., KOSKULICS, Jeffrey, BRANDENBURG, Ronny, et al. Erratum:**“The simplest equivalent circuit of a pulsed dielectric barrier discharge and the determination of the gas gap charge transfer”[*Rev. Sci. Instrum.* 83, 115112 (2012)]. *Review of Scientific Instruments*, 2019, vol. 90, no 7, p. 079901.
- [104] **DIEZ MEDINA**, Rafael. Alimentation de puissance d'une lampe exciplexe à décharge à barrière diélectrique, en vue du contrôle du rayonnement. 2008. Thèse de doctorat.
- [105] **X. BONNIN**, « Alimentation électrique des dispositifs de décharges à barrières diélectriques », Thèse de l'université de Toulouse, INPT 2015.
- [106] **DIEZ, Rafael, PIQUET, Hubert, FLOREZ, David**, et al. Current-mode approach in power supplies for DBD excilamps: Review of 4 topologies. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2014, vol. 43, no 1, p. 452-460.

- [107] **BERCHTIKOU, Aziz**. Décharges à barrière diélectrique dans l'hélium et le néon à la pression atmosphérique. 2010. Thèse de doctorat. École Polytechnique de Montréal.
- [108] **DIVAY-DHAINAUT, Marielle**. Etude pour le contrôle des décharges à barrière diélectrique, des couplages entre leurs propriétés électriques, thermiques et chimiques dans l'air à pression atmosphérique. 2004. Thèse de doctorat. Paris 11.
- [109] **Yacine Belebna, Saïd Nemmich, Nacera Hammadi et Amar Tilmatine** intitulé, « Production d'ozone par décharge à barrière diélectrique pour traitement de l'air », International conference on energy and sustainable development (CESD'2013).
- [110] **TILMATINE, A., HAMMADI, N., REMAOUN, S. M., et al.** Processes for sustainable development using high-intensity electric fields. *International Journal of Sustainable Engineering*, 2013, vol. 6, no 2, p. 177-185.
- [111] **S. LIU**, Electrical modeling and unipolar-pulsed energization of dielectric barrier discharge: Ph. D Thesis Electronics and Information Techniques (University of Karshuruhe), Germany 2002
- [112] **D. FLOREZ, R. DIEZ, H. PIQUET**. «DCM-Operated Series-Resonant Inverter for the Supply of DBD Eximer Lamps». *IEEE transaction on industry applications*, vol. 50, no. 1, January/February 2014
- [113] **M.I. LOMAEV, E.A. SOSNIN, V.F. TARASENKO, D.V. SHITTS, V.S. SKAKUN, M.V. EROFEEV, A.A. LISENKO**. «Capacitive and Barrier Discharge Excilamps and Their Application (Review) ». *Instruments and Experimental Techniques*, 2006, Vol. 49, No. 5, pp. 595–616, 2006
- [114] **D. TASTEKIN, F. BLANK, A. LUNK, J. ROTH-STIELOW**. «power supply with bipolar pulsed output voltage and high repetition rate based on a solid state marx topology », *IEEE Pulsed Power Conference*, 2011
- [115] **WANG, Yonggang, TONG, Liqing, HAN, Qiuyi, et al.** Repetitive high-voltage all-solid-state Marx generator for excimer DBD UV sources. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2016, vol. 44, no 10, p. 1933-1940.
- [116] **V. Kinnares and P. Hothongkham**, "Circuit analysis and modeling of a phase-shifted pulsewidth modulation full-bridge-inverter-fed ozone generator with constant applied electrode voltage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1739-1752, 2010.
- [117] **P. Hothongkham and V. Kinnares**, "Measurement of an ozone generator using a phase-shifted PWM full bridge inverter," in *The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-*, 2010, pp. 1552-1559.
- [118] **M. Nisoa, D. Srinoum, and P. Kerdthongmee**, "Development of high voltage high frequency resonant inverter power supply for atmospheric surface glow barrier discharges," in *Solid State Phenomena*, 2005, pp. 81-86.
- [119] **S. Wang, M. Ishibashi, Y. Feng, M. Nakaoka, and Y. Konishi**, "Series-compensated inductor type resonant inverter using pulse density modulation scheme for efficient ozonizer," in *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 1997, pp. 19-23.

- [120] **O. Koudriavtsev, S. Wang, Y. Konishi, and M. Nakaoka**, "A novel pulse-density-modulated high-frequency inverter for silent-discharge-type ozonizer," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp. 369-378, 2002.
- [121] **M. Ponce-Silva, J. A. Aqui, V. H. Olivares-Peregrino, and M. A. Oliver-Salazar**, "Assessment of the current-source, full-bridge inverter as power supply for ozone generators with high power factor in a single stage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 8195-8204, 2016.
- [122] **Z. Salam, M. Facta, and M. Amjad**, "Dielectric barrier discharge ozonizer using the transformerless single-switch resonant converter for portable applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 2197-2206, 2014.
- [123] **S. Nemnich, A. Tilmatine, Z. Dey, N. Hammadi, K. Nassour, and S. Messal**, "Optimal sizing of a DBD ozone generator using response surface modeling," *Ozone: Science & Engineering*, vol. 37, pp. 3-8, 2015.
- [124] **A. Umetrics**, "Modde 5.0. user guide and tutorial," *Umetrics, Umea, Sweden*, 1999.
- [125] **N. L. Frigon and D. Mathews**, *Practical guide to experimental design*: John Wiley & Sons, 1997.
- [126] **G. Taguchi**, "System of experimental design; engineering methods to optimize quality and minimize costs," 1987.
- [127] **L. Eriksson, E. Johansson, N. Kettaneh-Wold, C. Wikström, and S. Wold**, "Design of experiments," *Principles and Applications, Learn ways AB, Stockholm*, 2000.
- [128] **Fayçal MNIF**, « Etude et réalisation des lois de commande par mode de glissement et par approche géométrique : application à un onduleur de tension monophasé », UNIVERSITE DU QUEBEC, thèse de doctorat, Mai 1991.
- [129] **Nacera HAMMADI**, « CONTRIBUTION À L'ÉTUDE DE LA DÉPOLLUTION DE L'EAU ET LA DÉSINFECTION DE L'AIR PAR DÉCHARGE À BARRIÈRE DIÉLECTRIQUE », Université de Sidi-Bel-Abbès, thèse de doctorat, mars 2013.
- [130] **HAMMADI, Nacera, ZEGRAR, Mansour, NEMMICH, Said, et al.** Development of high-voltage high-frequency power supply for ozone generation. *J. Eng. Sci. Technol*, 2016, vol. 11, no 5, p. 755-767.
- [131] **BECHEKIR, S., BRAHAMI, M., ABDESLAM, D. Ould, et al.** Development of a Low-Cost Ozone Generator Supply-Optimization Using Response Surface Modeling. *International Journal of Plasma Environmental Science and Technology (IJPEST)*, 2019.
- [132] **DRAOU, Abdelkader, NEMMICH, Said, NASSOUR, Kamel, et al.** Experimental analysis of a novel ozone generator configuration for use in water treatment applications. *International Journal of Environmental Studies*, 2019, vol. 76, no 2, p. 338-350.
- [133] **NASSOUR, Kamel, BRAHAMI, Mostefa, TILMATINE, Amar, et al.** Comparative experimental analysis of ozone generation between surface and volume DBD generators. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2018, vol. 25, no 2, p. 428-434.



Annexe

ANNEXE

1. Essai de la Commande MLI sinus-triangle et SVM

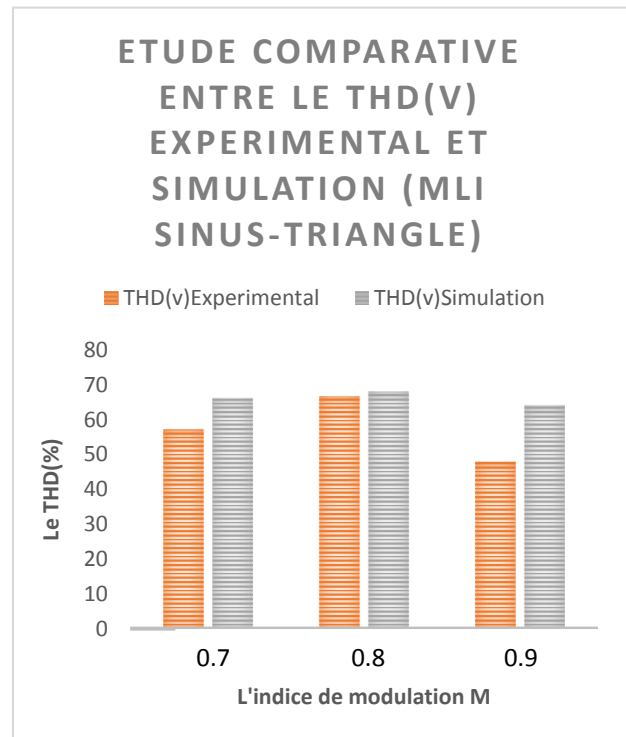
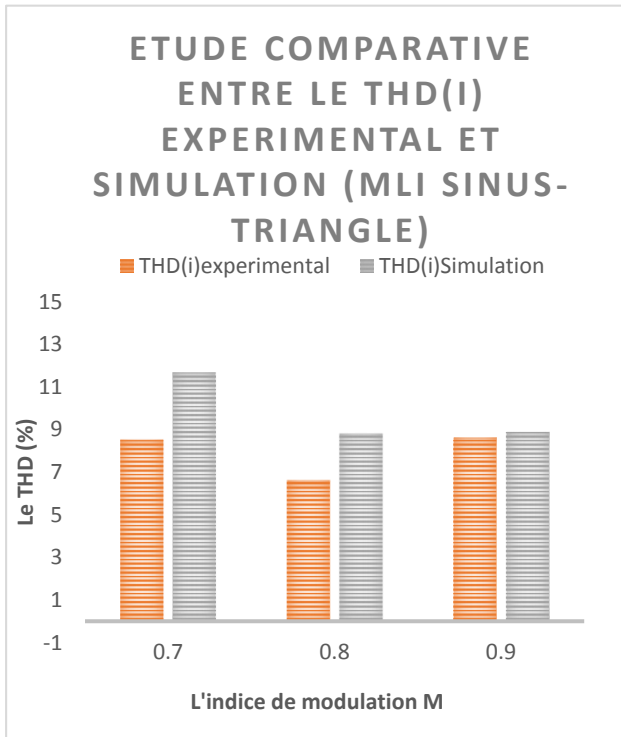


Figure 1. Etude comparative entre la distorsion de la tension et du courant (simulation et expérimental)

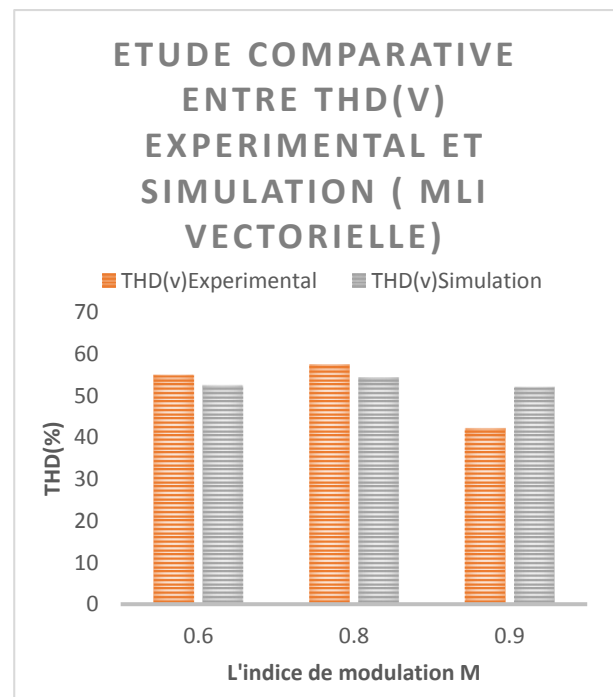
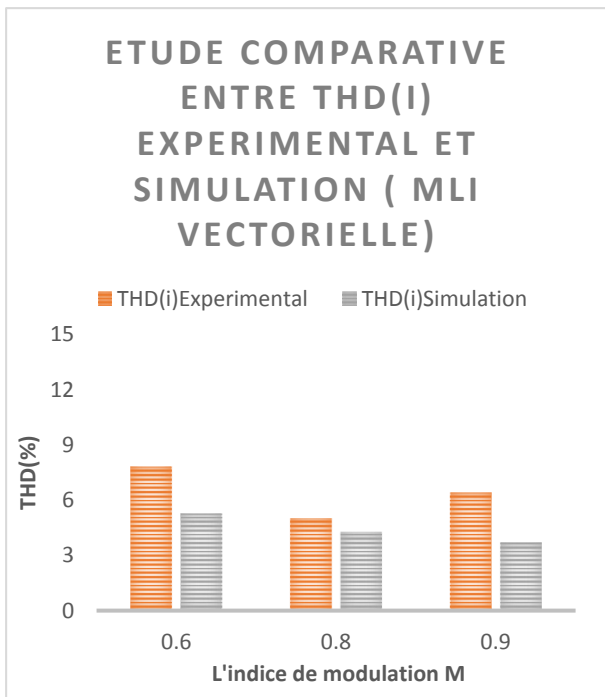


Figure 2. Etude comparative entre la distorsion de la tension et du courant (simulation et expérimental)