

**CONTRIBUTION A L'ETUDE ET AU DEVELOPPEMENT D'UN ONDULEUR MULTINIVEAU
NON POLLUANT ADAPTE AU COUPLAGE D'UN GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE AU
RESEAU DE DISTRIBUTION ELECTRIQUE**

THESE DE DOCTORAT

Sciences pour l'Ingénieur

Spécialité : Electrotechnique

Présentée et soutenue publiquement par

Robert HANGNILO

Le 25 Avril 1998, à l'Université Nationale du Bénin

Devant le Jury composé de :

Président : Côme Goudjo

Rapporteurs : Jean-Marie Kauffmann

Pierre Rouan

Examineurs : Antoine Vianou

Brayima Dakyo

Jean Barral

Norbert Awanou

Directeur : Ludovic Protin

AVANT- PROPOS

Les travaux que je présente dans ce mémoire sont le fruit d'une oeuvre qui a mis à l'épreuve ma volonté. Comme telle, elle a forgé mon caractère de chercheur...

Si elle a heureusement abouti, je le dois à plusieurs personnes que je tiens ici à remercier.

Monsieur A. Tchabi, Directeur du Collège Polytechnique Universitaire, (CPU) je vous remercie pour la sagesse et la maîtrise avec laquelle vous dirigez notre Etablissement et pour le soutien que vous avez apporté à mes travaux.

Monsieur C. Goudjo, Maître de conférences à l'Université Nationale du Bénin, Président du Comité Doctoral, (CODOC) je vous remercie pour l'insigne honneur que vous me faites en acceptant de présider mon jury.

Monsieur L. Protin, Professeur à l'Université du Havre, Directeur du Laboratoire d'Electronique de Puissance et d'Informatique Industrielle, (LEPII), recevez s'il vous plait, toute ma reconnaissance pour tout le bien que vous m'avez fait en acceptant la direction scientifique de mes travaux et en me soutenant tout le long de mon parcours.

Monsieur B. Dakyo, Maître de conférences à l'Université du Havre, je vous remercie pour avoir proposé le sujet et encadré mes travaux au sein du LEPII et pour votre amitié sans laquelle mes séjours au Havre auraient été sans agrément.

Monsieur J. Barral, Maître de conférences à l'Université Nationale du Bénin, je vous remercie pour votre encadrement efficace, pour votre sympathie et pour la douceur de votre coeur et de votre caractère.

Monsieur J. M. Kauffmann, Professeur à l'Université de France Comté m'a fait l'honneur d'accepter d'être rapporteur de ce travail et je tiens à le remercier très sincèrement.

Je remercie tous les membres du CODOC et particulièrement son Secrétaire permanent, Mr A. Vianou pour le soutien qu'il a apporté à ce travail.

Que tous les membres de jury trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour avoir accepté de juger ce travail.

Les collègues enseignants du Département de Génie Electrique, tous les chercheurs du LEPII et du LERTI trouveront ici ma reconnaissance pour l'aide et le soutien qu'ils m'ont apportés durant mes travaux.

Mesdames les secrétaires du LEPII et du LERTI recevez à présent tous mes remerciements pour tout ce que vous avez apporté à la réalisation de mes travaux.

L'heureux aboutissement de cette thèse est aussi l'oeuvre de personnes qui me sont chères et qui m'ont toujours soutenu dans ma quête de la lumière. C'est à eux que je dédie ce travail:

A l'ETERNEL, mon refuge et ma forteresse

A mon père et à ma mère qui ne sont plus

A mon frère et à ma soeur

A ma femme

A mes enfants.

NOTATIONS

A_n	amplitude des termes en cosinus de la série de Fourier en A.
B_n	amplitude des termes en sinus de la série de Fourier en A.
D	diode.
E	erreur quadratique moyemme.
E_{\max}	valeur maximale de l'éclairement d'un site en W/m^2 .
E_{moy}	valeur moyenne de l'éclairement d'un site en W/m^2 .
FP	facteur de puissance.
I	valeur efficace de courant en A.
I_{oc}	courant de court-circuit de la photopile en A.
I_L	Courant de la cellule au point de fonctionnement optimal en A.
I_n	harmonique de rang n en A.
I_0	Composante continue de la série de Fourier d'un courant non sinusoïdale en A.
I_1	le fondamental de courant en A.
I_R	courant de référence du convertisseur statique en A.
I_m	amplitude du courant de référence du convertisseur statique en A.
ISB	seuil bas de la bande d'hystérésis en A.
ISH	seuil haut de la bande d'hystérésis en A.
I(V)	(caractéristique), c'est la représentation du courant comme fonction de la tension de la pile solaire.
L	inductance de filtrage en mH.

MLI	modulation de largeur d'impulsion.
N	nombre de spires.
N_c	nombre total de modules.
N_s	nombre de strings.
P_{in}	puissance d'entrée du convertisseur en kW.
P_{max}	puissance maximale, en kW.
P_{min}	puissance minimale, en kW.
$P_{maximale}$	puissance maximale exceptionnelle en cas de déclassement de site en kW.
Q	variable logique de valeur 0 ou 1.
\bar{Q}	variable logique de valeur 1 ou 0.
R	résistance équivalente d'éléments de conducteurs en Ω .
$S_m(t)$	somme de la série de Fourier limitée au rang m.
T	période d'une grandeur sinusoïdale en sec.
T_c	période de commutation du transistor en sec.
TDH	taux de distorsion harmonique.
T_i	transistors de puissance de numéro i.
U_d	tension délivrée par le générateur photovoltaïque en V.
U_{sm}	amplitude de la tension de référence du convertisseur statique en V.
V_{in}	tension à l'entrée du convertisseur en V.
V_L	tension de la cellule au point de fonctionnement optimal en V.

V_{\min}	tension minimale en V.
V_{opt}	tension optimale en V.
$V_{\text{opt},25^{\circ}\text{C}}$	tension optimale à 25°C en V.
V_{OC}	tension de la cellule en circuit ouvert en V.
V_{R}	tension de référence du convertisseur statique en V.
f	fréquence du réseau en Hz.
f_{c}	fréquence de commutation du transistor en kHz.
f_{max}	fréquence maximale de commutation du convertisseur en kHz.
$\text{gach}(x)$	variable logique de valeur 0 ou 1 indiquant l'état électrique d'un transistor.
h	hauteur du tore d'un circuit magnétique en m.
i_{s}	courant instantané du réseau électrique en A.
$i(t)$	courant périodique en A.
k	variable logique prenant la valeur 0 ou 1, lorsqu'il n'est pas en indice.
n	rang d'harmonique.
n_{c}	nombre de modules dans le string.
p	puissance instantanée absorbée par la charge en kW.
p_{d}	puissance fournie par le générateur photovoltaïque en kW.
r	rayon de tore de circuit magnétique en m.
s	fonctions logiques équivalente aux séquences de fonctionnement du convertisseur.
$\text{tg}\psi_n$	tangente de l'angle ψ_n .
t_{on}	durée de temps pendant laquelle le transistor est passant en s.
t_{of}	durée de temps pendant laquelle le transistor est bloqué en s.

u_s	tension instantanée du réseau électrique en V.
v_c	tension aux bornes d'un condensateur en V.
v_s	tension aux bornes d'une configuration du convertisseur statique en V.
v_{si}	tension aux bornes de la configuration haute tension du convertisseur en V.
v_{sj}	tension aux bornes de la configuration basse tension du convertisseur en V.
ω	pulsation du fondamental en radians/s.
ψ_n	phase initiale de l'harmonique de rang n en radians.
ΔB	largeur de la bande d'hystérésis en A.
φ	déphasage entre tension et courant du convertisseur en radians.
$\overline{\psi}$	valeur moyenne de l'énergie convertie par le convertisseur en une demi-période en kW.
ξ	coefficient de pondération assimilable au TDH.
μ_0	perméabilité absolue du fer d'un circuit magnétique.
μ_r	perméabilité relative du fer d'un circuit magnétique.
θ	température en °C.
BNPS	Bidirectional Neutral Point switch
NPC	Neutral Point Clamped

Résumé

Les Energies Renouvelables sont une alternative de choix pour l'approvisionnement des ménages, des services et des industries en énergie propre et respectueuse de l'environnement. Parmi elles, l'énergie solaire photovoltaïque occupe une place prépondérante pour sa fiabilité, son efficacité et son coût de revient de plus en plus intéressant. Le développement de l'énergie solaire photovoltaïque demande des convertisseurs statiques performants possédant une fiabilité égale à celle des modules photovoltaïques qui ont fait la preuve de leur robustesse dans l'espace avec les satellites. Les premiers onduleurs qui ont équipé les installations photovoltaïques n'ont pas tenu le coup. Aussi l'envahissement par les convertisseurs statiques de tous les domaines d'applications a entraîné la pollution des réseaux électriques par les harmoniques de courant et de tension. La libre circulation de ces derniers dans les lignes interconnectées est à l'origine de nombreuses nuisances et d'incompatibilité de fonctionnement. Pour juguler cette pollution harmonique des réseaux électriques, de nouvelles structures de convertisseurs statiques ont été introduites, il s'agit des convertisseurs statiques multiniveau. Les présents travaux concernent l'étude de l'onduleur multiniveau de type RNBPS, (Reduced Bidirectional Neutral point Switch) très performant en termes de filtrage actif des harmoniques de courant et de tension. Son taux de distorsion harmonique est de l'ordre de 4% pour une fréquence maximale de commutation de 7 kHz seulement. Il est adapté au couplage d'un générateur photovoltaïque au réseau électrique en gagnant ainsi le pari de l'éradication de la double pollution : la pollution de l'environnement par les énergies fossiles et celle des réseaux électriques par les harmoniques de courant et de tension.

Mots clés : Energie Renouvelable, onduleur multiniveau, taux de distorsion harmonique, couplage au réseau électrique, pollution harmonique, compatibilité électromagnétique.

INTRODUCTION GENERALE

Les pays en voie de développement, situés dans les régions ensoleillées du globe constituent les zones les mieux adaptées aux applications solaires photovoltaïques.

Le prix des modules photovoltaïques a sensiblement baissé ces dernières années. Malgré cela, le kilowatt-heure solaire photovoltaïque reste trop cher pour ses utilisateurs potentiels, d'où la nécessité de concevoir des systèmes optimisés notamment tels que l'énergie produite par les modules soit entièrement consommée. Une solution à ce problème d'utilisation de l'énergie solaire photovoltaïque, (ESP) passe par le couplage du générateur photovoltaïque, (GPV) au réseau conventionnel lorsque cela est possible:

- soit pour baisser la facture d'électricité et aussi délester les grosses unités de production
- soit pour pallier les ruptures des fournitures sur un réseau faiblement maillé.

L'interface qui permet ce couplage est un onduleur. Ce convertisseur statique constitue une charge non linéaire: sous une tension sinusoïdale, ce dispositif donne, le plus souvent, lieu à des courants déformés chargés d'harmoniques. La prolifération parmi les équipements connectés au réseau des dispositifs de ce genre est à l'origine de la pollution harmonique de ce dernier.

Cette pollution harmonique fait aujourd'hui l'objet de réglementation et des normes de protection des matériels et des réseaux électriques sont en vigueur depuis 1996 pour ce qui concerne les pays d'Europe. En effet, la libre circulation des harmoniques dans les lignes de transport d'un réseau électrique s'accompagne de nuisances et de nombreux autres phénomènes d'incompatibilité de fonctionnement. L'ensemble de ces problèmes de perturbations électromagnétiques rayonnées ou conduites est regroupé sous le terme "Compatibilité Electromagnétique", (C.E.M).

Nos travaux de thèse ont été consacrés au développement d'un onduleur non polluant spécialement adapté à une application solaire photovoltaïque. Pour ce

faire, le circuit de puissance doit être construit avec un double objectif d'optimisation du rendement et de l'efficacité en terme de réduction d'harmoniques.

Notre mémoire qui présente et analyse une solution est articulé en trois parties. La première partie est consacrée au choix d'une structure sur la base de la norme en vigueur sur les harmoniques. La seconde fait état de l'optimisation puis du dimensionnement de l'onduleur. La troisième partie est enfin consacrée au développement de la commande de ce dernier et au dimensionnement du GPV.

CHAPITRE 1

COUPLAGE D'UN GÉNÉRATEUR PHOTOVOLTAÏQUE AU RÉSEAU ÉLECTRIQUE DE DISTRIBUTION

INTRODUCTION :

Disposer toujours plus d'énergie de qualité est de nos jours le besoin pressant des économies de tous les pays du monde [1]. Ainsi, l'énergie est consommée sous toutes les formes imaginables pour produire, pour stocker, pour distribuer, pour communiquer et pour se procurer des loisirs.

Alors, l'énergie solaire photovoltaïque, là où elle est abondante, apparaît comme une alternative pleine de promesses du fait de sa gratuité relative, de son accès facile, de sa propreté écologique et de sa bonne répartition sur le globe terrestre [2] [3] [4] [5].

De 1978 à 1992, le coût du watt-crête (WC) de l'ESP est passé de 27 dollars US à 5 tandis que le rendement des photopiles a pratiquement doublé dans le même temps [6], (figl.1).

Cette tendance à la baisse notable des coûts accompagnée d'un accroissement spectaculaire de l'efficacité des photopiles font de l'alternative ESP une solution de plus en plus envisageable notamment dans les pays en voie de développement subtropicaux.

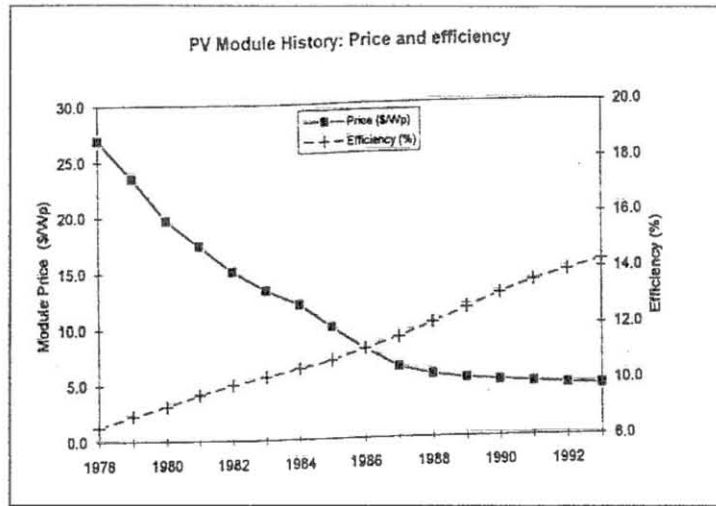


fig 1.1 : Tendances des prix et performances des modules photovoltaïques

I.1 OBJECTIFS VISÉS ET LEURS SCÉNARIOS

I.1.1 OBJECTIFS

En attendant l'avènement d'une ESP grand public, nous visons ici une électrification d'appoint, une autonomie vis-à-vis du réseau de distribution électrique et une compensation des défaillances de ce dernier. Ce faisant, une pollution de ce réseau par les harmoniques doit être évitée. Le convertisseur statique à concevoir pour ce transfert d'énergie sera non polluant. Ceci est une condition sine qua non pour que le couplage au réseau de distribution conventionnel soit envisagé.

I.1.2 LES SCÉNARIOS

Parmi les applications solaires photovoltaïques au sol (ASP), on peut rencontrer le système isolé (SI), le système à sens unique (SSU) et le système couplé au réseau (SCR) [2].

I.1.2.1 LE SYSTÈME SI

Il est décrit sur la figure I.2, suivante:

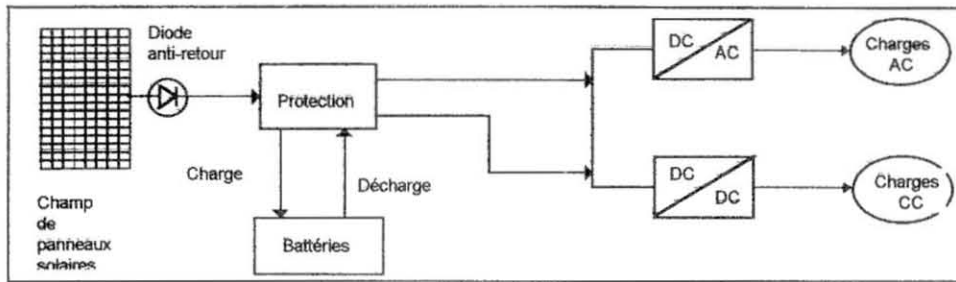


fig I.2 : Système photovoltaïque isolé

Ce système prévoit des batteries de stockage et un onduleur autonome pour l'alimentation des charges de courant alternatif. Avec un convertisseur continu-continu, on obtient une adéquation en tension pour les charges en courant continu. Ce système est bien adapté aux zones qui ne disposent pas de lignes de distribution d'énergie électrique comme c'est le cas des milieux ruraux des pays du Tiers Monde [6].

La présence des batteries pose des problèmes :

- de rendement de transit de l'énergie,
- de stockage, de la maintenance et de la surveillance de l'état de charge,
- de dimensionnement de la capacité de stockage à prévoir.

I.1.2.2 LE SYSTÈME À SENS UNIQUE (SSU)

Nous le décrivons sur la figure I.3, ci-dessous:

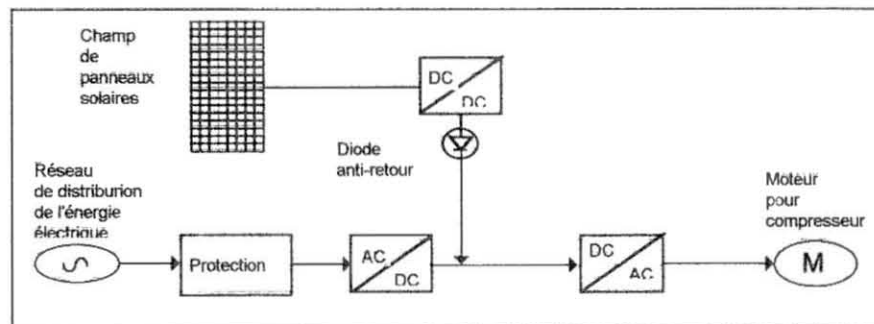


fig I.3 : Système photovoltaïque à sens unique

Ce système trouve une application dans les conditionneurs d'air, [2]. Le réseau vient compléter l'énergie du système photovoltaïque sans possibilité d'en recevoir.

Le fait que l'énergie soit unidirectionnelle, si elle est plus abondante que le besoin, elle est perdue. Cette solution est alors sous optimale. De plus elle nécessite trois convertisseurs statiques au lieu d'un.

I.1.2.3 LE SYSTÈME COUPLÉ AU RÉSEAU (SCR)

Couplé au réseau de distribution électrique, le Générateur Photovoltaïque offre les meilleures performances pour quatre raisons fondamentales [6] [7] [8], (figl.4):

1 - La possibilité d'injecter de l'énergie dans le réseau fait que toute l'énergie produite est consommée.

2 - Le couplage au réseau permet de tolérer un surdimensionnement, généralement inévitable du GPV, car le surplus de puissance fournie par ce dernier peut être absorbée par le réseau. La surproduction d'énergie se traduit donc par une baisse de facture.

3 - Ce couplage élimine les batteries et les problèmes liés à leur présence dans la chaîne de conversion.

4 - Le couplage se fait en haute tension ce qui améliore le rendement, comme les pertes de conduction sont faibles. Ces avantages sont renforcés par un meilleur indice de performance du convertisseur statique utilisé, (fig I.4).

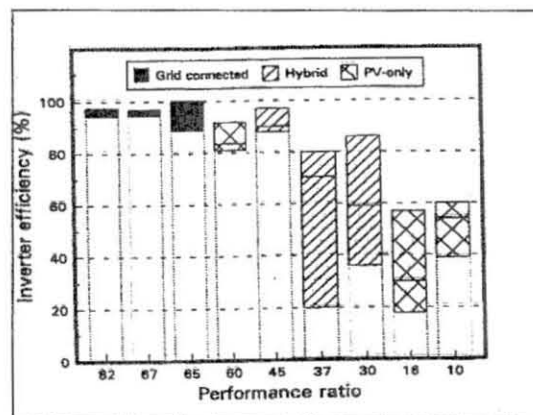


fig I.4 : Performances comparées des convertisseurs photovoltaïques

Il faut noter qu'il existe deux manières possibles de coupler un Générateur Photovoltaïque au réseau : le couplage selon le schéma de Bose, [3] et le couplage direct.

■ Le couplage selon le schéma de Bose:

Le schéma synoptique utilisé dans ce cas est décrit sur la figure I.5.

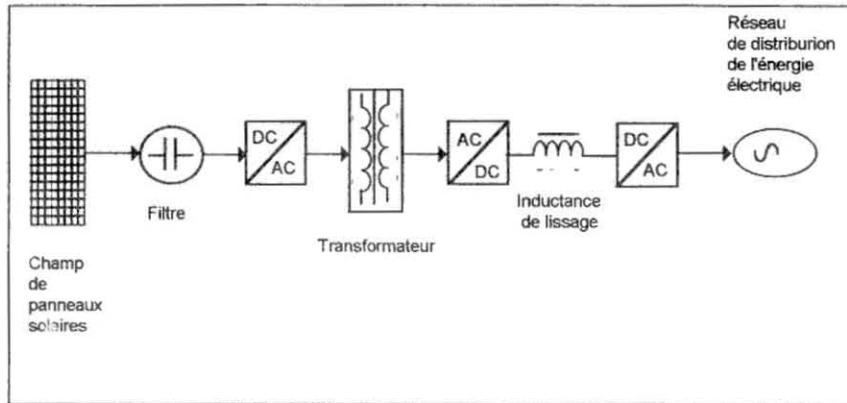


fig I.5 : Schéma synoptique d'un SCR multi-étage, selon Bose.

Cette structure multi-étage est, comme le reconnaît son auteur lui-même, coûteuse et de rendement limité par le grand nombre de composants montés en cascade. Le seul atout qu'on lui reconnaît est l'isolation galvanique entre le GPV et le réseau.

l'isolement

■ Le couplage direct

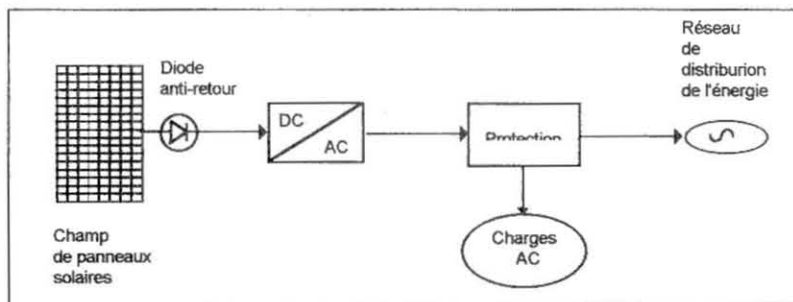


fig I.6 : Générateur photovoltaïque directement couplé au réseau

Dans cette dernière application, figure I.6, l'énergie peut aller du générateur photovoltaïque vers le réseau et vers une consommation locale. Quand le GPV ne fournit plus d'énergie, le réseau peut couvrir toute ou une partie des besoins. Ce système ne prévoit pas un stockage de l'énergie photovoltaïque.

Il se pose un problème de protection des personnes et du générateur, mais cette unité de production d'énergie peut bénéficier des mêmes mesures de protection qu'une unité normale.

CONCLUSION : CHOIX DU SYSTEME

Les considérations de prix, de rendement et de fiabilité conduisent logiquement à minimiser en particulier le nombre des composants actifs et passifs de la chaîne de transfert d'une application photovoltaïque [9].

Cette optique nous amène à nous orienter vers la variante dite "Couplage direct" (figure I.6) pour la réalisation des objectifs fixés pour les études en cours.

I. 2 PROPRIETES DU GENERATEUR PHOTOVOLTAIQUE

Les propriétés d'un GPV découlent directement de celles des cellules photovoltaïques qui le composent.

I.2.1 LES CELLULES PHOTOVOLTAÏQUES

La conversion directe de la lumière en électricité est appelé "effet photovoltaïque". Le composant qui assure cette conversion est la cellule photovoltaïque. Un schéma électrique équivalent simplifié d'une telle cellule est décrit sur la figure I.7 [10].

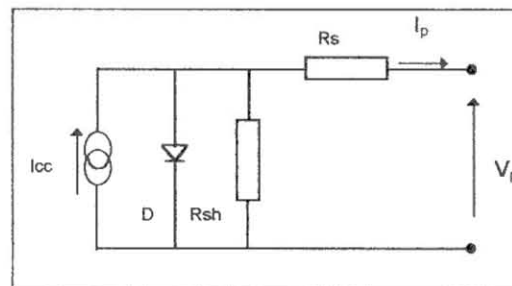


Fig I.7 : Schéma électrique équivalent simplifié d'une cellule photovoltaïque

Les valeurs respectives des éléments du schéma équivalent déterminent les performances de la cellule et, en particulier sa caractéristique $I(V)$, (figl.8).

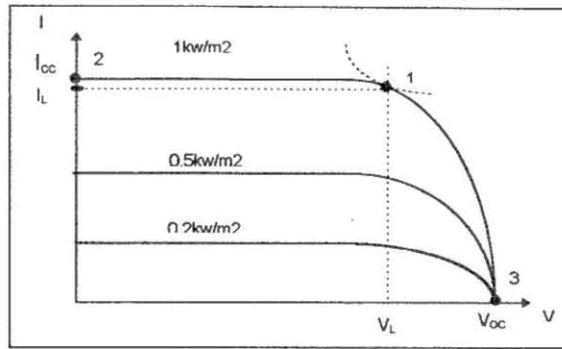


fig 1.8 : caractéristique courant- tension, $I(V)$ d'une cellule photovoltaïque

Dans les conditions d'ensoleillement et de température spécifiques, trois points de la courbe $I(V)$ définissent les caractéristiques normalisées d'une cellule, (figl.8):

Le point de fonctionnement optimal 1 où la puissance délivrée par la cellule est maximale pour un courant I_L et une tension V_L donnés.

Le point 2 où la tension est nulle et le courant maximal. La valeur du courant y est celle du courant de court-circuit, I_{cc} .

Le point 3 où le courant est nul et la tension maximale : c'est la tension du circuit ouvert, V_{oc} .

1.2.2 LE PANNEAU SOLAIRE

Un panneau est un assemblage de modules sur une structure rigide. Le nombre de modules dans un panneau dépend généralement de l'application. Dans le panneau, chaque groupe de modules en parallèle possède sa diode de protection. Entre deux groupes en parallèle montés en série, il y a aussi une diode de protection, sur la ligne équipotentielle [11]. Nous donnons à la figure 1.9, un exemple de câblage de panneaux solaires. N_s représente le nombre de modules en série et N_p le nombre de groupes série mis en parallèle.

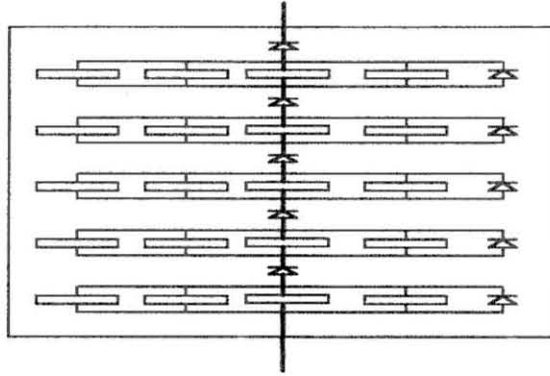


fig I.9 : Exemple de câblage d'un panneau solaire

I.2.3 INFLUENCE DE L'ECLAIREMENT

Au point de fonctionnement optimal, la valeur du courant délivré par un module est pratiquement proportionnelle à la quantité de photons reçus par les cellules, alors que la tension reste relativement stable [12], (fig I.10). Cette caractéristique montre essentiellement que, même pour de très modestes valeurs d'éclairement correspondant à une heure matinale, au passage des nuages ou le soir, un module est capable de délivrer une puissance exploitable, (Tab n°1, annexe I).

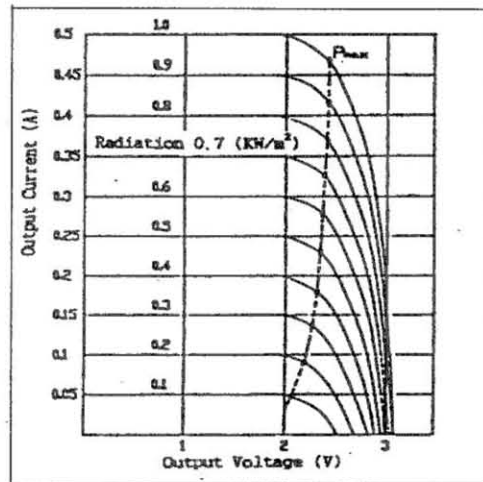


fig I.10 : influence de l'éclairement sur les performances d'un module photovoltaïque

1.2.4 INFLUENCE DE LA TEMPERATURE

Les performances d'une cellule photovoltaïque dépendent, comme c'est le cas de tout système constitué de semi conducteur, de la température. Si la température croît, le courant de court-circuit (I_{cc}) augmente tandis que la tension en circuit ouvert diminue. Il en résulte une diminution de la puissance maximale de la cellule, (fig.11, Tableau I.1).

Dans une application de couplage du générateur photovoltaïque au réseau d'utilité publique, cet aspect revêt une importance capitale. Aussi, surdimensionne-t-on en général un générateur photovoltaïque en prévision de cet effet de la température sur sa caractéristique.

Température de jonction,	TJ	(°c)	25	45	60
Tension nominale batterie		(V)	12	12	12
Puissance max,	Pma	(W)	46	42	38.6
Tension à Pmax,	VL	(V)	16.5	15	13.5
Courant à Pmax,	IL	(A)	2.79	2.81	2.86
Courant de court-circuit,	Icc	(A)	3.05	3.11	3.16
Tension en circuit ouvert,	Voc	(V)	21.2	19.7	18.4
NOCT (0.8kW/m2), 20°C, 1m/s		(°C)	45		

Tableau I.1: Performances à 1kW/m2, AM 1.5 du module PWX500, 46 W-12V commercialisé par la firme PHOTOWATT (France)

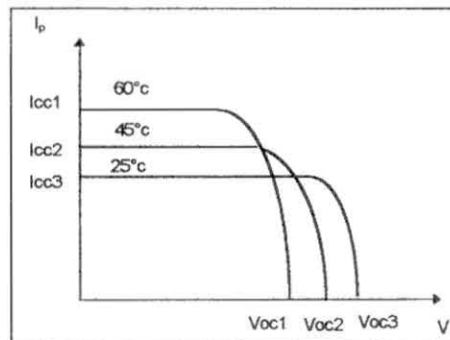


Fig I.11 : Influence de la température sur les performances d'un module photovoltaïque

I.3 LE GENERATEUR PHOTOVOLTAIQUE

Il résulte d'un assemblage série parallèle des panneaux.

Le niveau des puissances photovoltaïques couplées au réseau varie selon les applications. Pour le réseau monophasé basse tension, (BT), les différentes études sur la question indiquent des puissances allant de 2 à 5 kW, [13] [14]. La tension maximale que délivre le générateur dans ce cas ne doit pas excéder 600 à 750 volts [14] [15].

I.3.1 LES FACTEURS QUI DETERMINENT LA DIMENSION D'UN GENERATEUR PHOTOVOLTAIQUE

L'estimation de la puissance moyenne attendue d'un générateur photovoltaïque doit prendre en compte plusieurs facteurs plus ou moins complexes. Parmi ces facteurs, en plus de la température déjà envisagée, on peut citer : l'éclairement, l'irradiation, l'ombre portée, la poussière, le déclassement de site, les performances des modules photovoltaïques disponibles, etc.

Exceptée la poussière, une connaissance acceptable de l'effet conjugué de la plupart des facteurs énumérés, peut être obtenue à partir d'une journée type d'ensoleillement.

I.3.2 DISTRIBUTION DE L'ENERGIE SUR UNE JOURNEE TYPE

La très grande majorité des études menées dans le domaine considèrent comme "type" pour les zones d'application de l'énergie photovoltaïque, une journée de 8 à 10 heures au cours de laquelle l'énergie moyenne de rayonnement évolue sinusoïdalement, avec un maximum E_{cm} . Sur la figure I.12, nous montrons la distribution réelle de l'énergie sur le site de NDIEBEL (Sénégal), le 2 Février 1995. Les données qui ont servi à l'obtention des courbes sont en annexe I. On remarque sur la courbe en trait plein que, de 8 h à 18 h environ, l'ensoleillement prend des valeurs exploitables. Le générateur photovoltaïque installé à une puissance maximale de 20 kW. A 8 h, il délivrait 0,18 kW et 1,75 kW à 18 h.

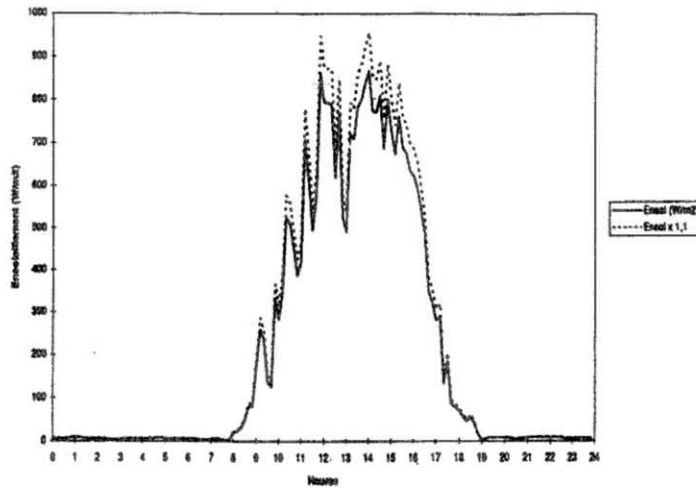


fig I.12 : en trait plein journée type d'ensoleillement NDIEBEL le 2/02/1995 (Sénégal)

I.3.3 LE DECLASSEMENT DE SITE

La répartition de l'énergie photovoltaïque dans une même journée, d'une même saison d'une même année est très irrégulière. Ainsi, il peut arriver que des journées présentent un éclairage exceptionnel tel que la valeur maximale d'éclairement E_{max} dépasse largement E_{cmoy} , valeur moyenne d'éclairement des jours ordinaires.

Dans le guide 1992-1993 de Photowatt International, la valeur de la puissance des modules est donnée avec une tolérance de $\pm 10\%$. C'est ce que fait ressortir la courbe en pointillé de la figure I.12.

Le déclassement de site implique soit une protection, soit un surdimensionnement de la charge aussi bien que des autres composants de la chaîne de transfert. En plus de cette première précaution, il convient de voir le comportement en courant et en tension du système, particulièrement lorsqu'il s'agit d'un système SCR. On aura donc:

$$P \text{ en cas de déclassement} = 1,1 P_{maximale} = 1,1 x U x I = (1,1 U) x I = (1,1 I) x U$$

Le déclassement de site conduit soit à une surintensité à la tension moyenne, soit à une surtension à la valeur moyenne d'intensité.

Ainsi, lors de l'étude et de la réalisation d'un convertisseur devant servir d'interface entre le générateur photovoltaïque et le réseau, il est indispensable de s'assurer que les interrupteurs supporteront le courant de déclassement (1.1 fois le courant maximal) et que la tension déclassée (1.1 fois la tension nominale) se trouve bien dans la plage acceptable des tensions.

I.3.4 L'OMBRE PORTEE

Il s'agit de la projection sur le champ des panneaux de l'ombre portée des ouvrages ou des arbres [16].

Normalement, le champ des panneaux photovoltaïques doit être dégagé. Toutefois, il peut arriver dans le cas d'une implantation en milieu urbain par exemple qu'un phénomène d'ombre portée inévitable apparaisse, liée à la configuration du site. Il conduit alors à la diminution de la puissance du générateur quand bien même l'ensoleillement est favorable. Il est indispensable d'en tenir compte lors de l'implantation d'un générateur photovoltaïque.

CONCLUSION

Parmi les facteurs énumérés et qui influencent le fonctionnement d'un GPV, la température va revêtir une importance capitale dans les régions d'Afrique. Par exemple, de 8 Heures à 18 Heures, elle peut subir une profonde variation avec des pics dépassant parfois 40°C. Lors du choix d'un site d'implantation du GPV, il est utile de tenir compte du phénomène de l'ombre portée.

Pour le déclassement de site, le couplage au réseau apparaît comme une solution naturelle; toutefois, les composants de la chaîne de transfert doivent pouvoir tenir en courant et tension du déclassement en question.

Il faut évaluer les bornes et domaines de fonctionnement selon le principe du "pire des cas" en considérant les effets couplés quantifiables.

I.4 CONVERTISSEURS STATIQUES ET NORMES

INTRODUCTION

Dans la plupart des domaines d'activités tertiaires, dans les applications professionnelles, industrielles et même domestiques, les convertisseurs statiques sont de plus en plus sollicités [17] [18] [19] [20] [21] [22].

On estime, qu'à l'horizon 2000, 50 à 60 % de toute l'énergie électrique qui sera produite aux USA, par exemple, transitera par des convertisseurs à semi-conducteurs [23] [24].

Comparés aux équipements électrotechniques classiques, ces dispositifs électroniques de puissance possèdent en effet de nombreux avantages parmi lesquels on peut citer :

- la réduction notoire des encombrements,
- la souplesse du réglage [25].

Toutefois, du fait même de leur nature et du mode de leur fonctionnement basé sur une commutation plus ou moins rapide des interrupteurs qui les composent, ces équipements se comportent comme des charges non-linéaires : sous une tension sinusoïdale, ils prélèvent au réseau un courant déformé générant des harmoniques qui dépendent de leur structure et de la fonction de commutation associée [26] [27] [28] [29] [30] [31] [32] [33].

La prolifération de ces convertisseurs statiques est donc à l'origine de la pollution accrue des réseaux d'utilité publique [18] [34] [35] [36] [37] [38].

Ainsi, aux causes de perturbations extérieures telles que coupure, sous et surtensions liées aux manoeuvres et aux phénomènes atmosphériques, viennent se rajouter des causes d'autopollutions internes propres à un site [23] [39].

I.4.1 INVENTAIRE DES CHARGES NON-LINÉAIRES

Parmi les charges non-linéaires les plus fréquentes, on peut citer, (fig I.13) : les circuits magnétiques saturables, les lampes à décharge, les gradateurs, les redresseurs, les onduleurs, les ordinateurs et les micro-ordinateurs [23]. Cette liste n'est pas exhaustive.

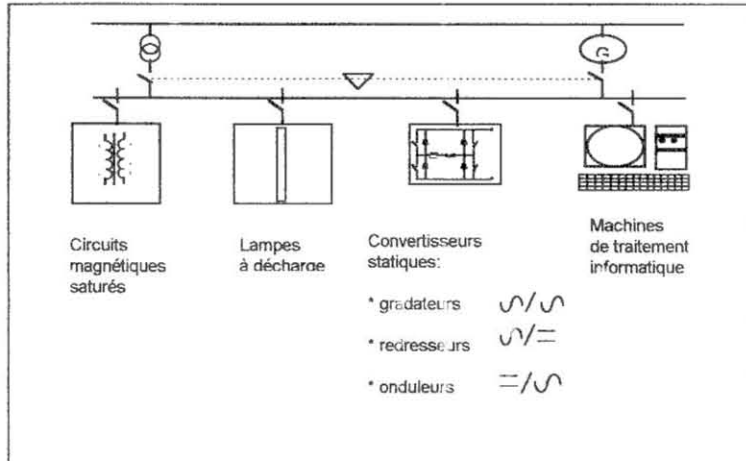


fig I.13 :Inventaire des charges non linéaires

I.4.2 LES HARMONIQUES

Une grandeur périodique bornée, de période T et de pulsation $\omega = 2\pi / T$ peut être développée en série de Fourier.

Ainsi, un courant $i(t)$, figure I.14, tel que $i(t) = i(t+T)$, peut donc s'écrire, [40]:

$$i(t) = I_0 + A_1 \cdot \cos(\omega t) + B_1 \cdot \sin(\omega t) + \dots + A_n \cdot \cos(n\omega t) + B_n \cdot \sin(n\omega t) + \dots$$

avec :

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cdot \cos(n\omega t) dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cdot \sin(n\omega t) dt$$

On peut aussi exprimer $i(t)$ sous la forme :

$$i(t) = I_0 + I_1 \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t + \psi_1) + I_2 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\omega t + \psi_2) + \dots$$

$$\dots + I_n \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(n\omega t + \psi_n) + \dots$$

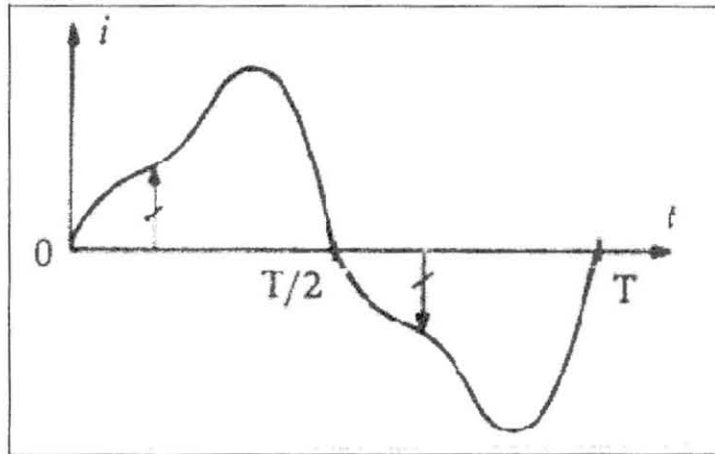
En égalant les deux relations, on trouve que :

$$A_n = I_n \cdot \sqrt{2} \cos \psi_n$$

$$B_n = -I_n \sqrt{2} \cdot \sin \psi_n$$

L'harmonique de rang $n = 1$ et de même pulsation ω que l'onde de courant $i(t)$ est appelé le fondamental de $i(t)$.

ψ_n est la phase initiale de l'harmonique de rang n , lue à l'échelle de $n\omega t$.



figl.14: Onde de courant déformé

La valeur efficace du courant $i(t)$ est donnée par la relation :

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

On la calcule dans la pratique par la relation approchée suivante où n est fini, mais suffisamment grand pour donner la précision recherchée:

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + \dots + I_n^2}$$

Il découle de ce qui précède que l'amplitude de l'harmonique de rang n est de la forme

$$I_n \cdot \sqrt{2} = \sqrt{A_n^2 + E_n^2}$$

son déphasage ψ_n est obtenu à partir de :

$$\operatorname{tg} \psi_n = -\frac{B_n}{A_n}$$

L4.3 POURQUOI LIMITER LES HARMONIQUES ?

Les courants harmoniques générés par un équipement connecté au réseau sur un site, ne se localisent pas à ce site. Ils se propagent sur le réseau et sont absorbés, en partie par les éléments du réseau, en partie par d'autres charges [25].

L4.3.1 BREF APERÇU DES NUISANCES DUES AUX HARMONIQUES

De manière instantanée et puis à long terme, les tensions et courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale nuisent aux équipements utilisés. La liste qualitative de ces nuisances que nous donnons ci-après n'est pas exhaustive. Parmi les effets instantanés, on peut citer [23] [25]:

- la perturbations des protections et des réglages fins de processus et de mesures; les déclenchements intempestifs de disjoncteurs,
- la destruction des condensateurs par résonance,
- les vibrations et les bruits dans les moteurs, les transformateurs et les inductances,
- la surcharge des conducteurs de neutre.

Quant aux effets à long terme, ils sont essentiellement de nature thermique et mécanique :

- l'échauffement des câbles et des tableaux de distribution,
- l' échauffement des condensateurs,
- le vieillissement accéléré des éléments dû aux vibrations,
- le vieillissement prématuré des isolations des machines...

I.4.3.2 LA NOTION DE QUALITÉ DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

Compte tenu des problèmes liés à la distribution de l'énergie électrique, la CEE, (Communauté Economique Européenne) est amenée en 1985 à émettre une directive appliquant à l'électricité, le terme de produit.

Ainsi défini comme un produit manufacturé, l'énergie électrique doit posséder des qualités ou satisfaire en d'autres termes à des normes [41].

La déformation qualitative d'un signal périodique $y(t)$ dûe aux harmoniques, (figl.14) dépend de l'amplitude des harmoniques et de leur déphasage avec le fondamental. Cette déformation est caractérisée quantitativement par différentes approches à savoir :

- le facteur de crête,

- le facteur de forme,
- le taux de distorsion harmonique,
- le facteur de puissance.

Les critères usuellement employés sont le taux de distorsion TDH et le facteur de puissance, FP.

Le taux de distorsion harmonique :

$$TDH = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1}$$

Valeur efficace du courant déformé :

$$I = \sqrt{\sum_{k=0}^n I_k^2}$$

Le facteur de puissance :

$$FP = \frac{\cos \psi_1}{\sqrt{1 + TDH^2}}$$

I.4.4. APPROXIMATION DES GRANDEURS HARMONIQUES AU RANG m

Le développement en série de Fourier de la grandeur électrique $i(t)$ contient théoriquement un nombre illimité d'harmoniques. Dans la pratique, on se limite généralement à un rang m satisfaisant les exigences de l'application considérée.

L'erreur quadratique moyenne commise lors d'une telle approximation est déterminée par :

$$E = \frac{1}{T} \int_0^T [i(t) - S_m(t)]^2 dt$$

où $S_m(t)$ est la somme de la série de Fourier limitée au rang m

$$S_m(t) = I_0 + \sum_{n=1}^m \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \cos(n\omega t + \varphi_n)$$

En pratique, cette approximation se fait suivant :

- le domaine de fréquence,
- l'importance relative des puissances mises en jeu,
- l'enveloppe décroissante des amplitudes des harmoniques,
- les normes en vigueur [42].

I.4.5 LA NORME SUR LES PERTURBATIONS HARMONIQUES

Il est aujourd'hui admis que le kWh électrique ne doit plus seulement être immédiatement disponible et en quantité suffisante; il doit être aussi de bonne qualité [1].

Mais tel un cours d'eau géant, le réseau électrique est largement ouvert au grand public d'où sa vulnérabilité physique manifeste. Une qualité "zéro défaut" de l'onde électrique, du fait de la présence de défauts injectés par les consommateurs, est alors hors de portée : les défauts de qualité sous forme de différentes irrégularités des paramètres physiques de l'onde électrique se manifesteront toujours de façon quasi-inévitable.

Devant ces deux tendances contradictoires que constituent l'évident besoin de qualité et l'inaccessibilité de la qualité zéro défaut, une voie du juste milieu s'impose : la norme sur les perturbations notamment causées par les consommateurs.

I.4.6 LA NORME EN 60 555 - 2 (AVRIL 1987)

Cette norme vise la limitation des effets perturbateurs causés par l'usage des appareils électro-domestiques et équipements analogues, munis ou non de dispositifs

de commandes électroniques, connectés aux réseaux de distribution alternatifs basse tension.

Le taux d'harmonique maximum admissible sur le réseau s'exprime en termes d'amplitudes d'harmoniques de courant à ne pas dépasser [43], (Tableau I.2).

Rang de l'harmonique	Courant harmonique maximal admissible, (A)
Harmoniques impaires	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$13 \leq n \leq 39$	$0.15 * 15/n$
Harmoniques paires	
2	1.05
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 * 8/n$

Tableau I.2: Extrait de la norme EN 60 555-2 (Avril 1987)

I.4.7 LES ONDULEURS (DE TENSION) ET LA NORME

Parmi les charges non linéaires polluantes, l'onduleur de tension figure en bonne place, (fig I.15). Il est donc indispensable, de choisir à partir de critères assez rigoureux la structure la plus adaptée à nos objectifs, capable de satisfaire sans exagérer les coûts, les normes en vigueur. Les systèmes passifs permettant d'éliminer les harmoniques et de satisfaire les normes correspondantes sont limitées en puissance : $P < 600$ watts. L'électronique de puissance offre par contre de nombreuses solutions sous la forme de convertisseurs statiques capables de rendre le courant absorbé par le réseau sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire [44] [45] [46] [47] [48] [49] [50]. Parmi les structures envisageables qui pourraient nous permettre d'atteindre nos objectifs, nous pouvons citer:

- l'onduleur de tension à un créneau par alternance,
- l'onduleur MLI à 2 niveaux,
- l'onduleur MLI à 3 niveaux.

I.4.8 GRANDEURS PHYSIQUES INTERVENANT DANS LA COMMANDE DE S INTERRUPTEURS DE L'ONDULEUR

Dans l'application que nous développons, le réseau de distribution doit absorber la puissance produite par l'onduleur lorsque ce dernier lui est couplé; c'est à dire qu'il se comporte, par rapport au générateur de tension placé à l'entrée de l'onduleur, comme un récepteur.

Nous désignons par u_s la tension du réseau et par i_s le courant absorbé par le réseau.

Pour apprécier le sens de transfert de la puissance mise en jeu, nous allons raisonner par rapport à la convention "générateur": la puissance instantanée, $p = u_s \cdot i_s$ absorbée par le réseau doit donc être négative.

Pour obtenir de plus un facteur de puissance unitaire, u_s et i_s doivent être en opposition de phase. L'observation de ces conditions permet d'avoir le bon fonctionnement du convertisseur tel que le demande le cahier des charges. Les grandeurs physiques qui caractérisent la commande de l'onduleur dans ces conditions sont décrites dans le sous-chapitre suivant, (fig. I.15).

Cette commande de l'onduleur est un contrôle par bande d'hystérésis. Ce type de commande consiste à imposer au courant i_s de suivre une référence de courant i_r avec une tolérance $\pm \Delta B/2$ où ΔB est la largeur de la bande d'hystérésis. Une tension de référence V_r , comparée aux différentes tensions imposées aux bornes des configurations que prend l'onduleur, permet de réaliser des séquences de transfert de l'énergie. A chaque séquence donnée, un groupe de transistors particuliers doit être actionné.

Nous montrerons au Chapitre II que ce mode de commande est le plus convenable pour l'application qui fait l'objet des études en cours. C'est pourquoi nous décrivons ici les paramètres physiques sur lesquels il s'appuie.

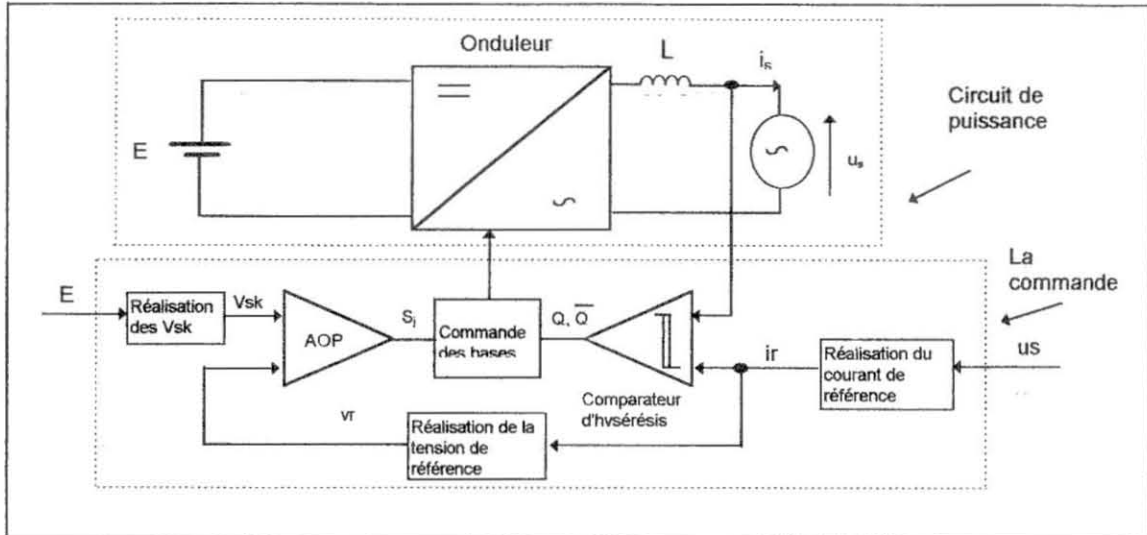


fig1.15: Schéma synoptique du système de transfert: circuits de puissance et de commande

1.4.8.1 LE COURANT DE REFERENCE : i_r

Le courant de référence i_r doit être sinusoïdal. Il est obtenu à partir d'une transformation de la tension u_s du réseau dont il reste une image :

$$i_r = I_{rm} \cdot u_s / U_{sm}$$

On sait que, $u_s = U_{sm} \cdot \sin \omega t$.

1.4.8.2 LA TENSION DE REFERENCE : v_r

La tension de référence, v_r est la tension qu'induirait le courant de référence i_r dans l'inductance de filtrage L.

$$v_r = L \frac{di_r(t)}{dt}$$

1.4.8.3 LA LARGEUR DE LA BANDE D'HYSTERESIS: ΔB

La largeur de la bande d'hystérésis, ΔB est exprimée en Ampère, (A). C'est la différence entre le seuil haut, ISH et le seuil bas, ISB de la bande d'hystérésis.

$$\Delta B = ISH - ISB$$

I.4.8.4 LE SEUIL HAUT DE LA BANDE D'HYSTERESIS : ISH

Le seuil haut de la bande d'hystérésis est la valeur maximale du courant de consigne que ne doit pas dépasser le courant absorbé i_s :

$$ISH = i_r + 0,5.\Delta B$$

I.4.8.5 LE SEUIL BAS DE LA BANDE D'HYSTERESIS : ISB

C'est la valeur minimale du courant de consigne qui doit minorer le courant absorbé i_s .

$$ISB = i_r - 0,5.\Delta B$$

En réalité, entre l'ordre à la fermeture ou à l'ouverture d'un interrupteur et sa fermeture ou son ouverture effective s'écoule un laps de temps et le courant i_s arrive à sortir légèrement de la bande d'hystérésis, (fil.16)

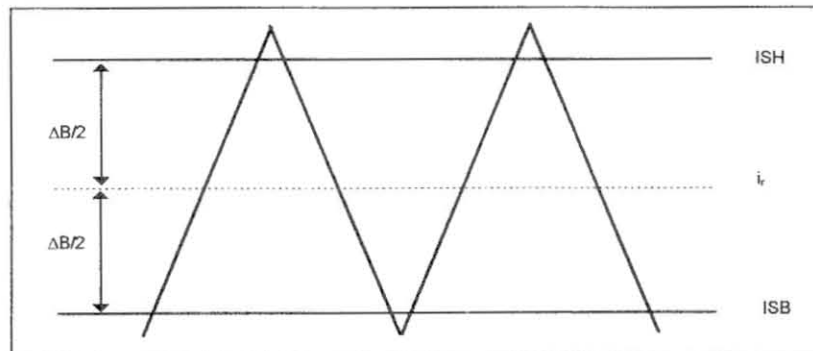


fig I.16 : Grandeurs physiques de modulation

1.4.9 L'ONDULEUR DE TENSION À UN CRÉNEAU PAR ALTERNANCE

Le schéma de principe d'un tel onduleur est représenté sur la figure 1.17-a. Comme l'indique son schéma de puissance, le nombre des éléments actifs et passifs de cet onduleur n'est pas élevé. Si avec lui, la norme sur les harmoniques pouvait être respectée, il conviendrait à nos objectifs à cause de son coût relativement bas.

1.4.9.1 LA COMMANDE DES INTERRUPTEURS

On applique une commande longue sur les semi-conducteurs: les interrupteurs T1 et T4 sont fermés pendant tout l'intervalle de temps $[0, T/2]$; les interrupteurs T2 et T3 quant à eux sont fermés pendant tout l'intervalle $(T/2, T)$. Il faut, ce faisant, que les commandes des interrupteurs d'un même bras (T1, T2) ou (T3, T4) soient complémentaires pour éviter la mise en court-circuit de la source de tension U_d d'une part et l'ouverture de la source de courant i_s que constitue la charge d'autre part [51].

Pour obtenir ce fonctionnement, il suffit de fermer (T2, T3) et ouvrir (T1, T4) de façon simultanée pendant l'alternance négative de i_s . Pendant l'alternance positive de i_s on procède à l'opération inverse.

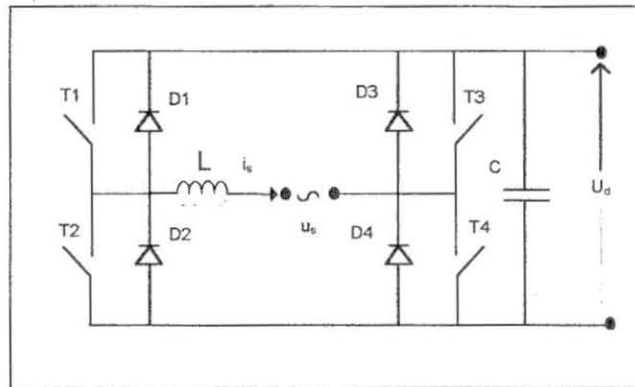


fig 1.17 -a : Onduleur à un créneau par alternance

1.4.9.2 RESULTATS DE SIMULATION

L'observation de l'allure du courant absorbé i_s , (figl.17-b) permet de dire que ce courant, bien qu'alternatif, est loin d'être sinusoïdal. Puisque rien d'autre ne limite le courant à part sa coupure par les interrupteurs, cette commande longue conduit à des dépassements d'intensité allant jusqu'à ± 380 A. La valeur efficace I_1 du fondamental vaut 16,05 A et celle I_3 de l'harmonique 3 vaut 7,76A, ce qui est supérieur à la valeur 2,30A prescrite par la norme.

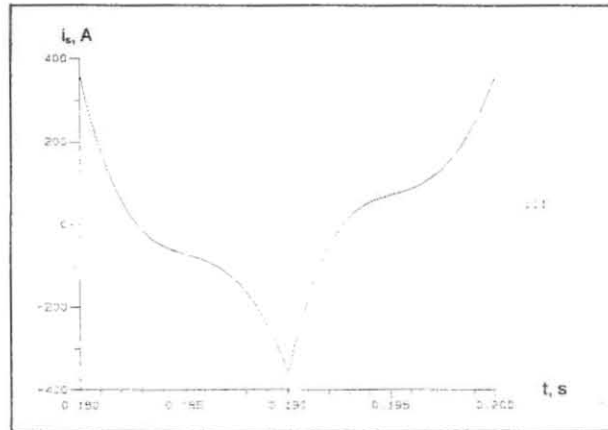


Fig 1.17-b : Onde de courant dans le cas de l'onduleur à un créneau par alternance

1.4.10 ONDULEUR MLI A DEUX NIVEAUX

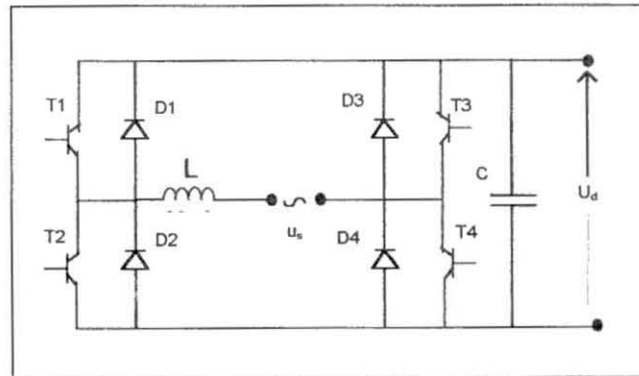


fig 1.18 : Onduleur MLI à deux créneaux par alternance

Il s'agit, comme la figure I.18 le montre, d'un onduleur de tension monophasé en pont complet.

Rappelons au passage qu'un onduleur de tension à MLI, avec sortie monophasée, se réalise le plus souvent avec la structure en pont complet [52].

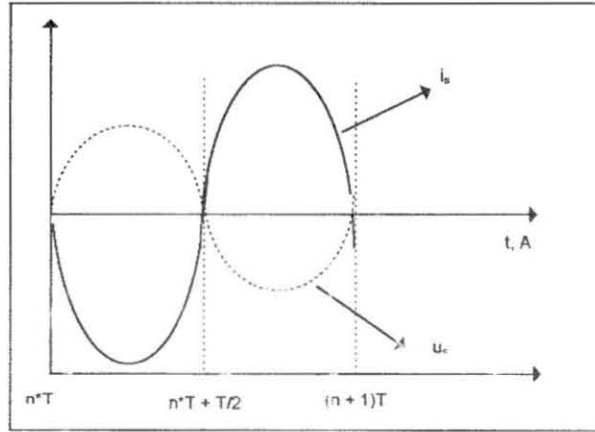


fig I.19 :Déphasage entre u_s et i_s en régime d'onduleur

1.4.10.1 LES CONFIGURATIONS A REALISER

On désire réaliser les formes de courant et de tensions représentées sur la figure I.19. Par hypothèse, la tension u_s du réseau est sinusoïdale. Pour que le courant i_s absorbé par le réseau soit lui aussi sinusoïdal, il faut donner à l'onduleur, la capacité d'un filtre actif par l'organisation de son cycle de fonctionnement en des séquences bien précises.

On sait que le courant i_s absorbé doit être en phase avec la référence, i_r .

Pendant l'alternance négative du courant de référence ou dans les intervalles de temps $(nT, nT + T/2)$, il faut former l'alternance positive de la tension de sortie de l'onduleur avec des créneaux d'amplitude $+ U_d$ séparés par des intervalles à u_s nul. Dans les intervalles complémentaires, $[nT + T/2, (n + 1).T]$, on forme l'alternance négative de u_s avec des créneaux d'amplitude $- U_d$ séparés par des intervalles à u_s nul.

Pour que la valeur moyenne du courant sinusoïdal à former suive les variations du courant de référence, nous avons utilisé la technique de modulation de la largeur d'impulsion par bande d'hystérésis dont le principe élémentaire est illustré sur la figure

I.20 : l'intersection de i_s avec le seuil haut commande simultanément la fermeture de T1 et l'ouverture de T2, deux interrupteurs d'un même bras. Selon l'alternance du courant de référence i_r , un interrupteur du second bras, T3 ou T4 sert à faire de l'aiguillage. Le courant dans l'inductance se met alors à décroître. Lorsqu'il atteint le seuil bas de la bande d'hystérésis, une séquence contraire à la précédente est amorcée.

Il résulte de ce qui précède, les configurations suivantes, (figl.21- a, b ,c, et d)

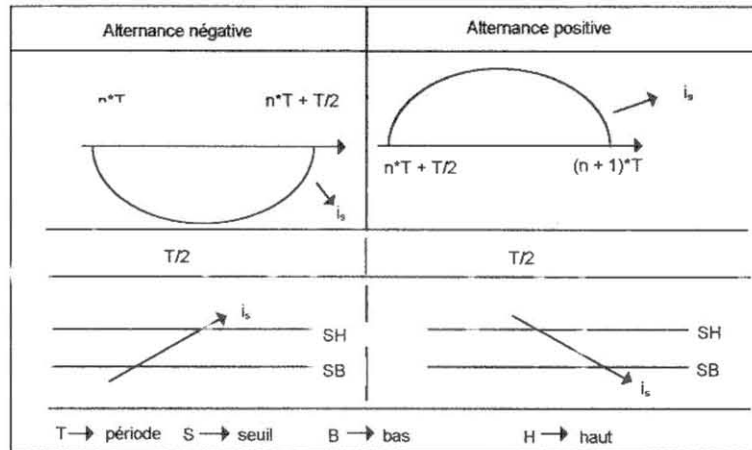


fig I.20 :Stratégie de contrôle à l'aide d'une fenêtre d'hystérésis

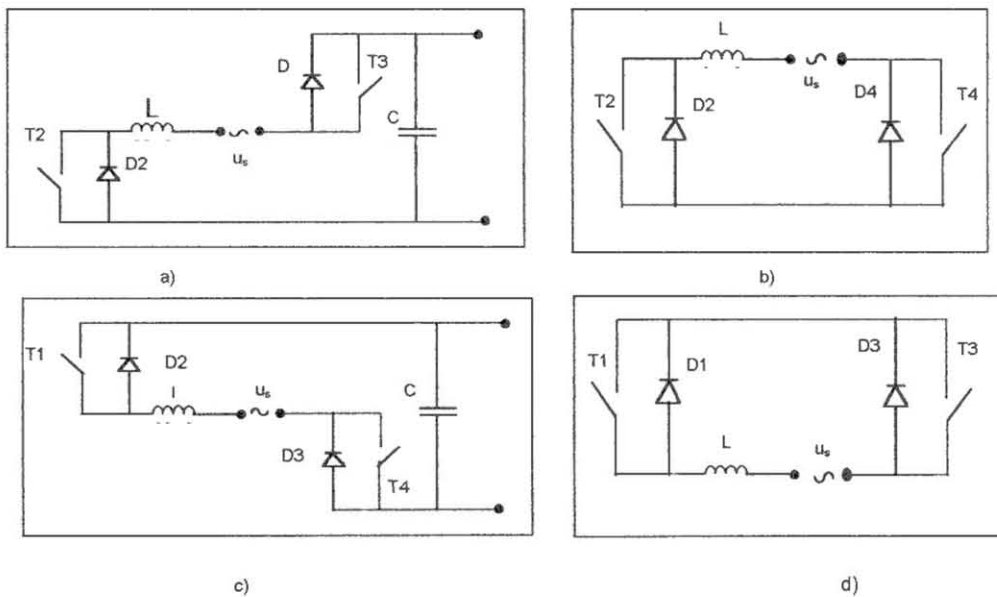


fig I.21-a,b,c,d : Les configurations dans le cas de l'onduleur à deux créneaux par alternance

1.4.10.2 RESULTATS DE SIMULATION

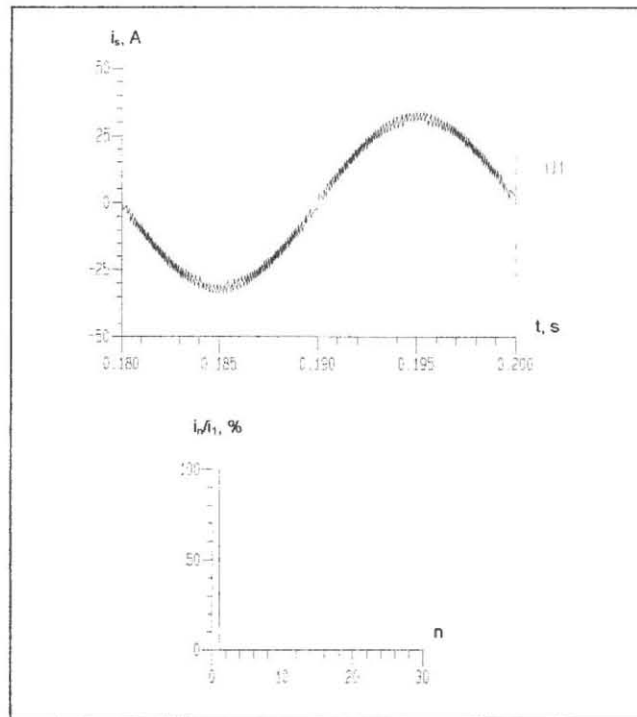
Pour répondre aux objectifs fixés, la structure à retenir doit fonctionner de façon satisfaisante à 100% de la puissance installée, $P_{in,max}$, comme à 10% de cette valeur, soit à $P_{in,min}$.

Les résultats de simulation à $P_{in,max}$ et à $P_{in,min}$ sont décrits sur les figures I.22-a et b et sur la figure I.23 pour la puissance maximale; sur les figures I.24-a et b pour la puissance minimale.

Sur la figure I.22-a, on peut voir l'allure du courant absorbé. On peut remarquer que cette allure du courant absorbé i_s est satisfaisante comme en témoigne l'analyse harmonique qui en est faite, (fig.I.22-b). La fréquence des commutations comme on peut le voir sur la figure I.23 est relativement très élevée.

A puissance minimale aussi le courant absorbé est sinusoïdal, comme on peut le constater sur les figures I.24-a: b.

a)



b)

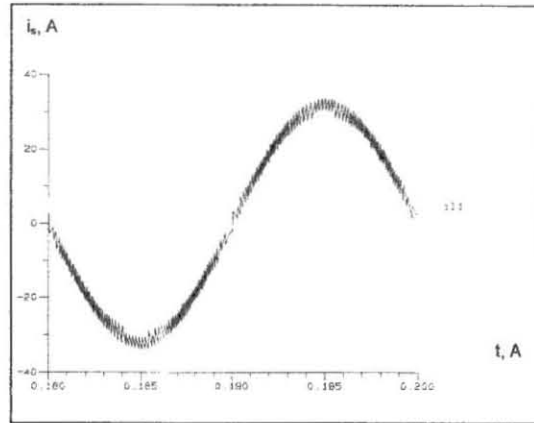


fig 1.22- a), b) :Onde de courant et son analyse harmonique dans le cas de l'onduleur MLI à deux créneaux par alternance; $P_{in} = P_{inmax}$

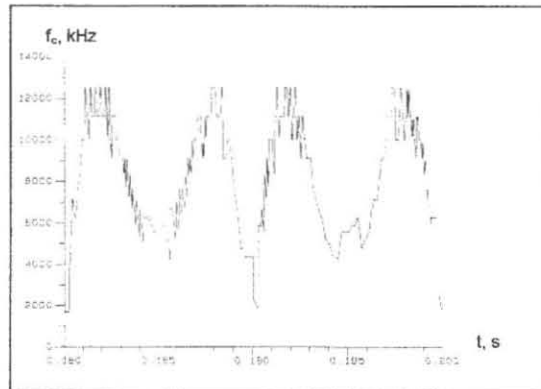
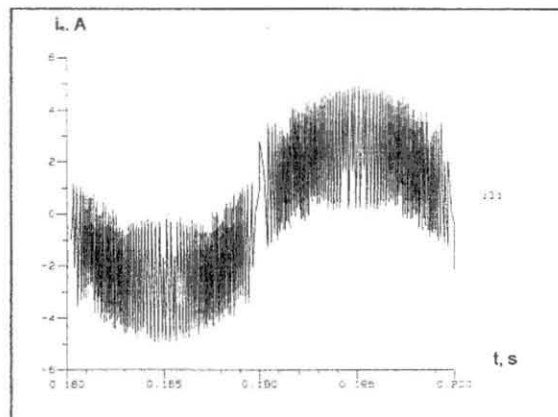


fig 1.23 : Evolution de la fréquence de commutations sur une période dans le cas de l'onduleur MLI à deux créneaux par alternance; $P_{in} = P_{inmax}$

a)



b)

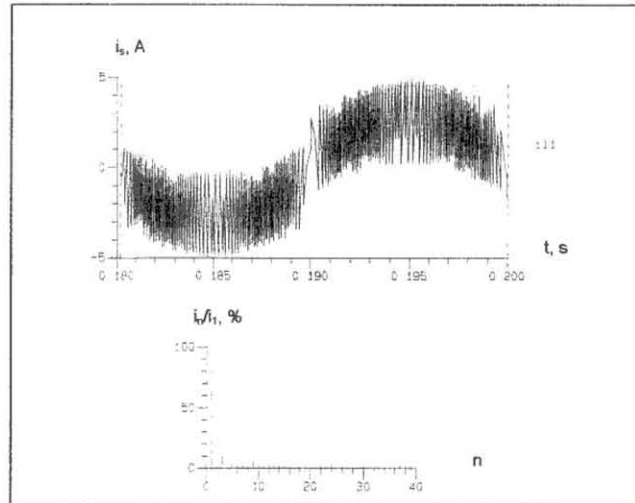


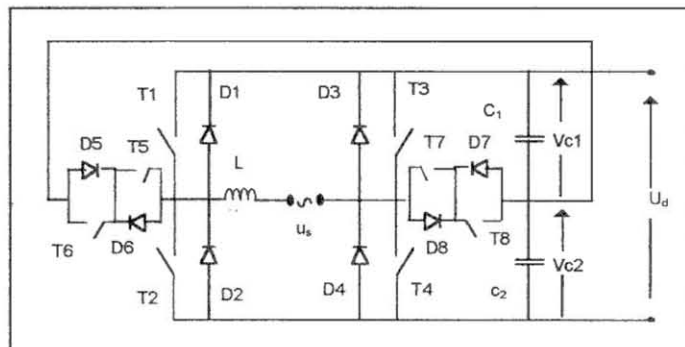
fig 1.24- a; b :Onde de courant et son analyse harmonique dans le cas de l'onduleur mli à deux créneaux par alternance; $P_{in} = P_{inmin}$

CONCLUSION

La structure que nous venons d'étudier est attrayante par la simplicité de sa commande. Le nombre des semi-conducteurs nécessaire à sa réalisation n'est pas élevé . Son circuit de puissance est alors relativement peu coûteux mais la fréquence de commutation des interrupteurs est relativement très élevée.

1.4.11. ONDULEUR MLI À 3 NIVEAUX

a)



b)

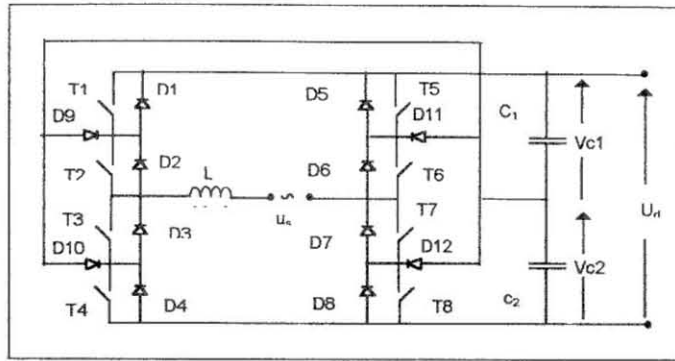


fig I.25- a; b : Onduleurs multiniveaux adaptés à la génération et à l'absorption sinusoïdales;
a) - Structure BNPS; b) - Structure NPC

Parmi les structures d'onduleur MLI monophasés à 3 niveaux les plus employés, deux d'entre elles semblent mieux convenir aux objectifs que nous nous sommes fixés. Il s'agit des structures NPC, (Neutral Point Clamped) et BNPS, (Bidirectional Neutral Point Switched) [53].

La structure NPC, (figI.25-b) avec des interrupteurs connectés en série est généralement réservée aux applications dont la tension est élevée. La structure BNPS, (figI.25 -a) qui est moins connue semble mieux convenir aux applications de tension moyenne comme c'est le cas pour le couplage d'un GPV au réseau. C'est pourquoi, notre choix s'est portée sur la variante BNPS.

I.4.11.1 COMMANDE DES INTERRUPTEURS : OPERATIONS MULTINIVEAU

Pour commander convenablement cet onduleur, une analyse de son fonctionnement est nécessaire.

La tension sinusoïdale à la sortie du convertisseur a pour expression:

$$u_s = U_{sm} \cdot \sin \omega t$$

Le courant de référence est donné par la relation:

$$i_r = I_{rm} \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

Ainsi,

$\varphi = 0$, lorsque le convertisseur est un redresseur,

$\varphi = \pi$, lorsque le convertisseur est un onduleur.

Le système sera décrit par l'équation différentielle :

$$di_s/dt = [U_{sm} \cdot \sin \omega t + k1 \cdot v_{c1} + k2 \cdot v_{c2}] / (L_s + L_c)$$

v_{c1} et v_{c2} sont respectivement les tensions aux bornes des condensateurs C_1 , et C_2 .

Les coefficients $k1$ et $k2$ prennent leurs valeurs dans l'ensemble $\{-1, 0, +1\}$.

Le courant absorbé i_s transite par l'inductance $L = L_s + L_c$, où L_s est l'inductance du réseau et L_c est l'inductance qu' on ajoute à celle du réseau.

La tension induite dans l'inductance sera:

$$v_s = L \frac{di_s}{dt} = u_s + k1 \cdot v_{c1} + k2 \cdot v_{c2}$$

La tension de référence est:

$$v_r = L \frac{di_r}{dt} = L \omega \cdot I_{rm} \cdot \cos(\omega t + \varphi), \text{ où } i_r \text{ est le courant de référence.}$$

En faisant prendre à $k1$ et à $k2$ différentes valeurs dans l'ensemble, $\{-1, 0, +1\}$, on trouve sept niveaux de tension, v_{sk} , qui permettent de programmer et de réaliser la commande du convertisseur :

1. $k1 = k2 = 1$

$$v_{s1} = u_s + v_{c1} + v_{c2}$$

2. $k1 = 0; k2 = 1$

$$v_{s2} = u_s + v_{c2}$$

3. $k1 = 1; k2 = 0$

$$v_{s3} = u_s + v_{c1}$$

4. $k1 = k2 = 0$

$$v_{s4} = u_s$$

$$5. k1 = 0; k2 = -1$$

$$vs1 = u_s - v_{c2}$$

$$6. k1 = -1; k2 = 0$$

$$vs6 = u_s - v_{c1}$$

$$7. k1 = k2 = -1$$

$$vs1 = u_s - v_{c1} - v_{c2}$$

La comparaison de ces 7 niveaux de tension avec la tension de référence v_r , permet de faire un découpage de la période du courant de référence en séquences.

I.4.11.2 LES SEQUENCES DE COMMUTATION DES INTERRUPTEURS

Dans notre effort de formaliser le problème, nous avons jugé utile d'introduire quelques nouvelles notions qu'il convient de définir au préalable.

Ainsi, à chaque étape d'absorption, l'échange d'énergie s'opère entre deux configurations, l'une à haute tension, CHT et l'autre à basse tension, CBT.

Soient v_{sj} une CBT et v_{si} la CHT qui lui est associée dans un échange d'énergie par absorption sinusoïdale.

La durée de validité de la double inégalité à savoir:

$$v_{sj} \leq v_r \leq v_{si}$$

détermine une séquence de commutations des interrupteurs. Pendant la durée d'une séquence, trois interrupteurs spécifiques sont en commutation pour faire et défaire tour à tour la CBT ou la CHT selon que le seuil haut ou le seuil bas de la fenêtre d'hystérésis arrive à être dépassé. Le Tableau I.3 résume les séquences dont on a besoin pour faire fonctionner le convertisseur.

numéro de la séquence	La tension de référence	Le courant de référence	Les interrupteurs ouverts	Les interrupteurs fermés	Les interrupteurs d'absorption
1	$vs5 \leq vr \leq vs4$	$is < ISB$ $is > ISH$	$T1=0$ $T3=0$ $T6=0$	$T1=1$	$T4=1, T5=0$ $T4=0, T5=1$
2	$vs7 \leq vr \leq vs5$	$is < ISB$ $is > ISH$	$T1=0$ $T4=0$ $T6=0$		$T3=0, T5=1$ $T3=1, T5=0$
3	$vs4 \leq vr \leq vs3$	$is < ISB$ $is < ISH$	$T2=0$ $T4=0$ $T5=0$		$T3=0, T6=1$ $T3=1, T6=0$
4	$vs3 \leq vr \leq vs^*$	$is < ISB$ $is > ISH$	$T2=0$ $T3=0$ $T5=0$		$T4=1, T6=0$ $T4=0, T6=1$

Tableau I.3: Récapitulation des séquences de fonctionnement du convertisseur

I.4.11.3 RESULTATS DE SIMULATIONS

Les simulations de ces différentes structures ont été effectuées avec le logiciel Success. Les résultats significatifs auxquels elles ont donné lieu permettent d'envisager une faisabilité de l'application en cours d'étude. Sur la figure I.26, il est décrit l'allure du courant i_s accompagnée de son analyse harmonique, à la puissance maximale. On y note une bonne qualité de l'onde de courant, ce qui fait dire que l'absorption dans ces conditions est quasi sinusoïdale. La courbe I.27 décrit la fréquence de commutation des interrupteurs. Contrairement au cas de figure rencontré avec la structure d'onduleur à deux créneaux par alternance, la fréquence de commutation est dans ce cas relativement peu élevée.

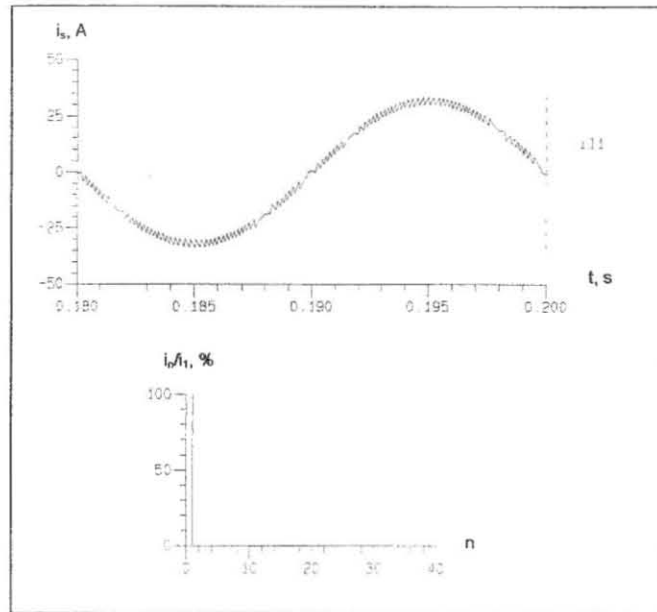


fig 1.26: Onde de courant et son analyse ha monique dans le cas de l'onduleur multiniveau à absorption sinusoïdale; $P = P_{inmax}$

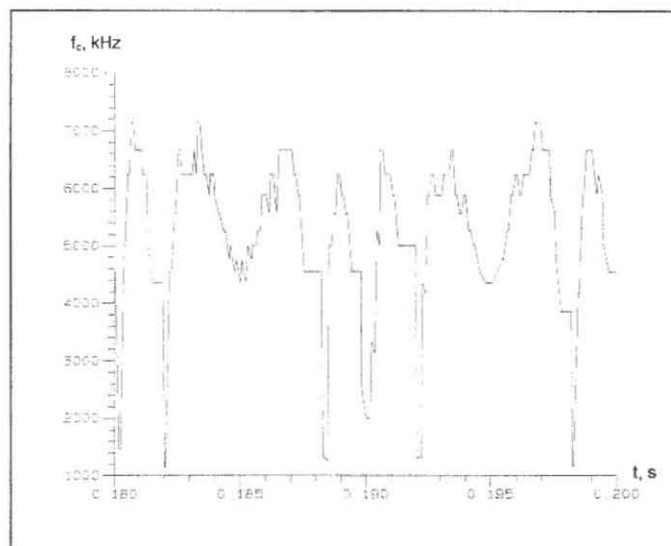


fig 1.27: Evolution de la fréquence de commutation sur une période dans le cas de l'onduleur multiniveau; $P_{in} = P_{inmax}$

I.4.12 ETUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DES TROIS STRUCTURES

La comparaison des résultats de simulation sous le logiciel SUCCESS des trois structures d'onduleur étudiées permettra de faire un choix de la topologie la plus adaptée à la réalisation des objectifs fixés. Le Tableau I.4 donne le résumé de cette comparaison.

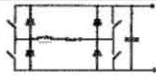
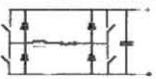
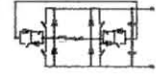
Structures	Vin, Volt	L, mH	C, mF	ΔB , A	TDH	fmax, kHz	Norme
 Onduleur à 1 créneau par alternance	360	2	30	-	0.40	-	non
 onduleur MLI classique	360	2	30	3	0.05	13	oui
 Onduleur MLI à 3 niveaux	180 x 2	2	30	3	0.04	7	oui

Tableau I.4 : Résultats de l'étude comparée du comportement des onduleurs de différentes structures

Le comportement de la structure n°1 était prévisible: les solutions passives permettant de limiter les harmoniques sont limitées en puissance. Une structure aussi polluante ne peut plus aujourd'hui servir d'interface entre un GPV et le réseau.

La structure n°2 a un comportement satisfaisant. Mais le critère sur la fréquence maximale de commutation, la minimisation des pertes par commutation et le coût de revient des interrupteurs font que l'on est dans l'obligation de l'écarter.

L'onduleur multiniveau ou la structure n°3 du tableau I.4 présente les mêmes avantages que l'onduleur MLI à 2 niveaux.

En plus des avantages qu'il partage avec ce dernier, il est moins polluant avec un taux d'harmonique, TDH de 0,04 contre un TDH = 0,05 pour la structure n°2.

Sa fréquence maximale de fonctionnement ne dépasse pas 8kHz.

Pour minimiser les pertes en commutation et relever par là-même le rendement du convertisseur, il faut choisir la structure dont la fréquence de commutation est la moins élevée, il faut choisir alors la structure n°3.

1.5 CONCLUSION

Le schéma de couplage direct étant retenu, le GPV sera calculé en fonction des facteurs qui déterminent normalement son dimensionnement.

Pour ce couplage, l'interface naturel est un onduleur. Il est alors indispensable de veiller à ce que ce dernier ne pollue pas le réseau par des harmoniques. En effet, les conséquences de la libre circulation des harmoniques de courant dans les lignes de distribution sont multiples. Ces perturbations dites conduites peuvent être à l'origine d'un vieillissement prématuré des isolations des machines tournantes et des transformateurs, ou d'un déclenchement intempestif des protections dans un système. Elles peuvent aussi produire un suréchauffement des condensateurs et des câbles de transport d'énergie. On impute aussi aux harmoniques, le dysfonctionnement des automatismes, des calculateurs, des ordinateurs et surtout le surdimensionnement des lignes et équipements du fait de la puissance réactive à laquelle elles peuvent donner lieu [54] [55] [56] [57] [58] [59].

Ainsi, la susceptibilité du réseau électrique aux harmoniques est de nos jours, une évidence qui oblige le concepteur de nouveaux dispositifs à trouver une solution pour qu'en fonctionnement normal, les équipements ne perturbent pas le réseau auquel ils sont connectés.

Dans ces conditions, l'interface électronique qui doit servir de lien dans notre application entre le générateur photovoltaïque et le réseau doit posséder dès sa conception les propriétés d'un filtre actif.

CHAPITRE 2

DIMENSIONNEMENT D'UN CONVERTISSEUR MULTINIVEAU ADAPTE AUX APPLICATIONS PHOTOVOLTAIQUES COUPLEES AU RESEAU ELECTRIQUE

INTRODUCTION

Pour éviter une pollution harmonique du réseau par un convertisseur statique, on peut lui donner les propriétés d'un filtre actif dès sa conception [60] [61] [62].

Le filtrage actif est en effet une solution électronique de puissance qui permet de satisfaire les normes sur les harmoniques à des puissances plus élevées que ne le permettent les solutions passives de l'électrotechnique, tout en réduisant l'encombrement du convertisseur.

Il permet d'obtenir :

- un facteur de puissance proche de l'unité,
- une mise en conformité du taux de distorsion harmonique, (TDH)
- un encombrement plus réduit des éléments réactifs du convertisseur.

Pour dimensionner un tel convertisseur, il faut, en fonction de la puissance à convertir, déterminer :

- la valeur de l'inductance de filtrage,
- la nature des interrupteurs en tenant compte des contraintes de commutation sous la puissance maximale installée.

Toutes ces opérations, pour être valables doivent satisfaire les normes de qualité sur la distorsion harmonique sur toute la plage de fonctionnement prévue.

II. 1. PRINCIPES DE CONTROLE ASSOCIE A LA TOPOLOGIE DU CONVERTISSEUR

On peut associer à la topologie retenue pour le circuit de puissance d'un convertisseur, plusieurs types de commande des interrupteurs en vue de contrôler le courant instantané d'entrée ou de sortie. Néanmoins, deux modes de contrôle de courant sont le plus souvent envisagés dans le cas d'un onduleur multiniveau relié au réseau. Il s'agit du mode de contrôle par courant instantané et du mode de contrôle par bande d'hystérésis que nous avons appliqué dans l'étude précédente.

II.1.1 LE MODE DE CONTROLE PAR COURANT INSTANTANE

II.1.1.1 PRINCIPE DE LA METHODE

Le mode de contrôle par courant instantané consiste à régler le transfert d'énergie vers la charge par le contrôle de la valeur du courant dans la bobine, L du convertisseur.

Ce qui est caractéristique pour ce mode de contrôle est que la fréquence de commutation du transistor est constante.

II.1.1.2 CONDITION DE LA FERMETURE DE L'INTERRUPTEUR

Au début de chaque période de fonctionnement, (figII.1) le transistor est systématiquement fermé. Le courant dans la bobine se met à croître et de l'énergie s'accumule dans cette dernière.

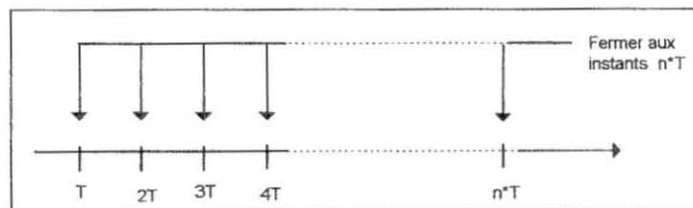


fig II.1 Condition de fermeture des interrupteurs dans le cas du contrôle par courant instantané

Dès que la référence est atteinte, (figII.2), le transistor est ouvert. L'énergie accumulée dans l'inductance est transférée dans la charge et le courant décroît. Ce phénomène va durer jusqu'au début de la période suivante et le cycle recommence.

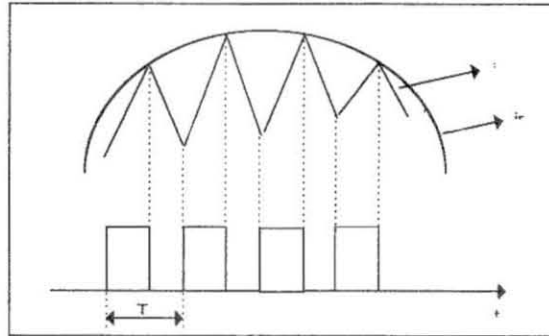
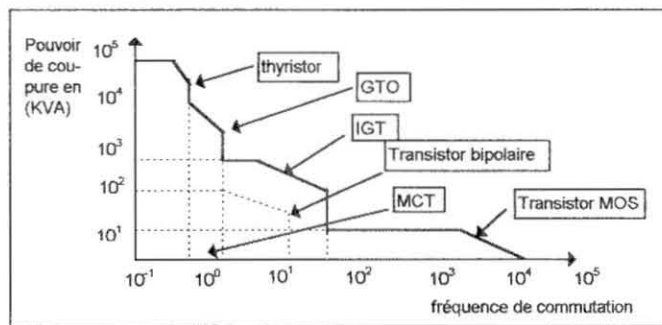


fig II.2: Condition d'ouverture de l'interrupteur dans le cas du contrôle par courant instantané

II.1.1.4 LES CONSEQUENCES

Le contrôle par le mode de courant instantané possède un certain nombre d'avantages dont le plus important est la maîtrise de la fréquence de commutation. C'est pourquoi le dimensionnement du convertisseur dans le cas de ce contrôle est plus abordable. La fréquence de commutation est imposée par le concepteur en fonction de la puissance à traiter et de la qualité d'absorption désirée.

La connaissance de la puissance et de la fréquence indique directement la technologie des interrupteurs à retenir pour la conversion de l'énergie [63], (figII.3).



figII.3: Le nouveau partage des applications

Par contre, ce mode de contrôle faisant généralement appel à un asservissement peut conduire à une instabilité de fonctionnement du système entier.

II.1.2. COMMANDE PAR BANDE D'HYSTERESIS

C'est le mode de commande utilisé dans l'étude précédente, (chap I.4.7). Nous avons déjà défini les paramètres essentiels de cette méthode; nous abordons ici les différentes phases de son fonctionnement.

II.1.2.1 PRINCIPE

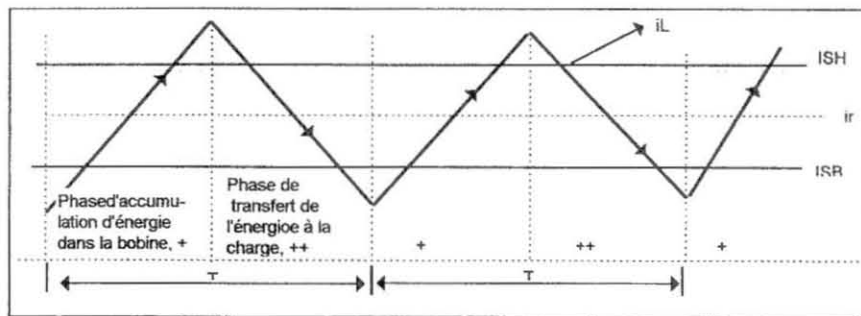
Le courant de sortie (respectivement d'entrée) lorsqu'il s'agit d'un onduleur (respectivement d'un redresseur), qui est aussi le courant I_L circulant dans la bobine de filtrage, est lu aux bornes d'un shunt. Cette information sur le courant est comparée simultanément aux consignes du seuil haut et du seuil bas formant la fenêtre d'hystérésis, figure II.4 et l'on obtient alors le cycle de fonctionnement suivant:

II.1.2.2 PHASE D'ACCUMULATION D'ENERGIE DANS LA BOBINE

Dans la phase d'accumulation de l'énergie dans la bobine figure II.5, le courant croît jusqu'à atteindre le seuil haut de la fenêtre d'hystérésis: c'est la fin de la phase d'accumulation. A partir de ce moment, débute la phase de transfert de l'énergie accumulée à la charge.

II.1.2.3 PHASE DE TRANSFERT D'ENERGIE A LA CHARGE

Dans cette phase, le courant I_L décroît jusqu'à atteindre le seuil bas de la fenêtre d'hystérésis. La phase de transfert d'énergie à la charge est ainsi terminée et le cycle recommence.



figII.4: La bande d'hystérésis

II.1.2.4 CONSEQUENCES

Les avantages de ce type de contrôle sont :

- les pentes descendantes et montantes du courant sont maîtrisées.
- la valeur d'inductance et la largeur de la bande d'hystérésis offrent ensemble une marge de manoeuvre pour la maîtrise de la fréquence de commutation.
- on n'a pas besoin d'un asservissement de courant: le système marche en boucle ouverte.

Par contre, la fréquence de commutation n'est pas constante et il n'est pas possible d'avoir un contrôle direct sur celle-ci.

II.2. CHOIX DU MODE DE CONTRÔLE DU CONVERTISSEUR

Le coût de revient et le rapport qualité/prix d'un équipement donné sont des facteurs déterminants, surtout lorsqu'il s'agit d'une application photovoltaïque où le prix encore élevé des modules décourage plus d'un bailleur de fonds. Le concepteur est alors appelé à réduire au maximum les coûts sans faire perdre la qualité à sa conception.

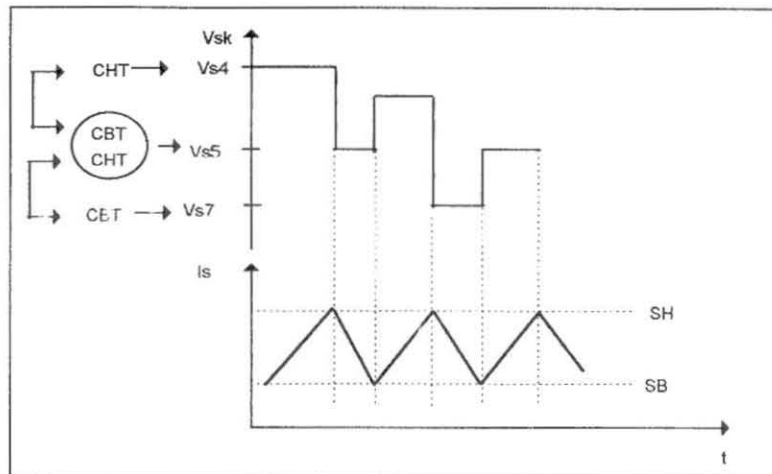
C'est pourquoi, la carte de commande de l'onduleur multiniveau doit être peu coûteuse et réalisable simplement.

Gâce aux récents travaux sur le filtrage actif dont les nôtres, les problèmes posés par le dimensionnement d'un dispositif de commande par bande d'hystérésis

sont pratiquement résolus [64]. De plus, pour une application concrète donnée, il est possible, en jouant sur la valeur de l'inductance L et sur la largeur de la bande d'hystérésis ΔB , d'aboutir à une maîtrise de la fréquence, ce qui permet de procéder à une modulation sur mesure.

Aussi, avons nous retenu ce type de contrôle pour commander l'onduleur multiniveau qui fait l'objet des travaux en cours.

II.3 METHODE DE COMMANDE DES INTERRUPTEURS



figII.5: Schématisation des modules de la commande

Le contrôle des interrupteurs va se faire à partir de deux modules distincts, celui des tensions et celui du courant. Avec l'étage des tensions, on arrive à opérer une discrimination des intervalles de commutation tandis que le module de courant permet de distinguer la pente montante de la pente descendante du courant, (figII.5).

II.3.1 L'ETAGE DE CONTROLE DES TENSIONS

II.3.1.1 DEFINITION

Nous allons appeler séquence de commutation, l'intervalle de temps qui commence avec l'entrée en commutations d'un jeu de trois interrupteurs et qui finit

avec l'ouverture durable d'au moins un interrupteur du jeu. Le temps que dure par exemple l'entrée en commutation des interrupteurs T2, T4, T7 et qui finit avec l'ouverture durable (ou la sortie de commutation provisoire) de l'interrupteur T7 est une séquence de commutation.

II.3.1.2 LA REPARTITION DE LA PERIODE DU COURANT DE REFERENCE EN SEQUENCES

Designons par v_{sk} la tension aux bornes de l'inductance lorsque le convertisseur a pris la configuration n°k.

En réalité, il y a échange d'énergie entre le GPV, (source de tension continue) et le réseau, (source de courant alternatif) à travers deux configurations distinctes à savoir une configuration haute tension (CHT) et une configuration basse tension (CBT). Lorsqu'il y a échange d'énergie entre deux configurations données, de tensions v_{si} et v_{sj} , si la valeur absolue de v_{si} est supérieure à la valeur absolue de v_{sj} , la configuration de tension v_{si} est dite CHT tandis que celle de tension v_{sj} est une CBT.

Pendant tout le temps que durera la validité de l'inégalité: $v_{sj} < v_r < v_{si}$, où v_r est la tension de référence, le convertisseur prendra en fonction de la valeur du courant dans l'inductance, soit la configuration v_{si} , soit la configuration v_{sj} .

Quand le convertisseur prend la configuration v_{si} , il y a augmentation du courant dans l'inductance, ce qui correspond à la pente montante du courant dans la bande d'hystérésis, (fig II.4) ou à l'accumulation d'énergie dans la bobine de filtrage, L.. C'est le contraire qui se produit lorsque le convertisseur passe sous la configuration v_{sj} . A ce moment, la puissance accumulée dans l'inductance est cédée à la charge que constitue le réseau.

Le début et la fin d'une séquence sont déterminés par les instants t_i où la tension de référence est égale à v_{sk} , (figII.6).

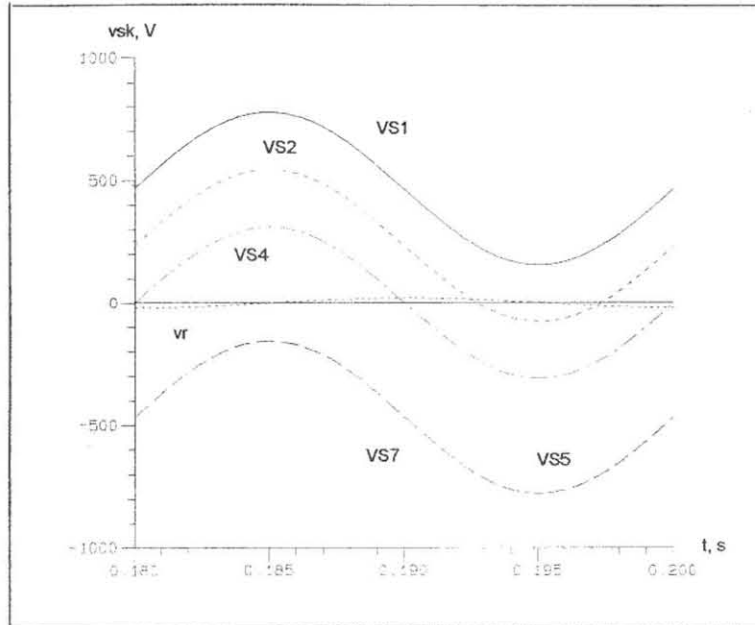
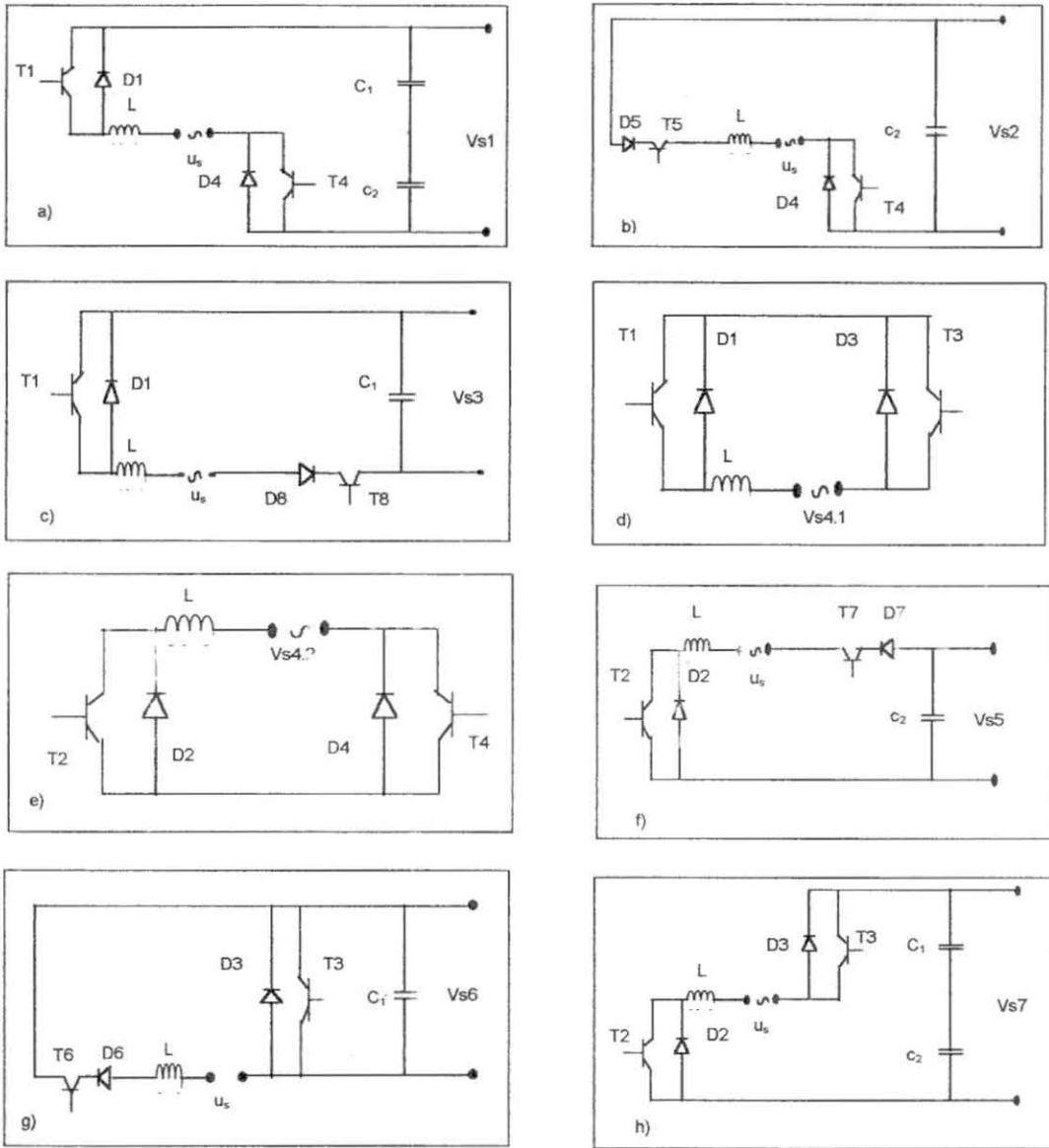


fig1 .6: Organisation des séquences de commutation

II.3.1.3 LES CONFIGURATIONS A REALISER EN MODE ONDULEUR

L'onduleur de tension 3- niveaux qui fait l'objet des études présentes est aussi à commande MLI. Seulement, au lieu de contrôler la tension qu'il délivre comme cela se fait pour les onduleurs autonomes de tension, c'est le courant qu'il fournit qui est alors contrôlé par une enveloppe sinusoïdale dans le but d'imposer au réseau une absorption de courant sinusoïdale.

On forme, comme dans le cas d'une MLI, les alternances positives (respectivement négatives) du courant is absorbé par le réseau, à partir des créneaux $-U_d$, $-U_d/2$, et $0-$ (respectivement) $+U_d$, $+U_d/2$, et $0+$. Contrairement au MLI classique, deux configurations distinctes sont nécessaires pour faire les créneaux de tension nulle. La stratégie de contrôle à mettre en oeuvre fait appel à des configurations précises à faire prendre par l'onduleur pendant des intervalles de temps précis. Ce sont les différentes séquences qui donnent ces instants. Les différentes configurations sont représentées sur les figures II.7,a,b,c,d,e,f,g,h. Le tableau II.1 fait le point entre configurations et interrupteurs.



figII.7-a,b,c,d,e,f,g,f,h: Les configurations du convertisseur

VS1	VS2	VS3	VS4.1	VS4.2	VS5	VS6	VS7
T1, T4	T4, T5	T1, T8	T1, T3	T2, T4	T2, T7	T3, T6	T2, T3

Tableau II.1 : Relation entre configurations et interrupteurs

II.3.1.4 LOGIQUE D'ENSEMBLE ENTRE CONFIGURATIONS

Le convertisseur est considéré comme un ensemble d'interrupteurs. Dans ces conditions, la recherche d'une loi de commande nous amène à développer une théorie élémentaire sur cet ensemble. A la configuration V_{sk} , correspond l'ensemble noté $\{V_{sk}\}$.

Les sous-ensembles issus de l'intersection et de la réunion des $\{v_{sk}\}$ sont mentionnés dans le tableau II.2 ci-dessus.

A l'aide de quelques règles on peut aboutir aux lois nécessaires à mettre en oeuvre pour le contrôle des interrupteurs.

REGLE I :

Lorsque l'intersection entre deux configurations est vide, il n'y a pas d'échange d'énergie entre elles.

REGLE II :

Lorsque le cardinal de l'union de deux configurations est supérieur à 3, il ne peut y avoir d'échange d'énergie entre elles.

REGLE III :

En combinant les configurations deux à deux, il ne faut pas sauter de niveau. Ainsi, bien que leurs intersections ne sont pas vides, v_{s4} et v_{s7} d'une part, v_{s4} et v_{s1} d'autre part ne peuvent pas s'échanger d'énergie.

INTERSECTION \cap	UNION \cup
$VS4 \cap VS5 = \{T2\}$	$VS4 \cup VS5 = \{T2, T4, T7\}$
$VS5 \cap VS7 = \{T2\}$	$VS5 \cup VS7 = \{T2, T3, T6\}$
$VS1 \cap VS3 = \{T1\}$	$VS1 \cup VS3 = \{T1, T4, T8\}$
$VS2 \cap VS4 = \{T4\}$	$VS2 \cup VS4 = \{T2, T4, T5\}$
$VS4 \cap VS6 = \{T3\}$	$VS4 \cup VS6 = \{T1, T3, T6\}$
$VS6 \cap VS7 = \{T3\}$	$VS6 \cup VS7 = \{T, T3, T6\}$
$VS3 \cap VS4 = \{T1\}$	$VS3 \cup VS4 = \{T1, T3, T8\}$
$VS5 \cap VS6 = \emptyset$	$VS5 \cup VS6 = \{T2, T3, T6, T7\}$
$VS2 \cap VS3 = \emptyset$	$VS2 \cup VS3 = \{T1, T4, T5, T8\}$
$VS4.2 \cap VS7 = \{T2\}$	$VS4.2 \cup VS7 = \{T2, T3, T4\}$
$VS4.1 \cap VS7 = \{T3\}$	$VS4.1 \cup VS7 = \{T1, T2, T3\}$
$VS4.2 \cap VS1 = \{T1\}$	$VS4.2 \cup VS1 = \{T1, T3, T4\}$
$VS4.1 \cap VS1 = \{T4\}$	$VS4.1 \cup VS1 = \{T1, T2, T4\}$
$VS1 \cap VS7 = \emptyset$	$VS1 \cup VS7 = \{T1, T2, T3, T4\}$

Tableau II.2 Sous -ensembles issus de l'intersection et de la réunion des VSK

II.3.1.5 SEQUENCES ET ACTIONS SUR LES INTERRUPTEURS

Les séquences sont au nombre de six. Par la suite, nous allons expliciter le type d'action à mener vers chaque triplet d'interrupteurs, tel que c'est décrit ci-dessus, en fonction de l'alternance du courant de référence et de la fenêtre d'hystérésis.

Ainsi, dans un premier temps, en fonction de la logique d'ensemble développée plus haut et des règles qui en ont découlé, on a les séquences suivantes:

1. Tant que ($vs5 < vr < vs4$) alors
 Agir sur T2, T4 et T7
 Si non fin,

2. Tant que $(vs7 < vr < vs5)$ alors

Agir sur T2,T3,T6

Si non fin

3. Tant que $(vs6 < vr < vs4)$ alors

Agir sur T1,T3,T6

Si non fin

4. Tant que $(vs4 < vr < vs2)$ alors

Agir sur T2,T4,T5

Si non fin

5. Tant que $(vs3 < vr < vs1)$ alors

Agir sur T2,T4,T8

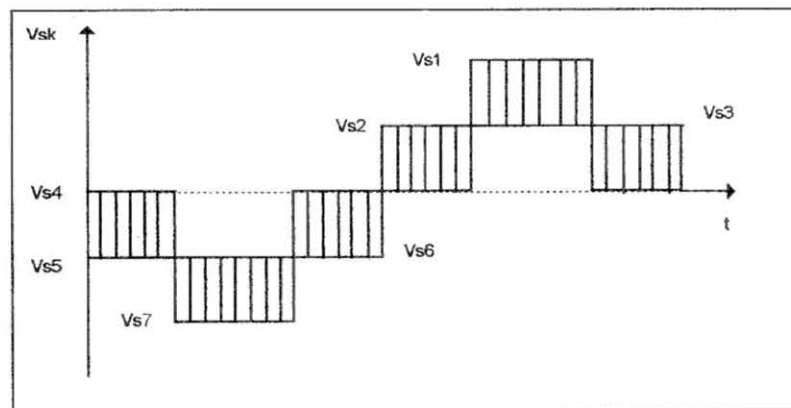
Si non fin

6. Tant que $(vs4 < vr < vs3)$ alors

Agir sur T1,T3,T8

Si non fin

L'ensemble des six séquences est reporté sur la figure II.8 donnant une vision assez claire de la stratégie de contrôle à mettre en oeuvre.

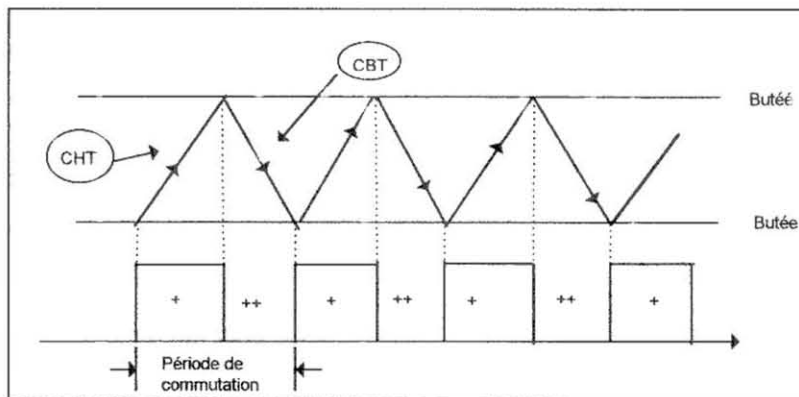


figII.8: Subdivision de la période defonctionnement en séquences

II.3.2 LE CONTROLE DE COURANT

Lorsqu'une des conditions ($v_{sj} < v_r < v_{si}$) est remplie, on fait prendre au convertisseur la configuration v_{si} pour faire croître le courant i_s dans l'inductance jusqu'à la butée haute ISH. Dès que cette valeur est atteinte, on remplace v_{si} par v_{sj} et le courant i_s se met à décroître jusqu'à atteindre la butée basse ou seuil bas de la bande d'hystérésis ISB, (figII.9). Cela représente une période de commutation et le cycle recommence.

Deux modes de contrôle de courant peuvent être utilisés: le contrôle par bande d'hystérésis proportionnelle et le contrôle par bande d'hystérésis constante.



figII.9: Etage de contrôle de courant:

- +, le convertisseur est sous une configuration haute tension (CHT)
- ++, le convertisseur est sous une configuration basse tension (CBT)

II.3.2.1 CONTROLE DE COURANT PAR BANDE D'HYSTERESIS PROPORTIONNELLE

Dans ce cas, la largeur de la bande d'hystérésis est proportionnelle au courant de référence, i_r . Soit à considérer le cas où la largeur de la fenêtre d'hystérésis ΔB est égal à 20% du courant de référence, i_r . Nous aurons pour le seuil haut ISH, et le seuil bas ISB, les expressions suivantes:

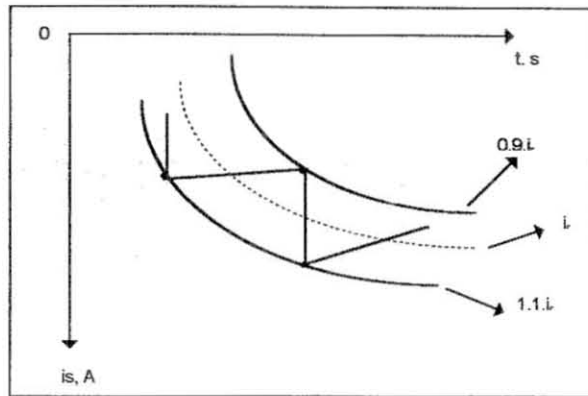
Seuil haut:

$$ISH = 1,1.i_r$$

Seuil bas:

$$I_{SB} = 0,9.i_r$$

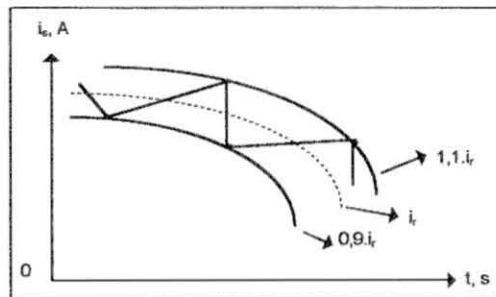
II.3.2.1.a DEMI-ONDE NEGATIVE DE i_r (figII.10)



figII.10: Bande d'hystérésis proportionnelle, demi-onde negative du courant i_r de référence

Tant que ($i_s > 0,9.i_r$) alors,
 Faire descendre le courant dans l'inductance,
 Si non fin
 Tant que ($i_s < 1,1.i_r$) alors,
 Faire monter le courant dans l'inductance
 Si non fin;
 Recommencer
 Tant que ($v_{sj} < v_r < v_{si}$)
 Si non fin.

II.3.2.1.b DEMI-ONDE POSITIVE DE i_r (figII.11)

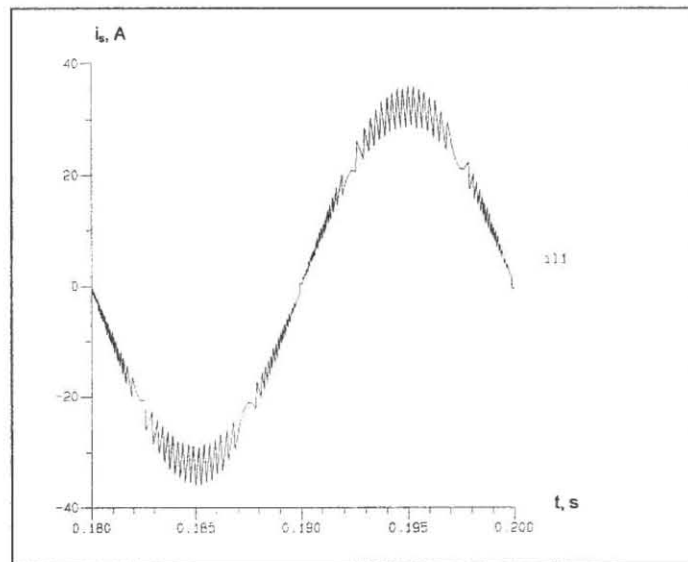


figII.11: Bande d'hystérésis proportionnelle, demi-onde positive du courant i_r de référence

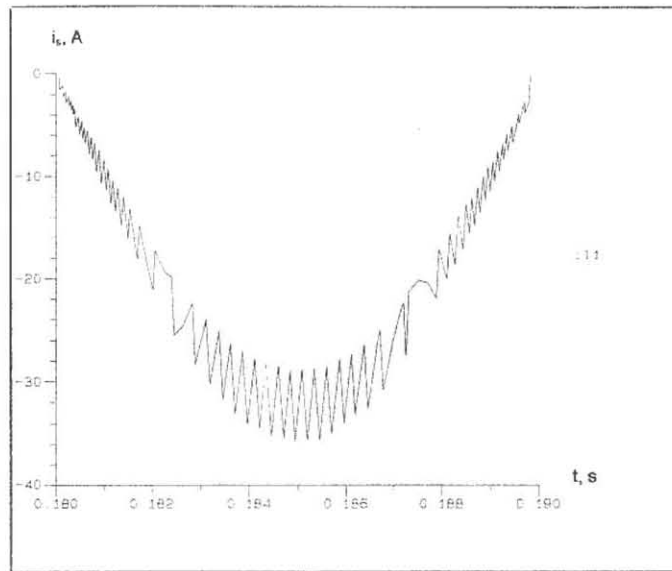
Faire descendre le courant dans l'inductance,
 Si non fin
 Tant que ($i_s < 0,9.i_r$) alors,
 Faire monter le courant dans l'inductance,
 Si non fin
 Tant que ($v_{sj} < v_r < v_{si}$)
 Recommencer
 Si non fin.

Dans le cas du contrôle d'hystérésis par bande proportionnelle, les lignes de commande ne sont pas les mêmes lorsqu'on passe de la demi-onde négative à la demi-onde positive du courant de référence. Cela peut s'avérer complexe à réaliser dans la pratique.

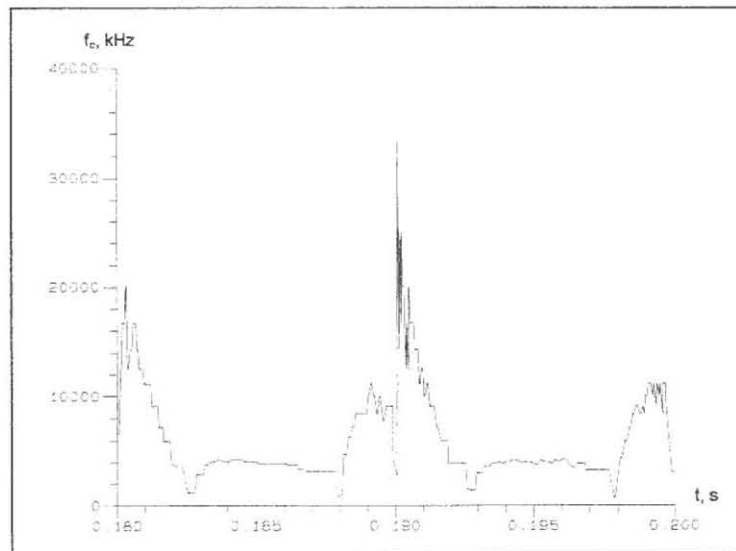
II.3.2.2 RESULTATS DE SIMULATION, (figII: 12,13,14,15,16)



figII.12: Courant absorbé sous le contrôle par bande proportionnelle ; $P = P_{Inmax}$



figl.13: Courant absorbé sous le contrôle par bande proportionnelle, vu à la loupe



figl.14: Fréquence de commutation sous le contrôle par bande proportionnelle; $P = P_{inmax}$

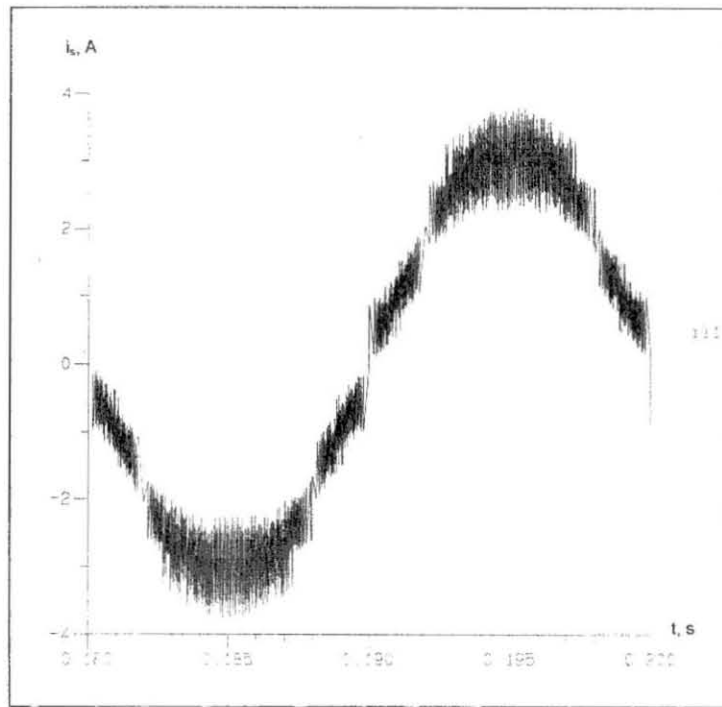


fig11.15: Courant absorbé sous le contrôle par bande proportionnelle,
 $P = P_{inmin}$

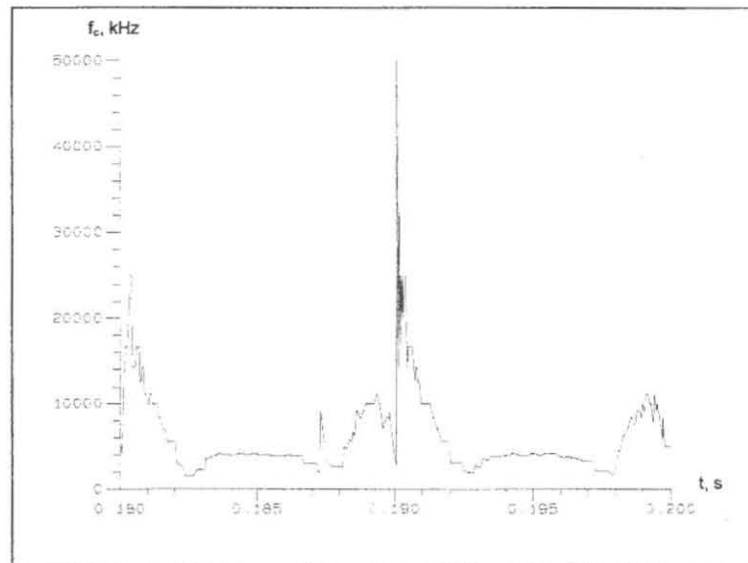


fig11.16: Fréquence de commutation sous contrôle par bande proportionnelle,
 $P = P_{inmin}$

II.3.2.3 CONTROLE DE COURANT PAR BANDE D'HYSTERESIS CONSTANTE

Nous avons ici une bande d'hystérésis qui est constante.

$$ISH = i_r + \Delta B/2$$

$$ISB = i_r - \Delta B/2$$

II.3.2.3.a DEMI-ONDE NEGATIVE, (figII.17)

Tant que ($i_s < ISB$) alors,

Faire monter le courant dans l'inductance

Si non fin,

Tant que ($i_s > ISH$) alors,

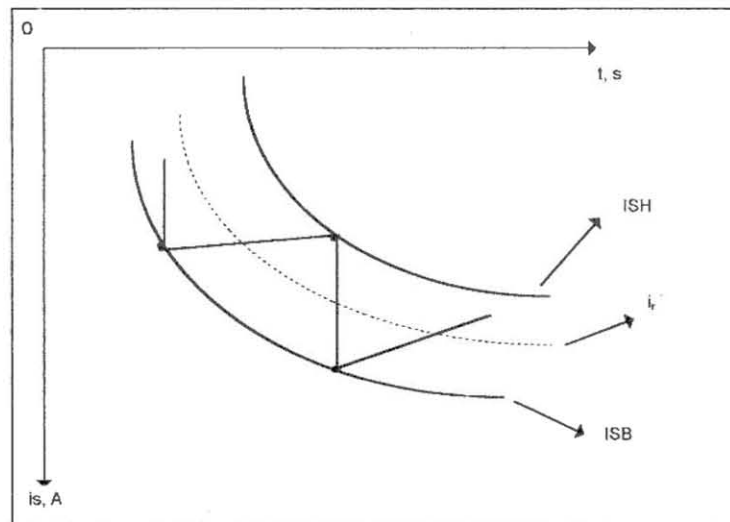
Faire descendre le courant dans l'inductance,

Si non fin

Recommencer

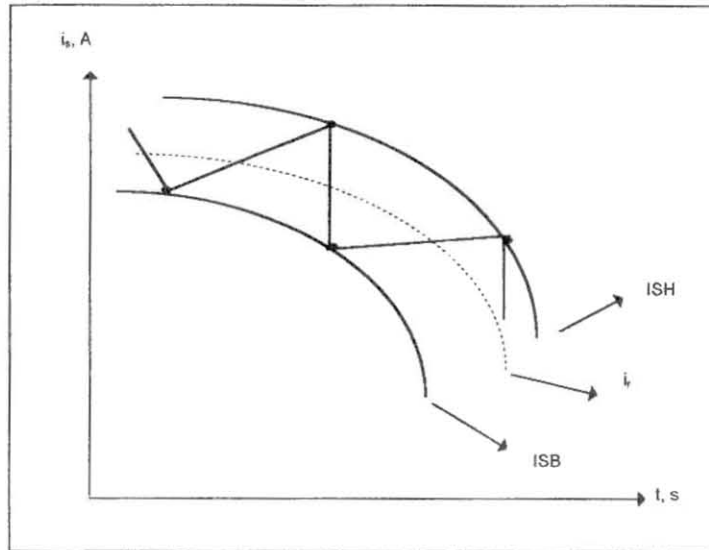
Tant que ($v_{sj} < v_r < v_{si}$)

Si non fin.



figII.17: Bande d'hystérésis constante, demi-onde négative du courant, i_r , de référence

II.3.2.3.b DEMI-ONDE POSITIVE : (figII.18)



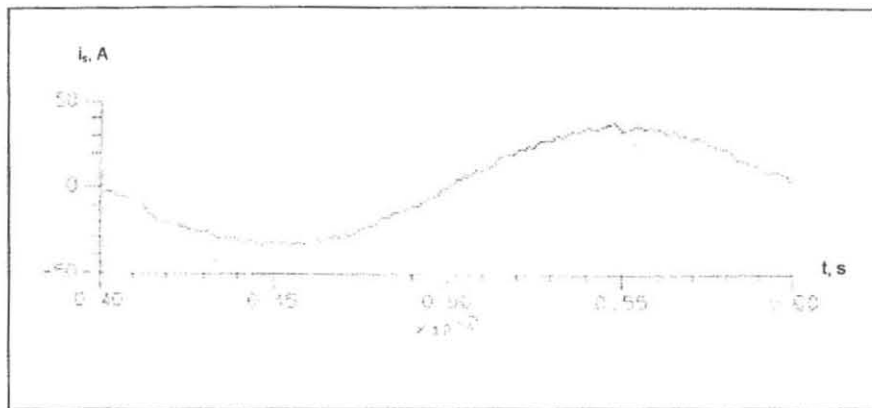
figII.18: Bande d'hystérésis constante, demi-onde positive du courant, i_r de référence

Tant que ($i_s < ISB$) alors,
Faire monter le courant dans l'inductance
Si non fin,
Tant que ($i_s > ISH$) alors,
Faire descendre le courant dans l'inductance,
Si non fin
Recommencer
Tant que ($v_{sj} < v_r < v_{si}$)
Si non fin.

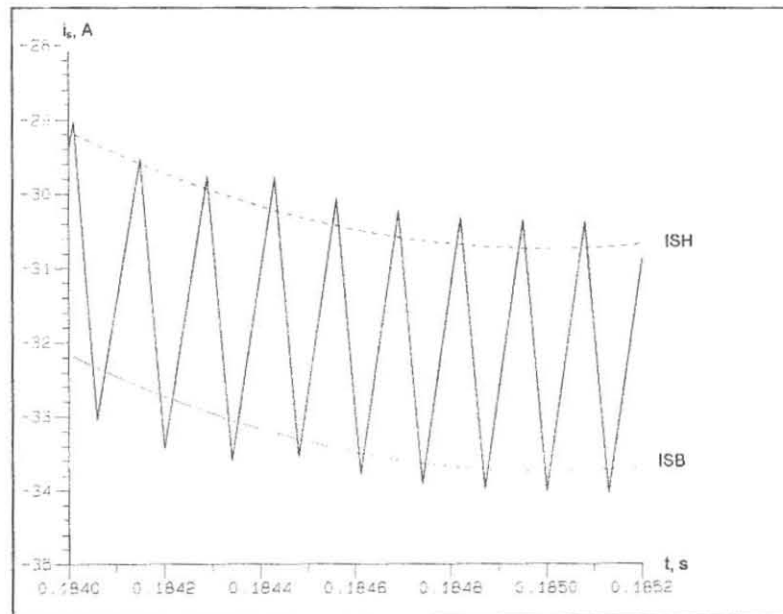
Ici les lignes de commande sont identiques pour la demi-onde négative comme pour la demi-onde positive. Cet état de chose va beaucoup simplifier dans la pratique, la réalisation de la commande.

Dans tous les cas, on peut noter que l'onduleur passe alternativement d'une configuration haute tension quand le courant atteint le seuil haut à une configuration basse tension quand le courant bute sur le seuil référentiel bas.

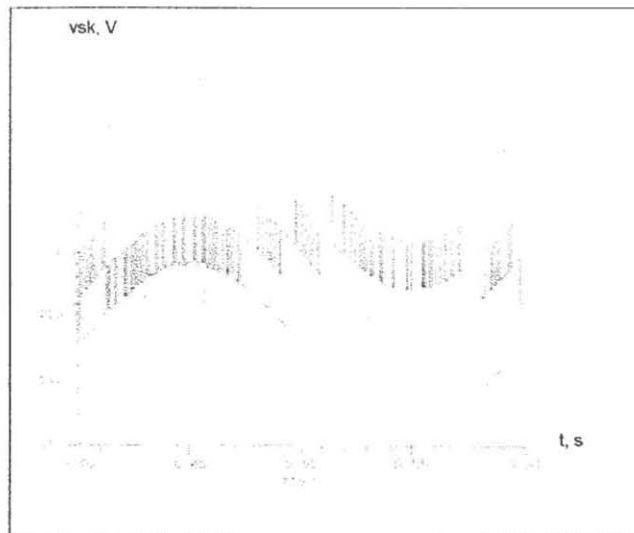
II. 3.2.4 RESULTATS DE SIMULATION, (figII: 19,20,21,22)



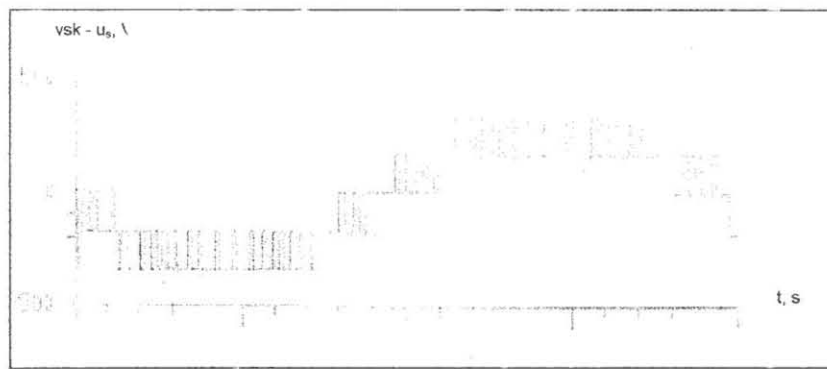
figII.19: Courant absorbé sous le contrôle par bande constante, $P = P_{inmax}$



figII. 20: Courant absorbé sous le contrôle par bande constante, vu à la loupe dans la bande d'hystérésis



figII.21: Tension multiniveau aux bornes de l'inductance de filtrage



figII.22: Opération multiniveau

CONCLUSION

Les deux modes de contrôle que nous venons d'étudier sont très différents l'un de l'autre. Tandis que le mode de contrôle par bande constante apparaît assez simple à réaliser, le second s'accompagne de complexités et il faudra en tenir compte quand il s'agira de choisir un mode de contrôle pour le convertisseur.

Aussi, les résultats significatifs que nous avons obtenus par simulation sous SUCCESS du fonctionnement de la topologie BNPS sur la base de la valeur d'inductance proposée dans [53] encouragent à approfondir les travaux de recherche

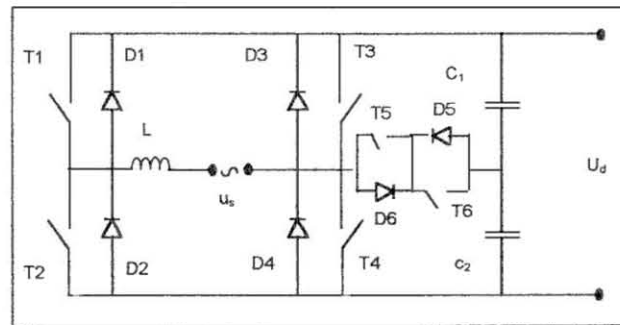
sur cette topologie dans le but de son adaptation éventuelle à un dispositif photovoltaïque.

II.4 POSSIBILITE D'OPTIMISATION DE LA TOPOLOGIE

Le coût de revient d'un convertisseur croît avec le nombre des interrupteurs qui le composent. S'il est possible de diminuer ce nombre, on réduira du coup le prix de revient du système. Pour une application photovoltaïque, cette démarche est recommandée quand bien même on sait que le coût du générateur photovoltaïque est prépondérant. Cette simplification de la topologie du convertisseur réduira par ailleurs la complexité de la commande du convertisseur [65] [66].

II.4.1 REDUCTION DE LA TOPOLOGIE BNPS

En regardant de près le fonctionnement du convertisseur, sous sa version BNPS, on constate, (figII.8) que les configurations vs5 et vs6, d'une part et les configurations vs2 et vs3 d'autre part sont énergétiquement équivalentes. Nous pouvons alors retenir sur les quatre configurations, seulement deux d'entre elles pour faire les modulations nécessaires au fonctionnement du convertisseur. En faisant cela, un des deux interrupteurs composites bidirectionnels devient redondant. Son élimination donne la topologie optimisée du convertisseur, le Reduced Bidirectional Neutral Point Switch, RBNPS dont le schéma est donné sur la figure II.23.



figII.23: Topologie optimisée, (R. B. N. P. S.) du convertisseur

II.4.2 LES CONFIGURATIONS DU CONVERTISSEUR OPTIMISÉ

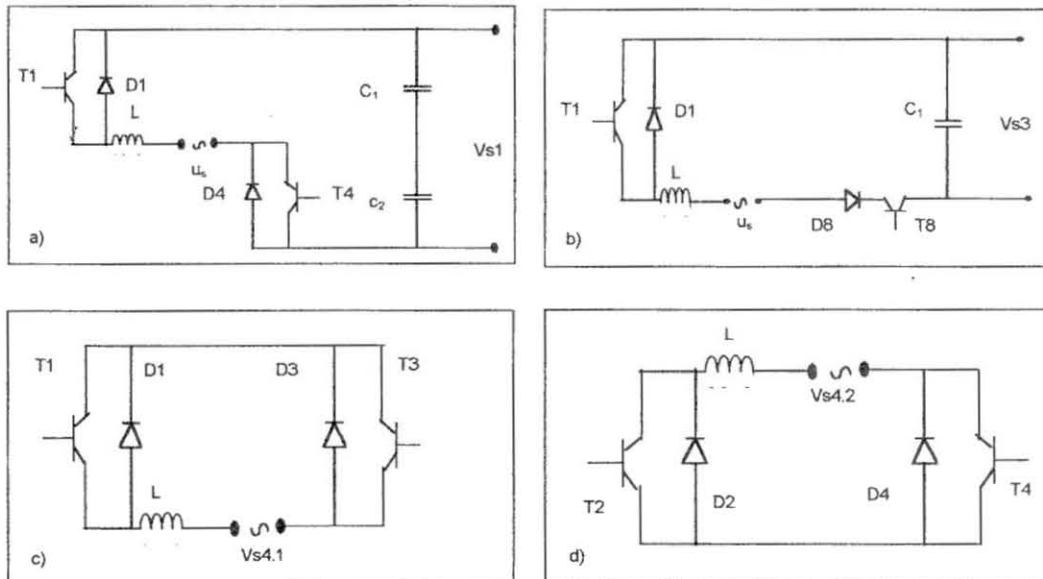
Le nombre des configurations nécessaires au bon fonctionnement du convertisseur, (figII.7) après la réduction que nous venons d'opérer, passe de huit, (8), à six, (6), (figII.24:a,b,c,d,e,f).

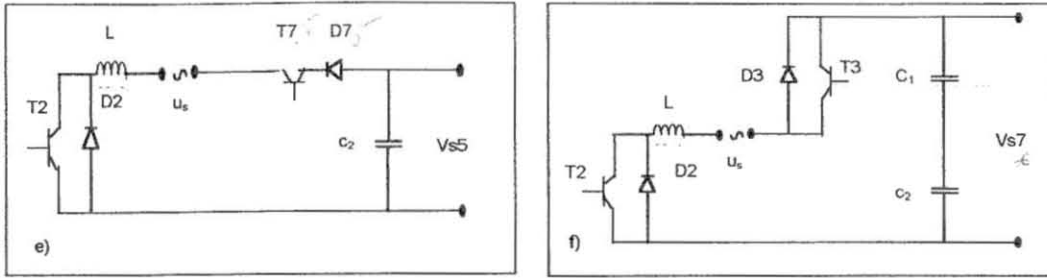
Les interrupteurs T1et T3 servent toujours à faire le niveau 0-, tandis que T2 et T4 permettent de réaliser le niveau 0+.

Le Tableau II.3 fait la synthèse des relations qui doivent exister entre les configurations du convertisseur et ses interrupteurs.

Vs1	Vs3	Vs4.1	Vs4.2	Vs5	Vs7
T1, T2	T1, T2	T1, T3	T2, T4	T2, T5	T2, T3

Tableau II.3: Synthèse entre les tensions V_{sk} et les interrupteurs du convertisseur optimisé





figl.24-a; b; c; d; e; f; : Les configurations du convertisseur optimisé

II.4.3 LES SEQUENCES ET LE CONTROLE DU COURANT

Les sequences et la technique de contrôle du courant dans la version optimisée du convertisseur se déduisent simplement de l'analyse précédente sur les séquences et le contrôle de courant et l'on a le schéma suivant :

1. ($vs5 < v_r < vs4.2$) alors
 Agir sur T2, T4 et T5
 jusqu'à fin de séquence

2. ($vs7 < v_r < vs5$) alors
 Agir sur T2, T3 et T6
 jusqu'à fin de séquence

3. ($vs4.1 < v_r < vs3$) alors
 Agir sur T1, T3 et T6
 jusqu'à fin de séquence

4. ($vs3 < v_r < vs1$) alors
 Agir sur T1, T4 et T6
 jusqu'à fin de séquence
 continuer jusqu'à la fin.

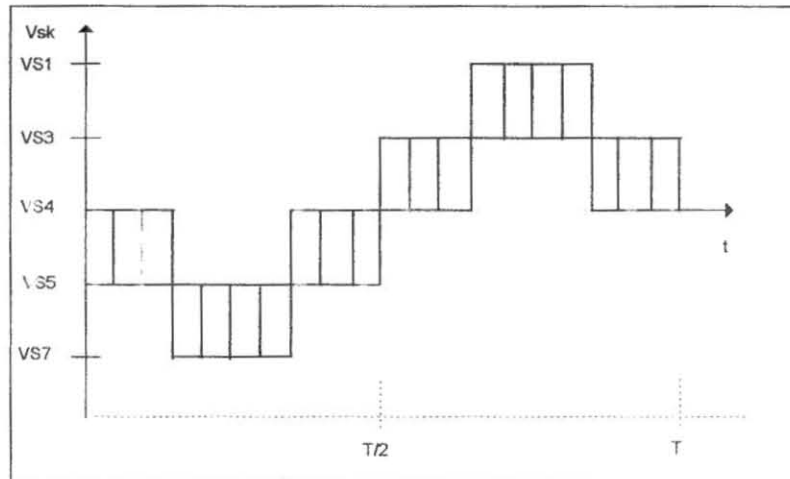
La tension de référence v_r est la tension aux bornes de l'inductance de filtrage lorsqu'elle est parcourue par le courant de référence, i_r . Elle a pour expression :

$$v_r = L \cdot \omega \cdot I_m \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

où, I_m est l'amplitude de la tension de référence [53],

avec $\varphi = \pi/2$.

La figl.25 ci-dessous schématise l'étude faite sur les séquences.



figl.25: Subdivision de la période de fonctionnement en séquence; le cas de la topologie optimisée

II.5 LE TYPE CONVENABLE DE LA BANDE D'HYSTERESIS

Les études que nous avons menées plus haut ont montré que le choix du type de contrôle du courant absorbé par la charge est important.

Comme ce fut pour le cas du mode de contrôle du courant, nous devons opérer un choix raisonnable entre les contrôles par bandes d'hystérésis proportionnelle et constante.

II.5.1 BANDE D'HYSTERESIS PROPORTIONNELLE

La fréquence de commutation est inversement proportionnelle à la largeur de la fenêtre choisie par le concepteur.

Dans le cas de la bande proportionnelle d'hystérésis, réaliser une bande de 4% par exemple revient à écrire pour les seuils haut et bas, les expressions suivantes :

- Seuil haut: $ISH = 1,02.i_r$
- Seuil bas: $ISB = 0,98.i_r$

Dans ces expressions, i_r représente le courant de référence.

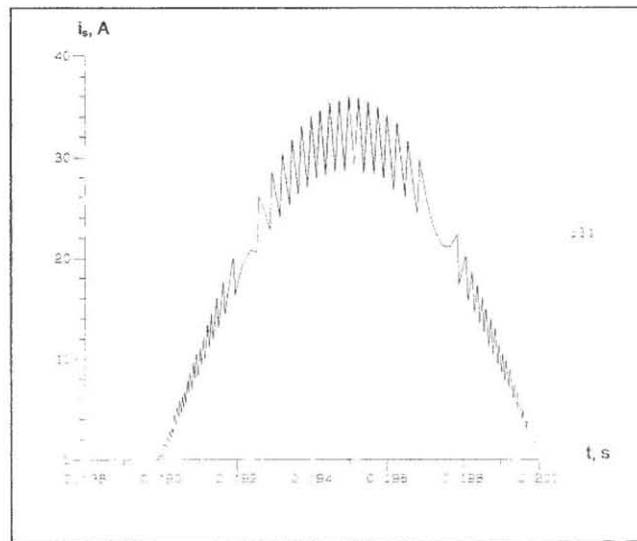
Au début et à la fin de chaque alternance du courant, puisque i_r lui-même s'annule à ces instants, la largeur de la bande d'hystérésis $\Delta B = ISH - ISB$ devient pratiquement nulle sur une durée de temps plus ou moins longue. Il s'en suit un accroissement démesuré de la fréquence de commutation sur les flancs gauche et droit de chaque alternance du courant absorbé quelque soit le taux de bande, (figII.26- a et b). Le taux de bande, TDB est en effet le pourcentage de la largeur de la bande d'hystérésis rapporté à l'amplitude du courant de référence:

$$TDB = 100.\Delta B/I_m.$$

Cet accroissement démesuré de la fréquence, contrairement à ce qui se passe dans le cas du contrôle par bande constante, (figII.26, figII.27, figII.28) va entraîner des pertes d'énergie supplémentaires de commutations. Elle peut encore impliquer un

déclassement de la technologie retenue pour les interrupteurs vers une gamme plus haute et donc plus coûteuse , ce qui peut ne pas être justifié.

a)



b)

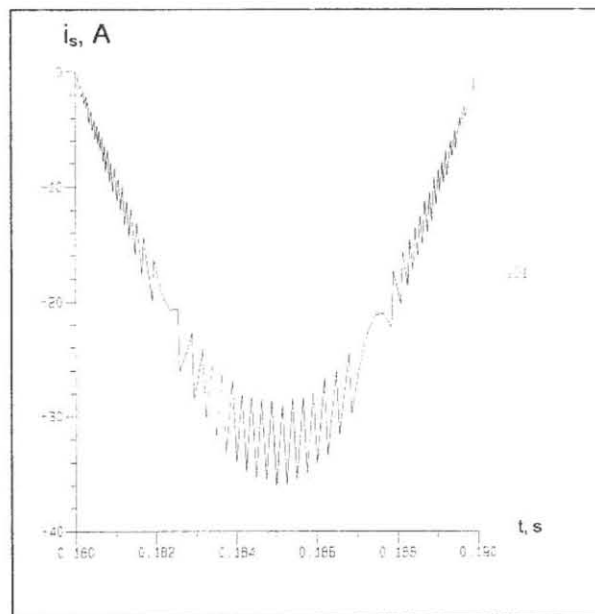


fig11.26-a, b: Mise en évidence de l'escalade de la fréquence de commutation dans le cas du contrôle par bande d'hystérésis proportionnelle

II.5.2 BANDE D'HYSTERESIS CONSTANTE

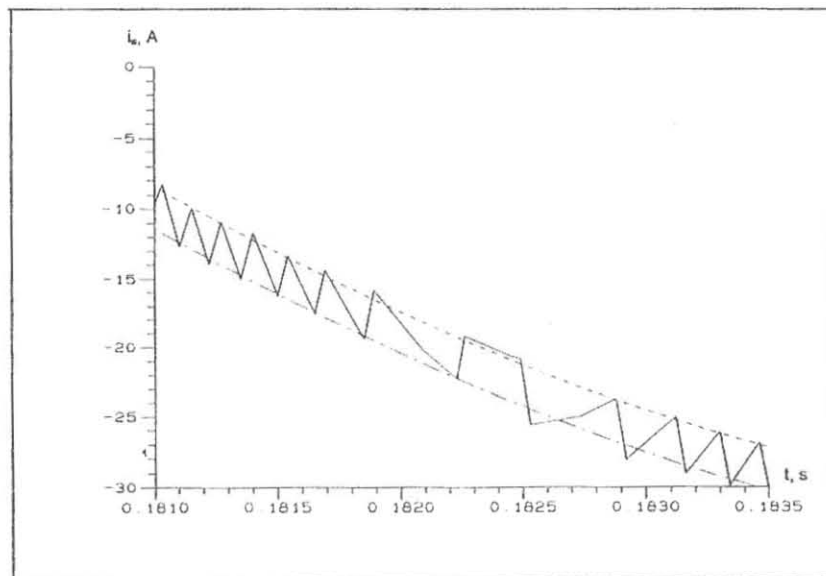
Lorsque la largeur de la bande d'hystérésis, ΔB est constante, ISH et ISB s'écrivent :

$$ISH = i_r + \Delta/2$$

$$ISB = i_r - \Delta/2$$

Des expressions donnant les seuils haut et bas de la fenêtre d'hystérésis, il se déduit que la largeur de la bande est différente de zéro, ($\Delta B \neq 0$) pour toutes les valeurs que prend le courant de référence dans une période d'absorption. Il n'y a pas cet accroissement démesuré de la fréquence sur flancs d'alternances du courant, (figl.27, figl.28). A cet avantage viennent s'ajouter ceux concernant la commande qui ont été mis en évidence en II.3.2.2.b.

C'est pourquoi, l'optimisation du convertisseur va se poursuivre avec le choix de la bande constante d'hystérésis pour le contrôle du convertisseur à réaliser.



figl.27: Comportement de la fréquence de commutation dans le cas du contrôle par bande d'hystérésis constante; $P = P_{inmax}$

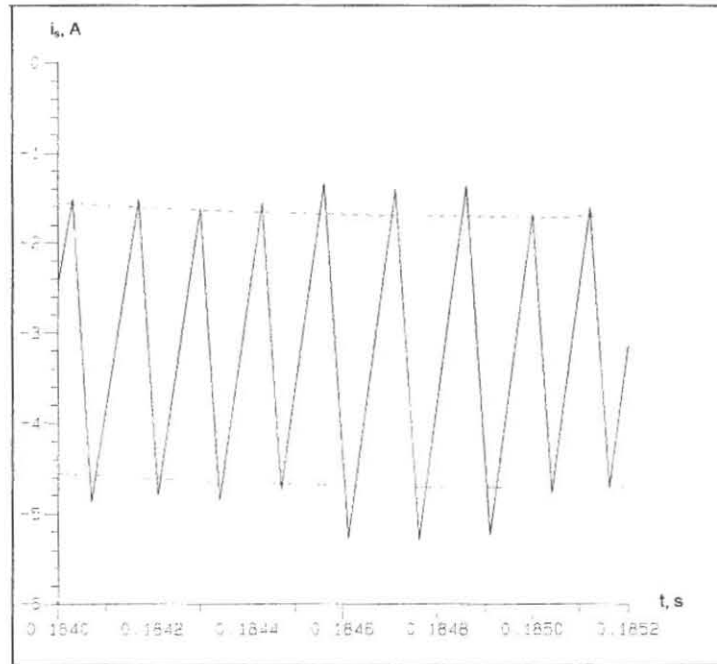


fig11.28: Comportement de la fréquence de commutation dans le cas du contrôle par bande d'hystérésis constante; $P = P_{inmin}$

II.6 DIMENSIONNEMENT D'UN ONDULEUR MULTINIVEAU DE PUISSANCE POUR LE COUPLAGE DIRECT D'UN GPV AU RESEAU

De nos jours, la tendance qui prédomine dans le domaine des applications photovoltaïques au sol est la baisse notable des coûts du générateur photovoltaïque, [6]. Parmi les nombreux usages qu'on peut faire de l'énergie solaire photovoltaïque, il est intéressant de mentionner les centres résidentiels isolés, et le renforcement des lignes dans les zones reculées des pays en voie de développement, par exemple. Parmi toutes ces applications, le couplage direct du générateur photovoltaïque au réseau est de loin le plus rentable pour deux raisons à savoir :

- une meilleure utilisation de l'énergie produite par le générateur
- l'absence de batteries d'accumulateurs et des problèmes liés à leur présence

[7].

Quand nous savons par ailleurs que la norme universelle sur la Compatibilité Electromagnétique fait obligation à tous de limiter les harmoniques de courant générés par les équipements connectés au réseau, il devient évident que la qualité de l'énergie sujette au transfert doit être contrôlée à chaque étape de la conception d'un nouveau convertisseur destiné à relier un GPV au réseau [67] [68] [69] [70] [71] [72] [73] [74].

Le but des présents travaux est la conception d'un convertisseur statique multiniveau doté de la capacité d'un correcteur de facteur de puissance. Il permettra de nous passer d'un transformateur dans la chaîne de transfert et de réduire le nombre total des interrupteurs.

Les récents travaux dans les domaines du filtrage actif et des applications photovoltaïques reliées au réseau [53] [14] proposent généralement le couplage direct à travers un onduleur-correcteur de facteur de puissance.

Ainsi, nos travaux sont centrés sur le dimensionnement d'un onduleur - correcteur de facteur de puissance monophasé à trois niveaux. Ce dimensionnement a tenu compte de la caractéristique $I(V)$ du générateur photovoltaïque que l'on sait très dépendante de l'ensoleillement.

II.6.1 LE DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR

La détermination des niveaux adéquats des tensions continue et alternative, la maîtrise de la fréquence de commutation et le choix conséquent des interrupteurs de puissance, le calcul fin de l'inductance de filtrage constituent les étapes capitales du dimensionnement d'un filtre actif, lorsque la puissance maximale de service est connue.

Par ailleurs, le contrôle du courant absorbé par une bande d'hystérésis de largeur ΔB bien définie, permet de donner une meilleure qualité à l'énergie absorbée.

Tous ces différents paramètres que nous venons d'évoquer sont interdépendants, c'est pourquoi il faut les aborder par une approche énergétique unifiée [75].

Ainsi, la valeur de l'énergie instantanée conditionnée par l'inductance est donnée par l'expression:

$$\Psi(t) = i_s(t) \cdot L \frac{di_s(t)}{dt}$$

La valeur moyenne de cette énergie sur une demi-période sera :

$$\bar{\Psi} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} |\Psi(t)| \cdot dt$$

La valeur de l'inductance peut s'en déduire par la relation:

$$L = \frac{\bar{\Psi}}{2 \cdot f \cdot I_{sm}^2}$$

Dans cette expression f est la fréquence du fondamental et I_{sm} l'amplitude du courant absorbé.

Nos investigations ont montré que $\bar{\Psi}$ est lié à la puissance active (P), par l'intermédiaire du taux de distorsion harmonique (TDH). D'une manière plus générale, on a :

$$\bar{\Psi} = \xi \cdot P$$

Dans la procédure de dimensionnement, nous avons choisi ξ égal au taux de distorsion harmonique, à puissance maximale.

Dans les conditions matérielles réelles que nous nous sommes fixées à savoir: $P_{max} = 5kW$; $f = 50Hz$; $I_{sm} = 32,14A$; $TDH = 4\%$, la valeur de l'inductance de filtrage est $L = 2mH$.

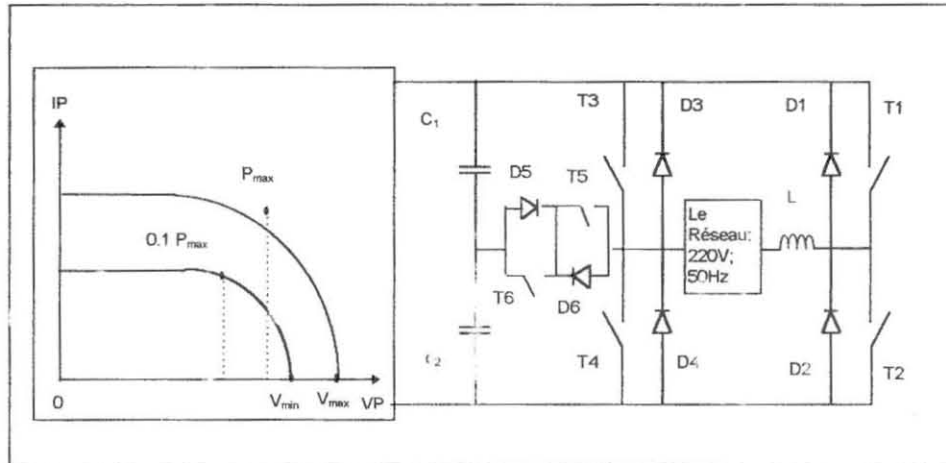
Après ce calcul, La procédure de dimensionnement doit intégrer les contraintes de commutation des interrupteurs et celles dues à la nature physique du GPV.

II.6.2 LES CONTRAINTES DUES AU RESEAU, A L'ONDULEUR ET AU GPV

La contrainte la plus importante qui est liée à la présence du GPV dans la chaîne de transfert est le tracage à puissance maximale. Viennent ensuite la détermination des tensions V_{min} et V_{max} , les contraintes de commutation et la sécurité

de fonctionnement. Dans la pratique, il est plus avantageux pour des puissances inférieures à 100 KW, de câbler le générateur photovoltaïque sous tension moyenne afin que sa tension en circuit ouvert ne dépasse pas 600v [15].

Nous avons évalué ces paramètres à l'aide d'une simulation numérique sous SUCCESS. Pour le système étudié, (figl.29), au domaine des puissances allant de $0.1 \cdot P_{max}$ à P_{max} est lié le domaine des tensions allant de V_{min} à V_{max} .



figl.29: Schéma synoptique du système photovoltaïque directement couplé au réseau

Ainsi, dans les simulations, V_{min} est prise égale à 350V et V_{max} , 450V. La valeur d'amplitude du courant absorbé correspondant part de $0,1 \cdot I_{sm} = 3,12A$ à $I_{sm} = 32,14A$. Avec une inductance L de 2mH, le facteur de puissance à P_{min} vaut 0,915 et passe à 0,999 à P_{max} .

Le point de contrôle reste le niveau de puissance le plus bas et chaque fois qu'une simulation échoue, le concepteur doit se donner une valeur de tension continue plus grande à introduire dans une nouvelle simulation, jusqu'à ce que la norme sur la limitation des harmoniques soit respectée.

C'est cette procédure qui a été conduite pour une installation de $P_{max} = 5kW$ connectée au réseau conventionnel de distribution de l'énergie électrique (220V, 50Hz).

Dans ces conditions, la nature multi-niveau du convertisseur permet d'adoucir les chocs en tension sur les semi-conducteurs. La maîtrise de la fréquence de commutation grâce au mode de contrôle de courant par bande d'hystérésis constante,

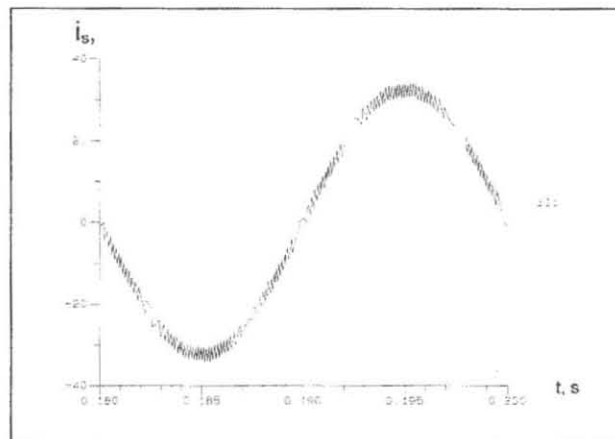
autorise l'utilisation des MOSFET à $R_{DS(on)}$ peu élevée et par conséquent des pertes par conduction aussi peu élevées.

Le transistor MOSFET permet aussi une commutation à fréquence élevée et le filtre à l'étage de tension alternative est tout simplement une inductance de faible valeur,

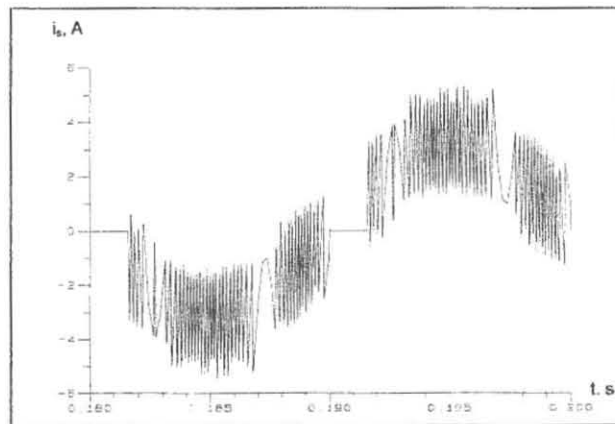
($L = 2\text{mH}$).

Les ondes de courant obtenues par simulation sont décrites sur les figures II.30-a, b.

a)



b)



figII.30-a, b: Onde de courant absorbé à P_{max} et à P_{min}

CONCLUSION

Les résultats de simulation du RBNPS, jouant le rôle d'un interface électronique entre le réseau de distribution électrique et le GPV, (figII.30) sont significatifs à plus d'un titre.

Avec moins de composants, avec une commande plus allégée, soit pour un coût de revient relativement plus bas, la version optimisée du convertisseur, la topologie RBNPS possède les mêmes performances que la BNPS son précurseur.

Cette optimisation a été rendue possible par l'étude très fine développée sur la structure de départ et qui a permis la reconnaissance du comportement du convertisseur dans ses détails.

Le mode de contrôle par bande d'hystérésis des interrupteurs rend la marche de la structure naturellement plus stable.

Le choix de la bande d'hystérésis constante permet par ailleurs de maîtriser la fréquence de commutation des interrupteurs pour donner au convertisseur, un meilleur rendement.

Le convertisseur ainsi optimisé est à présent assez bien adapté au couplage direct d'un GPV au réseau.

II.7 DETERMINATION ANALYTIQUE DE LA FREQUENCE DE COMMUTATION

Lorsque le contrôle d'un convertisseur se fait avec une fenêtre d'hystérésis, la fréquence de commutation reste une grandeur interne au convertisseur et le concepteur ne peut pas en avoir une connaissance directe. Cette fréquence de commutation est, comme pour compliquer d'avantage l'observation des phénomènes, une grandeur qui varie pendant le fonctionnement du système.

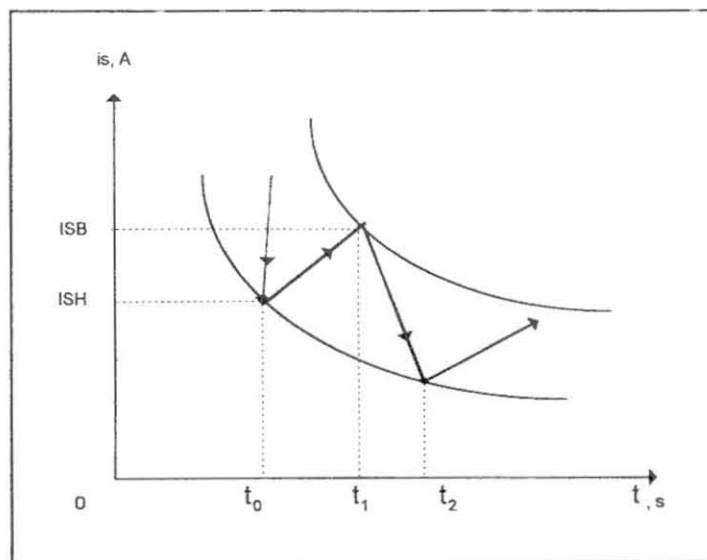
Mais il n'est pas concevable de projeter un convertisseur sans avoir une idée nette de la fréquence de son fonctionnement [76] [77] [78]. C'est justement cette fréquence de commutation et la puissance sujette au transfert qui permettent d'identifier la technologie des semi-conducteurs et de les choisir pour la réalisation du circuit de puissance du convertisseur.

C'est pourquoi il est utile de trouver les moyens d'une connaissance, ne serait-ce qu'indirecte, de la fréquence maximale de commutation dans le cas de la commande par fenêtre d'hystérésis.

En commutation rapide, la maîtrise de la fréquence de commutation est un impératif lorsqu'on sait qu'il est indispensable de contrôler les pertes en commutation pour une amélioration du rendement du transfert de l'énergie.

Le mode de contrôle par bande d'hystérésis du courant en faisant une gestion interne et non transparente de cette fréquence se prête mal à ce contrôle de la fréquence de commutation pourtant nécessaire.

Mais, en observant de près le comportement du courant dans la fenêtre d'hystérésis, (figl.31) on constate que l'on peut avoir une connaissance indirecte de la fréquence de commutation.



figl.31: Détermination de la fréquence de commutation

Rappelons que :

- ISB est le seuil bas de la fenêtre d'hystérésis,
- ISH est le seuil haut de la fenêtre d'hystérésis,
- ΔB , la largeur de la fenêtre d'hystérésis.

Soit :

$$t_1 - t_0 = t_{on}$$

$$t_2 - t_1 = t_{of}$$

La période de commutation sera:

$$T_c = t_{on} + t_{of}$$

Dans la fenêtre d'hystérésis, le courant absorbé par le réseau évolue comme l'indique la figure II.31 et l'on peut avoir les équations de ce courant sur les pentes positives (*) et négatives (**) comme suit:

$$*: i_s = \frac{\Delta B}{t_{on}} t + \frac{ISB \cdot t_1 - ISH \cdot t_0}{t_{on}}$$

$$**: i_s = -\frac{\Delta B}{t_{of}} t + \frac{ISH \cdot t_2 - ISB \cdot t_1}{t_{of}}$$

Nous savons que la tension aux bornes de la configuration de numéro d'ordre k que prend le convertisseur est de la forme, [53]:

$$v_{sk} = U_{sm} \cdot \sin \omega t + k1 \cdot v_{c1} + k2 \cdot v_{c2}$$

L'équation différentielle qui décrit le système devient:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_{sk}}{L}$$

Lorsque le courant croît dans l'inductance, on suppose que le convertisseur est sous la tension v_{si} ; lorsqu'il décroît par contre, c'est la tension v_{sj} qui alimente le convertisseur.

Dans ces conditions, on a :

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{\Delta B}{t_{on}} = \frac{v_{si}}{L}$$

d'où:

$$t_{on} = \frac{L \cdot \Delta B}{v_{si}}$$

De la même façon,

$$t_{\text{off}} = \frac{-L \cdot \Delta B}{v_{sj}}$$

La période de commutation est donnée par la relation:

$$T_c = \frac{L \cdot \Delta B}{v_{si}} - \frac{L \cdot \Delta B}{v_{sj}}$$

$$T_c = \frac{L \cdot \Delta B (v_{sj} - v_{si})}{v_{sj} \cdot v_{si}}$$

La fréquence de commutation a donc pour expression:

$$f_c = \frac{v_{sj} \cdot v_{si}}{L \cdot \Delta B (v_{sj} - v_{si})}$$

CONCLUSION

Dans le but d'une adaptation beaucoup plus poussée aux objectifs que poursuivent les études en cours, les paramètres des éléments influents de la topologie optimisée du convertisseur sont dimensionnés avec les approches analytiques nécessaires.

La réduction du nombre d'interrupteurs que comporte la topologie de départ qui permet d'obtenir la structure optimisée que constitue le RBNPS fonde l'espoir d'une meilleure efficacité du convertisseur. Cette réduction s'accompagne aussi de la simplification de sa commande et son coût de revient sera donc relativement réduit.

La définition de la loi de commande d'une structure de convertisseur que l'on veut non polluant est une étape décisive lors de la conception de cette dernière. Cette importante étape a été franchie après une longue observation du comportement du convertisseur dans les différentes simulations de son fonctionnement. Cela a permis de

retenir le contrôle par fenêtre d'hystérésis qui apparaît comme la stratégie de contrôle la plus adaptée à ce type d'application.

En choisissant le contrôle par bande constante d'hystérésis, la fréquence de commutation est maîtrisée, ce qui est très important pour un filtre actif.

La valeur d'inductance $L = 2\text{mH}$, associée à une largeur de bande $\Delta B = 3\text{A}$ ont donné des résultats de simulation du courant absorbé très satisfaisants.

A pleine puissance, $P_{\text{in,max}} = 5\text{Kw}$, le taux de distorsion harmonique vaut: $\text{TDH} = 0,04$. Ce taux passe à $\text{TDH} = 0,44$ dans le cas où le générateur photovoltaïque ne délivre plus que 10% de sa puissance nominale.

Dans les deux cas, la norme sur la limitation des harmoniques de courant est respectée et la fréquence est contre toute attente peu élevée: $f_{\text{cmax}} = 8\text{KHz}$ à $P_{\text{in,max}}$ ou à $P_{\text{in,min}}$.

Dès lors, nous avons le choix entre les technologies MOSFET ou bipolaires pour les semiconducteurs à utiliser. Les transistors Mos sont les plus rapides en commutation

(fig II.3) et sont capables de commuter des puissances plus grandes que les 5kW que réquiert l'application en cours d'étude.

CHAPITRE 3

DEVELOPPEMENT DE LA COMMANDE D'UN ONDULEUR MULTINIVEAU DESTINE AU COUPLAGE D'UN G.P.V AU RESEAU ELECTRIQUE: LES CHOIX TECHNOLOGIQUES

INTRODUCTION

Au moment de procéder à la mise en oeuvre des résultats significatifs atteints sur la commande de l'onduleur étudié, il est nécessaire de faire un bref rappel des approches théoriques dans le but d'opérer un choix technologique convenable.

Grâce aux travaux en cours, les difficultés concernant le dimensionnement de l'onduleur et qui proviennent de la fréquence de commutation sont applanies. Rappelons au passage que ces difficultés sont inhérentes au mode de contrôle par bande d'hystérésis choisi: en combinant analyse et simulation, la fréquence de commutation est par conséquent accessible et les choix technologiques aisés.

La logique de la commande s'appuie sur deux considérations distinctes que constituent les séquences de commutation et le contrôleur d'hystérésis. Les séquences de commutation balisent la modulation dans le temps tandis que le contrôleur d'hystérésis préside au transfert d'énergie.

Quant au principe de la modulation, il s'agit d'une modulation de largeur d'impulsion à trois niveaux de tension où le niveau zéro se divise en deux sous-niveaux, le niveau O+ et le niveau O-.

III.1 LE PRINCIPE DE LA MODULATION ET LA LOGIQUE DE COMMANDE

L'onduleur de tension qui fait l'objet de cette étude est un onduleur non-autonome. Il est piloté par le réseau électrique qui joue dans ce cas le rôle de la

charge. Cette charge doit absorber un courant parfaitement sinusoïdal au sens des normes en vigueur sur la limitation des harmoniques.

Contrairement aux onduleurs de tension classique, ce n'est pas la tension mais le courant de sortie qui est contrôlé.

III.1.1 LE MECANISME DE TRANSFERT DE PUISSANCE DE L'ETAGE CONTINU VERS LE CÔTE ALTERNATIF

Au cours de la première demi-période de commutation qui correspond à la pente montante du courant absorbé, (figure III.1), l'énergie s'accumule dans l'inductance de filtrage placée en série avec la charge. Pendant la seconde moitié de cette période, (pente descendante du courant absorbé), l'énergie ainsi accumulée dans l'inductance se déverse dans la charge.

Les configurations réalisées pendant les phases d'accumulation et de décharge seront appelées respectivement configuration haute tension (CHT) et configuration basse tension (CBT).

Le courant étant contrôlé par une fenêtre d'hystérésis, on fait apparaître ou disparaître une CHT ou une CBT selon qu'on est au-dessus ou en dessous de la fenêtre d'hystérésis, (figure III.1).

Quand on se trouve à l'intérieur de la fenêtre, on laisse s'effectuer la charge ou la décharge en cours.

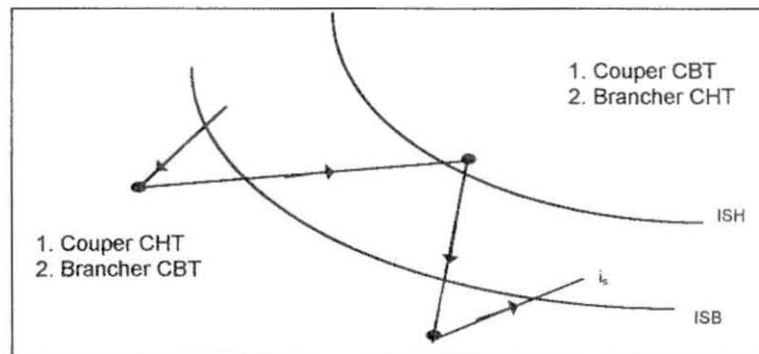


fig III.1: Mécanisme de transfert d'énergie

III.2 ELABORATION DES TENSIONS V_{sk}

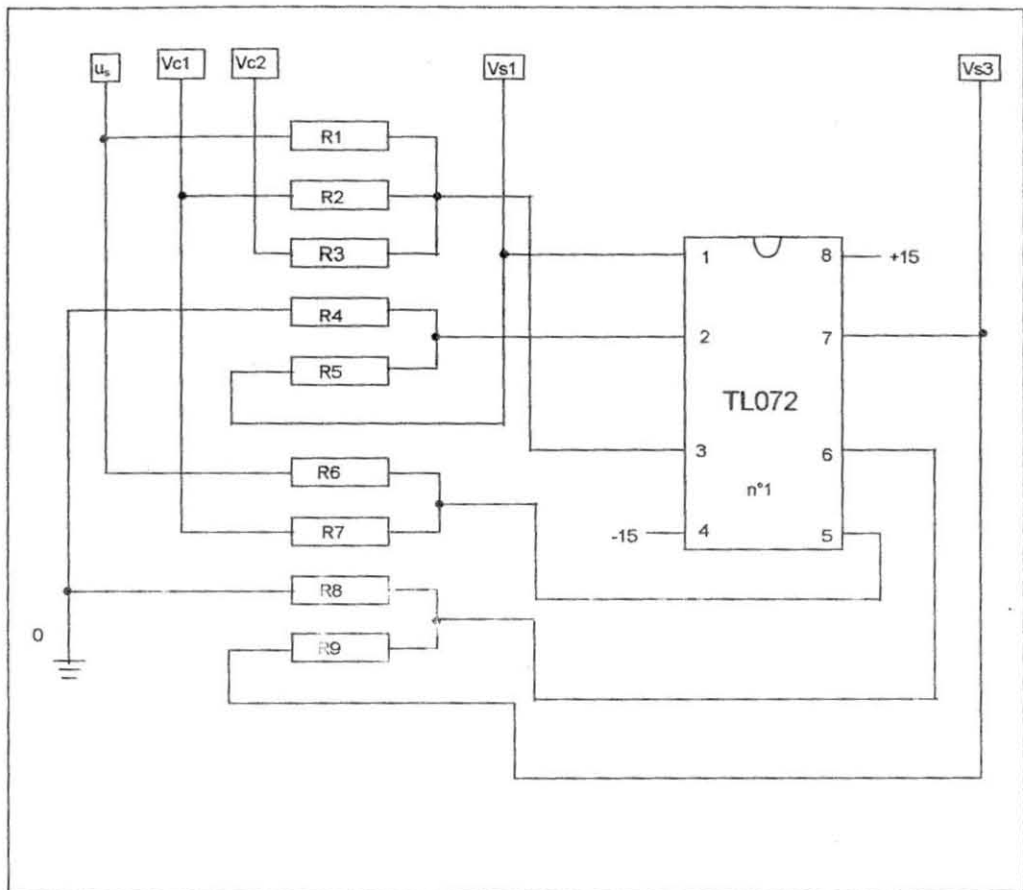
Ces tensions appartiennent à l'ensemble $E = \{V_{s1}, V_{s3}, V_{s4}, V_{s5}, V_{s7}\}$. Chaque V_{sk} est obtenue à partir d'une configuration de l'onduleur dans laquelle trois, (3) transistors particuliers sont fermés. A l'ensemble E correspond donc un ensemble de cinq (5) configurations que nous noterons respectueusement $vs1, vs3, vs4, vs5, vs7$.

La carte de puissance étant de faible puissance, il faut alors adapter les niveaux de tension V_{sk} à celle entrant dans la carte, ce qui est réalisé par des capteurs de tension.

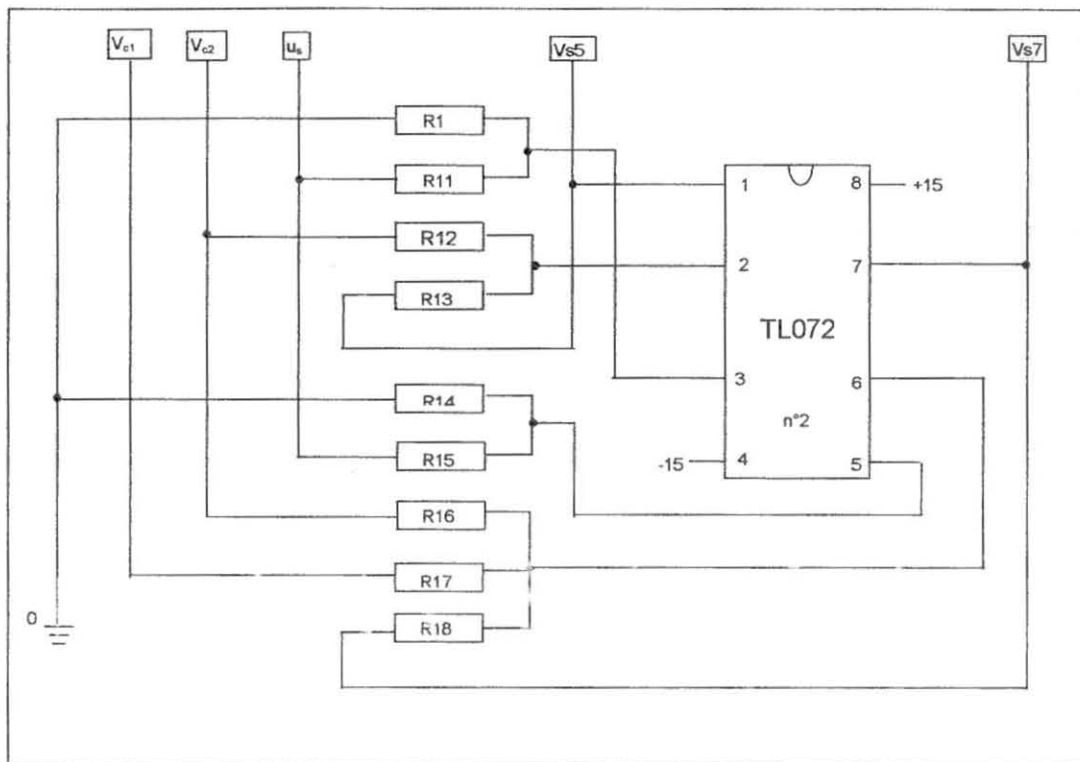
La tension continue d'entrée U_d est ramenée à un maximum de 4V, ($2V \leq U_d \leq 4V$) et à l'aide d'un transformateur, l'amplitude de la tension alternative U_{sm} à 3V, ($1V \leq U_{sm} \leq 3V$).

III.2.1 REALISATION DES TENSIONS V_{sk}

Ces tensions sont réalisées avec l'aide d'amplificateur opérationnel de type TL072. La tension V_{s4} est simplement l'image donnée par un transformateur de la tension u_s du réseau. Les circuits permettant la réalisation des tensions $V_{s1}, V_{s3}, V_{s5}, V_{s7}$ sont décrits sur les figures III.2 et III.3.



figIII.2: Elaboration des tensions V_{s1} et V_{s3}



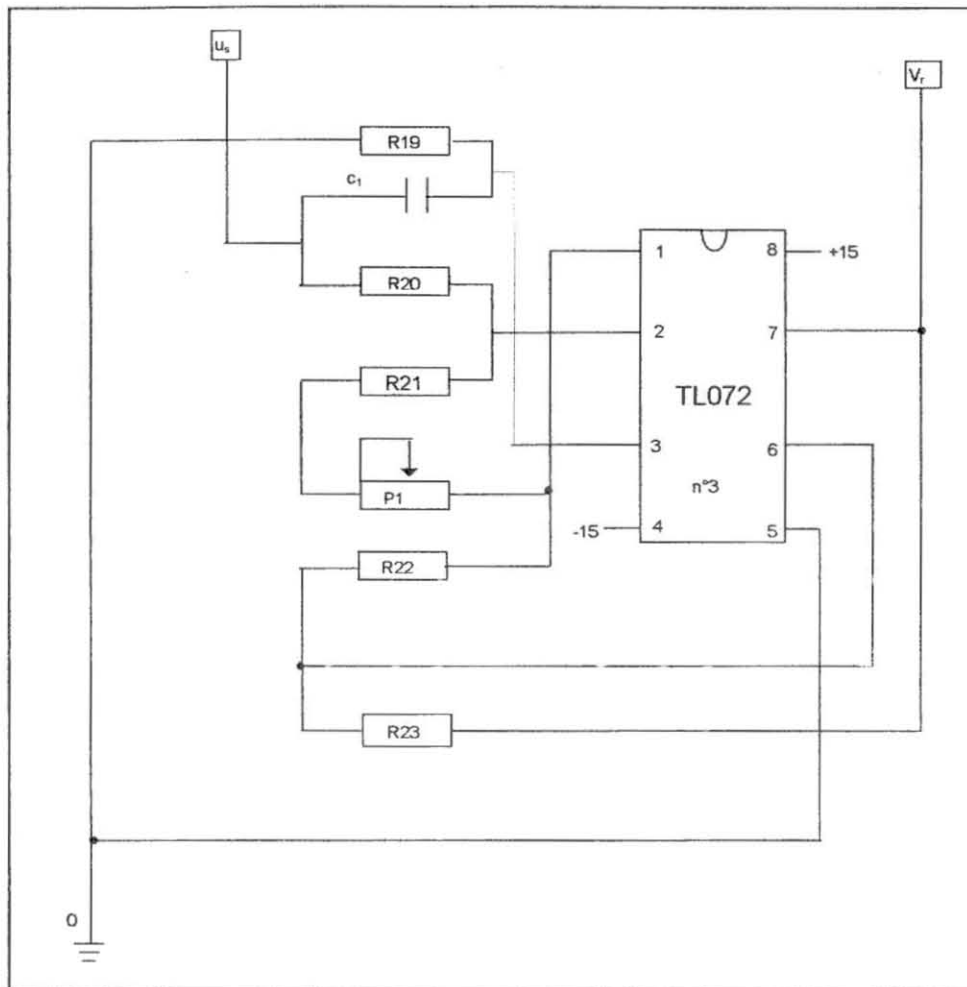
figIII.3: Elaboration des tensions Vs5 et Vs7

III.2.2 ELABORATION DE LA TENSION DE REFERENCE : v_r

Rappelons que la tension de référence, v_r est la tension induite dans l'inductance de filtrage L par le courant de référence i_r :

$$v_r = L \cdot di_r/dt.$$

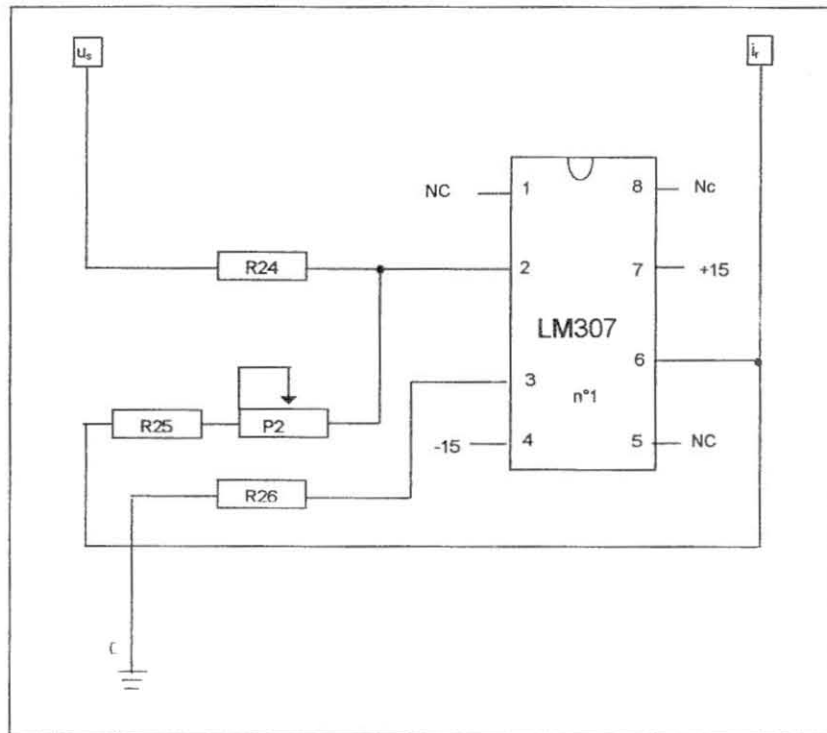
Le circuit réalisant v_r se fait aussi avec un amplificateur opérationnel de type TL072, (figure III.4)



figIII.4: Elaboration de la tension de référence, v_r

III.2.3 ELABORATION DU COURANT DE REFERENCE: i_r

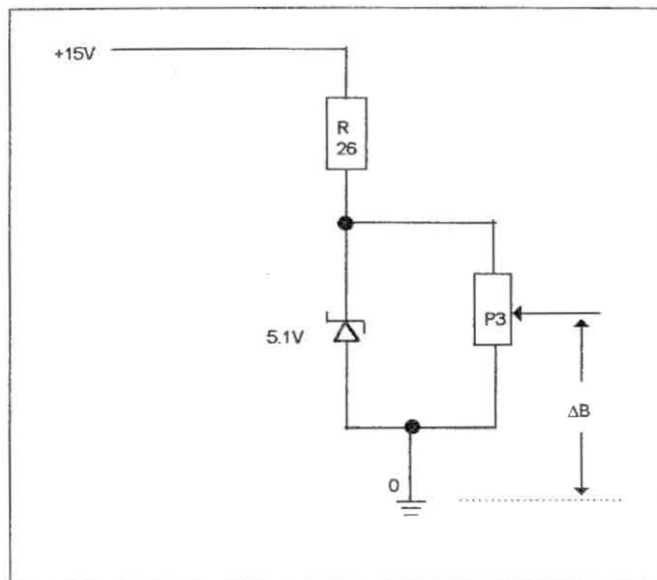
Pour l'application en cours de réalisation, la sinusoïde de référence est la tension sinusoïdale qu'offre le réseau. Le courant de référence est alors une simple image de cette tension que donne un amplificateur opérationnel de type LM307. Le circuit de réalisation de i_r est schématisé sur la figure III.5.



figIII.5: Elaboration du courant de référence: i_r

III.2.4 ELABORATION DE LA FENETRE D'HYSTERESIS: ΔB

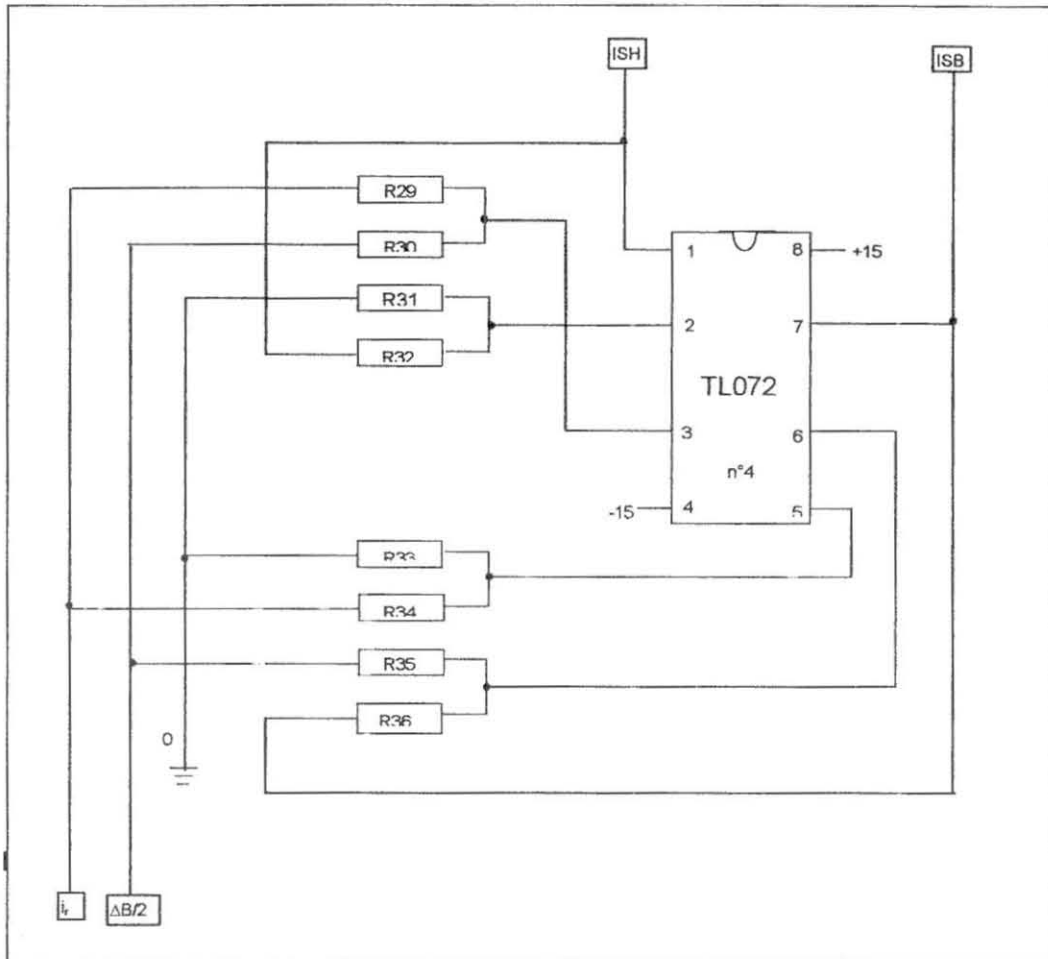
Le schéma de la figure III.6 permet d'obtenir, à partir d'une diode zéner, d'une alimentation +15V continue et d'un potentiomètre, une tension dont on peut faire varier la valeur à volonté.



figIII.6: Elaboration de la fenêtre d'hystérésis

III.2.5 ELABORATION DES SEUILS HAUT ET BAS DE LA FENETRE D'HYSTERESIS

Lorsqu'on dispose déjà de i_r et de ΔB , ISB et ISH sont, à l'instar des tensions V_{sk} obtenus avec le même type d'amplificateur opérationnel, comme le montre la figure III.7

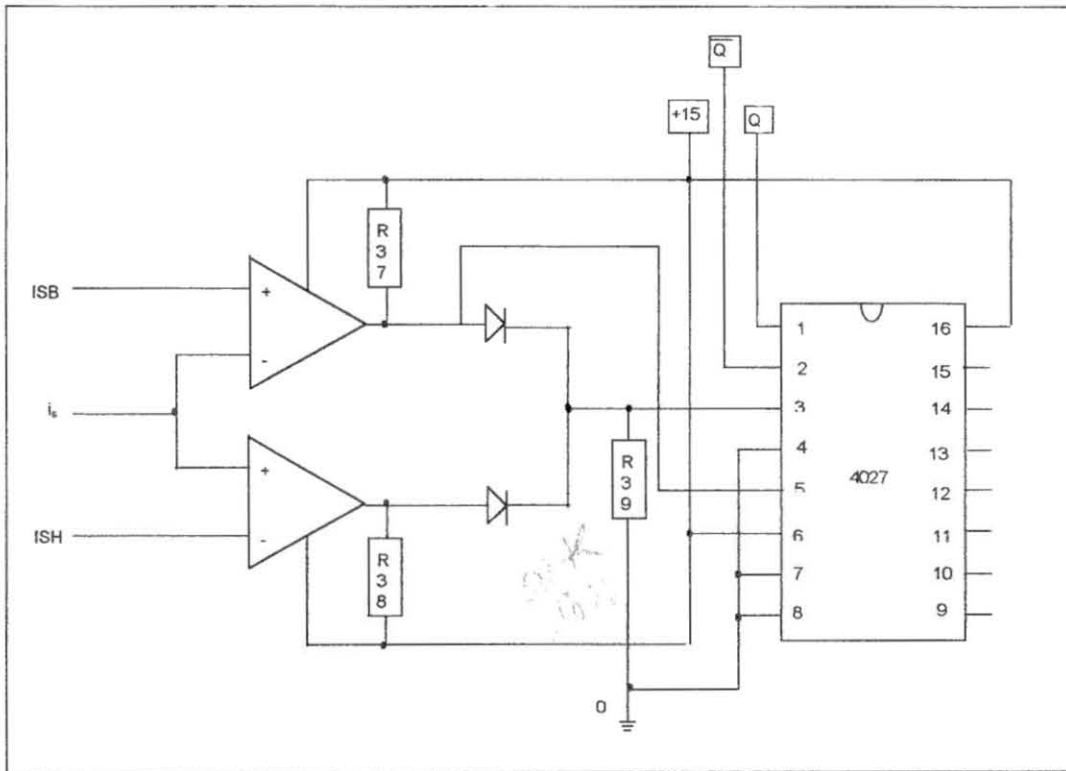


figIII.7: Elaboration des seuils, ISB et ISH de la fenêtre d'hystérésis

La fenêtre d'hystérésis est réalisée par l'aide du comparateur de type LM319 et de la double bascule JK de type 4027. La table de vérité de cette bascule est contenue dans le tableau III.2 ci-dessous [79]. Dans cette table, x est l'état indifférent et NC veut dire sans changement. Le schéma de réalisation de ce détecteur est décrit sur la figure III.8.

Horloge	J	K	Set	Reset	Qn	Qn+1	$\overline{Qn+1}$
	1	x	0	0	0	1	0
	x	0	0	0	1	1	0
	0	x	0	0	0	0	1
	x	1	0	0	1	0	1
	1	1	0	0	Q ₀	$\overline{Q_0}$	Q ₀
	x	x	0	0	x		NC
x	x	x	1	0	x	1	0
x	x	x	0	1	x	0	1
x	x	x	1	1	x	1	1

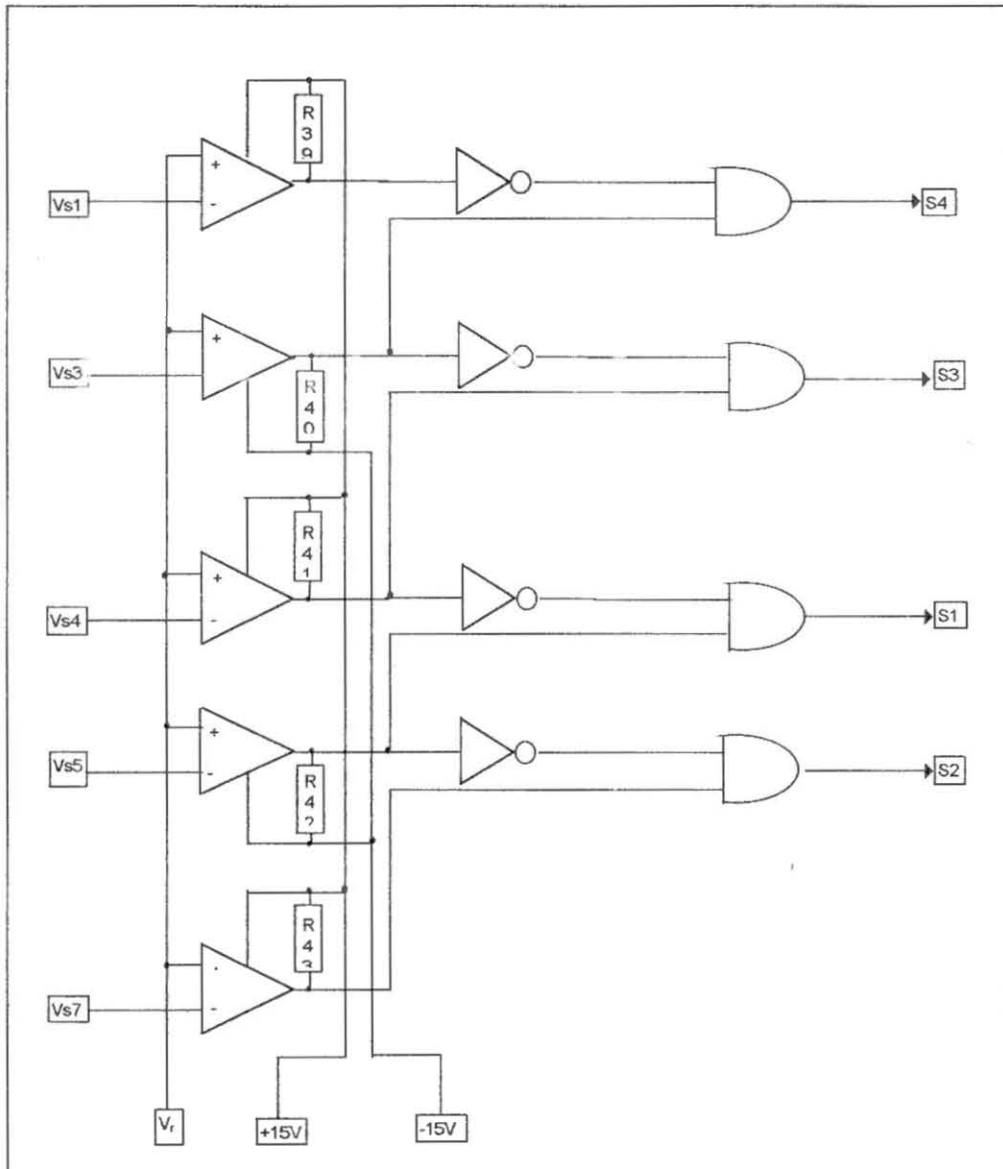
Tableau III.2: Table de vérité de la double bascule JK de type 4027



figIII.8: Schéma de réalisation du détecteur de la fenêtre d'hystérésis

III.2.6 SCHEMA DE REALISATION DES SEQUENCES DE COMMUTATION

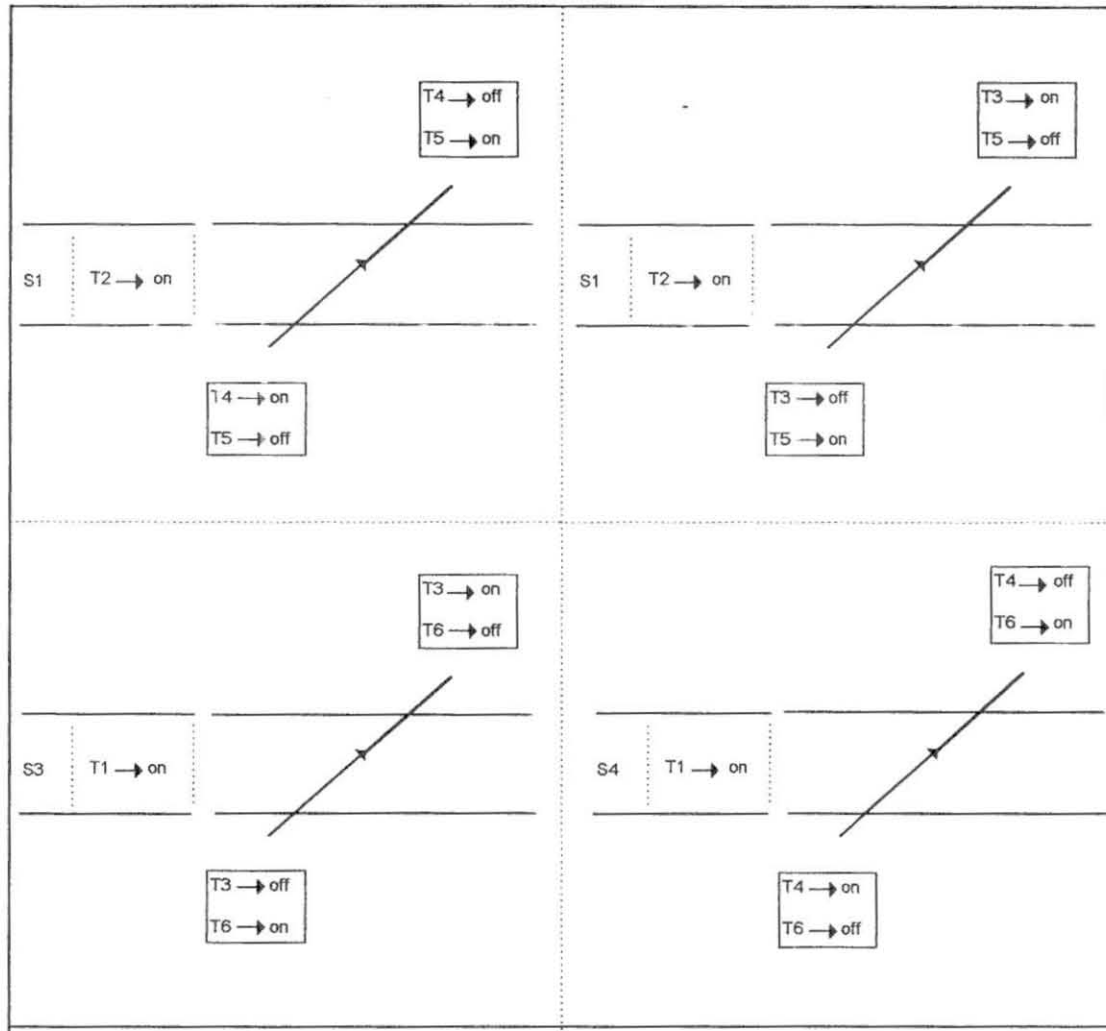
Ce schéma est aussi réalisé à l'aide du comparateur LM319 . L'inverseur utilisé est de type 4049 . La fonction logique "ET" est obtenue avec un CMOS du type 4081. Le circuit de réalisation est décrit sur la figure III.9.



figIII.9: Schéma de réalisation des séquences de commutation des transistors

III.2.7 SYNTHÈSE DES SIGNAUX DE LA COMMANDE DES TRANSISTORS

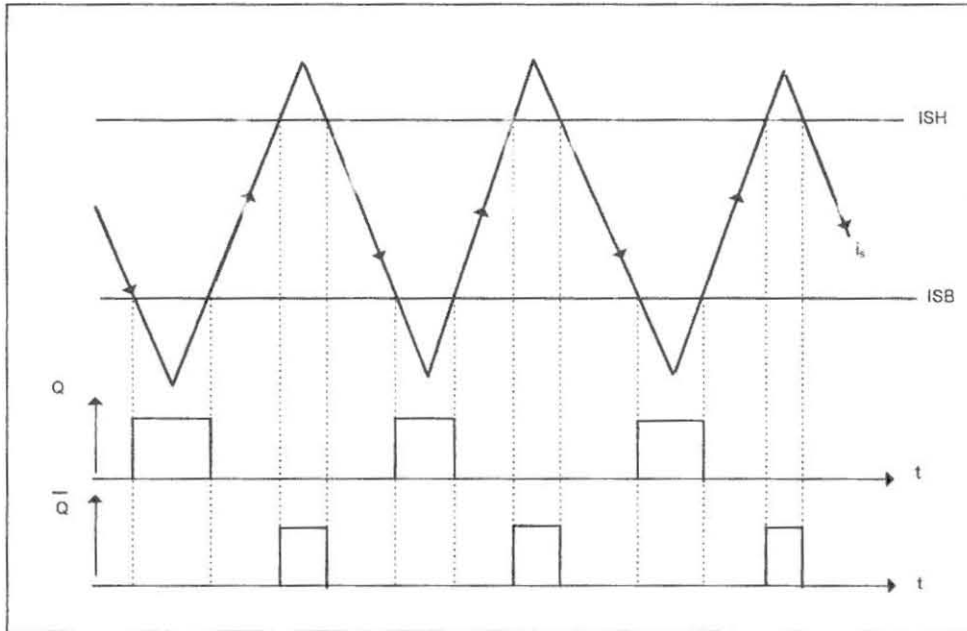
Un même transistor peut fonctionner pendant plusieurs séquences consécutivement. La figure III.10 schématise toutes les sollicitations dont peuvent faire l'objet les six (6) transistors de l'onduleur.



figIII.10: Synthèse des signaux pour la commande des transistors

III.2.8 VALEURS DES VARIABLES LOGIQUES Q et \bar{Q} DELIVREES PAR LE DETECTEUR DE LA FENETRE D'HYSTERESIS

Tout le temps que le courant i_s est inférieur au seuil bas de la fenêtre d'hystérésis, le détecteur doit délivrer le signal Q de niveau logique 1. Quand le courant est supérieur au seuil haut, il délivre le signal Q dont le niveau logique est aussi égal à 1. A l'intérieur et au dessus de i_s , Q gardera le niveau logique 0. La variable \bar{Q} garde quant à elle le niveau 0 quand i_s est à l'intérieur et en dessous de la fenêtre, (figIII.11).

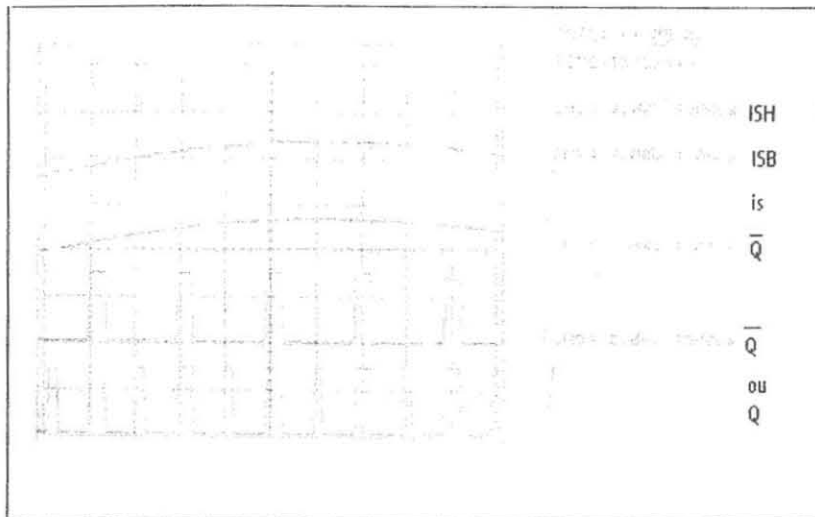


figIII.11: Sens des variables logiques Q et \bar{Q}

III.2.9 REPONSE DU DETECTEUR DE LA FENETRE D'HYSTERESIS

La réponse du détecteur est décrit sur l'oscillographe de la figure III.12. Cette réponse est conforme aux prévisions théoriques de la figure II.11.

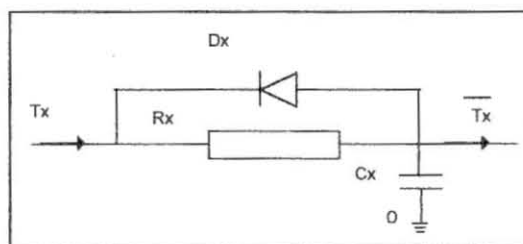
Les deux variables logiques Q et \bar{Q} serviront à faire la différence entre les pentes montantes et descendantes du courant absorbé, i_s .



figIII.12: Réponse du détecteur de la fenêtre d'hystérésis

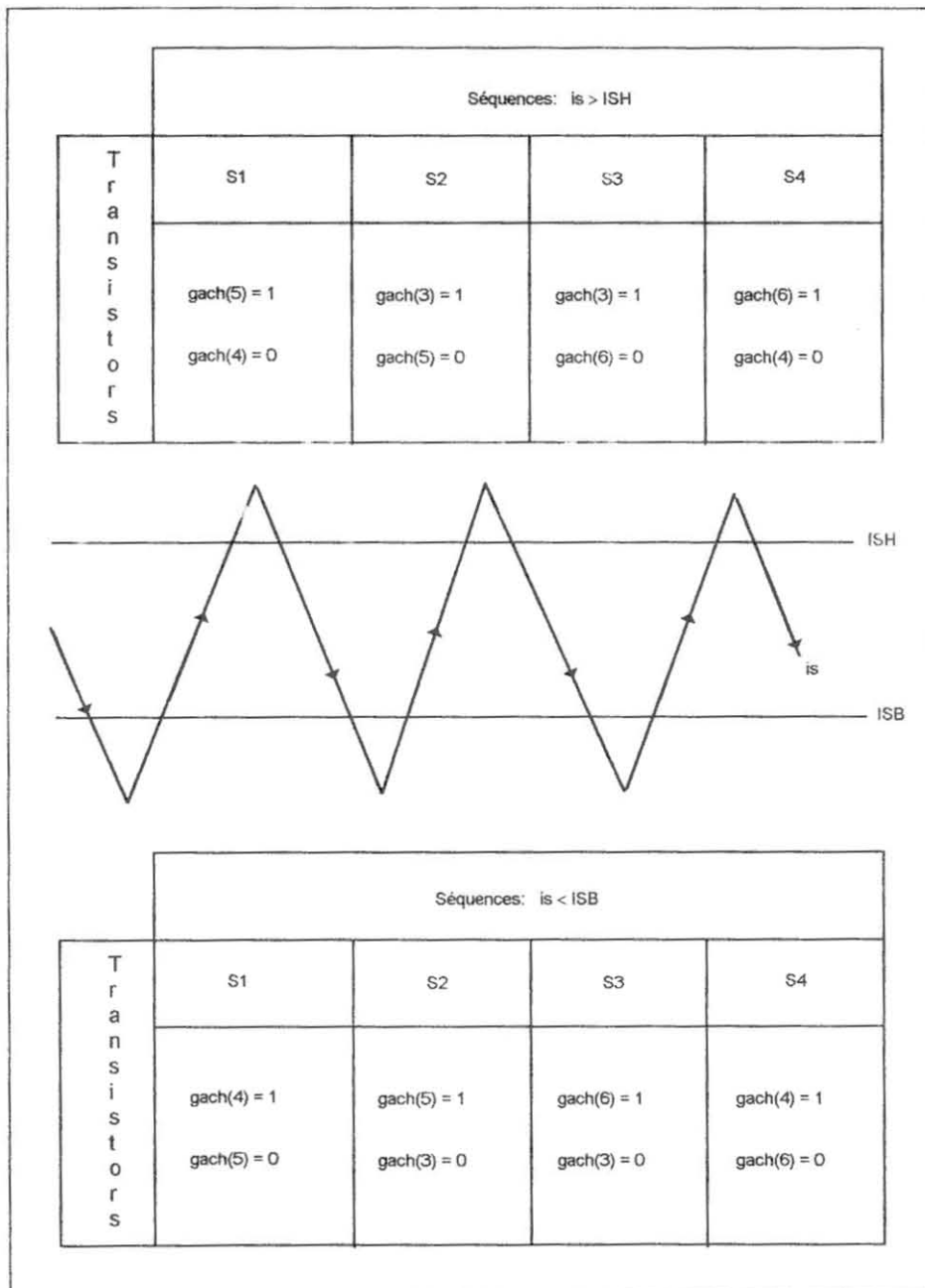
III.2.10 MISE EN EQUATION DES LOIS DE LA COMMANDE DES INTERRUPTEURS

La figure III.14 fait la synthèse de toutes les considérations sur la commande des transistors. Les lois par lesquelles la commande du convertisseur doit être réalisée s'en déduisent facilement. Pour désigner l'état passant, ou bloqué d'un transistor, nous utilisons la terminologie du Logiciel de simulation: $gach(x) = 0$ pour dire que le transistor Tx est bloqué. Si Tx est passant, on a $gach(x) = 1$. L'expression algébrique des lois et leurs schémas de réalisation sont consignés dans le tableau n°9. Pour éviter l'entrée en conduction simultanée de deux interrupteurs d'un même bras de l'onduleur, il est imposé systématiquement un retard sur le front montant des signaux à diriger vers la base de chaque transistor selon le schéma décrit sur la figure II.13.



figIII.13: Réalisation du retard sur front montades signaux dirigés vers la base des transistors

Tx est l'un des signaux T1 - T6 du tableau III.3. Le signal retardé sur front montant Tx a l'allure décrite sur la figure II.15.



figIII.14: Synthèse des lois de la commande du convertisseur

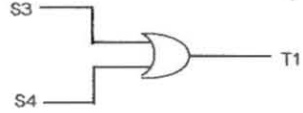
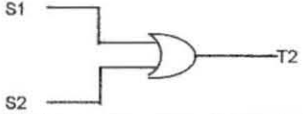
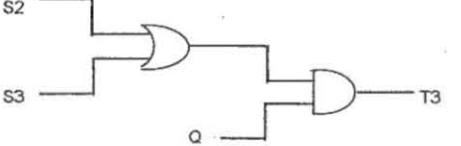
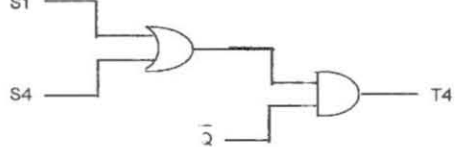
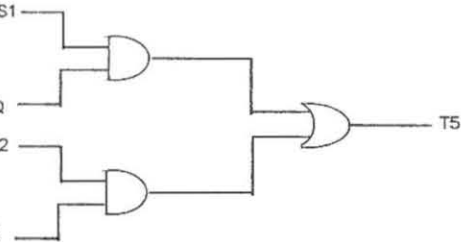
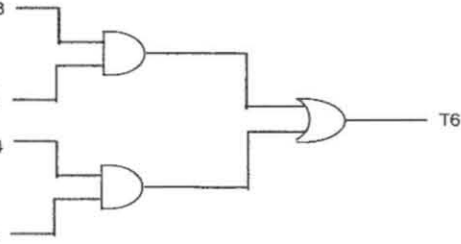
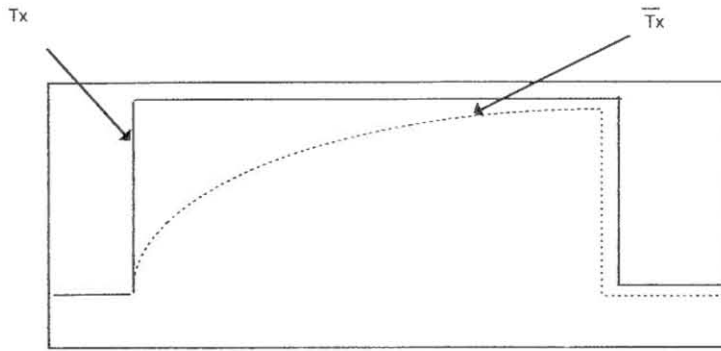
Expressions algébriques	Schémas de réalisation
$T1 = S3 + S4$	
$T2 = S1 + S2$	
$T3 = S2.Q + S3.Q = (S2 + S3).Q$	
$T4 = S1.\bar{Q} + S4.\bar{Q} = (S1 + S4).\bar{Q}$	
$T5 = S1.Q + S2.\bar{Q}$	
$T6 = S1.\bar{Q} + S4.Q$	

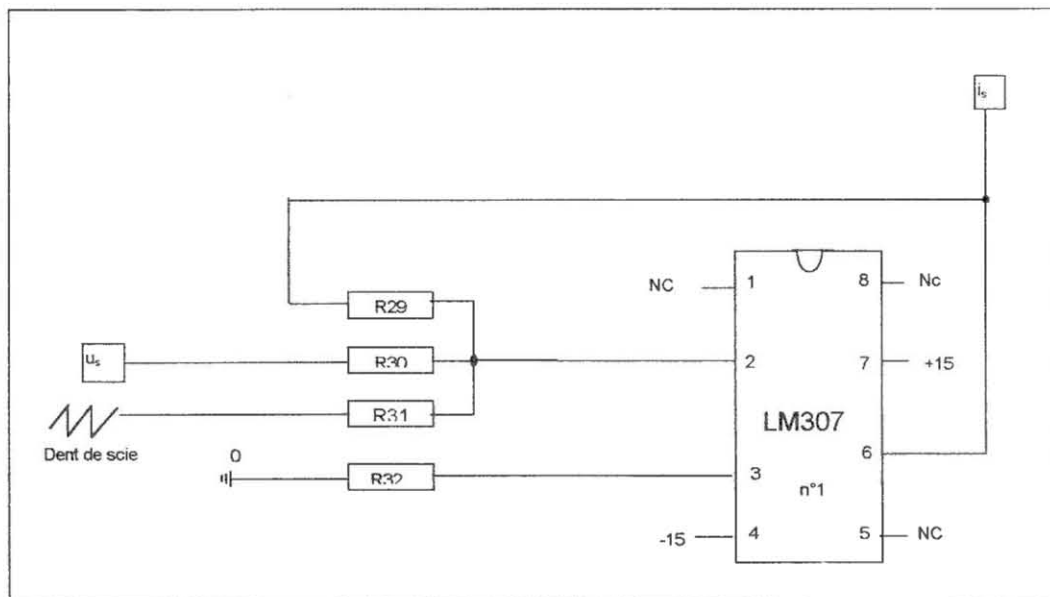
Tableau III.3: Expressions algébriques et schémas de réalisation des lois de la commande de l'onduleur



figIII.15: Signal Tx retardé sur front

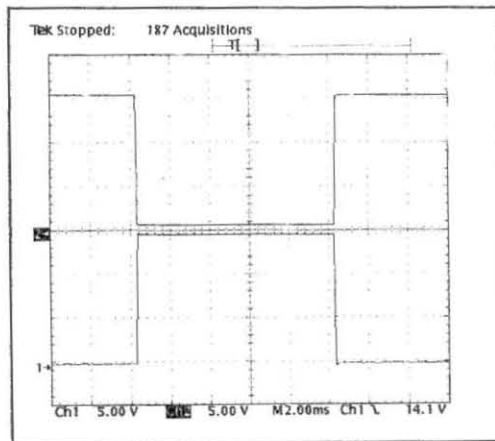
III.2.11 EXPERIMENTATION DE LA CARTE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR

Pour l'essai de la carte de commande réalisée, il est souhaitable de disposer d'un simulateur électronique du courant i_s . Il est simplement obtenu par le schéma de la figure III.16. L'amplificateur opérationnel qui est ici utilisé est de type LM307.

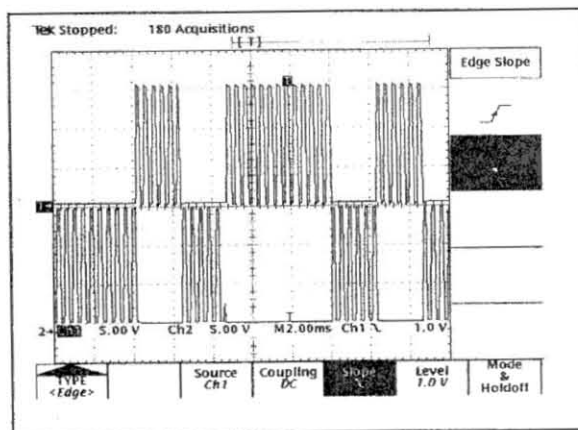


figIII.15: Simulateur électronique de i_s

Les résultats expérimentaux obtenus lors de l'essai de la carte de commande et qui sont décrits sur les figures III.16-a; b; c; d; e; f concordent parfaitement avec les conclusions de l'analyse numérique de la figure III.20. Sur les figures III.16-a, III.16-b, III.16-c les interrupteurs T1 et T2, T3 et T4, T5 et T6 sont bien complémentaires. Pour se donner davantage de marge de sécurité, un retard systématique est introduit sur le front montant de chaque signal à diriger vers la base de chaque transistor, ce que nous montrent les figures III.16-d et III.16-e. Dans ces conditions, nous sommes bien à l'abri de l'entrée en commutation simultanée des interrupteurs d'un même bras du convertisseur. Les figures III.16-f et g et la figure III.12 montrent bien que le détecteur de la bande d'hystérésis fonctionne comme le demande la projection théorique de la figure III.11.



figIII.16-a: Acquisition expérimentale sur le fonctionnement de la carte de commande T1 : T2



figIII.16-b: Acquisition expérimentale sur le fonctionnement de la carte de commande T3 : T4

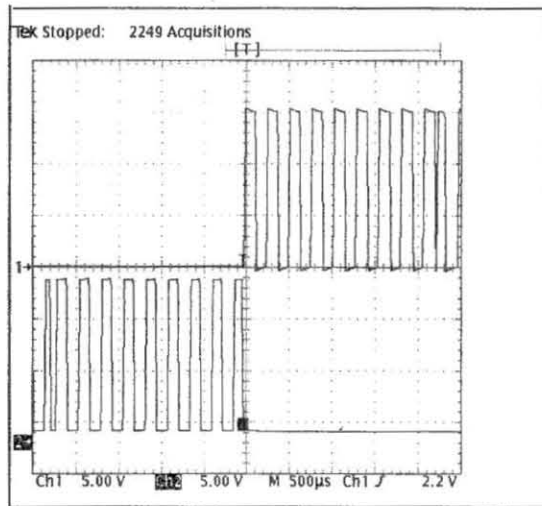


fig.III.16:-c Acquisition expérimentale sur le fonctionnement de la carte de commande T5; T6

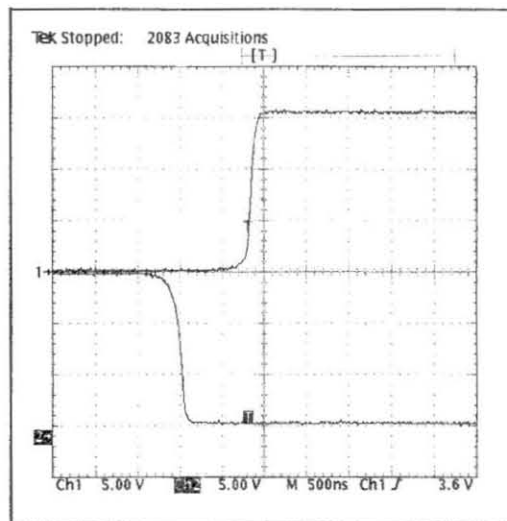
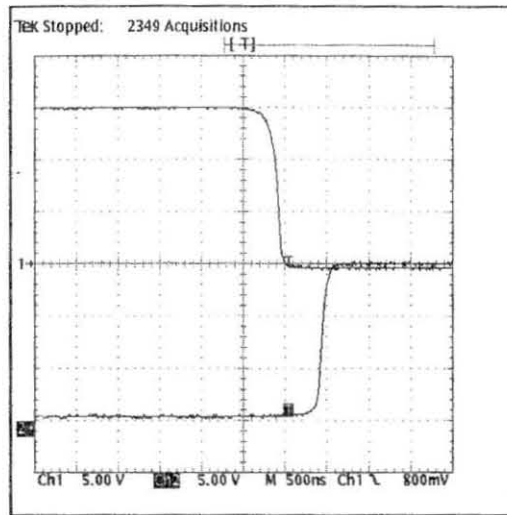
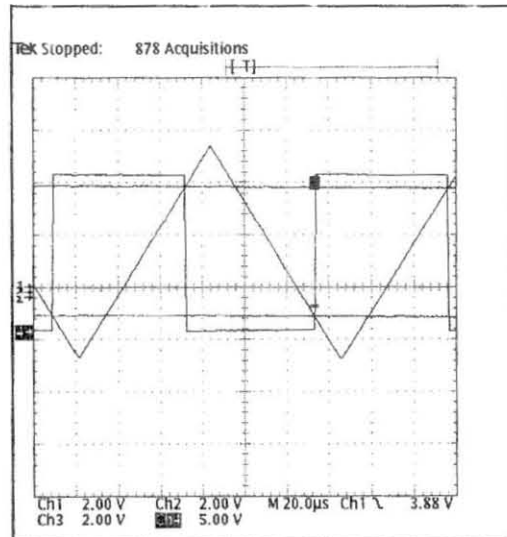


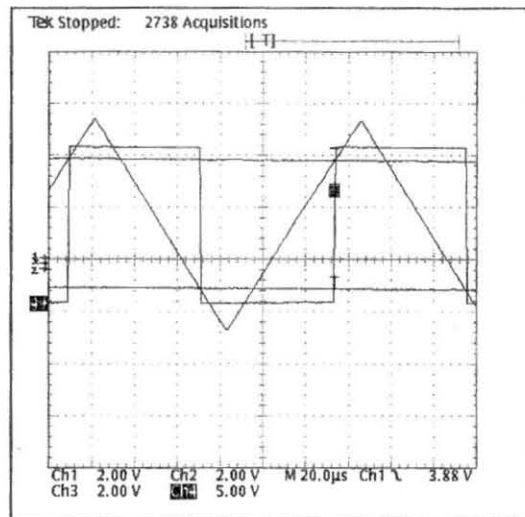
fig.III.16:-d Retard sur front montant entre T1; T2



figIII.16 e. Retard sur front montant entre T2; T1



figIII.16 f. Réponse du contrôleur d'hystérésis : la variable Q



figIII.16-g: Réponse du contrôleur d'hystérésis : la variable \bar{Q}

III.3 ADAPTATION ET EVALUATION MULTICRITERE DES PERFORMANCES EN SIMULATION

D'un bout à l'autre d'une journée d'ensoleillement type, figure I.12, l'énergie solaire reçue au sol varie constamment. La tension générée par le GPV ainsi que le courant absorbé par la charge varient donc aussi constamment.

C'est un fait établi, qu'avec une largeur de bande d'hystérésis constante, la fréquence de commutation varie avec la variation de la puissance absorbée pour une même valeur de l'inductance de filtrage, L .

Dès lors, il devient nécessaire de savoir si cette variation permanente de la tension et du courant mis en jeu ne modifie pas la qualité de l'absorption et si la fréquence de commutation ne dépasse pas la capacité de coupure des transistors choisis.

III.3.1 INFLUENCE DE LA VARIATION DU POINT DE FONCTIONNEMENT OPIMAL DU GPV SUR LA QUALITE DE L'ABSORPTION

Pour mettre en évidence l'influence du déplacement constant du point de fonctionnement optimal du GPV sur les performances du filtre actif en cours de réalisation, il a été mené plusieurs essais en simulation du convertisseur pour différentes valeurs de la tension U_d et du courant i_s . Le pas de variation, ΔP mesurée en fonction de la puissance est pris égal à 20% de la puissance maximale, $\Delta P = 0.2P_{max}$.

Les résultats de ces études sont inscrits dans le tableau III.4.

% de Pd	100	80	60	40	20	10
P_d , Watts	4968	3974	2980	1987	993	496
U_d , V	446	436	420	410	380	366
I_s , A	11.14	9.11	7.06	4.85	2.57	0.78
I_s , A	22.58	18.06	13.54	9.03	4.51	2.25
TDH	0.05	0.06	0.07	0.11	0.22	0.46
F_{max} , kHz	9	8.4	8.4	8.4	7.7	7.7

Tableau III.4: Evaluation multicritère des performances

CONCLUSION

Dans chaque cas de figure, la norme sur la limitation des harmoniques est respectée et la fréquence de commutation est strictement inférieure à 10kHz.

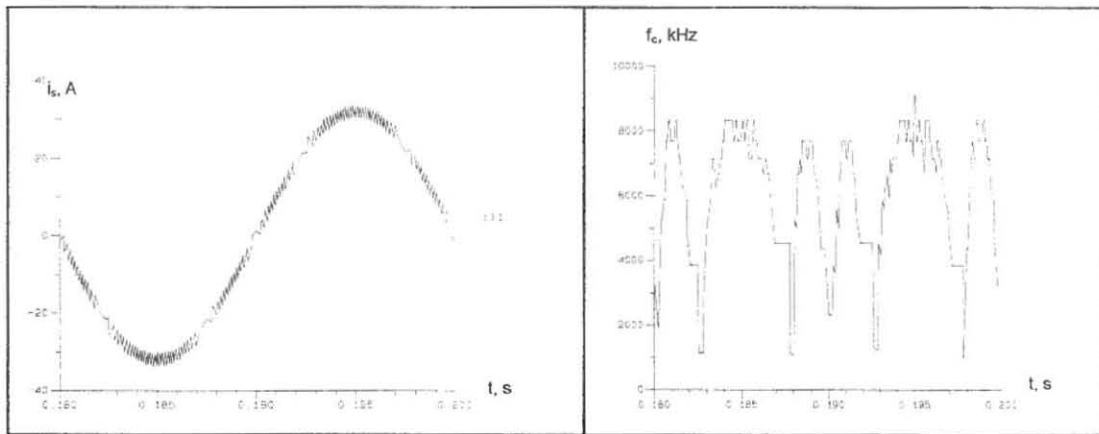
III.3. 2 IMPACT DE LA FLUCTUATION DE LA VALEUR D'INDUCTANCE SUR LA QUALITE D'ABSORPTION

INTRODUCTION

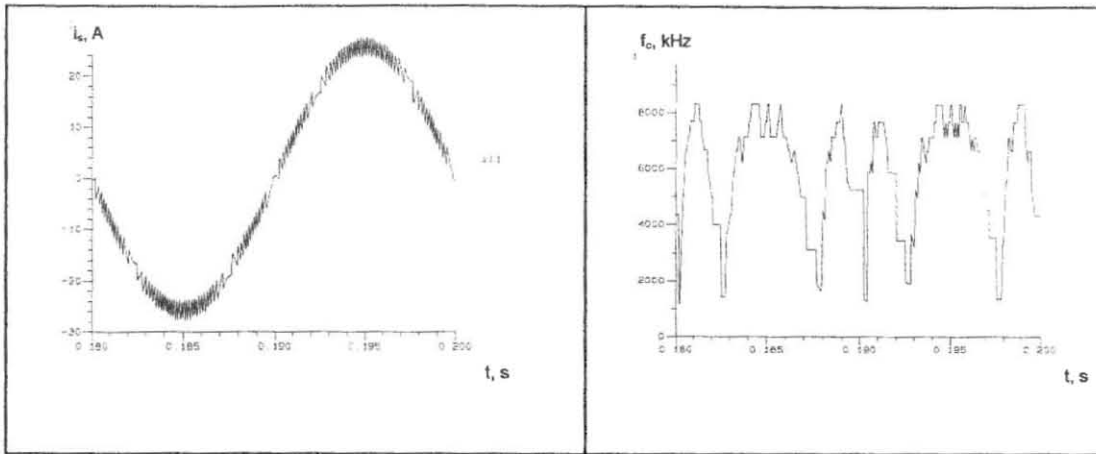
La valeur de l'inductance de filtrage est une donnée importante du convertisseur étudié. La fréquence de commutation, la qualité d'absorption en général dépendent fortement d'elle. Il est alors nécessaire de voir l'impact que pourrait avoir une fluctuation probable de la valeur de l'inductance de filtrage sur le système.

Pour mettre en évidence cette influence, des simulations ont été faites à 1,2.L et 0,8.L

Les résultats obtenus sont décrits sur les figures III.18 et 19.



figIII.18 : Onde de courant, i_s fréquence de commutation, f_c à 1,2.L



figIII.19: Onde de courant, i_s et fréquence de commutation, f_c à 0,8.L

CONCLUSION

D'après ces résultats, le système est à l'abri d'une fluctuation éventuelle de la valeur de l'inductance de filtrage qui ne pourrait être due qu'à la précision avec laquelle elle sera fabriquée. Cette tolérance sera avec certitude très inférieure à la marge de 40% pour laquelle le système a été étudié.

III.4 CONTRAINTES DE LA STRUCTURE ET CHOIX TECHNOLOGIQUES

Après la réalisation de la carte de commande de l'onduleur et les essais concluants qui l'ont suivie, il faut à présent procéder au choix des semi-conducteurs de puissance, au calcul du Générateur Photovoltaïque, au choix de ses modules et à son câblage.

III.4.1 CHOIX DES TRANSISTORS DE PUISSANCE

La fréquence de commutation et l'importance de la puissance traitée par un convertisseur statique déterminent les caractéristiques du semiconducteur à choisir

pour ce convertisseur, (figII.3). A cela, il faut ajouter le critère sur la minimisation des pertes de conduction et le mode d'isolation.

III.4.2 REGIME DE FONCTIONNEMENT DE CHAQUE TRANSISTOR PAR BRAS

Les études théoriques et expérimentales conduites sur le fonctionnement de l'onduleur ont montré les comportements spécifiques par transistor suivants:

Bras n°1:

Les interrupteurs T1 et T2 commutent à la fréquence du réseau, (50Hz).

Bras n°2:

Les interrupteurs T3 et T4 commutent à une fréquence f_c telle que: $8\text{kHz} \leq f_c < 10\text{kHz}$. Ces interrupteurs fonctionnent sur toute la période T du courant absorbé, mais avec des temps de repos.

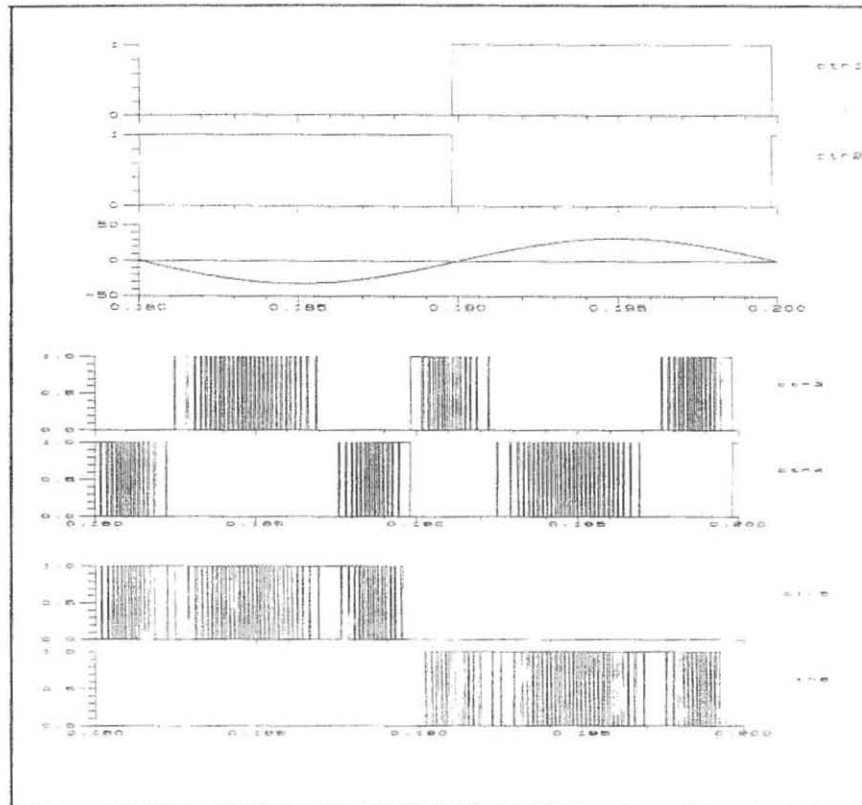
Bras n°3:

T5 et T6 commutent à la même fréquence que les transistors du second bras. Pendant l'alternance négative du courant absorbé i_s , seul le transistor T5 fonctionne; c'est le cas de T6 pendant l'alternance positive de i_s . Les particularités sur le fonctionnement des transistors sont décrites sur la figure III.20 et le tableau III.5.

Dans ces conditions, on peut imaginer un choix hybride des transistors qui pourrait être différents d'un bras à un autre.

Numéro du bras	Transistor	Fréquence de commutation, Hz
1	T1, T2	50
2	T3, T4	$8000 \leq f_c < 10000$
3	T5, T6	idem

Tableau III.5: Particularités du fonctionnement de chaque transistor



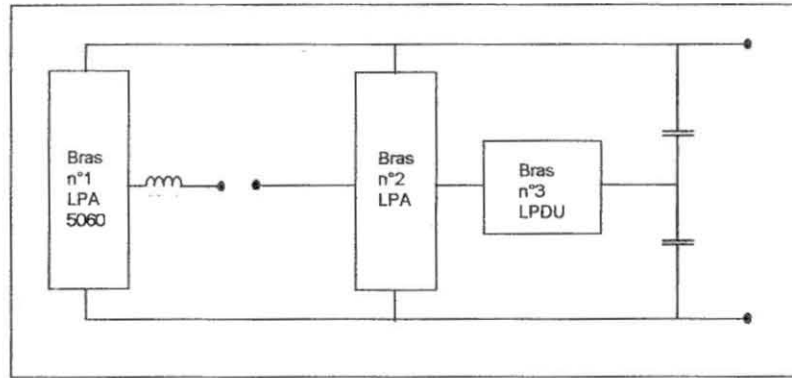
figIII.20 : Signaux en direction de la base de chaque transistor

Cependant, pour des raisons de facilité de maintenance, on a choisi des transistors presque identiques pour les trois (3) bras bien qu'à priori, au vu des performances demandées, un choix spécifique puisse être fait pour chacun d'entre eux.

Les contraintes en fréquence et la puissance commutée nous permettent d'utiliser des transistors bipolaires et non des MOSFET comme nous l'avons indiqué précédemment. En effet, un transistor bipolaire peut commuter plus de 100kVA à 10kHz, (figII.3).

Les bras 1 et 2 sont réalisés chacun par un module complet moulé LPA5060 déjà équipé de driver avec une isolation par optocoupleur.

Le bras 3 est réalisé par deux demi modules LPDU50100, figure III.21. Ces derniers ne sont pas livrés avec un optocoupleur pour l'isolation; les diodes de roue libre ne sont pas connectées. Les caractéristiques techniques de ces modules sont indiquées dans le Tableau III.6 ci-dessous



figIII.21: Implantation des modules des transistors de puissance

Module	Tension, V	Courant, A	R_{Dson} (25°C), A	Isolation
LPA 5060	600	50	2	Opto cou pleur
LPDU 50100	1000	50	3	Au choix

Tableau III.6: Caractéristiques Techniques de transistors de puissance

III.5 DIMENSIONNEMENT DU GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

Les applications basées sur une photopile sont rares. La tension générée par une telle source est en effet faible, (quelques millivolts) et la puissance développée peu élevée. Les constructeurs proposent plutôt des modules conçus selon le cas de 33 ou 36 cellules.

Pour l'application en cours d'étude, le module PWX500, vendu par la firme PHOTOWATT est choisi pour la réalisation du générateur [80].

Les caractéristiques de ce module sont décrites dans le Tableau I.1 du présent document.

III.6 DETERMINATION DU NOMBRE DE MODULES EN SERIE

On appelle string, le nombre de modules câblés en série dans un GPV.

La tension minimale de service va déterminer le nombre de modules couplés en série.

Pour la structure étudiée, cette tension est prise égale à 350V.

Etant donné l'influence notable de la température sur les performances d'un module, la plage de température de fonctionnement de 25° à 60°C, en zone tropicale, semble raisonnable.

Le générateur est déterminé par la température de service la plus défavorable, soit $\theta = 60^\circ\text{C}$ et pour un ensoleillement idéal de 1000W/m^2 .

Si V_{\min} est cette tension minimale et V_{opt} la tension optimale du module pour les conditions de fonctionnement indiquées, le nombre n_c de modules en série est donné par la relation :

$$n_c = \frac{V_{\min}}{V_{\text{opt},25^\circ\text{C}}}$$

$V_{\text{opt},25^\circ\text{C}} = 13,5\text{V}$, c'est la tension optimale du module à 25°C .

Dans ces conditions on trouve:

$$n_c = \frac{350}{13,5} = 25,8$$

On retiendra $n_c = 26$.

La tension minimale correspondante devient:

$$V_{\min} = 13,5 \cdot 26 = 351\text{V}$$

La tension maximale délivrée par le GPV, à 60°C , sera:

$$V_{\max} = n_c \cdot V_{\text{opt},60^\circ\text{C}} = 26 \cdot 16,5 = 429\text{V}$$

Le générateur délivrera sa puissance maximale dans les meilleures conditions de température, soit à 25°C . C'est dans ces conditions que le nombre de séries sera déterminé sur la base de la puissance $P_{\max} = 5\text{kW}$ du GPV.

La puissance du module à 25°C , $p_{\max} = 46\text{Watts}$.

Si N_c est le nombre total de modules, on aura:

$$N_c = \frac{5000}{46} = 108,69$$

En retenant un total de 109 modules, on obtient un nombre N_s de séries tel que:

$$N_s = \frac{109}{26} = 4,19$$

Ici, il y a un choix à faire: soit porter le nombre de séries à 5 avec 26 modules par série, soit réduire le nombre de séries à 4 en adoptant des séries de 27 modules.

Le Tableau III.7 résume ce choix.

Elements pour un choix	Cas N°1	Cas n°2	Observations
Nombre de modules par série	26	27	$P_{max} = 5kWatts$ $V_{min} = 350V$ $V_{max} = 450V$
Nombre total de modules	130	108	
Puissance maximale à 25°C, Watt	5960	4968	
Puissance maximale à 60°C, Watt	5018	4168	
Tension minimale, V_{min} , V	351	364	
Tension maximale, V_{max} , V	429	445	
Poids, Kg	1196	993.6	
Coût	352.300FF	292.680FF	

Tableau III.7: Eléments de comparaison de deux variantes sur le dimensionnement du GPV

Il ressort de cette comparaison, Tableau ^{III.7}~~n°13~~, que la variante n°2 satisfait les prescriptions d'exploitation du convertisseur. Mieux, il a un coût relativement bas. C'est cette option qui est choisie pour réaliser le GPV dont les modules sont groupés en panneaux de 12 modules chacun, figure I.9. Le câblage en série de neuf, (9) panneaux permettent d'obtenir le générateur.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif visé par nos travaux de thèse était la conception et le développement d'une structure d'onduleur non polluant capable de coupler un générateur photovoltaïque au réseau électrique. On dispose ainsi d'une énergie d'appoint permettant de compenser les défaillances de ce dernier.

Parmi les différentes variantes de mise en oeuvre de l'énergie solaire photovoltaïque, le couplage du générateur au réseau est retenu pour ses hautes performances. Aussi avons-nous préféré le couplage direct au schéma de Bose dans le but d'optimiser les coûts et le rendement du système.

L'interface électronique nécessaire à ce couplage est un onduleur dont la structure trois niveaux a permis d'obtenir une première réduction de sa fréquence de commutation. Nous avons appelé "R.B.N.P.S", la variante optimisée de cette structure. Pour la commander, la technique de contrôle par bande constante d'hystérésis a été retenue. Cela a permis de réduire une seconde fois la fréquence de commutation de la R.B.N.P.S. Cette double réduction est favorable à l'utilisation de techniques bipolaires. Les pertes par commutation sont alors réduites au profit d'un meilleur rendement de la conversion de l'énergie.

Le dimensionnement de cet onduleur a donné la valeur $L = 2 \text{ mH}$ pour l'inductance de filtrage et $\Delta B = 3 \text{ A}$ pour la bande d'hystérésis. La simulation de la structure ainsi dimensionnée a donné des résultats très satisfaisants. Aux puissances d'entrée maximale et minimale, la norme sur la limitation des harmoniques de courant est respectée. Dans le premier cas, le taux de distorsion harmonique vaut, $\text{TDH} = 0,04$ et passe à $0,44$ dans le second.

L'impact que pourrait avoir le déplacement du point de fonctionnement du générateur photovoltaïque sur la qualité d'absorption sous l'influence des effets climatiques et météorologiques a été étudiée. Dans tous les cas de figure possible, l'onduleur reste un filtre actif très performant qui respecte les normes. Il est aussi

prouvé que le système est à l'abri d'une fluctuation éventuelle de la valeur de l'inductance de filtrage.

Cent-huit (108) modules de type Pwx500 sont nécessaires à la réalisation du générateur qui délivrera sous un rayonnement théorique de 1kW/m^2 une puissance de 4968Watts à 25°C ou 4168 Watts à 60°C considérée comme une température maximale rarement atteinte. Ces modules sont groupés par 12 en 9 panneaux.

Pour la suite de ce travail, l'objectif principal à atteindre est la résolution, sur la base des essais du prototype, des problèmes de sécurité que posera éventuellement le couplage direct du générateur photovoltaïque au réseau électrique.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Champiot G. G. " Les perturbations électriques et électromagnétiques: conception et amélioration des installations industrielles". Electra 1991.
- [2] Kimura K. I. " Recent developments in photovoltaic systems integrated into architecture in Japan. In: 2nd international conference on new energy systems and conversion; Istanbul (Turkey), July 1995, pp. 131-139.
- [3] Bose B. K., Szczesny P.N., Steiger Wald R. L. " Microcomputer control of a residential photovoltaic power conditioning system. In : IEEE transactions on industry applications, vol. IA-21 n°5, Sept/Oct 1985, pp. 1182-1191.
- [4] Sir John Houghton. " The climate convention and the latest scientific understanding of climate change". In: Renewable energy, vol. 5, part I, 1994, pp. 1-4.
- [5] Rodot M. " Des photopiles solaires pour la microélectrification rurale". In: RGE n°7/93 Juillet 1993, PP. 32-34.
- [6] Derrick A. " Solar photovoltaics for development: progress and prospects". In: Renewable energy, vol. 5, part I, 1994, pp. 229-236.
- [7] Munro D. K., Blaesser G. " The performance of P.V. systems and components in the Thermie programme". In: Renewable energy, vol. 5, part I, 1994, pp. 172-178.
- [8] Previ A. Guastella S. Patanê R. " Long term operational experience at Vulcano P.V. plant". In: 13th european photovoltaic solar energy conference, Nice (France), Oct 1995, pp. 351-355.

- [9] Chaffai R. Al-Haddad K. Dessaint L. A. " Convertisseur haute performance à commutation douce pour la conversion de l'énergie solaire". In: Can. J. Elect & Comp. Eng., vol. 19 n°4, 1994, pp. 170-175.
- [10] Hangnilo R. " Contribution à l'étude par schéma équivalent moyen d'un onduleur de tension destiné au couplage du générateur photovoltaïque au réseau". Rapport de DEA, ENSUT, Dakar (Sénégal), Juillet 1992.
- [11] Rolland J. M. " Contribution à l'étude des groupes de pompage photovoltaïque. Expérimentation et analyse du fonctionnement d'un moteur auto-synchrone à commutation naturelle alimenté par photopiles solaires". Thèse de Doctorat INP Grenoble, Mars 1986.
- [12] Cho G., Baek H., Chung H., Yu G., Song J. "Operation effect of photovoltaic system for reducing power demand". In: 2nd international conference on new energy systems and conversion; Istanbul (Turkey) July 1995, pp. 111-120.
- [13] Almacid G., de la Casa J., Vidal P., J. Eyras R. " Photovoltaic pergola. An example of solar energy integration on buildings". In: 13th european photovoltaic solar energy conference, Nice (France), Oct 1995, pp. 2183-2186.
- [14] Meinhart M., Mutschler P. "Inverters without transformer in grid connected photovoltaic applications". In: EPE conference, Sevilla (Spain), Sept 1995, pp. 3.086-3.091.
- [15] Bonazzelli A., Angelo R. " Guidelines for photovoltaic system power and supervising electronic". In: EPE conference, Firenze (Italy), Sept 1991, pp. 1-331-1-338.
- [16] Growchovski J., Jahn U., Döcke B., Offensand J. " First results from the low yields analysis and optimization potentials: a project within the 1000 roofs pv programme". In: 13th european photovoltaic solar energy conference, Nice (France), Oct 1995, pp. 356-359.

- [17] Mandal R. Basus K. Kar A., Chowdhury S. P. " A microcomputer-based power factor controller". In : IEEE transactions on industrial electronics, vol. 41, n° 3, June 1994, pp. 361-371.
- [18] Campos A., Joos G. Ziogas P. D., Lindsay J.F. " Analysis and design of series voltage unbalance compensator based on a 3-phase VSI operating with unbalanced switching functions". In : IEEE transactions on power electronics, vol. 9, n° 3, May 1994, pp. 269-274.
- [19] Hurng-Liahng J., Chuh H., Wu J. " A novel active power filter for reactive power compensation and harmonic suppression". In: International Journal of electronics. Vol. 75, n°3, 1993, PP. 577-587.
- [20] Oms F., Arches J. P. R. " Script simulator: from converter to semiconductor". ". In: EPE conference, Aachen (Germany), Sept 1989, pp. 207-212.
- [21] Le Bitoux M. " Fonctionnement d'un onduleur de tension à 3 niveaux en pleine onde pour moteur asynchrone". Document EDF Nov 1993.
- [22] Hosseini S. N., Shaarbafi K., Bitarafan AA. " A new analytical method for computation of harmonics in multilevel PWM at the VSI". In: PEMC, Warsaw (Poland), Sept 1994, pp. 1037-1042.
- [23] Escriva G. " Dépollution harmonique des réseaux basse tension". In: Colloque sur les perturbations réciproques des convertisseurs et des réseaux, Nantes (France), Janvier 1995.
- [24] Ray W. F., Davis R. M. " The definition and importance of power factor for power electronic converters". In: EPE conference, Aachen (Germany), Sept 1989, pp. 799-805.

- [25] Lajoie-Mazenc, " Harmoniques basse tension produits par les appareils de grande diffusion connectés sur les réseaux publiques basse tension: niveau actuel, limites proposées par la normalisation et les solutions envisageables. In: Colloque sur les perturbations réciproques des convertisseurs et des réseaux, Nantes (France), Juil 1992, pp. 97-108.
- [26] Chicharo J. F., Wang, H. " Power system harmonic signal estimation and retrieval for active filter applications". In : IEEE transactions on power electronics, vol. 9, n° 6, Nov 1994, pp.580-586.
- [27] Bayod Rujula A. A., Badia M. S. " A new approach to harmonic compensation with hybrid active filters". In: EPE conference, Sevilla (Spain), Sept 1995, pp.1.925-1.928.
- [28] Letzelter J., Le Bitoix M., Sadarnac D. " Actual generation and summation effects of harmonic currents produced by multiple converter units in the french industry". In: EPE conference, Sevilla (Spain), Sept 1995, pp. 3.515-3.521.
- [29] Cavallini A., Loggini M., Montanari G. C. " Harmonic evaluation in electrical plants suppling 6-pulse ac/dc converters". In: EPE conference, Firenze (Italy), Sept 1991, pp. 1.231-1.236.
- [30] Nastran J., Cajhen R., Matija S., Jereb P. " Active power filter for nonlinear ac loads". In : IEEE transactions on power electronics, vol. 9, n° 1, Jan 1994, pp. 92-96.
- [31] Cavallini A., Loggini M., Montanari G. C. " Comparison of approximate methods for estimate harmonic currents injected by ac/dc converters". In : IEEE transactions on industrial electronics, vol. 41, n° 2, April 1994, pp. 256-262.
- [32] Kloss A. " Harmonics produced by large converter systems". In: EPE conference, Firenze (Italy), Sept 1991, pp.1.218-21.220.

- [33] Puzo A., Rojat G., Costa F., Forest F. "Analyse de la génération des perturbations dans les convertisseurs statiques". In: 6^{ème} colloque international et exposition sur la comptabilité électromagnétique, Lyon (France), Juin 1992, pp. 34-39.
- [34] Ramos J. R., Loggini M. "Harmonics: the need of a methodological approach". In: EPE conference, Firenze (Italy), Sept 1991, pp.1.221-1.224.
- [35] Hirofumi A. "Trends in active power line conditioners". In : IEEE transactions on power electronics, vol. 9, n° 3, Mai 1994, pp. 263-268.
- [36] Koczara W., Bialoskorski P. "Modified rectifiers with unity power factor". In: PEMC, Warsaw (Poland), Sept 1994.
- [37] Dakyo B., Le Bunetel J. C., Protin L., Koczara W. "Single phase active filter power correction". In: EPE conference, Seville (Spain), Sept 1995, pp. 3.286-3.291.
- [38] Colmant J., Cussac P., Labaune G. "Prise en compte de la comptabilité électromagnétique lors de la conception d'une alimentation à découpage". In: 6^{ème} colloque international et exposition sur la comptabilité électromagnétique, Lyon (France), Juin 1992, pp. 40-47.
- [39] Javerzac J. L. "L'électricité et ses imperfections" In: RGE n°4/95 - Avril 1995.
- [40] Séguier G., Notelet F. "Electrotechnique industrielle, 2^{ème} édition, 1994, pp. 173-174.
- [41] Protin L. "Perturbations et qualité des réseaux électriques". in: 2^{èmes} journées régionales de sensibilisation sur les perturbations et qualité des réseaux électriques" Le Havre (France), 1993, pp. 1-9.
- [42] Vatani O. T. "Facteurs de qualité associés à une onde de puissance triphasée. Stratégies de commande minimisant les perturbations induites par les gradateurs

triphasés alimentant plusieurs charges résistives: application au chauffage industriel ".
Thèse de Doctorat de l'Université du Havre; Octobre 1994.

[43] Norme Internationale CEI 555-2. " Perturbations produites dans les réseaux d'alimentation par les appareils électrodomestiques et les équipements analogues".
2^{ème} partie: Harmoniques, 1^{ère} édition, 1982.

[44] Johann W. K., Zach F. C. " A novel three-phase utility interface minimising line current harmonics of high power telecommunications rectifier modules". In : IEEE transactions on power electronics, vol. 9, n° 3, Mai 1994, pp. 367-374.

[45] Nonaka S. " Current control method for a novel single-phase sinusoidal pwm voltage source inverter". In: EPE conference, Sevilla (Spain), Sept 1995, pp. 1.852-1.857.

[46] Schönholzer E. T., Schmidhauser R. " A modular utility interface for photovoltaic power plants". In: EPE conference, Sevilla (Spain), Sept 1995, pp. 3.081-3.085.

[47] Koczara W. " Unity power three phase rectifier". In: Power quality, Munich (Germany), Oct 1992, pp. 80-88.

[48] Koozehkhanani Z. D., Mehta P., Darwish M. K. " Active symmetrical lattice filter for harmonic current reduction". In: EPE conference, Sevilla (Spain), Sept 1995, pp. 1.869-1.873.

[49] Kowalski M., Strzelecki R. " The hybrid filter of network current harmonics with the compensation of the reactive component". In: PEMC, Warsaw (Poland), Sept 1994, pp. 219-224.

[50] Carpita M., Farina P., Tenconi S. " A single phase, sliding mode controlled inverter with three levels output voltage for ups or power conditioning applications". In: EPE conference, Brighton 1993, pp. 272-276.

- [51] Séguier G., Labrique F. " Les convertisseurs de l'électronique de puissance, T4 la conversion continue-alternatif". Tecdoc 1989.
- [52] Séguier G. & al. " L'électronique de puissance: les fonctions de base et leurs principales applications, Dunod 6^{ème} édition, 1990".
- [53] Koczara W., Dakyo B., Protin L. " Method of the control of the multilevel single phase converter". In: EPEC symposium, Lausanne, Oct 1994, pp. 251-256.
- [54] Tadros Y., Junge G., Salama S. " Design aspects of high power pwm inverters with IGBT". In: EPE conference, Firenze (Italy), Sept 1991, pp. 2.083-2.088.
- [55] Kim I. D., Cho G. " A regenerative snubber for three level high power GTO inverters".
In: EPE conference, Firenze (Italy), Sept 1991, pp. 2.474-2.479.
- [56] Pratmarty D., Buchheit N., Pouliquen H., Apeldoorn O. " High current low voltage power supplies with high power factor low harmonics and low cost". In: EPE conference, Sevilla (Spain), Sept 1995, pp. 1.862-1.867.
- [57] Joetten R., Kehl Chr. " A fast space-vector control for a three-level voltage source inverter". In: EPE conference, Firenze (Italy), Sept 1991, pp.2.070-2.075.
- [58] Carter J., Goodman C. J., Zelaya H., Tran S. C. " Capacitor voltage control in single-phase three-level pwm converter". In: EPE conference, Brighton 1993, pp. 149-154.
- [59] Campagna A., Carrara G., Casini D., Salutati R. " A new generalized multilevel three-phase structure controlled by PWM". In: EPE conference, Firenze (Italy), Sept 1991, pp. 3.235-3.240.
- [60] De Vre R. " Concepts of metering with non-linear loads". In: PQA, Amsterdam (Netherlands), Oct 1994, pp. c-1.04-c-1.10.

- [61] Dennis A. J., Dennis P. C. " Variable frequency drives and power factor". IEEE transactions on industry applications, vol. IA-21, n°4, May/June 1985, pp. 771-777.
- [62] Slonim M. A., Van Wyk J. D. " Power components in a system with sinusoidal and nonsinusoidal voltages and/or currents". In IEE Proceedings, vol. 135, pt B. n°2, March 1988, pp. 76-84.
- [63] Composantes électroniques de puissance: le nouveau partage des applications. In: Industries et Techniques- n°763, Sept. 1995, pp. 52-54.
- [64] Salama S., Lennon S. " Overshoot and limit cycle free current control method for PWM inverters". In: EPE conference, Firenze (Italy), Sept 1991, pp. 3.247-3.251.
- [65] Foch H., Cheron Y., Metz M., Meynard T. " L'évolution des convertisseurs statiques". In: RGE n°5/92, Mai 1992, pp. 48-56.
- [66] Schulze G., Stut H., Lorenz L. " Influence of parasitic effects on the switching and commutation behavior of fast power semiconductor devices ". In: EPE conference, Aachen 1989, pp. 149-153.
- [67] Garrara G., Casini D., Gardella S., Salutari S. " Optimal PWM for the control of multilevel voltage source inverter". In: EPE conference, Brighton 1993, pp. 255-259.
- [68] Romdhane Y. B., Berkouk E., Manesse G. " Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée". In: EPEC symposium, Lausanne, Oct 1994, pp. 167-169.
- [69] Comsa A., Meilbody-Tabar F., Sargos F. M. " Switching frequency control of a HCC-VSI and comparison with conventional methods". In: EPEC symposium, Lausanne, Oct 1994, pp.349-353.

- [70] Pan C., T.Chen T. C. " Step-up/down three-phase AC to DC convertor with sinusoidal input current and unity power factor". In: IEE Proc-Elect. Power Appl., vol. 41, n°2, March 1994, pp. 77-84.
- [71] Le Magoarou F., Monteil F. " Influence of load on the design process of an active power filter". IEEE transactions on industry applications, vol.9, n°3, March 1994, pp. 416-421.
- [72] Ladoux P., Chéron Y., Foch H. " Analyse comparative des performances de deux redresseurs MLI de forte puissance". In: Proc. of PRCR 1992, pp. 51-58.
- [73] Kim Y. S., Seo B. S., Hyun D. S. " A novel structure of multi-level high voltage source inverter". In: EPE conference, Brighton 1993, pp. 132-137.
- [74] Carpita M., Tenconi S. " A novel multilevel structure for voltage source inverter". In: EPE conference, Firenze (Italy), Sept 1991, pp. 1.090-0.94.
- [75] Hangnilo R., Dakyo B., Protin L., Koczara W. " High power single-phase VSI for photovoltaic grid connected generator". In: EP & MC Tel- Aviv (Israel) May 1997, pp. 144-148.
- [76] Lecury J. P., Lutz M. " Transitoires électriques rapides en salves. Essais d'après la norme CEI-4 et comparaison avec les perturbations réelles. Susceptibilité des systèmes et équipements électroniques pour de plus hauts niveaux de sévérité tension et fréquence". In: 6^{ème} colloque international et exposition sur la comptabilité électromagnétique, Lyon (France), Juin 1992, pp. 224-230.
- [77] Kalker Th. " Overcurrent protection for power MOSFETS". In: EPE conference, Aachen 1989, pp. 181-183.
- [78] Konrad S. " Thermal behavior of power modules in PWM-inverter". In: EPE conference, Sevilla (Spain), Sept 1995, pp. 1.565-1.570.

[79] Data book on. " Circuits intégrés logiques du type CMOS de la série 4000". Partie 3, chapitre 3.1.4-4027, page 1.

[80] Guide of Photowatt International for 1992/1993 years, pp. 1-12.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I:

COUPLAGE D'UN GENERATEUR PHOTOVOLTAIQUE AU RESEAU ELECTRIQUE DE DISTRIBUTION

Introduction	p.8
I.1 Objectifs visés et leurs scénarios	p.10
I.1.1 Objectifs	
I.1.2 Les scénarios	
I.1.2.1 Le système SI	
I.1.2.2 Le système à sens unique	p.12
I.1.2.3 Le système couplé au réseau	p.13
I.2 Propriétés du générateur photovoltaïque	p.15
I.2.1 Les cellules photovoltaïques	
I.2.2 Le panneau solaire	p.16
I.2.3 Influence de l'éclairement	p.17
I.2.4 Influence de la température	p.18
I.3 Le générateur photovoltaïque	p.19
I.3.1 Les facteurs qui déterminent la dimension d'un générateur potovoltaïque	
I.3.2 Distribution de l'énergie sur une journée type	
I.3.3 Le déclassement de site	p.20
I.3.4 L'ombre portée	p.21
I.4 Convertisseurs statiques et normes	p.22
Introduction	
I.4.1 Inventaires des charges non-linéaires	p.23
I.4.2 Les harmoniques	
	p.25

I.4.3 Pourquoi limiter les harmoniques ?	
I.4.3.1 Bref aperçu des nuisances dues aux harmoniques	
I.4.3.2 La notion de qualité de l'énergie électrique	p.26
I.4.4 Approximation des grandeurs harmoniques au rang m	p.27
I.4.5 La norme sur les perturbations harmoniques	p.28
I.4.6 La norme EN 60 555-2 (Avril 1987)	p.29
I.4.7 Les onduleurs de tension et la norme	p.30
I.4.8 Grandeurs physiques intervenant dans la commande des interrupteurs de l'onduleur	p.31
I.4.8.1 Le courant de référence: I_r	
I.4.8.2 La tension de référence: V_r	p.32
I.4.8.3 La largeur de la bande d'hystérésis: ΔB	
I.4.8.4 Le seuil haut de la bande d'hystérésis: ISH	
I.4.8.5 Le seuil bas de la bande d'hystérésis: ISB	
I.4.9 L'onduleur de tension à un créneau par alternance	p.33
I.4.9.1 La commande des interrupteurs	
I.4.9.2 Résultats de simulations	p.35
I.4.10 Onduleur MLI à deux créneaux par alternance	
I.4.10.1 Les configurations à réaliser	
I.4.10.2. Résultats de simulations	p.37
I.4.11 Onduleur MLI à 3 niveaux	p.40
I.4.11.1 Commande des interrupteurs: opérations multiniveau	p.41
I.4.11.2 Les séquences de commutation des interrupteurs	p.43
I.4.11.3 Résultats de simulations	p.44
I.4.12 Etude comparative des performances des trois structures en liste	p.46
I.5 Conclusion	p.47

CHAPITRE II:

DIMENSIONNEMENT D'UN CONVERTISSEUR MULTINIVEAU ADAPTE AUX APPLICATIONS PHOTOVOLTAIQUES COUPLEES AU RESEAU ELECTRIQUE

Introduction.....	p.48
II.1 Principes de contrôle associé à la topologie du convertisseur.....	p.49
II.1.1 Le mode de contrôle par courant instantané	
II.1.1.1 Principe de la méthode	
II.1.1.2 Condition de la fermeture de l'interrupteur.....	p.50
II.1.1.3 Condition d'ouverture de l'interrupteur	
II.1.1.4 Conséquences	
II.1.2 Commande par bande d'hystérésis.....	p.51
II.1.2.1 Principe	
II.1.2.2 Phase d'accumulation d'énergie dans la bobine	
II.1.2.3 Phase de transfert d'énergie à la charge	
II.1.2.4 Conséquences.....	p.52
II.2 Choix du mode de contrôle du convertisseur	
II.3 Méthode de commande des interrupteurs.....	p.53
II.3.1 L'étage de contrôle des tensions	
II.3.1.1 Définition	
II.3.1.2 La répartition de la période du courant de référence en séquences.....	p.54
II.3.1.3 Les configurations à réaliser en mode onduleur.....	p.55
II.3.1.4 Logique d'ensemble entre configurations.....	p.56
II.3.1.5 Séquences et actions sur les interrupteurs.....	p.57
II.3.2 Le contrôle de courant.....	p.60
II.3.2.1 Contrôle de courant par bande d'hystérésis proportionnelle	
II.3.2.1.a Demi-onde négative de i_r	p.61
II.3.2.1.b Demi-onde positive de i_r	
II.3.2.2 Résultats de simulation.....	p.62
II.3.2.3 Contrôle de courant par bande d'hystérésis constante.....	p.65

II.3.2.3.a Demi-onde négative	II.3.2.3.b Demi-onde positive	p.66
II.3.2.4 Résultats de simulation		p.67
II.4 Possibilité d'optimisation de la topologie		p.69
II.4.1 Réduction de la topologie BNPS		
II.4.2 Les configurations du convertisseur optimisé		p.70
II.4.3 Les séquences et le contrôle de courant		p.71
II.5 Le type convenable de la bande d'hystérésis		p.73
II.5.1 Bande d'hystérésis proportionnelle		
II.5.2 Bande d'hystérésis constante		p.75
II.6 Dimensionnement d'un onduleur multiniveau de puissance pour le couplage direct d'un GPV au réseau		p.76
II.6.1 Dimensionnement du convertisseur		p.77
II.6.2 Contraintes dues au réseau à l'onduleur et au GPV		p.78
II.7 Détermination de la fréquence de commutation		p.81
Conclusion		p.84

CHAPITRE III:

DEVELOPPEMENT DE LA COMMANDE D'UN ONDULEUR MULTINIVEAU DESTINE AU COUPLAGE D'un GPV AU RESEAU ELECTRIQUE: LES CHOIX TECHNOLOGIQUES

Introduction	p.86
III.1 Le principe de la modulation et la logique de commande	
III.1.1 Le mécanisme de transfert de puissance	p.87
de l'étage continu vers le côté alternatif	p.88
III.1.2 Choix entre CHT et CBT en fonction de la polarité du courant is	p.89
III.2 Elaboration des tensions V_{sk}	p.89
III.2.1 Réalisation des tensions V_{sk}	
III.2.2 Elaboration de la tension de référence: v_r	p.91
III.2.3 Elaboration du courant de référence: i_r	p.92
III.2.4 Elaboration de la fenêtre d'hystérésis: ΔB	p.93
III.2.5 Elaboration des seuils haut et bas de la fenêtre d'hystérésis	p.94
III.2.6 Schéma de réalisation des séquences de commutation	p.97
III.2.7 Synthèse des signaux de la commande des transistors	p.98
III.2.8 Valeurs des variables logiques Q et \bar{Q} délivrées	p.99
par le détecteur de la fenêtre d'hystérésis	
III.2.9 Réponse du détecteur de la fenêtre d'hystérésis	
III.2.10 Mise en équation des lois de la commande des interrupteurs	p.100
III.2.11 Expérimentation de la carte de commande de l'onduleur	p.103
III.3 Adaptation et évaluation multicritère des performances en simulation	p.108
III.3.1 Influence de la variation du point de fonctionnement du GPV sur la qualité d'absorption	
III.3.2 Impact de la fluctuation de la valeur d'inductance sur la qualité d'absorption	p.109
III.4 Contraintes de la structure et choix technologiques	p.110
III.4.1 Choix des transistors	
	p.111

III.4.2 Régime de fonctionnement de chaque transistor par bras.....	
III.5 Dimensionnement du générateur photovoltaïque.....	p.113
III.6 Détermination du nombre de modules dans un string.....	p.114
CONCLUSION GENERALE.....	p.116
BIBLIOGRAPHIE.....	p.118
ANNEXE	

ANNEXE/ AQUISITION DE DONNEES: NDIEBEL 2 FEVRIER 1995 (SENEGAL)

N°POINT	Heure	P g�n�	I g�n�	V batt	le ond	Ensol	T amb	T mod	Pc ond
0	0,00	0,01	0,00	101,46	18,40	6,24	39,4	49,29	0,86
1	0,17	0,01	0,00	101,46	18,60	6,24	39,3	49,09	0,87
2	0,33	0,01	0,10	101,46	16,70	6,24	39,2	48,99	0,78
3	0,50	0,01	0,00	101,46	15,10	6,24	39,1	48,78	0,7
4	0,67	0,01	0,00	101,46	14,80	6,24	39,0	48,68	0,68
5	0,83	0,01	0,10	101,46	14,80	8,32	38,9	48,58	0,69
6	1,00	0,01	0,00	101,40	15,50	8,32	38,8	48,48	0,72
7	1,17	0,00	0,00	101,46	13,30	8,32	38,7	48,28	0,62
8	1,33	0,01	0,00	101,46	12,80	8,32	38,5	48,18	0,59
9	1,50	0,01	0,00	101,40	13,30	6,24	38,4	48,08	0,62
10	1,67	0,01	0,10	101,33	14,40	6,24	38,3	47,88	0,67
11	1,83	0,00	0,00	101,33	13,20	6,24	38,2	47,78	0,61
12	2,00	0,00	0,00	101,33	12,80	6,24	38,2	47,68	0,59
13	2,17	0,00	0,00	101,33	12,90	6,24	38,0	47,58	0,6
14	2,33	0,00	0,10	101,27	14,50	6,24	37,9	47,38	0,67
15	2,50	0,00	0,10	101,27	13,90	4,16	37,8	47,28	0,64
16	2,67	0,00	0,10	101,27	12,90	4,16	37,8	47,17	0,6
17	2,83	0,00	0,10	101,27	12,50	4,16	37,7	47,07	0,58
18	3,00	0,00	0,10	101,27	13,30	4,16	37,7	47,07	0,61
19	3,17	0,00	0,10	101,20	14,00	6,24	37,6	46,97	0,65
20	3,33	0,00	0,10	101,27	12,20	6,24	37,5	46,87	0,57
21	3,50	0,00	0,00	101,20	12,30	6,24	37,4	46,77	0,57
22	3,67	0,00	0,10	101,20	12,40	6,24	37,3	46,67	0,58
23	3,83	0,00	0,10	101,14	14,30	6,24	37,3	46,57	0,66
24	4,00	0,00	0,10	101,14	13,30	6,24	37,2	46,47	0,61
25	4,17	0,00	0,00	101,14	12,60	6,24	37,1	46,37	0,58
26	4,33	0,00	0,10	101,14	12,70	6,24	37,0	46,27	0,59
27	4,50	0,00	0,00	101,14	13,70	6,24	37,0	46,17	0,64
28	4,67	0,00	0,10	101,07	14,20	8,32	36,9	46,07	0,66
29	4,83	0,00	0,00	101,14	12,70	8,32	36,8	45,97	0,58
30	5,00	0,00	0,00	101,14	12,70	6,24	36,7	45,87	0,59
31	5,17	0,00	0,00	101,07	14,20	6,24	36,6	45,67	0,66
32	5,33	0,00	0,10	100,94	16,60	6,24	36,5	45,57	0,77
33	5,50	0,00	0,10	100,88	18,70	6,24	36,5	45,46	0,87
34	5,67	0,00	0,10	100,75	22,40	6,24	36,4	45,46	1,03
35	5,83	0,00	0,10	100,68	23,20	6,24	36,3	45,36	1,08
36	6,00	0,00	0,10	100,62	24,80	6,24	36,3	45,26	1,15
37	6,17	0,00	0,10	100,55	24,80	6,24	36,2	45,26	1,15
38	6,33	0,00	0,10	100,49	25,60	6,24	36,2	45,16	1,18
39	6,50	0,00	0,10	100,49	26,30	4,16	36,2	45,16	1,21
40	6,67	0,00	0,10	100,42	26,60	4,16	36,1	45,06	1,22
41	6,83	0,00	0,10	100,42	26,40	4,16	36,1	45,06	1,22
42	7,00	0,00	0,10	100,42	24,90	4,16	36,0	44,96	1,15
43	7,17	0,00	0,10	100,42	25,70	6,24	36,0	44,96	1,18
44	7,33	0,00	0,10	100,42	24,30	6,24	36,0	44,86	1,12
45	7,50	0,00	0,10	100,42	24,50	4,16	35,9	44,76	1,12
46	7,67	0,01	0,00	100,49	21,20	2,08	35,9	44,76	0,98
47	7,83	0,07	0,60	100,94	9,90	4,16	35,8	44,66	0,44
48	8,00	0,18	1,60	101,59	2,20	18,71	35,6	44,46	0,06
49	8,17	0,24	2,00	101,72	2,20	22,87	35,6	44,36	0,06
50	8,33	0,29	2,50	101,79	2,20	29,11	35,4	44,16	0,06
51	8,50	0,55	4,10	101,98	2,10	47,82	35,3	44,06	0,06
52	8,67	2,32	8,70	101,72	0,20	79,00	35,3	44,06	0,04
53	8,83	1,97	8,40	102,37	0,20	79,00	35,2	43,86	0,04
54	9,00	3,22	18,30	102,63	0,40	168,40	35,1	43,75	0,05
55	9,17	4,55	28,80	102,37	0,50	259,88	35,0	43,65	0,05
56	9,33	4,20	26,20	102,89	0,50	234,93	34,5	43,05	0,05
57	9,50	3,32	15,70	103,09	0,90	137,21	32,9	41,04	0,04
58	9,67	2,87	14,40	103,09	0,90	124,74	32,0	39,73	0,04
59	9,83	5,62	37,40	102,24	0,30	332,64	31,5	39,13	0,06
60	10,00	4,69	29,70	102,63	0,50	282,74	31,4	39,03	0,05
61	10,17	5,27	35,00	102,70	0,50	345,11	31,5	39,13	0,05
62	10,33	6,70	47,00	103,09	0,20	525,99	31,6	39,23	0,06
63	10,50	6,17	43,00	103,22	0,20	509,36	31,8	39,83	0,06
64	10,67	5,74	39,20	102,83	0,10	453,22	32,1	39,93	0,06
65	10,83	4,74	31,50	103,74	0,10	386,69	32,6	40,54	0,05
66	11,00	5,44	35,70	103,09	0,20	419,96	32,7	40,74	0,06
67	11,17	7,57	47,50	104,19	0,10	708,94	33,0	41,04	0,05
68	11,33	6,26	44,60	103,41	0,10	615,38	33,3	41,44	0,06
69	11,50	5,36	37,00	103,41	0,00	492,72	33,4	41,64	0,06
70	11,67	5,77	40,20	103,15	0,00	577,96	33,6	41,84	0,06
71	11,83	6,72	48,00	104,19	0,10	862,78	33,8	42,04	0,06
72	12,00	5,06	34,20	103,28	0,10	794,18	34,1	42,55	0,06