



M0005/04B

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

*Département Electronique*

## *Mémoire*

*Présenté pour l'obtention du diplôme de magister*

*Option : Electricité Solaire*

Présenté par : *MOKHTARI Lakhdar*  
*Ingénieur d'état en Électronique, ENP*

*Thème*

**Réalisation d'un onduleur triphasé PWM  
pour la commande d'une machine asynchrone  
destinée au pompage photovoltaïque**

Membres du Jury

Mr MEHENNI Mohamed, Pr	Président
Mr LARBES Chérif, PhD CC	Rapporteur
Mr HADDADI Mourad, Pr	Examineur
Mr AIT CHEIKH Med Salah, CC	Examineur
Mr MALEK Ali, MR (CDER)	Examineur

*Avril 2004*

Ecole Nationale Polytechnique 10, Avenue Hassen Badi, El-Harrach, ALGER

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire de l'Electricité Solaire de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Je tiens à remercier particulièrement M<sup>r</sup> C. LARBES qui a proposé le sujet de recherche, encadré et suivi ce travail. Je le remercie surtout pour ses précieux conseils et pour son aide tout au long de ce travail.

Je remercie également M<sup>r</sup> M. HADDADI pour son aide, son entière disponibilité, surtout sa patience et ses encouragements.

Je remercie M<sup>r</sup> M. MEHENNI de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire, ainsi que tous les membres de jury.

Je tiens également à remercier mes enseignants M<sup>r</sup> A. MALEK et M<sup>r</sup> S. AIT CHEIKH, ainsi que tous les autres enseignants du Laboratoire de l'Electricité Solaire et tout le personnel du Département d'Electronique.

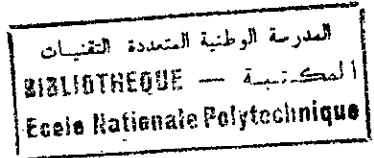
Je n'oublie pas à remercier mes amis et collègues, qui m'ont bien accompagné durant cette période, et en particulier M. BASSOUR et AEK BIRANE.

Je remercie également mon ami intime O. KHELIF pour son accueil et son hébergement durant cette période.

Mes remerciements vont également à ma très belle famille, en particulier mes parents, qui m'ont toujours soutenu et encouragé tout au long de ma vie.

Je remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont participé à la réalisation de ce modeste travail.

## Table des matières



Introduction générale

### **Chapitre I : Généralités sur les systèmes de pompage photovoltaïque**

I.1) Introduction	1
I.2) L'électricité solaire	2
I.3) Le système de stockage (les batteries)	5
I.4) Les pompes utilisées dans le pompage photovoltaïque	6
I.5) Constitution d'une pompe centrifuge	7
I.6) les différents types de stations	8

### **Chapitre II : Aperçu sur la machine asynchrone**

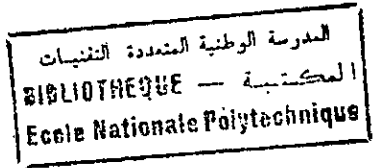
II.1) Introduction	11
II.1.1) Le stator	11
II.1.3) Le couple produit	13
II.2) Le fonctionnement sous fréquence et tension fixes	14
II.3) Le fonctionnement du moteur sous une fréquence variable	15
II.3.1) La fréquence	16
II.3.1) La tension	16
II.3.1) Le courant	17
II.4) Caractéristiques de la fréquence variable	18
II.5) Le circuit équivalent du moteur à induction	19
II.6) Relations et équations du moteur à induction	22
II.7) Les effets des harmoniques sur les moteurs alternatifs	25
II.7.1) Les pertes dues aux harmoniques	25
II.7.2) Les pertes dues aux pulsations de couple	25
II.8) Les pertes en puissance	26
II.8.1) Les pertes cuivre	26
II.8.2) Les Pertes fer	26
II.8.3) Les Pertes par frottements	27
II.8.4) Les Pertes par refroidissement	27

### Chapitre III : Description du système de commande

III.1) Description de la technique de commande PWM	28
III.1.1) Convertisseurs pour la commande des moteurs alternatifs	28
III.1.1.1) Convertisseur de courant	28
III.1.1.2) Convertisseur de tension	29
III.1.2) Principe la technique PWM	34
III.1.3) La commutation des transistors	35
III.1.4) Les formes des courbes des grandeurs du moteur	37
III.1.4.1) Forme de la courbe de tension	37
III.1.4.2) Forme de l'onde de courant	38
III.1.5) Génération des signaux PWM	40
III.1.6) L'organisation interne du HEF4752	42
III.1.7) Les entrées/sorties du HEF4752	44
III.1.7.1) Les signaux de commande	44
III.1.7.2) Les entrées de données	45
III.1.7.3) Les horloges	46
III.1.7.4) Les sorties de contrôle	49
III.2) La section analogique de contrôle	50
III.2.1) Le circuit Start/Stop	50
III.2.2) Le circuit de contrôle de la vitesse	51
III.2.3) Circuit de contrôle du courant et de la tension	57
III.2.4) Correction sur le glissement	60
III.2.5) La compensation IR	61

### Chapitre IV : Etude de l'étage de puissance

IV.1) Introduction	63
IV.2) Le filtre d'entrée	63
IV.2.1) Méthode du premier harmonique	64
IV.2.2) L'onduleur triphasé à commande P.W.M	66
IV.3) Commutations des transistors à effet de champ	68
IV.3.1) Commutation à la fermeture	68



IV.3.2) Commutation à l'ouverture	70
IV.4) Commande à pont des MOSFET	71
IV.4.1) Définition du problème	71
IV.4.2) Solutions proposées	71
IV.4.3) Description du circuit IR2110	75
IV.4.4) Commande en demi-pont	75

**Chapitre V : Résultats  
et commentaires**

V.1) Les signaux de commande PWM aux différentes fréquences	78
V.2) Signaux de commande PWM d'un demi pont	81
V.3) Formes de l'onde des tensions simples de l'onduleur	83
V.4) Forme de l'onde des tensions composées de l'onduleur	86
V.5) Forme de l'onde des courants d'une phase de l'onduleur	89
V.6) Spectres des signaux de l'onduleur et de la machine asynchrone	93
V.6.1) Spectres des signaux de commande PWM	93
V.6.2) Spectres des tensions simples	94
V.6.2) Spectres des tensions composées	96
V.6.3) Spectres des courants	99
Conclusion	102
Conclusion générale	
Bibliographie	
Index A	

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

---

---

# Introduction générale

---

L'énergie solaire photovoltaïque est un moyen très intéressant de distribution de l'électricité dans certaines régions isolées. Elle permet d'éviter les coûts de distribution inhérents aux solutions conventionnelles.

La disponibilité d'un gisement solaire immense et la situation géographique de notre pays peuvent rendre l'application du pompage de l'eau, par l'intermédiaire des pompes solaires, une solution séduisante pour l'irrigation et pour l'alimentation en eau des sites isolés, car l'énergie solaire procure une autonomie de fonctionnement et d'alimentation.

Ce travail s'intéresse à la commande de la motopompe d'un système de pompage photovoltaïque. Ils existent plusieurs types de moteur pour faire fonctionner une pompe, mais la majorité des systèmes industriels utilise et opte pour la machine asynchrone vu ces avantages par rapport à d'autres types de machines, à savoir un très bon rendement, une très bonne fiabilité, un meilleur coût et un coût de maintenance très bas.

Il est nécessaire d'utiliser des convertisseurs de puissance et d'adaptation vu, la forme d'énergie, délivrée par le générateur solaire, qui est non adaptée pour faire entraîner directement une pompe. L'ensoleillement qui varie durant la journée, implique une difficulté d'avoir un rendement constant. Dans notre cas, un convertisseur DC-AC, plus exactement un onduleur PWM (Pulse Width Modulation) est utilisé. Ce dernier permet la commande du moteur asynchrone sur toute la plage de vitesse de rotation et donne de bonnes performances au système de pompage.

La technique PWM est l'une des meilleures techniques de commande des moteurs asynchrones. Elle assure une continuité du champ induit et une stabilité du flux optimal généré sur toute la plage de vitesse, ainsi qu'une réduction remarquable du taux d'harmonique.

Le but de ce travail est de concevoir et de réaliser un onduleur PWM pour commander une machine asynchrone de faible ou de moyenne puissance destinée au pompage photovoltaïque sous différentes conditions de

fonctionnement, à savoir, variation de la charge (débit), de la température et de l'ensoleillement.

Le mémoire est structuré en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, des généralités sur les systèmes de pompage photovoltaïque comportant les différents types de stations de pompage ainsi que les avantages inhérents de la machine asynchrone pour entraîner une pompe sont présentées.

Un aperçu sur la machine asynchrone est présenté dans le deuxième chapitre.

Dans le troisième chapitre, la technique de commande PWM et la stratégie pour générer ces signaux, en utilisant le circuit intégré HEF4752, sont introduits. La section analogique de contrôle est aussi présentée ici.

L'étage de puissance, comportant les trois demi-ponts de puissance et l'interface d'attaque basé sur le driver IR2110, sont l'objet du chapitre quatre.

Dans le cinquième chapitre, les résultats expérimentaux obtenus lors du fonctionnement de la machine asynchrone commandé par l'onduleur réalisé sont présentés.

Enfin, nous terminerons par une conclusion générale.



---

---

# Généralités sur les systèmes de pompage photovoltaïque

---

### I.1) Introduction

Dans un système de pompage, le but à atteindre est de soulever le liquide à une hauteur donnée, avec un débit déterminé.

Pour ceci, il faut avoir une pompe convenable.

L'animation de la pompe nécessite un moteur qui peut être :

- Soit thermique (à explosion ou diesel).
- Soit électrique (dans ce cas il est à courant alternatif ou continu).

Le moteur est lié à la pompe soit :

- Directement avec le même arbre.
- Ou indirectement, à travers un système de transmission de mouvement (poulie, engrenage, ...).

Un système de pompage photovoltaïque se présente comme le montre la figure I.1. Il consiste à faire fonctionner la motopompe à partir d'une source de génération photovoltaïque.

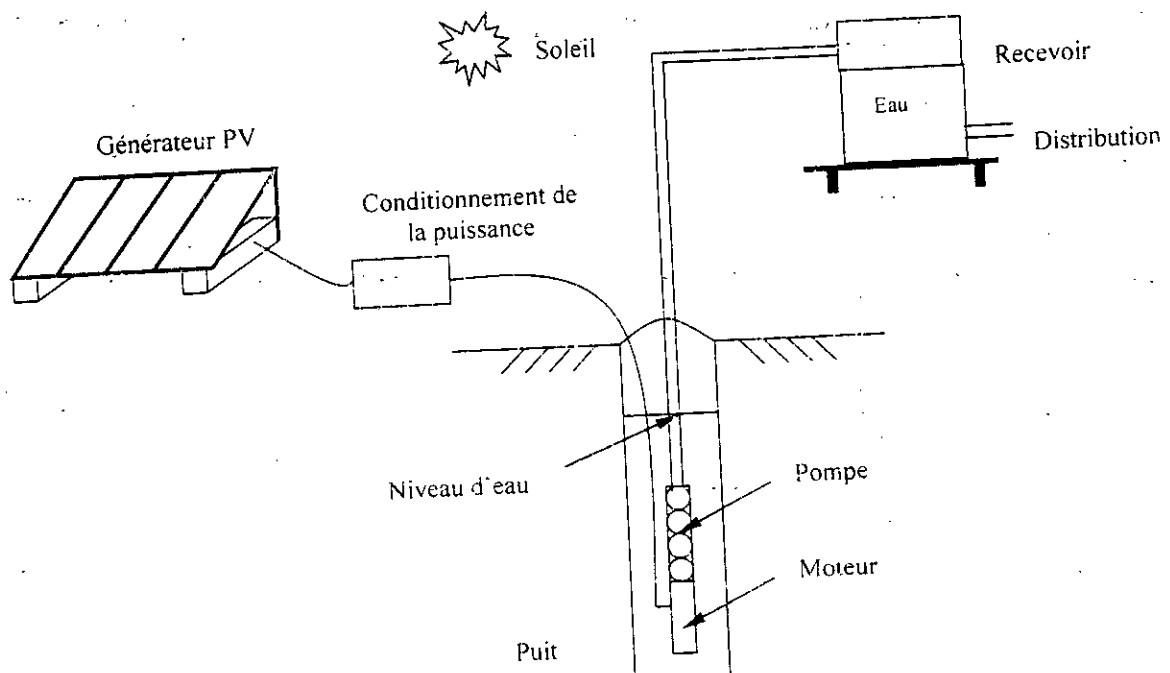


Figure I.1 : Schéma d'un système de pompage photovoltaïque

L'énergie photovoltaïque générée est transformée en une énergie potentielle du liquide pompée, qui se transforme ensuite en un mouvement à l'utilisation par distribution. Pour parvenir à ces fins, le système de pompage doit satisfaire les conditions suivantes :

- Alimentation continue durant toute, ou une partie, de la journée.
- Puissance assez grande pour couvrir le besoin en puissance nécessaire au soulèvement du liquide, et les pertes émanantes dans différentes liaisons entre les modules du système.
- Un prix de revient pour le m<sup>3</sup> minimum.
- Adaptation à la conversion en mouvement (on exclut certaines formes d'énergie qui ne peuvent être accommodées au système).

Dans un environnement rural ou montagneux, particulièrement dans les sites isolés, l'énergie solaire satisfait à ces critères avantageusement par rapport aux autres formes d'énergie (réduction des frais de transport, d'alimentation et de maintenance).

## **I.2) L'électricité solaire.**

La production directe d'électricité à partir du rayonnement solaire est possible (hélios électricité).

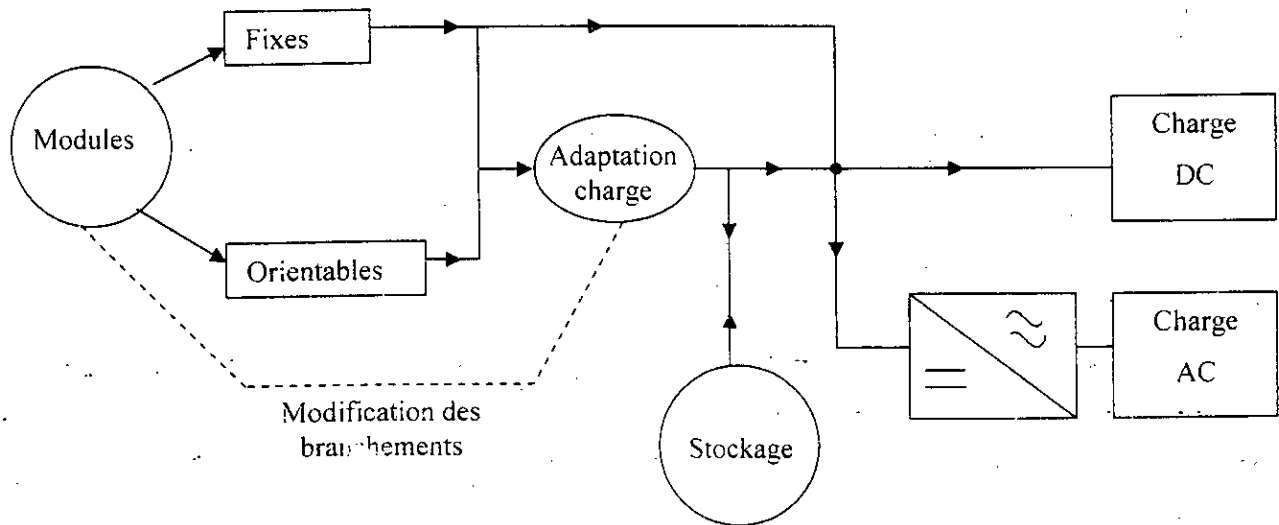
Ils existent plusieurs mécanismes physiques gouvernant cette conversion. Les principaux convertisseurs sont [2] :

- Les piles photoélectriques.
- Le récepteur thermoélectrique.
- Le récepteur thermoionique.
- Le convertisseur magnétohydrodynamique (MHD).

En fait, c'est essentiellement sur la photopile qu'est basée la filière photovoltaïque.

Les cellules solaires sont regroupées en modules, pour que la puissance qu'elles délivrent soit suffisante, alimentant ainsi une charge convenablement.

Le générateur à conversion photovoltaïque se présente comme le montre la figure suivante (figure I.2):



**Figure I.2 : Schéma synoptique d'un système à conversion photovoltaïque.**

Lorsque les photons frappent une surface d'un photo-détecteur, l'énergie fournie par un photon peut détruire une liaison covalente, créant ainsi une paire électron-trou. La condition nécessaire pour qu'un électron passe de la bande de valence (BV) vers la bande de conduction (BC) est que l'énergie fournie par le photon doit être suffisante, c'est-à-dire, supérieure à l'énergie de gap du semi-conducteur.

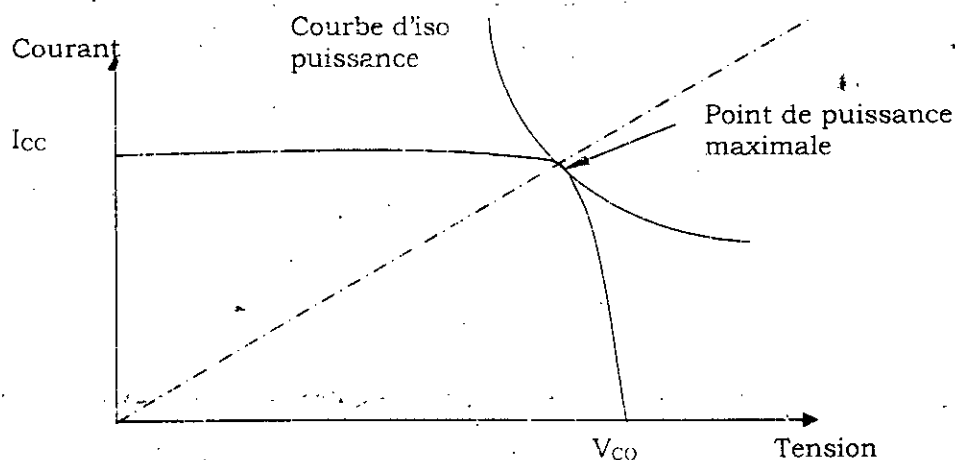
L'énergie optimale serait celle qui est juste suffisante pour créer des paires électron-trou, car l'excédent d'énergie sera dissipé en chaleur dans le matériau. Ainsi, le choix du semi-conducteur fixera le rendement maximum de la photopile réalisée : il est théoriquement de 28% pour le silicium.

Le problème sera alors de recueillir les porteurs ainsi créés avant qu'ils ne se recombinent : ceci est réalisé grâce à un champ électrique, qu'on génère grâce à une jonction.

Une cellule solaire est donc essentiellement une jonction PN de grande surface, l'électrode supérieure étant sous forme d'une grille pour ne pas occulter la surface de ce dispositif.

Les cellules sont réunies en modules ; qui à leur tour sont réunis en panneaux ; et finalement, les panneaux sont des unités physiquement indépendantes qu'on peut assembler en champ.

À l'obscurité, la photopile se comporte comme une diode classique, c'est dans le quadrant II qu'elle se comporte en générateur. On a alors l'habitude de dessiner ses caractéristiques comme indiqué sur la figure I.3, qui montre celles d'un panneau solaire, ce dernier est un ensemble de cellules associées, généralement en série, pour que la tension délivrée soit facilement utilisable.



**Figure I.3 : Caractéristique I(V) d'un panneau solaire.**

Les points remarquables de ces caractéristiques sont : le courant de court-circuit  $I_{cc}$  ; la tension de circuit ouvert  $V_{co}$  et le point de puissance maximale  $P_{MAX}$ . Pour un fonctionnement optimal, la droite de charge devrait toujours passer par  $P_{MAX}$ . Ces caractéristiques varient aussi avec la température et le rayonnement solaire.

A la sortie, on peut varier à volonté les caractéristiques du générateur (tension-courant) par la mise en série et en parallèle d'un nombre convenable de panneaux. Ceci ne doit pas en principe poser de problèmes si l'irradiation des panneaux reste constante ; mais quand on fait le calcul pour un certain éclairement et qu'on détermine le nombre de panneaux nécessaires, le problème qui se pose est que l'ensoleillement pourrait varier durant la journée, ces caractéristiques varieront aussi, et il serait difficile, avec une charge fixe, d'avoir toujours le même rendement.

Dans ce cas, on fait appel alors à des systèmes qu'on appelle systèmes d'adaptation d'impédance (par analogie avec le processus d'adaptation d'impédance dans les circuits linéaires).

La méthode la plus rentable est que ces circuits exécutent en même temps une tâche différente, le plus souvent une conversion DC-DC ou DC-AC.

### **I.3) Le système de stockage (les batteries)**

La nécessité d'un système de stockage de l'énergie s'impose du moment où la source d'énergie, qui est le soleil, n'est pas disponible à tout moment, tandis que le besoin de cette énergie peut se sentir pendant que le soleil est absent (la nuit par exemple). Celle-ci n'est pas la seule raison, car en plus, on peut demander des pointes de puissance à des moments où l'ensoleillement est faible.

Ils existent plusieurs façons de stocker l'énergie, sous forme de chaleur, de pression ou sous forme chimique. Cette dernière forme est la plus favorable dans le cas où il s'agit de batteries d'accumulateurs, car on la restitue sous forme électrique.

On peut trouver deux types principaux de batteries, des batteries au plomb (Pb) et celles au Nickel-Cadmium (Ni-Cd) ; ces dernières possèdent de meilleures caractéristiques (voir tableau 1) mais elles sont plus chères.

Les batteries au plomb sont constituées de plaquettes de deux types différents de matériau : du plomb au zinc et de l'oxyde de plomb. Les plaquettes de types différents sont disposées alternativement et séparées par des feuilles en matière isolante et résistante aux acides (leur rôle est d'empêcher les courts-circuits) puis elles sont montées dans les récipients, généralement étanches, remplis d'acide sulfurique dilué.

A la charge, l'acide réagit avec l'oxyde de plomb (en réalité, l'acide joue le rôle de catalyseur et c'est l'eau qui réagit effectivement avec l'oxyde de plomb), il se forme alors de l'hydrogène qui est absorbé par les plaquettes poreuses d'oxyde de plomb. Cet hydrogène constitue la véritable réserve d'énergie.

Pendant la décharge, une réaction inverse s'effectue entre l'hydrogène et l'oxyde de plomb en restituant l'énergie sous forme de courant électrique.

**Tableau 1 : Caractéristiques de la batteries au Pb et celle au Ni-Cd.**

Type de batterie	Pb	Ni-Cd
Robustesse	Normale	Très bonne
$V_{nom}$ (volts)	1.7-2.45 change avec la charge	1.25 constante avec la charge
$R_{interne}$	Très faible	Plus grande
$\eta$ (%)	70—80	60-70
Durée de vie (an)	4-5	8-10
Nombre de cycle pour 80% de charge	1000-1500	1500-2000
Surcharge et décharge profondes.	Mal acceptées	Acceptées (5-20%)
Auto décharge	Faible (3-5% par mois)	Faible
Charge	Lente (à faibles régimes)	Régimes élevés
Effet de la température	Mauvaises performances aux basses températures	Fonctionnement normal sur une large plage de température
Entretien	Nécessaire (régulier)	Peu (néant si étanche)
Risque de projection	Projection d' $H_2SO_4$	Projection d'une solution basique dangereuse
Coût	Faible	Elevé

La caractéristique la plus importante d'une batterie est sa capacité. Elle s'exprime en Ampères-heures (A-h), et représente la durée nécessaire (en heures) pour vider une batterie si l'on tire un courant de 1 Ampère (et si on tire x Ampères, on aura une durée de  $C/x$  heures).

#### **I.4) Les pompes utilisées dans le pompage photovoltaïque**

Dans le domaine de pompage de l'eau, les pompes les plus utilisées sont les pompes centrifuges à cause des caractéristiques mieux adaptées. Dans certains cas particuliers, on peut être amené à utiliser des pompes élévatoires d'un autre type (vis d'Archimède, pompe à piston...).

## I.5) Constitution d'une pompe centrifuge

1) **Un distributeur** : sorte de tubulure profilée qui, comme son nom l'indique, sert à conduire l'eau avec une vitesse et une direction convenables dans l'axe de la pompe ou «ouïe» ou «œillard» de la roue.

Il est généralement constitué par un cône convergent qui permet de réaliser une meilleure disposition des filets liquides en améliorant le parallélisme et l'égalité de vitesse. Il est précédé à l'avant par la canalisation d'aspiration.

2) **Une roue (ou turbine ou rotor ou, encore, mobile)** : constituée par un moyeu porté par un arbre et muni d'aubes tournantes à l'intérieur de deux coquilles formant le corps de la pompe.

Les aubes peuvent être fixées sur un ou deux côtés à des disques : on distingue ainsi les rotors ouverts, semi-ouverts ou fermés.

3) **Un diffuseur** : qui peut être :

- Lisse.
- A ailettes.
- En limaçon.

4) **Un cône divergent** : il se trouve à la fin du diffuseur, il sert à ralentir la vitesse du liquide de sorte que toute l'énergie qu'il acquière devienne une énergie potentielle de pression.

Le liquide entre par le centre de la pompe à travers le convergent sous forme de filets de courant pousser par la pression atmosphérique externe. A l'atteinte de l'hélice, il subit une poussée vers les extrémités causée par la forme de celle-ci pendant sa rotation (il ne s'agit donc pas proprement de force centrifuge comme le nom l'indique). La vitesse et la pression du liquide à la sortie de l'hélice dépendent du rayon de celle-ci, de sa vitesse de rotation et de sa forme.

A la sortie, le liquide est recueilli par le divergent qui le dirige vers le canal de refoulement sous forme, toujours, de filets.

Pour un fonctionnement normal de la pompe, le liquide pompé doit parvenir d'un endroit non clos car, en effet, c'est la pression de l'air qui l'amène



jusqu'à l'hélice. Ceci explique le fait que le pompage soit impossible si la hauteur de la pompe est supérieure à 10 m au-dessus de la surface libre du liquide. Une disposition idéale est d'immerger la pompe complètement dans le liquide.

## I.6) Les différents types de stations

### 1) Une station très simple

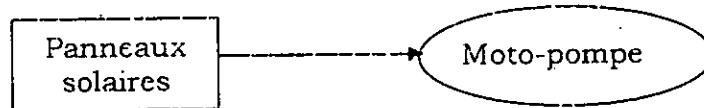


Figure I.4 : Pompage au fil du soleil.

### 2) Une station très simple avec conversion DC-AC

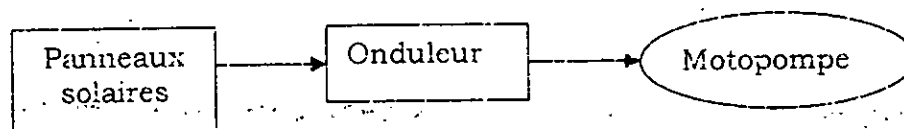


Figure I.5 : Station simple avec conversion DC-AC.

### 3) Une station simple avec stockage

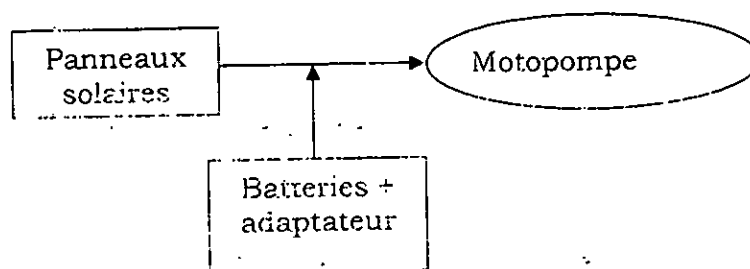


Figure I.6 : Pompage au fil du soleil avec stockage.

#### 4) Une station avec stockage et conversion DC-AC

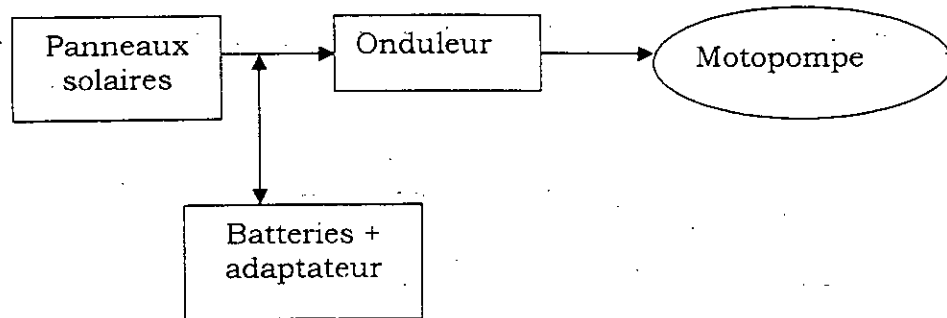


Figure I.7 : Pompage avec stockage et conditionnement du courant.

#### 5) Une station complète

Cette figure montre la configuration globale d'une station de pompage complète. Cette configuration permet un fonctionnement continu de la station en utilisant le système de stockage constitué des batteries. Le système de commande assure un fonctionnement optimale de la motopompe est fournie les protections nécessaires sous différentes contraintes.

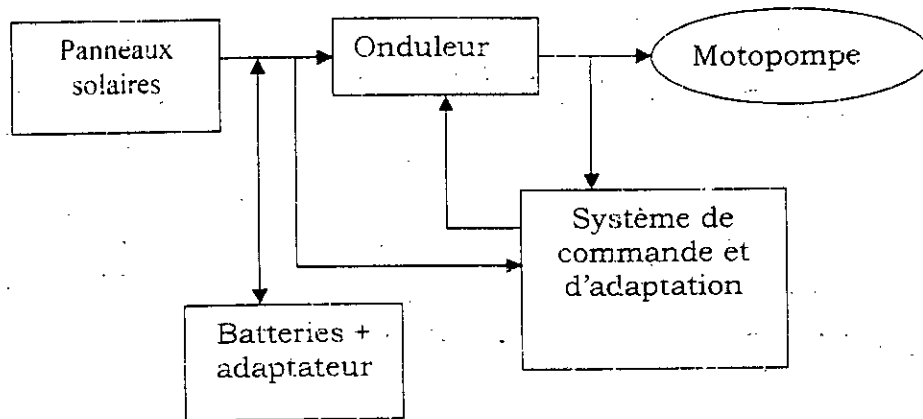


Figure I.8 : station de pompage complète.

Il existe plusieurs types de moteurs pour faire fonctionner une pompe, mais la majorité des systèmes industriels utilise et opte pour les machines à induction (asynchrone), leur vaste utilisation est la conséquence de ces

avantages inhérents par rapport à d'autres types de machines. Ces avantages peuvent se résumer dans les points suivants :

- Une bonne fiabilité avec un coût bas de maintenance.
- Un coût meilleur : un moteur à courant continu coûte beaucoup plus qu'un moteur asynchrone pour la même puissance de sortie.
- Une puissance de sortie élevée pour le même rapport volume/poids par rapport à d'autres types de machines.
- La vitesse est relativement indépendante de la charge pour une fréquence de sortie donnée.
- Absence du charbon dans sa construction : ce qui permet son utilisation dans les environnements les plus délicats.

---

---

Aperçu sur la  
machine asynchrone  
triphasee

---

## II.1) Introduction

La machine asynchrone triphasée est structurellement composée de deux parties : une partie stationnaire, appelée stator, avec une surface intérieure lisse et une partie en rotation, appelée rotor de surface extérieure lisse. Le bobinage du stator est excité par un système triphasé de trois tensions équilibrées, déphasées entre elles de  $120^\circ$ . Le bobinage du stator produit un champ magnétique tournant, régnant dans l'entrefer et l'enceinte du moteur, ayant une vitesse de rotation synchrone  $\omega_s$  et une amplitude constante. Ce champ tournant produit, à son tour, des tensions et des courants dans le bobinage du rotor. Les courants générés dans le rotor, par interaction avec le flux créé à l'intérieur, produisent le couple nécessaire pour faire tourner le moteur, permettant ainsi de convertir l'énergie électrique d'alimentation en une énergie mécanique de rotation.

### II.1.1) Le stator

Le bobinage du stator peut être fait de plusieurs manières [4, 5], la plus répandue est celle montrée à la figure II.1. Chaque bobinage est constitué de deux parties, occupant chacune une surface de  $60^\circ$  de la surface totale, disposées en opposition.

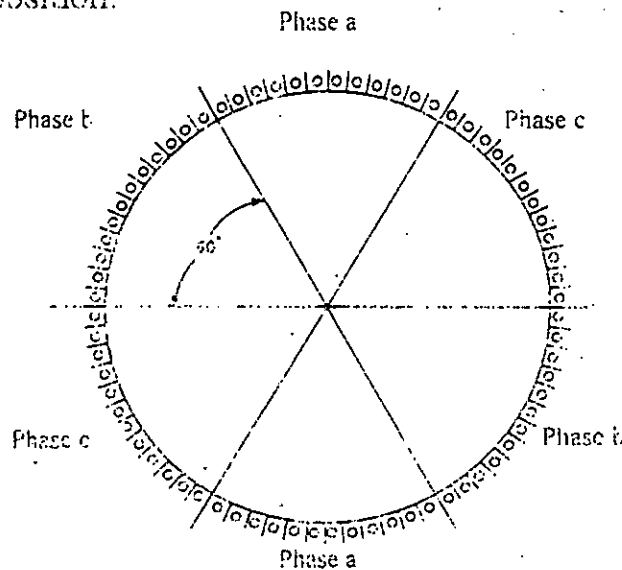
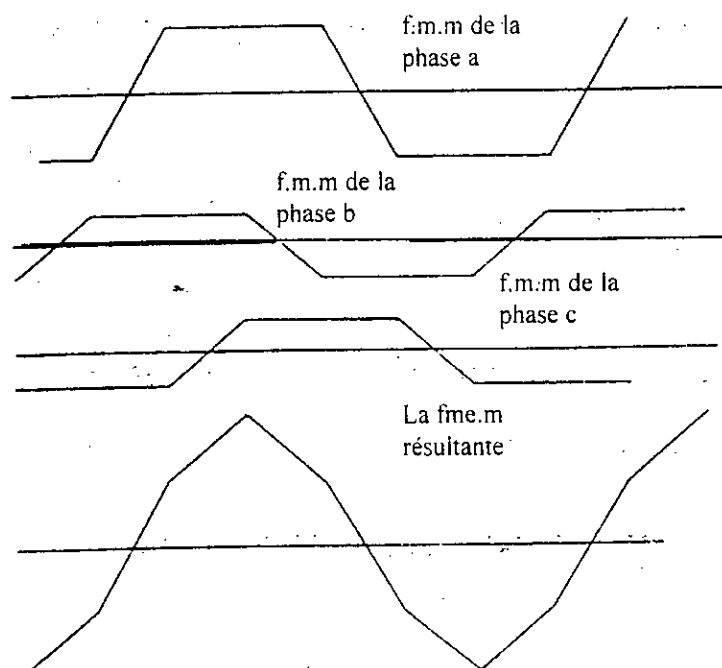


Figure II.1: disposition du bobinage d'un stator à deux pôles.

Si on alimente le bobinage statorique par un courant sinusoïdal triphasé et équilibré, un flux à deux pôles, de polarité opposée, se produit et tourne à une vitesse dépendante de la fréquence d'alimentation. La force magnétomotrice (f.m.m) induite par chaque bobinage a une forme trapézoïdale [3], son amplitude dépend de la valeur du courant appliqué. Cette f.m.m produit un flux correspondant à l'intérieur qui interagit avec les courants rotoriques pour produire le couple nécessaire. La figure II.2 est tracée pour montrer la f.m.m produite par chaque bobinage du stator et la résultante des trois phases.



**Figure II.2: Forme des f.m.m du stator.**

### II.1.2) Le rotor

Le rotor peut être bobiné de la même manière que le stator dans le cas du rotor bobiné. Chaque bobinage a une extrémité reliée au point neutre et une autre reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de balais lisses, la connexion extérieure. Le rotor à cage d'écureuil est formé de barres d'aluminium ou de cuivre placées dans des encoches distribuées par paires tout autour du rotor. Ces barres sont soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage

d'écoreuil, ou tout simplement rotor à cage. Dans les moteurs de petite et moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc coulé.

### II.1.3) Le couple produit

Au démarrage, quand le rotor est immobile, le flux tournant, généré par la tension appliquée au stator, et comme les bobinages du rotor sont court-circuités, génère un courant important. En effet, cela fonctionne comme un transformateur court-circuité. Les courants rotoriques seront équilibrés par les courants statoriques de valeurs égales et opposées tel que la f.m.m et le flux restent proches de leurs valeurs d'origine. Le courant du rotor réagit avec le flux généré pour produire une force qui essaie de faire tourner le rotor et réduire alors les effets d'induction sur le rotor. Ce dernier commence à tourner dans la même direction de rotation de flux.

Comme la vitesse du rotor augmente, les conducteurs de ce dernier coupent le champ tournant (qui tourne à une vitesse déterminée par la fréquence du stator) plus lentement, ce qui réduit la fréquence du courant rotorique. En général, la fréquence des courants rotoriques est égale à la différence entre le champ tournant et la vitesse de rotation du rotor. La valeur de la tension induite dans le rotor dépend aussi de la vitesse relative entre le champ tournant et le rotor. Cette tension et les courants rotoriques diminuent si la vitesse du rotor augmente.

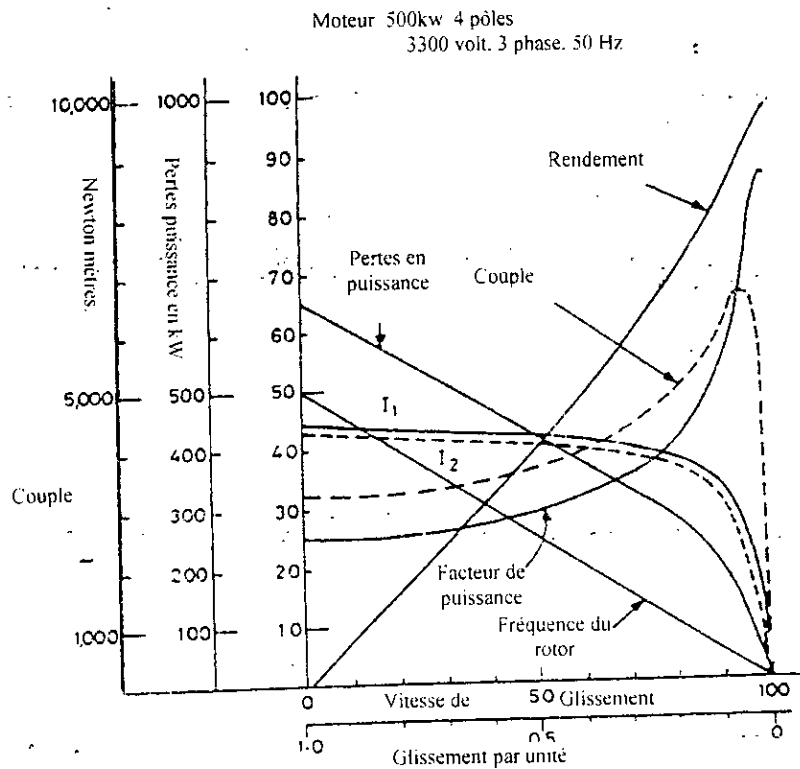
La valeur du couple induit est plus compliquée, puisqu'elle dépend aussi de la phase relative entre les courants du rotor et le flux du stator. Si l'effet inductif dans le rotor est important, le courant sera retardé en phase et le couple produit sera aussi réduit. Quand le rotor est à l'arrêt, la fréquence des courants du rotor prend la valeur nominale, elle diminue au fur et à mesure que la vitesse de rotation du rotor augmente, jusqu'à une valeur minimale à pleine vitesse.

En se basant sur les principes cités ci-dessus, il est important de noter que si le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant, aucun effet

inductif ne sera produit dans le rotor et le couple du moteur sera ainsi nul. Le moteur ne travaille jamais dans ces conditions.

## II.2) Le fonctionnement sous fréquence et tension fixes

La courbe de la figure II.3 montre les différents paramètres et performances d'un moteur connecté à une alimentation de fréquence et tension fixes. Elle montre clairement que la partie droite par rapport à la pointe de la courbe du couple est nettement meilleure que la partie gauche. Dans la partie droite, on voit bien que le rendement est élevé, le facteur de puissance est élevé aussi et le couple, par ampère, est important. En plus, la courbe (vitesse, couple) indique qu'une opération stable est possible, parce qu'une augmentation importante en couple correspond à une petite variation de la vitesse. Pour ces raisons le moteur à induction travaille toujours à une vitesse proche à la vitesse synchrone.



**Figure II.3: caractéristiques d'une machine asynchrone pour une fréquence fixe.**

La somme de la vitesse de rotation du rotor et de la fréquence des courants rotoriques est toujours égale à la vitesse de rotation du champ statorique,



ie : les champs sont toujours en synchronisme quelque soit la vitesse de rotation du rotor.

Du point de vue électrique, le moteur fonctionne comme un transformateur, où le courant du rotor est équilibré par un courant du stator égal et opposé. Le courant du stator est constitué de deux composantes : le courant magnétisant pour générer le flux et le courant reflété par le rotor.

### II.3) Le fonctionnement du moteur sous une fréquence variable

Si le moteur est alimenté par une fréquence et une tension variables, on aura une infinité de courbes qui ressemblent à la courbe de la figure II.3. La figure II.4 montre le tracé d'une séquence de couples du moteur pour différentes valeurs de la fréquence d'alimentation, et une tension appliquée en proportion avec cette fréquence. Le résultat le plus important est qu'il est toujours possible de travailler à droite du pic de couple du moteur, ie : dans la partie où l'efficacité est maximale, le couple par ampère est élevé et l'opération est plus stable. Sous ces conditions, le moteur peut toujours travailler dans son meilleur état dès le démarrage jusqu'à la valeur nominale de la vitesse. Les régions où le courant est élevé, le couple est faible et l'efficacité est faible peuvent être ignorées.

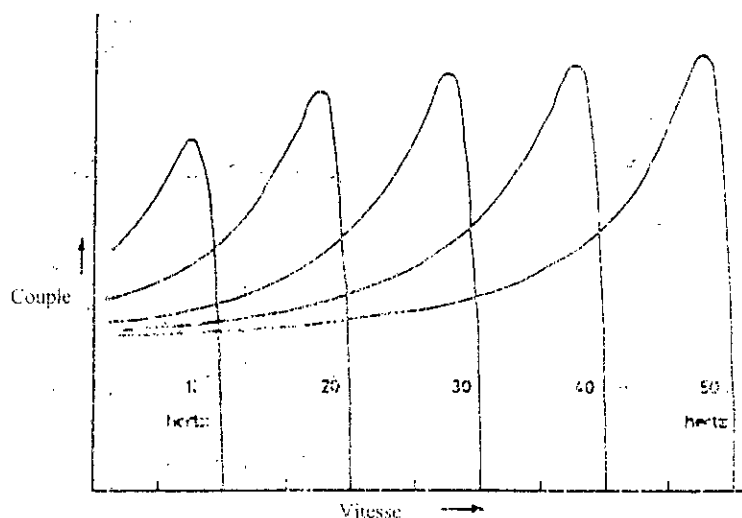


Figure II.4: courbes couple/vitesse pour différentes fréquences.

Un autre point, très important, les convertisseurs statiques permettent de changer indépendamment ces paramètres, à savoir la fréquence, la tension

appliquée et le courant généré, dans le but d'obtenir le point de fonctionnement optimal de tout le système.

### II.3.1) La fréquence

La variation de la fréquence d'alimentation change la vitesse de rotation du champ tournant, et donc la vitesse synchrone du moteur. Comme le couple est généré par la différence de vitesse du champ tournant et la vitesse de rotation du rotor, la vitesse du moteur sera légèrement inférieure à la vitesse synchrone. Le moteur peut travailler toujours à une vitesse désirée, en lui appliquant une fréquence sur le stator légèrement plus grande que la vitesse voulue. Il est possible donc de compenser la chute de vitesse dans le moteur et de contrôler la vitesse avec précision.

Le moteur n'est plus limité à travailler à 50 ou 60 hertz seulement, il est possible qu'il travaille à des fréquences plus hautes et donc à des vitesses plus grandes. Mais l'opérateur doit tenir compte, dans ces conditions, d'autres paramètres; le refroidissement du moteur est l'un de ces paramètres importants qui dépend de sa vitesse de rotation.

Un autre avantage très important est à noter aussi, quand on travaille avec une fréquence variable, on peut récupérer de l'énergie électrique si la vitesse de rotation est plus grande que la vitesse synchrone, ceci est possible en réduisant la fréquence d'alimentation.

### II.3.2) La tension

Comme tout autre circuit magnétique, le stator travaille par induction, il produit à l'intérieur de son bobinage une tension approximativement égale et opposée à la tension appliquée. Un courant circule à cause de la petite différence entre la tension appliquée et la tension induite, ce courant est limité par l'impédance du bobinage. La tension induite est proportionnelle aux :

$$\text{flux} \times \text{fréquence} \times \text{nombre de tours}$$

À partir de là, si une valeur optimale du flux est maintenue constante, la tension induite sera proportionnelle à la fréquence appliquée. La tension

appliquée est, en général, légèrement plus grande que la tension induite cela veut dire que la tension d'alimentation augmente normalement avec la fréquence.

A première vue, la réduction du flux, par réduction de la tension appliquée, n'apparaît pas d'une grande importance, mais il peut être utile si le moteur travaille avec de grandes périodes de temps avec une petite charge; ça permet de réduire les pertes fer. La réduction du flux permet aussi de travailler aux vitesses et fréquences élevées sans pour autant appliquer ou atteindre de grandes valeurs de la tension appliquée, et éviter ainsi l'agitation du moteur.

La réduction de flux et par conséquent de la tension appliquée est aussi utilisée pour protéger le moteur et le système de commande dans certaines conditions sévères.

### **II.3.3) Le courant.**

Le couple produit est le résultat de l'interaction entre le flux généré et les courants du rotor durant le fonctionnement. Quand la vitesse du rotor est proche de la vitesse de synchronisme, le facteur de puissance du courant rotorique est élevé et le couple développé est presque proportionnel au courant circulant.

L'entrefer est non affecté ni par la rotation du rotor ni par le courant du rotor, et de là, on peut dire que le courant magnétisant est indépendant de la vitesse du moteur, c'est à dire que la f.m.m nécessaire pour produire le flux maximum est la même quelque soit la valeur de la vitesse du rotor.

Cependant, l'impédance du circuit magnétique change avec la fréquence appliquée, alors il est nécessaire de varier la tension en proportion avec la fréquence quand le courant magnétisant et le flux désirés sont obtenus.

En général, le contrôle sur le courant circulant influe sur le niveau du couple généré tant que le glissement est faible, c'est à dire que la fréquence appliquée correspond exactement à la vitesse du moteur.

#### II.4) Caractéristiques de la fréquence variable

Les figures II.5, II.6 et II.7 montrent les caractéristiques les plus importantes quand on travaille sous les conditions d'une fréquence sinusoïdale variable.

La figure II.5 montre la relation entre la tension appliquée et la fréquence nécessaire pour obtenir la valeur nécessaire du flux. Aux petites vitesses la tension chute à cause de la résistance du stator, il faut alors appliquer une tension plus grande pour assurer le niveau de flux nécessaire.

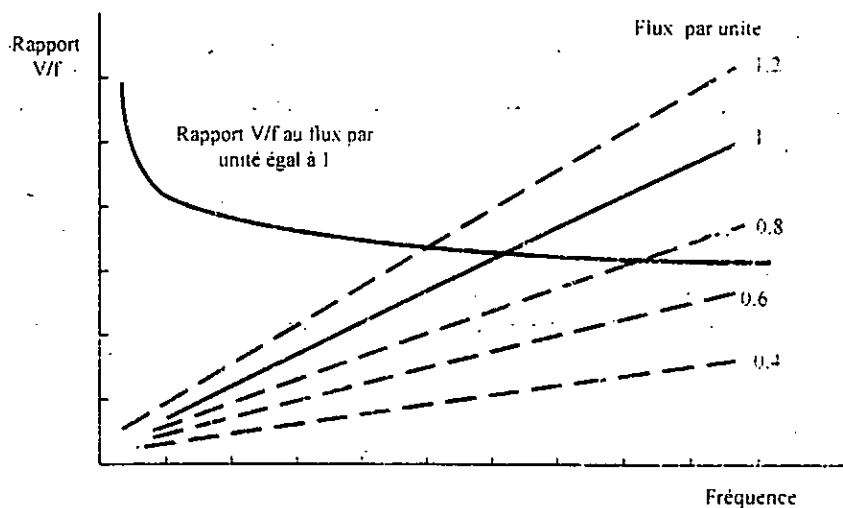


Figure II.5 : Variation de la tension en fonction de la fréquence.

La relation entre le courant statorique et le couple est indépendante de la fréquence. La figure II.6 montre que le couple et le courant statorique sont en relation presque linéaire pour un flux constant.

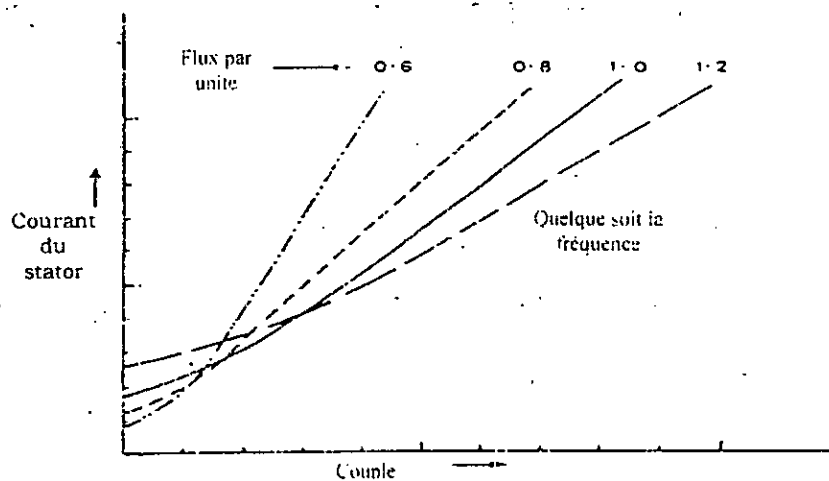


Figure II.6 : courbe couple/courant.

Finalement, la figure II.7 montre la relation liant le couple du moteur à la vitesse du glissement.

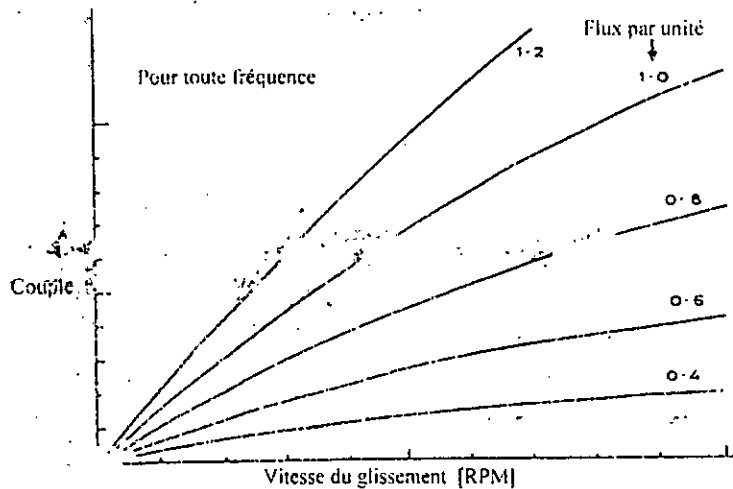


Figure II.7 : courbe couple/vitesse du glissement.

Comme le montre cette figure, le couple et la vitesse du glissement sont directement liés. On note que la réduction du flux pour une valeur donnée du couple fait augmenter la vitesse du glissement.

#### II.3) Le circuit équivalent du moteur à induction.

Le fonctionnement électrique du moteur, sous différentes conditions de travail, est bien assimilé en développant le circuit électrique équivalent. À partir de là, un diagramme bien approprié et un ensemble d'équations peuvent être déduits [4], permettant ainsi d'estimer les performances du moteur.

Comme les champs magnétiques produits par le stator et le rotor à l'intérieur du moteur tournent à des vitesses invariables, il est possible de représenter leurs bobinage comme un transformateur, où, le primaire est le stator à  $N_1$  spires et le secondaire est le rotor à  $N_2$  spires ;  $f_1$  est la fréquence du stator, le rotor travaille à la fréquence du glissement donnée par la différence entre la vitesse synchrone et la vitesse de rotation.

La figure II.8 (a) montre le circuit équivalent d'une seule phase d'un moteur à induction.

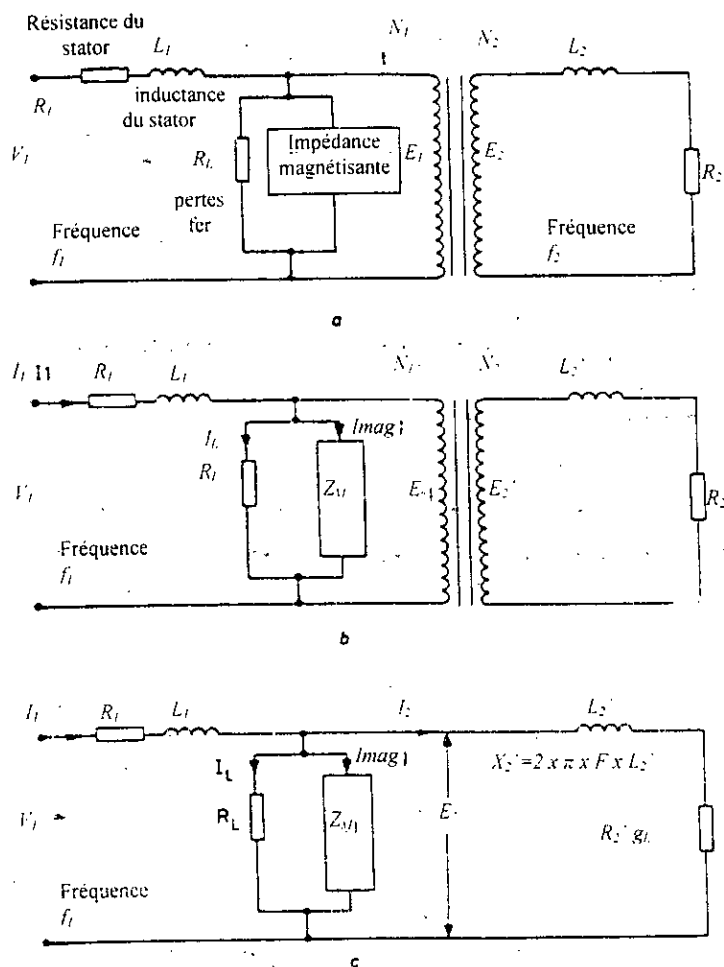


Figure II.8 : circuit électrique équivalent de la machine asynchrone.

Où:  $R_1$  est la résistance du stator par phase.

$L_1$  est l'inductance de fuite du stator par phase.

$R_2$  est la résistance du rotor par phase.

$L_2$  est l'inductance de fuite du rotor par phase.

Les pertes dans le circuit magnétique (les pertes fer) sont représentées par la présence de la résistance  $R_L$ . L'impédance magnétisante, qui donne le courant magnétisant, est connectée à l'entrée du transformateur.

La fréquence du rotor est donnée par :

$$f_2 = g \cdot f_1 \tag{II.1}$$

Où  $g$  est le glissement par unité.

$E_2$  est liée à la tension induite du stator  $E_1$  par :

$$E_2 = g \cdot E_1 \cdot N_1/N_2 \quad (\text{II.2})$$

L'estimation des performances par le circuit équivalent n'est pas facile à cause des fréquences différentes entre le stator et le rotor. Il est donc nécessaire de simplifier le circuit en ramenant les paramètres du rotor au stator. Ceci peut changer les valeurs des paramètres du rotor ramenés au primaire. Si on néglige l'effet du couplage mutuel entre les bobinages on aura approximativement :

$$R_2' = R_2 \cdot (N_1/N_2)^2, \quad L_2' = L_2 \cdot (N_1/N_2)^2 \text{ et } E_2' = g \cdot E_1 \quad (\text{II.3})$$

La deuxième étape consiste à ramener tous les paramètres au primaire en les divisant par le glissement  $g$ . Ces résultats sont montrés par la fig. II.8(c), où la fréquence du rotor est maintenant égale à  $f_1$ , la tension est égale à  $E_1$ .

Dans cette figure :

(a)  $I_{mag}$  représente le courant magnétisant du stator qui génère le flux nécessaire.

(b)  $(I_L)^2 \cdot R_L$  représente les pertes fer.

(c)  $(I_1)^2 \cdot R_1$  représente les pertes cuivre du stator.

(d) La puissance totale présente dans le rotor est donnée par :

$$(I_2)^2 \cdot R_2/g.$$

(e) Les pertes cuivre du rotor sont égales à :  $(I_2)^2 \cdot R_2'$ .

(f) La puissance mécanique totale de sortie du rotor est donnée par la différence entre (d) et (e), elle vaut donc :  $(I_2)^2 \cdot R_2' \cdot ((1-g)/g)$

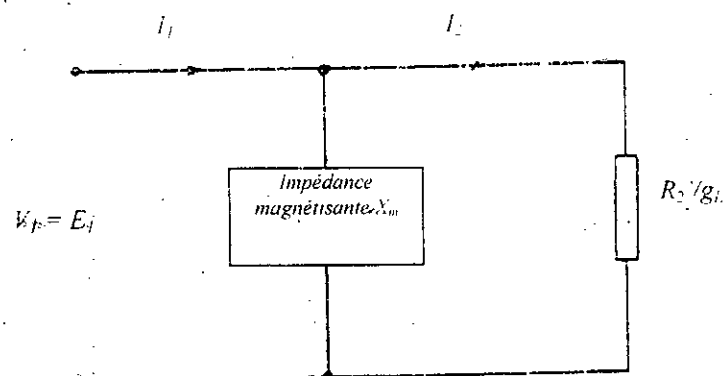
Il est possible de déduire un circuit équivalent plus simple, qui peut être utile, dans le cas d'une fréquence variable où le glissement est toujours petit. L'approximation peut être faite en tenant compte des points suivants :

1) le glissement est faible, la valeur de la résistance du rotor  $R_2$  est plus grande que  $X_2$ , on peut alors ignorer  $X_2$  sans pour autant introduire une erreur influente.

2) la chute de tension dans le stator est faible comparativement aux valeurs  $E_1$  et  $V_1$ , on peut alors la négliger.

3) Si une simple estimation des performances est voulue, on peut alors négliger les pertes fer qui sont relativement faibles.

Le circuit électrique équivalent simplifié devient comme le montre la figure II.9.



**Figure II.9 circuit équivalent simplifié d'un moteur asynchrone fonctionnant à fréquence variable.**

## II.6) Relations et équations du moteur à induction

Le calcul des courants et des tensions du moteur peut être bien fait en utilisant les différentes relations et équations tirées du schéma équivalent. L'approche consiste à supposer que le flux est à sa valeur maximale, parce que c'est la condition pour laquelle la majorité des moteurs fonctionne lorsqu'on utilise une fréquence variable. Sous les conditions d'un flux constant, la tension induite  $E_1$  est toujours proportionnelle à la fréquence appliquée, alors la vitesse du glissement sera aussi linéaire avec le couple. Si  $g_n$  est le glissement au couple nominale  $T_n$  et à la fréquence nominale  $f_n$ , la vitesse du glissement  $V_g$ , sous ces conditions, est alors donnée par :

$$V_g = \frac{g_n \cdot 120 \cdot f_n}{p} \quad [\text{RPM}] \quad (\text{II.4})$$

où  $p$  est le nombre de pôles du moteur, donc la vitesse du glissement sous un couple  $T$  donné est donnée par :



$$Vg = \frac{T}{T_n} \frac{g_n \cdot 120 \cdot f_n}{p} \quad (II.5)$$

et le glissement  $g$  à une fréquence  $f$  est donné par :

$g$  = vitesse du glissement divisée par la vitesse synchrone.

$$g = \frac{T}{T_n} \frac{g_n \cdot 120 \cdot f_n}{p} \frac{P}{120 \cdot f}$$

$$g = g_n \frac{f_n}{f} \quad (II.6)$$

Il est maintenant possible de trouver les différentes équations qui gèrent le circuit équivalent sous n'importe quelle condition. L'impédance du rotor  $Z_2$  est donnée par :

$$Z_2 = \left[ (2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_2)^2 + \left( \frac{R_2}{g} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (II.7)$$

Comme le flux est supposé constant, on a :  $E_1 / f = E_n / f_n$ .

où  $E_n$  est la tension nominale induite. Donc :  $E_1 = E_n \times (f/f_n)$ .

Le courant du rotor, par phase, est donc donné par :  $I_2 = E_1 / Z_2$ .

L'angle du facteur de puissance  $A_{n2}$  du courant du rotor peut être déterminé à partir de l'équation suivante :

$$\tan(A_{n2}) = (2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_2 \cdot g) / R_2 \quad (II.8)$$

Donc

$$A_{n2} = \arctan(X_2 \cdot g / R_2) \quad (II.9)$$

Si le flux est constant, le courant magnétisant reste le même durant le fonctionnement.

Le courant des pertes  $I_L$  change avec  $E_1$ , et est égal à :

$$I_L = E_1 / R_L \quad (II.10)$$

La composante active de  $I_L$  est donnée par :

$$I_{act} = I_2 \cdot \cos(A_{n2}) + I_{mag} \quad (II.11)$$

et la composante réactive par :

$$I_{react} = I_2 \cdot \sin(A_{n2}) + I_{mag} \quad (II.12)$$

d'où :

$$I_1 = [(I_{act})^2 + (I_{react})^2]^{1/2} \quad (II.13)$$

on pose:

$$\varphi_i = \text{atn}(I_{act} / I_{react}) \quad (II.14)$$

Finalement,  $V_1$  peut être calculée en ajoutant les chutes de tension dans  $R_1$  et  $L_1$  comme suit :

$$V_{act} = E_1 + I_1 \cdot X_1 \cdot \cos(B_{n1}) + I_1 \cdot R_1 \cdot \sin(B_{n1}) \quad (II.15)$$

et la composante réactive :

$$V_{react} = I_1 \cdot X_1 \cdot \sin(B_{n1}) - I_1 \cdot R_1 \cdot \cos(B_{n1}) \quad (II.16)$$

D'où:

$$V_1 = [(V_{act})^2 + (V_{react})^2]^{1/2} \quad (II.17)$$

L'angle est donné par :

$$\varphi_v = \text{atn}(V_{react} / V_{act}) \quad (II.18)$$

À partir de là, le facteur de puissance de l'entrée du moteur est égal à :

$$\phi = \sin(\varphi_i - \varphi_v) \quad (II.19)$$

Les pertes en puissance électriques dans cette phase sont données par :

$$P_{puissance} = (I_1)^2 \cdot R_1 + (I_2)^2 \cdot R_2 + (E_1)^2 / R_L \quad (II.20)$$

La vitesse du moteur est donnée par :

$$V_{rot} = (1 - g) \cdot (120 \cdot f \cdot P) \quad [\text{RPM}] \quad (\text{II.21})$$

La puissance mécanique du moteur est donnée par :

$$P_{utile} = 2 \cdot \pi \cdot g \cdot T / 60 \quad [\text{watt}] \quad (\text{II.22})$$

Le couple est en newton mètre et la vitesse est en RPM.

## II.7) Les effets des harmoniques sur les moteurs alternatifs

En général, les harmoniques ne produisent pas un couple moteur utile, mais au contraire, ils produisent des pertes en plus et des pulsations dans l'arbre du moteur.

### II.7.1) Les pertes dues aux harmoniques

Les pertes peuvent se produire dans n'importe quelle partie du moteur, on donne ici quelques points :

- 1\ la présence des harmoniques en courant augmente la valeur RMS totale du courant, ce qui produit évidemment des pertes en plus.
- 2\ Aux fréquences supérieures à la fréquence du fondamental, la résistance du bobinage augmente à cause de l'effet de peau. Le bobinage du stator est relativement non affecté par cet effet, mais il est important dans le bobinage du rotor.
- 3\ La présence des harmoniques dans la tension appliquée peut augmenter les pertes dans le noyau.

### II.7.2) Les pertes dues aux pulsations du couple

Le couple est le résultat de l'interaction entre le flux et le courant du rotor. Le flux est, en général, relativement non affecté par les harmoniques. Les pulsations du couple sont le résultat des harmoniques du rotor. Le moteur à induction réagit comme un transformateur, alors, si une modification survient sur le courant magnétisant, les courants du rotor et du stator s'équilibrent, ce qui renferme et garde les harmoniques, on conclut que si les

courants du stator contiennent des harmoniques, le courant du rotor contient les mêmes amplitudes ce qui engendre des pulsations du couple.

## II.8) Les pertes en puissance

Les pertes en puissance dans le cas d'une fréquence et d'une tension variables dépendent des paramètres du moteur, à savoir : la vitesse, la fréquence, la tension et le courant. Pour estimer les pertes totales de puissance, on considère chaque type de perte séparément.

### II.8.1) Les pertes cuivre

Le bobinage du moteur a une résistance  $R$ , cette résistance est faible, ce qui cause des pertes en puissance proportionnelles à  $I^2 \times R$ ; où  $I$  est le courant qui la traverse. Le courant  $I$  est la valeur RMS totale, il faut alors tenir compte des harmoniques présentes dans le courant, qui augmentent les pertes en puissance. Alors les pertes cuivre dépendent du contenu du signal de commande et donc de la nature du système de contrôle.

La résistance du bobinage augmente avec la température, qui elle dépend du courant de la charge et du refroidissement du moteur.

Notons aussi que la vitesse, la fréquence et la tension n'influencent pas beaucoup sur ce type de pertes.

### II.8.2) Les Pertes fer

Les pertes fer sont composées de deux types de pertes. Le premier type est les pertes par hystérésis qui dépendent de la qualité du fer, de la densité de flux généré et de la fréquence d'alimentation. Ce type de pertes est proportionnel à :

$$\text{fréquence} \cdot (\text{flux})^x.$$

Où,  $x$  est un facteur qui dépend de la qualité du fer, il varie entre 1.5 et 2.5. Le deuxième type de pertes est dû au courant circulant dans l'entrefer. Afin de réduire ce type de pertes on utilise des feuilles métalliques minces isolées pour le circuit magnétique. Ces pertes sont proportionnelles à :

$$(freq)^2 \cdot (flux)^2$$

Les harmoniques présentes dans la tension d'alimentation n'augmentent pas, en général, l'amplitude de flux dans le fer, ce qui n'affecte pas relativement ce type de pertes

### **II.8.3) Les Pertes par frottements**

Ces pertes varient proportionnellement avec la vitesse du moteur.

### **II.8.4) Les Pertes par refroidissement**

Ce type de perte est causé par le ventilateur branché au rotor pour des raisons de refroidissement et par la rotation du moteur elle-même.

---

---

# Description du système de commande

---

### III. 1) Description de la technique de commande PWM

#### Introduction

Les moteurs alternatifs triphasés tournent à une vitesse constante quand ils sont alimentés par une tension et une fréquence fixes. Si  $f$  représente la fréquence de cette tension d'alimentation,  $P$  représente le nombre de pôles déterminé par la configuration du bobinage statorique ; alors la vitesse de rotation du champ de stator (vitesse synchrone) est donnée par :

$$V_s = \frac{f}{P} \times 60 \text{ (Tr/min)} \quad \text{(III.1)}$$

Pour un changement continu de la vitesse synchrone du moteur, la fréquence  $f$  d'alimentation doit être changée continuellement ; la tension d'alimentation doit être aussi variée en proportion (linéairement) avec la fréquence  $f$ , pour maintenir la valeur du flux produit constante.

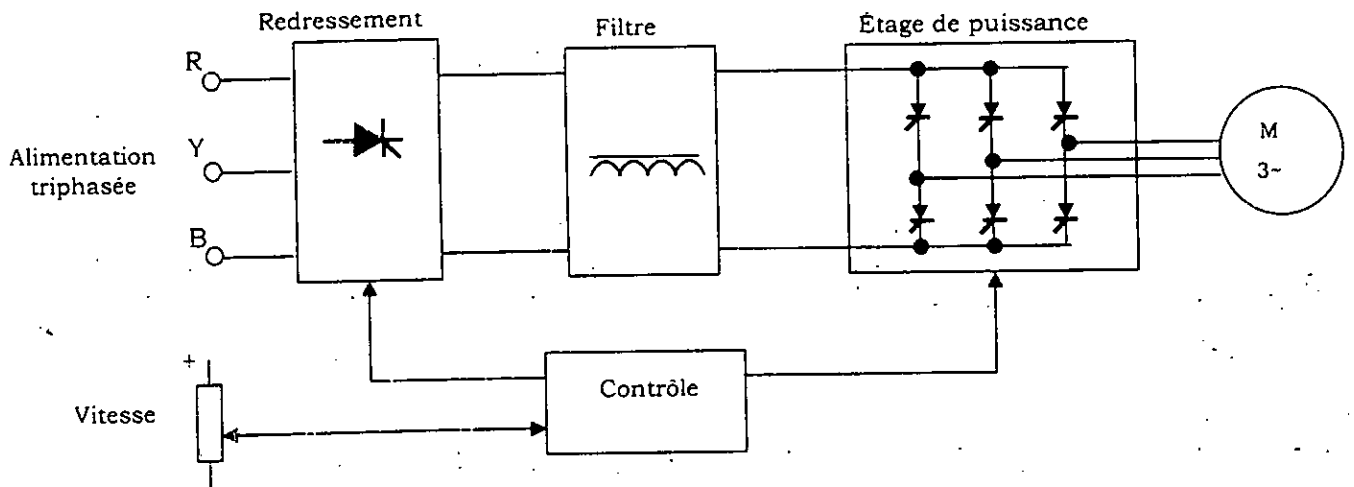
Pour parvenir à ce résultat à savoir, le rapport de la fréquence et de la tension d'alimentation constant, un convertisseur de fréquence doit être mis en œuvre.

#### III. 1. 1) Convertisseurs pour la commande des moteurs alternatifs

Il existe, essentiellement, deux types de convertisseurs à fréquence et tension variables pour la commande des moteurs alternatifs : le convertisseur de courant et le convertisseur de tension.

##### III. 1. 1. 1) Convertisseur de courant

Ce type de convertisseur se présente comme montré sur la figure III.1. Le filtre d'entrée est formé par une grande inductance, mais sans capacité, ce qui explique la nature de ce type de convertisseur. Le courant est relativement constant, et ne change pas assez rapidement ; donc, on peut conclure que ce convertisseur est bien protégé contre les variations brusques de courant dues aux variations rapides de la charge. Les interrupteurs du convertisseur opèrent de telle sorte à amener et diriger le courant dans le sens voulu, et alimente le moteur afin de produire le niveau et la direction du couple désiré.



**Figure III.1 : Onduleur de courant**

Le courant désiré est imposé par les interrupteurs, alors que la tension prend la valeur et la forme qui en résulte afin d'assurer et de garantir le bon fonctionnement du moteur ; c'est tout à fait l'inverse pour le convertisseur de tension [6].

Théoriquement, ce type de convertisseur est bon, économiquement, à utiliser, mais il présente l'inconvénient de ne pas pouvoir l'utiliser pour la commande de plusieurs moteurs en parallèle, et présente des pulsations de couple aux petites vitesses. Pour ces raisons, l'application de ce type de convertisseurs est bien limitée.

### III.1.1.2) Convertisseur de tension

A cause des limitations du convertisseur de courant [4], le convertisseur de tension apparaît comme une meilleure alternative.

#### a) Le signal carré pour la commande des moteurs alternatifs

Dans les systèmes de conversion à forme d'onde de tension carrée, chaque interrupteur est commandé une seule fois par demi-période, entre le plus et le moins de la tension d'alimentation continue, cela produit des tensions composées comme le montre la figure III.2.

La tension composée moyenne, par demi-période, est donnée par :



$$V_{(R-Y)_{moy}} = V_s \times \frac{2}{3} \quad (III.2)$$

Où  $V_s$  est égale à la tension d'alimentation continue.

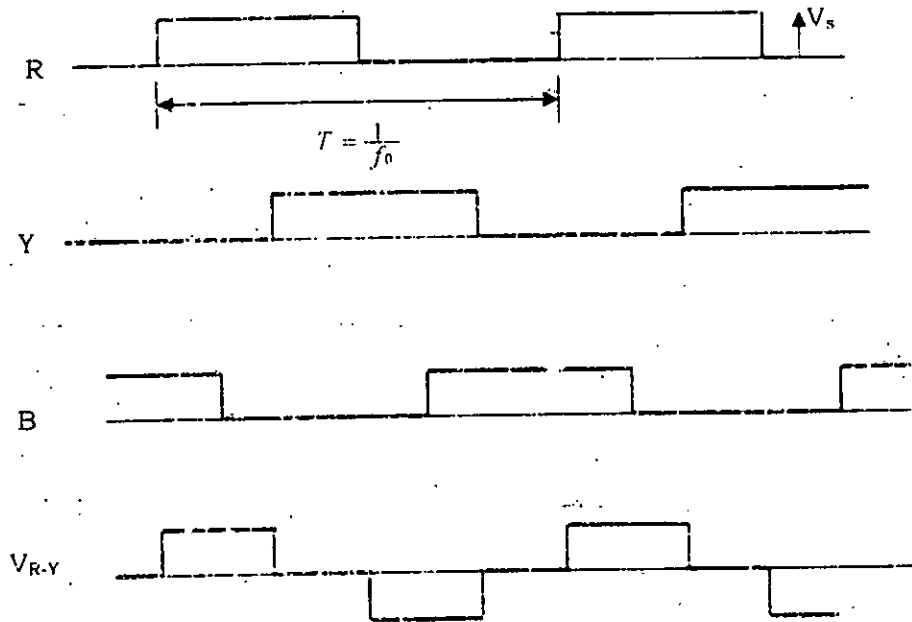


Fig.III.2 : Forme d'onde carrée

Cependant, le moteur alternatif nécessite une tension moyenne proportionnelle à la fréquence, mais cette variation de la tension en fonction de la fréquence exige d'autres circuits additionnels.

### b) Le signal en train d'impulsions

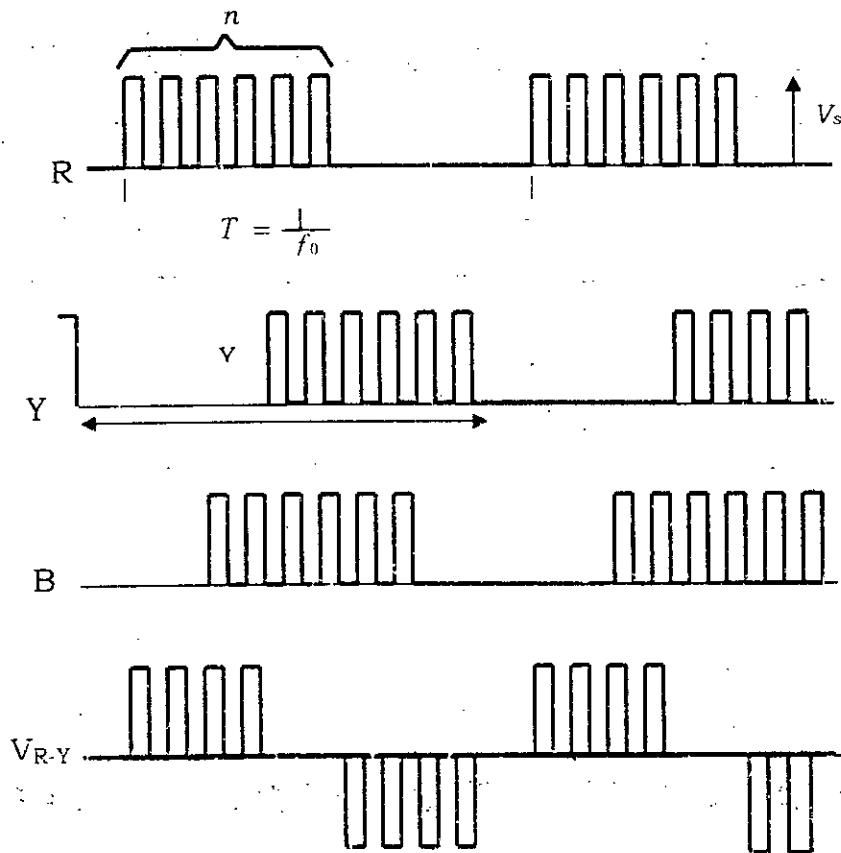
Le besoin à cette circuiterie additionnelle peut être comblé par un système générant des trains d'impulsions.

Les signaux en train d'impulsions sont montrés par la figure III.3. Chaque sortie (phase) du convertisseur alimente un bobinage du moteur avec «  $n$  » impulsions durant une demi-période, chaque impulsion est d'amplitude  $V_c$  et de largeur  $T_s$ .

La moyenne de la tension composée pour une demi-période est donnée par :

$$V_{(R-Y)_{moy}} = V_s \cdot n \cdot \frac{2}{3} \cdot T_\delta \cdot \frac{2}{T}$$

$$V_{(R-Y)_{moy}} = V_s \cdot \frac{4n}{3} \cdot T_\delta \cdot f_0 \quad (\text{III.3})$$



**Figure III.3 : Forme d'onde en trains d'impulsions.**

Cette moyenne est proportionnelle à la fréquence  $f_0$ , en supposant  $V_s$ ,  $n$ ,  $T_\delta$  fixes. Cependant, pour un nombre fixe d'impulsions par période, les performances du système sont limitées aux grandes vitesses par la fréquence de commutation, et aux petites vitesses par les pulsations du couple produit.

On peut améliorer considérablement les performances de fonctionnement du moteur aux petites vitesses en augmentant le nombre d'impulsions par demi-période, sans pour autant dépasser les limites pour la fréquence de commutation. La largeur d'impulsion est réduite en même temps, ce qui maintient la tension sur une demi période constante.

L'augmentation du nombre d'impulsions réduit le taux d'harmonique contenu dans le courant du moteur, et améliore le fonctionnement de ce dernier.

Le spectre d'harmonique du signal carré, montré par la figure III.5, augmente remarquablement les pertes du moteur.

### **c) Commande PWM pour les moteurs alternatifs**

On peut améliorer les performances du moteur, obtenues par un signal carré en trains d'impulsions, en utilisant la technique PWM (Pulse Width Modulation).

On utilise dans notre approche le circuit intégré HEF4752 pour générer les signaux de commande PWM.

Les signaux de sortie sont modulés par la technique PWM, en utilisant la double modulation, tel que, la moyenne de la différence entre chaque deux signaux des trois phases donne un signal qui varie sinusoïdalement. Ce principe est montré par la figure III.4, en utilisant un train de 09 impulsions.

La figure III.4.a montre le signal de la porteuse non modulé ; la figure III.4.b montre le signal double modulé de la phase R, alors que la figure III.4.c et III.4.d montrent les signaux des phases Y et B. la tension composée est obtenu par la soustraction de deux phases, comme le montre la figure III.4.e. L'indice de modulation «  $n$  » est défini comme étant, le rapport de fréquence de commutation sur la fréquence de sortie du convertisseur. En pratique,  $n$  prend les valeurs suivantes :

$$n = 15, 21, 30, 42, 60, 84, 120, 168.$$

La figure III.5 compare les spectres d'un signal carré, (figure III.5.a), aux spectres d'un signal PWM, pour  $n = 15$  (figure III.5.b) et  $n = 21$  (figure III.5.c).

Les harmoniques du signal PWM, avec un nombre d'impulsions variables, diminuent ce qui réduit les pertes du moteur et fournissent de bonnes conditions de démarrage [4, 6].

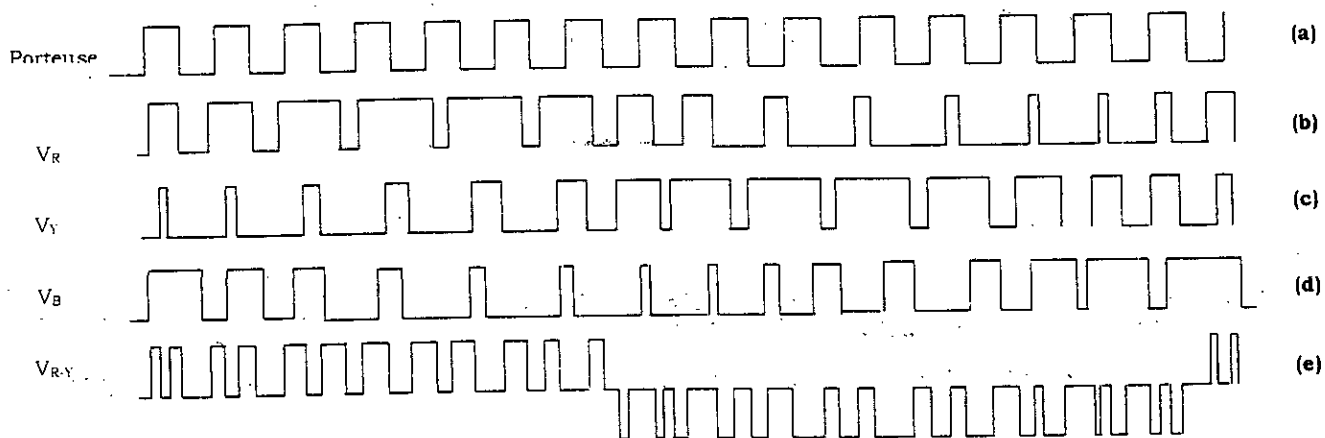


Figure III.4 : Un signal PWM de 09 impulsions.

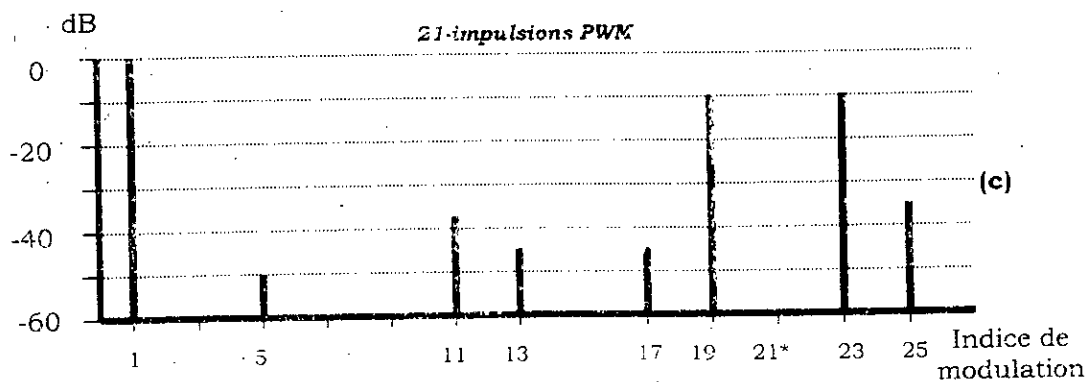
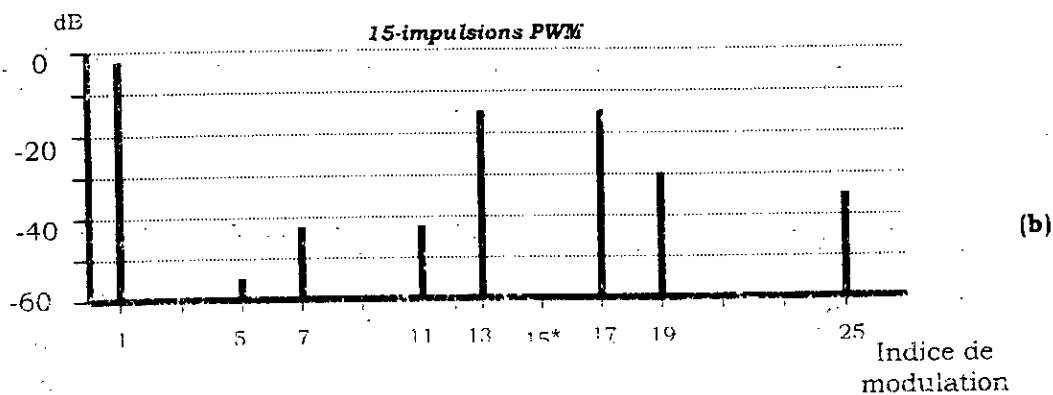
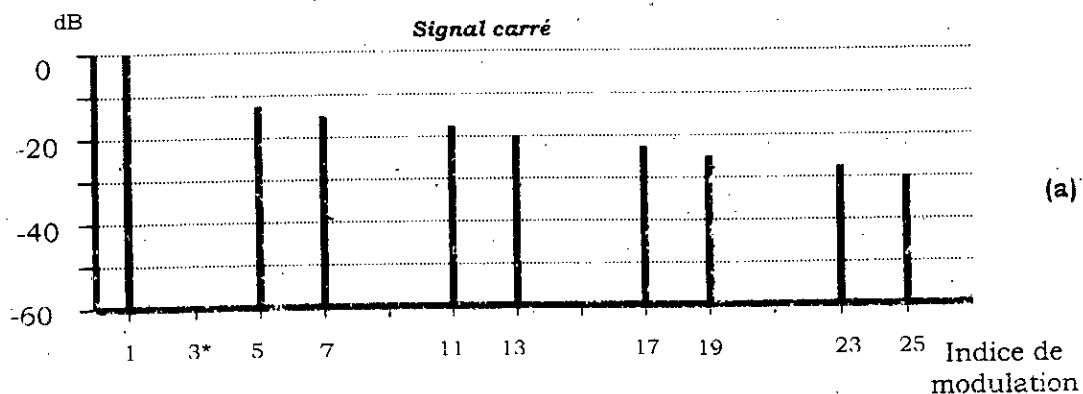


Figure III.5 : Spectre de la tension composée du moteur.

La relation entre la tension d'alimentation et la fréquence de sortie est linéaire, mais on peut les contrôler séparément. La double modulation de la porteuse a l'avantage de réduire les ondulations du courant comparativement à la simple modulation [6].

La technique P.W.M (Pulse Width Modulation) est la plus utilisée pour améliorer les performances du moteur à induction. Le principe est d'utiliser une grande fréquence de commutations des interrupteurs de l'onduleur afin de permettre au courant, aux petites vitesses, d'avoir une forme sinusoïdale, produisant ainsi un champ magnétique rotatif et continu dans le rotor.

Les résultats de cette technique peuvent être de très bonnes performances aux petites vitesses comme aux grandes vitesses.

### III.1.2) Principe la technique PWM

Le principe de la technique P.W.M est de commuter la tension d'alimentation sur Le bobinage du stator plusieurs fois sur chaque demi-période de la fréquence de sortie de l'onduleur.

Le système P.W.M peut être, en général, présenté comme le montre la figure III.6.

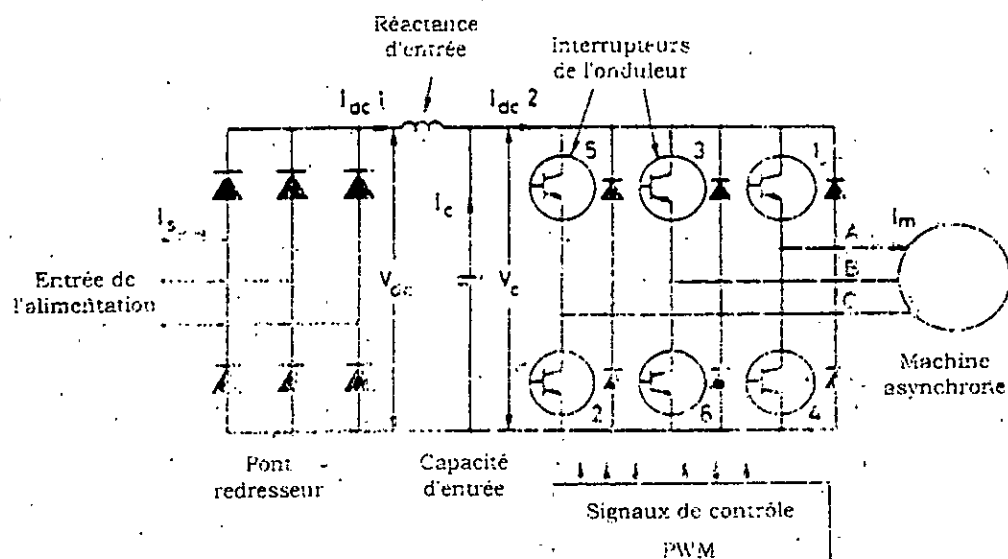


Figure III.6: schéma de base de l'onduleur

On utilise dans l'onduleur des transistors (MOSFET), pouvant suivre la fréquence de commutation de la porteuse des signaux PWM, afin de produire une tension moyenne de forme sinusoïdale. Des diodes rapides de roue libre sont nécessaires pour permettre au courant réactif de circuler.

Le circuit de la figure III.6 comprend un filtre d'entrée formé par une bobine qui fait réduire le taux des ondulations de courant qui se présentent à l'entrée, et forçant celui-ci à circuler dans la capacité  $C_{Alim}$ . Cette dernière est nécessaire pour permettre aux courants des diodes rapides de roue libre à circuler. Puisque l'onduleur travaille, en général, à une fréquence élevée, un taux d'ondulation du courant passe par cette capacité. Pour ces raisons la capacité d'entrée doit être bien choisie.

### III.1.3) La commutation des transistors

La source de la tension d'alimentation, de bus haute tension ( $V_{alim}$ ), et la technique de commande des commutations sont les éléments les plus importants à considérer pour étudier la commutation des transistors.

Le but principal à atteindre, dans la commande des moteurs alternatifs, est de lui appliquer une fréquence appropriée désirée et une tension correspondante afin de réaliser de bonnes conditions de magnétisation et le couple nécessaire, et lui permettre ainsi à tourner à une vitesse voulue.

La fréquence des commutations est modulée, afin de produire la forme voulue du signal de sortie, et permettre de contrôler la tension et la fréquence d'alimentation. La modulation consiste juste en la variation du temps de fermeture et d'ouverture des transistors du même demi-pont (1 et 4 par exemple).

Les trois phases sont modulées d'une manière identique mais déphasées entre elles de  $120^\circ$ .

Si la fréquence du moteur est réduite brusquement, le moteur génère de l'énergie qui va être transmise à l'onduleur, la tension continue augmente à cause de l'énergie renvoyée à la capacité via les diodes de retour. Pour éviter cette surtension, qui peut facilement endommager les composants actifs, il

est nécessaire de protéger l'onduleur en faisant une mesure de tension aux bornes de la capacité d'entrée et asservir le circuit générant les signaux PWM en fonction de cette mesure.

Un onduleur à commande PWM fournit les avantages suivants :

- La plage de variation de la vitesse est plus grande.
- Possibilité de travailler aux très petites vitesses.
- Le courant dans le moteur est toujours sinusoïdal, ce qui réduit les différentes pertes
- Le facteur de puissance est toujours élevé quelque soit la vitesse et la charge.
- Il est possible de connecter plusieurs onduleurs au même bus haute tension d'alimentation, ceci permet de transférer l'énergie générée aux autres onduleurs.

Les commutations des semi-conducteurs (MOSFET) sont arrangées à commuter d'une façon continue, aux fréquences hautes, avec une commutation alternative des deux (MOSFET) de chaque branche de l'onduleur. La valeur moyenne par un cycle de commutation représente la valeur moyenne de tension de sortie. La fermeture alternative des deux (MOSFET) d'une phase permet au courant de circuler continuellement et traverser les diodes de roue libre en passant par les interrupteurs. La figure III.7 montre les différentes commutations et le passage du courant de la valeur positive à la valeur négative. La demi période positive du courant est partagée entre l'interrupteur positif et la diode négative, et vice versa.

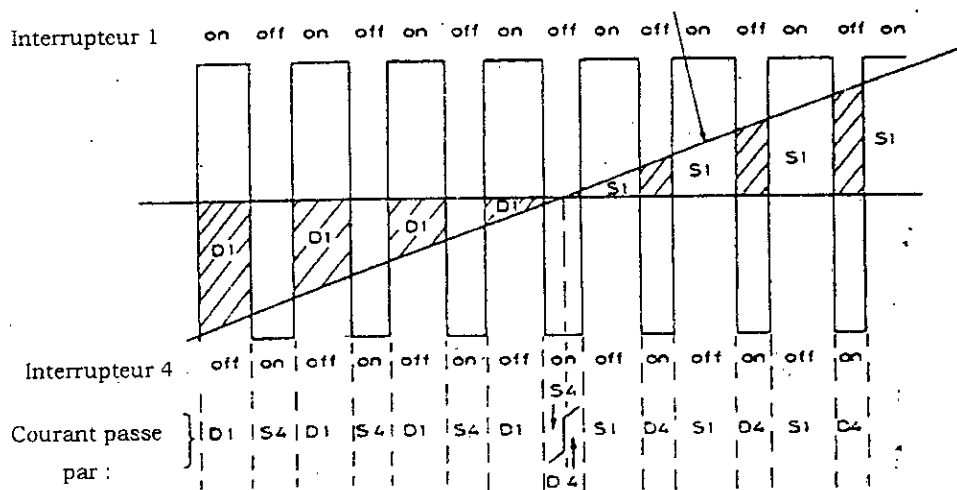


Figure III.7 : Le passage du courant dans les semi-conducteurs

### III.1.4) Les formes des courbes des grandeurs du moteur

#### III.1.4.1) Forme de la courbe de tension

Les trois phases de l'onduleur sont commandées de la même manière, sauf que leurs porteuses sont décalées entre elles de  $120^\circ$ . A cause du changement de la fréquence de modulation, la forme d'onde des tensions des phases devient plus compliquée. Pour mieux comprendre ce principe; la figure III.8 est tracée. Elle montre la courbe triangulaire utilisée par les trois phases. Les points d'intersection de la sinusoïde et de la triangulaire déterminent les moments de commutation des interrupteurs, ce qui est montré en bas de la figure pour les trois phases. La portion noire indique que l'interrupteur positif (1, 2, 3) est fermé, alors que le blanc indique qu'il est ouvert et que l'interrupteur négatif est fermé.

La figure III.9 montre la forme de tension de deux phases et la forme de tension résultante entre ces deux phases. Elle montre seulement la forme d'onde pour une seule valeur de la fréquence et un seul niveau de tension.

Le nombre d'impulsions dans une demi période change avec la fréquence et donc la vitesse varie. Aux petites vitesses, la fréquence de sortie est basse donc on a un grand nombre d'impulsions étroites, alors que pour des vitesses élevées les impulsions diminuent en nombre mais augmentent en largeur, ce qui augmente le niveau de la tension appliquée.



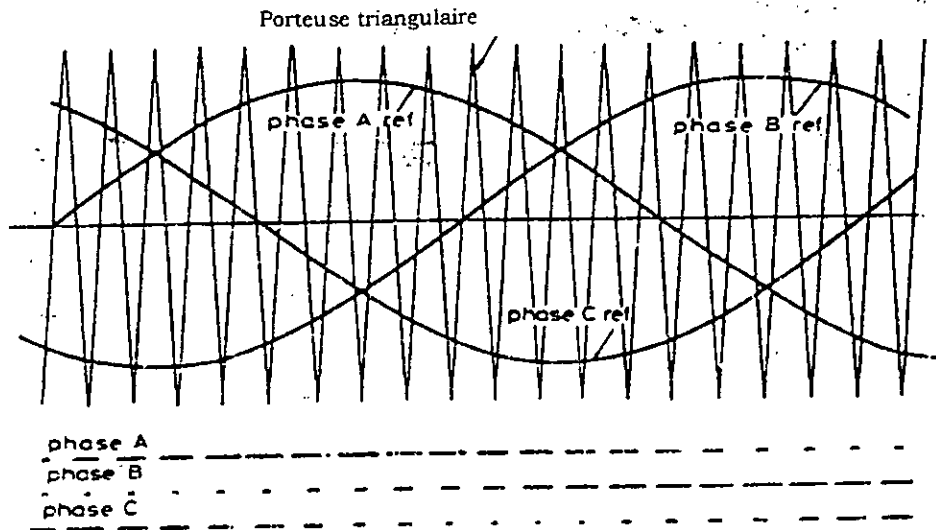


Figure III.8 : Les points de commutation des interrupteurs.

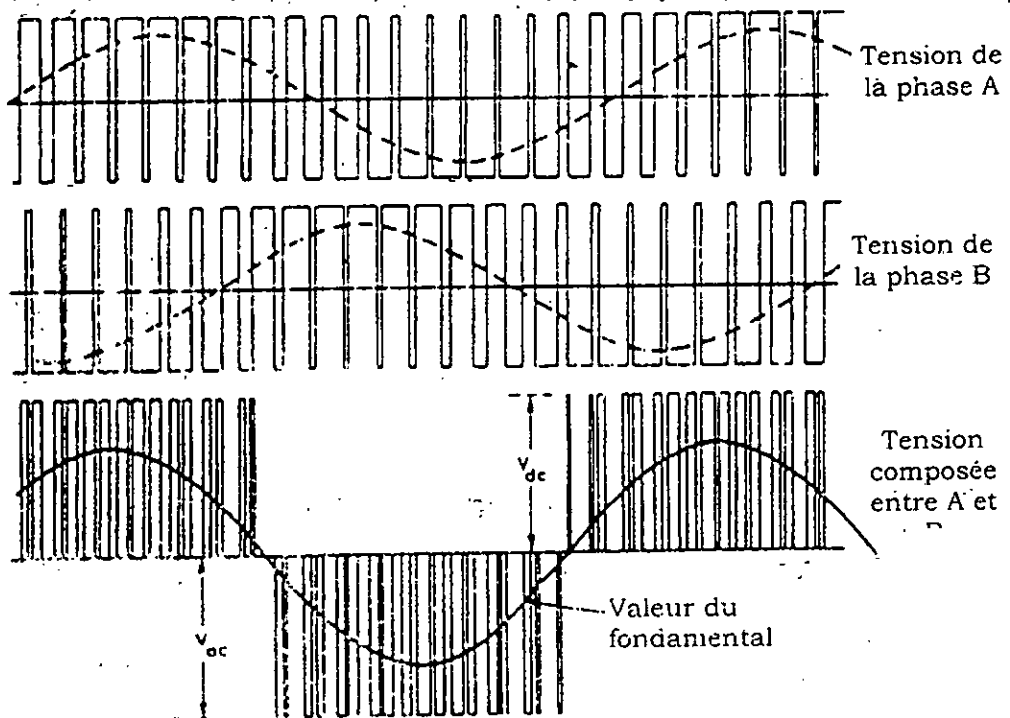


Figure III.9 : Formes des tensions de sortie de l'onduleur.

III.1.4.2) Forme de l'onde de courant :

Quand la fréquence de commutation est élevée par rapport à la fréquence du fondamental de la sortie, le courant du moteur prend la forme sinusoïdale à

cause de l'effet inductif du moteur. Comme indiqué au chapitre précédent, la forme de tension induite est toujours proche de la sinusoïde, donc les harmoniques présentes dans la tension appliquée finale, sont toutes absorbées par la réactance du stator, et la valeur de cette dernière, à la fréquence de commutation, détermine le total du contenu du courant en fréquence, et avec l'amélioration des semi-conducteurs, la fréquence de commutation peut toujours augmenter, et les harmoniques du courant dans ce type de système deviennent de plus en plus moins significatifs. Donc de point de vue moteur, son opération peut être considérée comme s'il travaillait avec des formes sinusoïdales, les effets indésirables produits par la fréquence de commutation peuvent être ignorés.

Notons bien que les changements rapides, pour la tension comme pour le courant, à travers les interrupteurs et les diodes sont un élément important à considérer. Puisque les commutations ne sont pas instantanées, des pertes de commutations peuvent être générées dans les semi-conducteurs ce qui décide pour la fréquence avec laquelle on doit se limiter, et pour ces raisons une petite réactance est insérée.

### III.1.5) Génération des signaux PWM

Le système de contrôle de la vitesse par les signaux PWM est donné par la figure suivante:

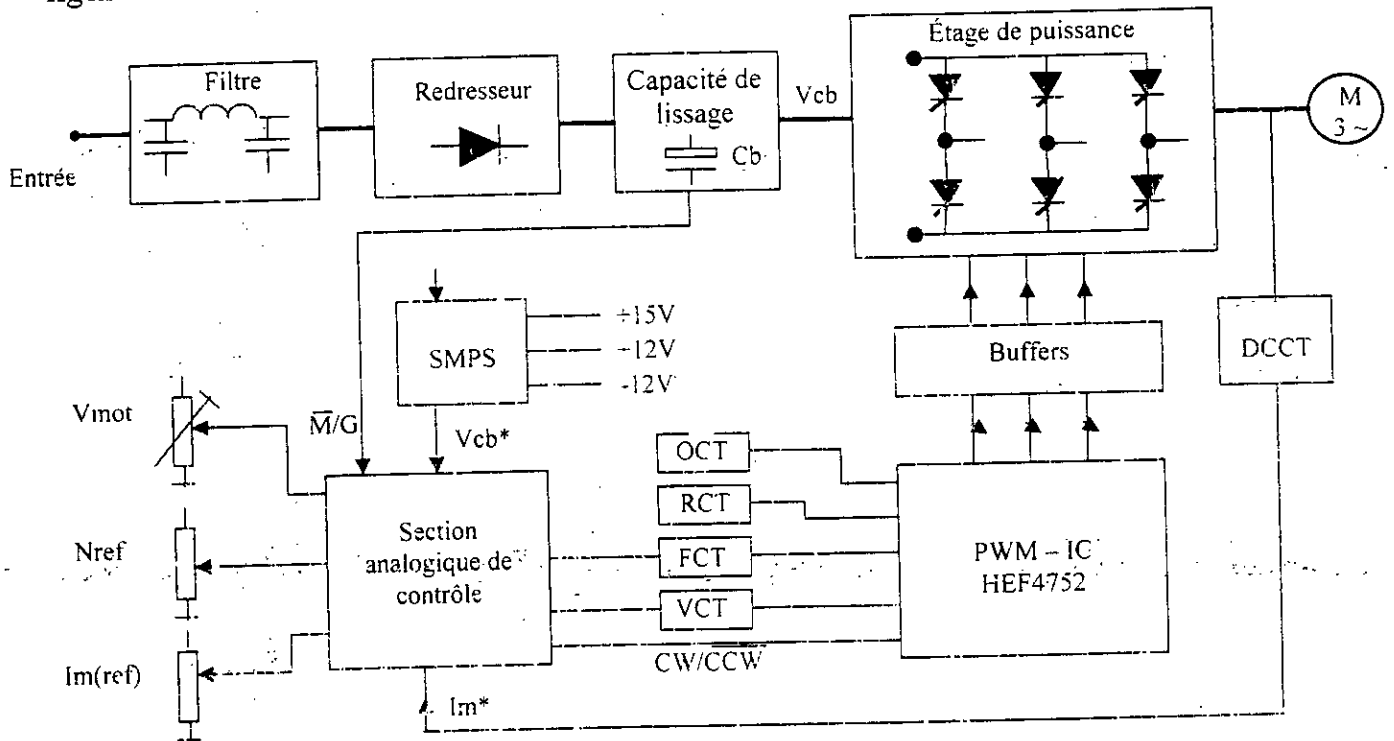


Figure III.10 : Le système de contrôle de la machine asynchrone en utilisant le HEF4752

Les trois sorties de phase R, Y et B consistent en des trains d'impulsions de la porteuse modulées sinusoidalement. Chaque impulsion est modulée sur les deux fronts, de telle sorte que la différence entre deux signaux quelconques des trois sorties de puissance puissent varier sinusoidalement.

Le détail de cette double modulation est montré sur la figure III.11.

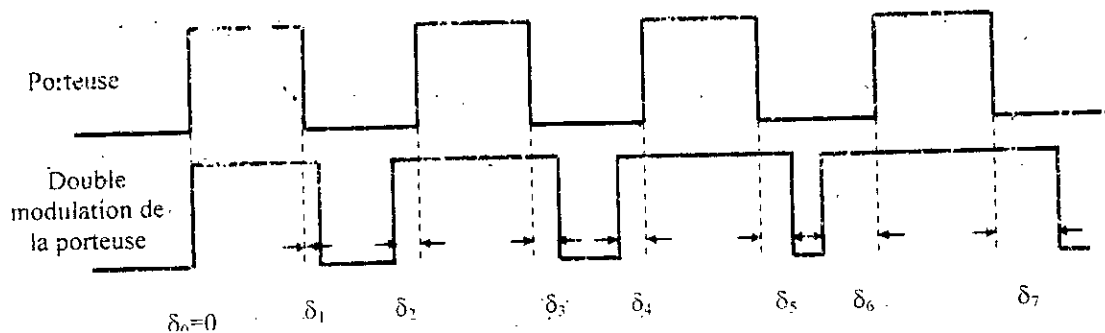


Figure III.11 : Détail de la double modulation.

Chaque front d'une impulsion de la porteuse est modulé par un temps variable  $\delta_i$  ; la modulation des signaux de sortie est réalisée par l'ouverture et la fermeture des interrupteurs (transistors) chaud (haut) et froid (bas) pour chaque phase du convertisseur.

La fonction du circuit intégré HEF4752 est de fournir trois paires de signaux de commande qui, appliquées aux interrupteurs de l'étage de puissance du convertisseur, ferment et ouvrent ces interrupteurs suivant des séquences appropriées pour produire trois phases symétriques à la sortie. Les signaux de commandes sont appliqués au convertisseur via des buffers et des drivers où une isolation est nécessaire.

Le circuit intégré est un circuit digital, la fréquence des signaux PWM (fréquences de commutation) est toujours un multiple exact de la fréquence de sortie du convertisseur, ce qui réduit remarquablement les pertes du moteur.

Le train de 15 impulsions est utilisé pour le contrôle des grandes vitesses. Pour améliorer la distribution des impulsions aux petites vitesses, la fréquence de la porteuse est dérivée d'un multiple élevé de la fréquence de sortie.

Un hystérésis entre les points de commutations est introduit pour éviter des perturbations quand on travaille dans ces régions.

Le tableau III.1 donne des valeurs typiques pour une fréquence de sortie comprise entre 4.0 et 71.3 Hz. Pour des valeurs de fréquence supérieures à 71.3 Hz, la fréquence de la porteuse peut aller au delà de 1070 Hz, jusqu'à ce qu'une sur-modulation se produise. La sur-modulation implique le chevauchement des impulsions adjacentes, avec une réduction de la fréquence de la porteuse, jusqu'à l'obtention d'un signal quasi carré. Le point où la sur-modulation se produit est déterminé par les horloges FCT et VCT. La limite supérieure pratique de la fréquence de sortie est déterminée par la vitesse maximale du moteur, la conception du convertisseur et les performances du système de commande.

Tableau III.1: Variation du multiple de la porteuse avec la fréquence de sortie.

Fréquence de sortie (Hz)	Multiple de la porteuse	Fréquence de commutation (Hz)
0 - 4.0	168	0 à 675
4.0 - 6.4	168	675 à 1070
5.7 - 8.9	120	675 à 1070
8.1 - 12.8	84	675 à 1070
11.2 - 17.9	60	675 à 1070
16.3 - 25.5	42	675 à 1070
22.3 - 35.7	30	675 à 1070
32.5 - 51	21	675 à 1070
44.6 - 71.3	15	675 à 1070

### III.1.6) L'organisation interne du HEF4752

Le schéma synoptique de la figure III.12 montre l'organisation interne du circuit intégré. Le circuit comprend trois compteurs, un décodeur, trois étages de sortie et un circuit de test ; ce dernier est utilisé pour tester le circuit intégré lors de sa fabrication.

Les trois étages de sortie correspondent aux trois phases de l'onduleur. Chaque étage a quatre sorties, deux sorties principales pour le contrôle des éléments chaud et froid pour chaque phase de l'onduleur, deux autres sorties auxiliaires utilisées pour la commande de l'onduleur à douze thyristors. Comme expliqué précédemment le rôle principal du circuit intégré est de fournir les signaux de commande des transistors avec une séquence appropriée. Ceci est achevé par la commutation alternative des transistors du demi-pont pour chaque phase. Un temps mort (interlock delay) est introduit entre les fermetures des transistors pour éviter le court-circuit. Ce temps mort est déterminé par l'horloge OCT et l'entrée K, alors que la

commutation, des sorties principales, est contrôlée par un signal interne de contrôle généré par le circuit intégré.

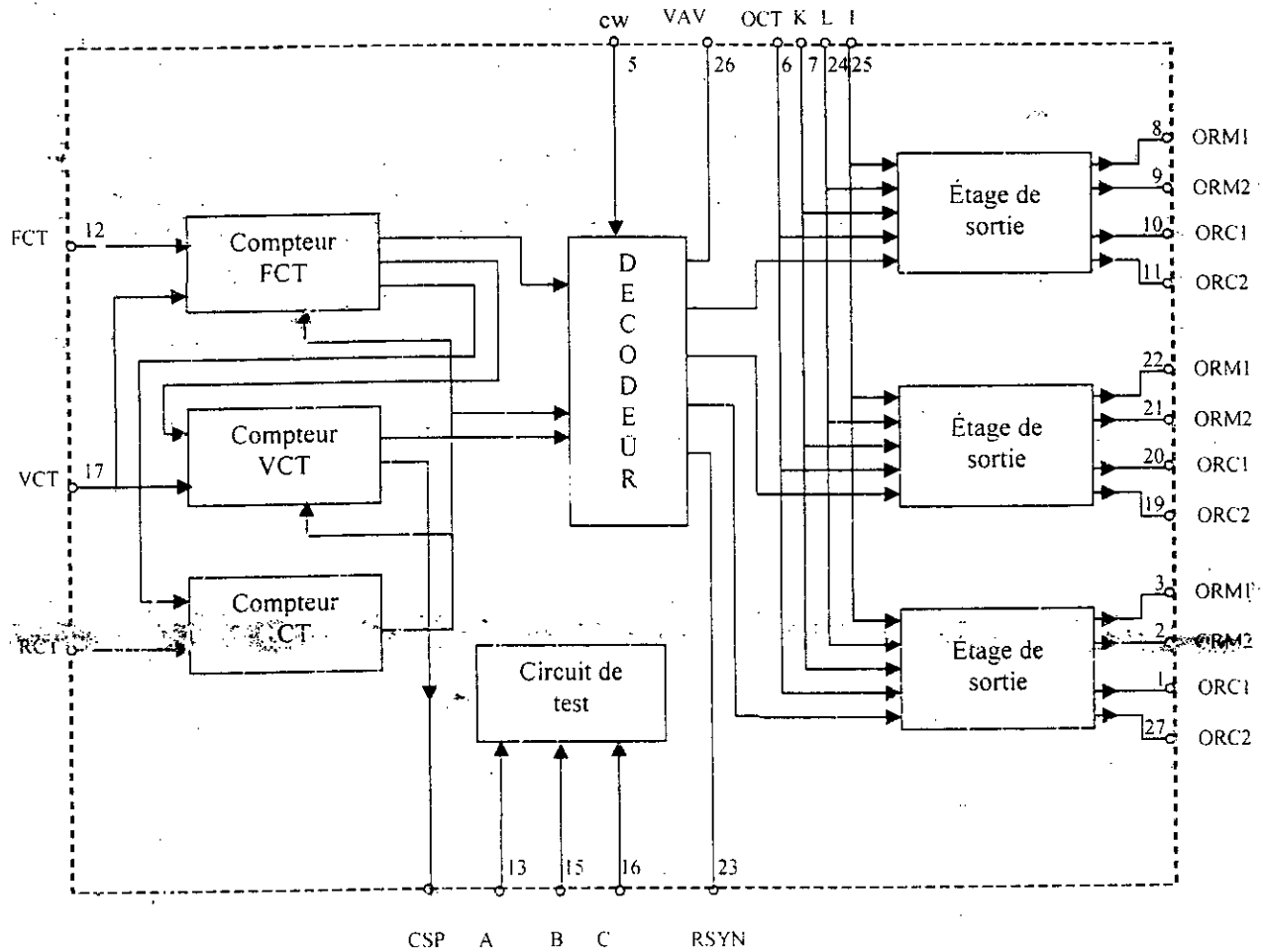


Figure III.12: Schéma synoptique du HEF4752.

Le signal de contrôle est le résultat de la modulation de la porteuse par les valeurs de  $\delta_i$  appropriées. La production de ce signal exige alors la détermination de la fréquence correcte de la porteuse et les valeurs correspondantes de  $\delta_i$ . La fréquence de la porteuse, qui est le produit de la fréquence de sortie par le multiple de la porteuse, est donnée par les compteurs FCT et VCT. La fréquence de sortie est obtenue par la division de la fréquence de l'horloge FCT par le nombre 3360, tandis que le multiple de la porteuse est déterminé par le nombre d'impulsions dans le compteur RCT durant un temps fixe égal à un nombre fixe d'impulsions de l'horloge FCT.

Pour une fréquence donnée de l'horloge RCT, le nombre d'impulsions comptées diminue avec l'augmentation de la fréquence de l'horloge FCT, ceci est utile pour la détermination de la valeur minimale du multiple de la porteuse.

Pour chaque valeur du multiple de la porteuse, le décodeur prend un ensemble de valeur de  $\delta_i$  correspondant. Chaque valeur de  $\delta_i$  est calculée comme étant un nombre, la largeur de la modulation est déterminée par la vitesse de calcul de ce nombre. La fréquence de comptage de ce nombre est déterminée par la fréquence de l'horloge VCT. L'indice de la modulation est alors inversement proportionnelle à la fréquence de l'horloge VCT.

A partir de la fréquence de la porteuse et des valeurs appropriées de  $\delta_i$ , le décodeur génère le signal de contrôle. Les trois signaux de contrôle, produits par le décodeur, sont déphasés entre eux de  $120^\circ$ .

### III.1.7) Entrées/sorties du HEF4752

Le HEF4752 est un circuit intégré digital de 28 pattes. Il possède 12 sorties pour commander l'étage de puissance de l'onduleur, trois sorties de contrôle, quatre entrées d'horloges et sept entrées de données.

#### III.1.7.1) Les signaux de commande

Le circuit intégré possède six sorties principales de commande arrangées en paires complémentaires. Pour chaque entrée principale, on associe une sortie auxiliaire utilisée pour les étages de puissance à 12 thyristors.

Les signaux de commande peuvent être sous deux formes, selon qu'on est en mode transistor ou en mode thyristor. Le mode de fonctionnement du circuit intégré est déterminé par le niveau logique du pin I.

### III.1.7.2) Les entrées de données

#### L'entrée I

Cette entrée détermine le mode de fonctionnement de l'onduleur. Si l'entrée I est au niveau bas (c'est le cas ici), les signaux de sorties de commande correspondent à un étage de puissance à six transistors. Si l'entrée I est au niveau haut, les signaux de commande correspondent à un étage de puissance à 12 thyristors.

#### L'entrée K

En association avec l'horloge OCT, l'entrée de donnée K est utilisée pour ajuster le temps mort (Interlock Delay) entre les commutations des transistors du même demi pont.

#### L'entrée L

Cette entrée permet, selon sa valeur, au circuit intégré de fournir les signaux de commande ou les inhiber. Si L est à l'état bas, tous les signaux de commande sont inhibés, mais le fonctionnement interne du circuit intégré ne s'arrête pas. Si L est à l'état haut, le circuit intégré fournit les signaux de commande.

#### L'entrée CW

Permet de changer le sens de rotation de la machine asynchrone, en inter changeant deux phases.

Tableau III.2: Séquences des phases en fonction de l'entrée CW.

Entrée CW	Ordre de phases
Bas	R, B, Y
haut	R, Y, B



### **Les entrées A, B et C**

Ces entrées sont utiles pour tester le circuit intégré lors de sa fabrication.

Elles ne sont pas utilisées durant le fonctionnement, et doivent être reliées à la masse ( $V_{ss}=0$ ). L'entrée A peut être utilisée pour initialiser le circuit intégré.

### **III.1.7.3) Les horloges**

Il y a quatre horloges nécessaires pour le fonctionnement du circuit intégré.

#### **L'horloge FCT**

Cette horloge commande la fréquence ( $f_{out}$ ) du signal de sortie de l'onduleur, et donc la vitesse du moteur. La fréquence  $f_{FCT}$  de l'horloge FCT est reliée à la fréquence de sortie par:

$$f_{FCT} = 3360 * f_{out}. \quad (III.4)$$

#### **L'horloge VCT**

Le niveau de la tension de sortie, à une fréquence donnée, est contrôlé par l'horloge VCT. Le changement de ce niveau est réalisé par le changement de l'indice de modulation. En augmentant  $f_{VCT}$ , l'indice de modulation diminue, ce qui diminue la tension de sortie. En diminuant  $f_{VCT}$ , on obtient l'effet inverse.

La tension maximale sinusoïdale sans distorsion est déterminée par la tension d'alimentation  $V_{alim}$ . La valeur moyenne de la composante fondamentale, à 100% du taux de la modulation, vaut alors:

$$V_{fond} = f_N * V_{alim} \quad (III.5)$$

La fréquence de sortie qui en résulte dans ces conditions est donnée par:

$$f_{out(m)} = f_N \cdot \frac{V_{fond}}{V_N} \quad (III.6)$$

où:  $f_N$  est la fréquence nominale du moteur, et  $V_N$  la tension nominale du moteur.

La valeur nominale de la fréquence  $f_{VCT}$  est donnée par la relation suivante:

$$f_{VCT(nom)} = 6720 * f_{out(m)} \quad (III.7)$$

Si la fréquence  $f_{VCT}$  est fixée à  $f_{VCT(nom)}$  la tension de sortie sera une fonction linéaire avec la fréquence de sortie jusqu'à  $f_{out(m)}$ , et n'importe quel changement dans cette relation linéaire est obtenue en changeant  $f_{VCT}$ . Par exemple, pour doubler la tension de sortie aux basses fréquences, pour compenser les pertes,  $f_{VCT}$  est mise égale à  $0.5 f_{VCT(nom)}$ . Le rapport  $f_{VCT}/f_{VCT}$  est très important et ne doit dépasser 0.5.

### **L'horloge RCT**

Cette horloge est fixe et détermine la fréquence maximale de commutation  $f_{s(max)}$ . La fréquence de l'horloge RCT est liée à la fréquence de commutation par la relation suivante:

$$f_{RCT} = 280 * f_{s(max)} \quad (III.8)$$

La fréquence minimale de commutation est déterminée par le circuit intégré. Elle est égale à  $0.6 * f_{s(max)}$ .

La figure III.13 donne les variations de la fréquence de commutation en fonction de la fréquence de sortie.

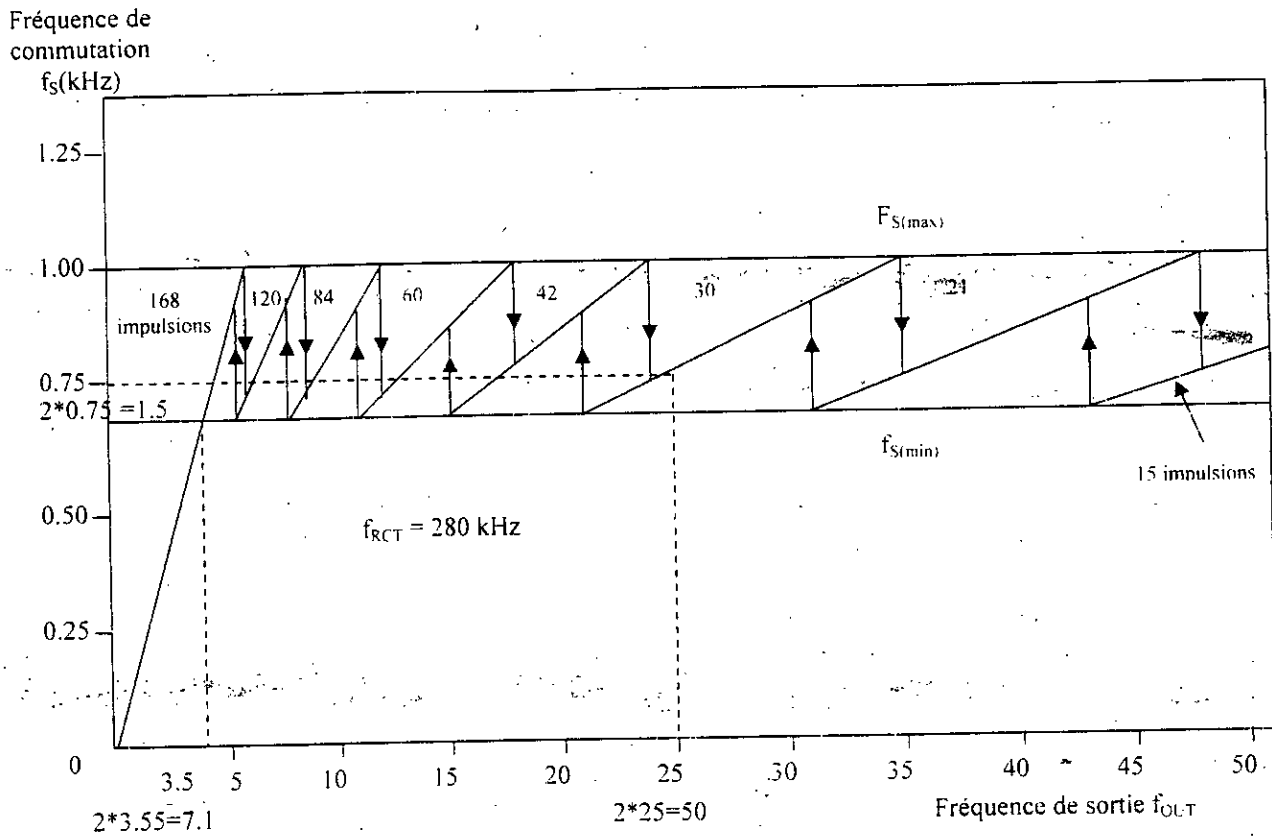


Figure III.13: La fréquence de commutation des transistors en fonction de la fréquence de sortie.

**L'horloge OCT**

Cette horloge fonctionne en association avec l'entrée K. Elle détermine le temps mort (interlock Delay) entre l'ouverture et la fermeture des transistors de puissance de chaque phase. Le fonctionnement de l'horloge OCT avec l'entrée K est donné au tableau III.3.

Tableau III.3: Les valeurs du temps mort en fonction de l'horloge OCT et l'entrée K.

K	Interlock Delay (ms)
Bas	8/f <sub>oct</sub>
haut	16/f <sub>oct</sub>

Si l'entrée K est au niveau haut, ceci réduit les perturbations causées par le manque de synchronisation entre les horloges FCT et OCT au minimum.

On peut utiliser la même fréquence pour les horloges RCT et OCT.

#### **III.1.7.4) Les sorties de contrôle**

##### **La sortie RSYN**

Cette sortie est utilisée pour visualiser un signal en trains d'impulsions, de largeur d'impulsions égale à l'impulsion du signal de l'horloge VCT, et de fréquence égale à la fréquence de sortie de l'onduleur.

##### **La sortie VAV**

C'est une sortie digitale simulant la tension moyenne de sortie entre deux phases. Elle est utile aussi pour améliorer la linéarité du rapport  $V/f$  dans le cas du rapport  $f_{FCT}/f_{VCT}$  est supérieur à 0.5.

##### **La sortie CSP**

Représente la fréquence théorique de commutations quand le rapport  $f_{FCT}/f_{VCT}$  dépasse 0.5. Comme la sortie VAV, cette sortie n'est pas affectée par l'état de l'entrée I.

### III.2) La section analogique de contrôle

Cette section est conçue pour un fonctionnement normal et optimal pour différentes charges et différentes conditions sur la vitesse. Elle fournit les facilités suivantes:

- Contrôle bidirectionnel de la vitesse de la machine asynchrone.
- Ajustement du temps d'accélération et de décélération du moteur.
- Limitation du courant et de la tension afin de protéger le convertisseur.
- Ajustement de glissement pour améliorer la vitesse pour différentes charges.
- Augmentation du couple au démarrage pour compenser les pertes par effet joule ( $IR$ ).
- Protections de l'onduleur.

Cette section peut être subdivisée en quatre parties séparées, mais intercorrélées : le circuit Start/Stop, le circuit de contrôle de la vitesse, le circuit de contrôle du courant et de la tension et le circuit de compensation des pertes  $IR$ .

#### III.2.1) Le circuit Start/Stop

C'est un circuit périphérique de la section analogique, il fournit des fonctionnalités importantes pour le bon fonctionnement du système.

Le synoptique ci-dessous montre la position de ce circuit dans l'ensemble du système de commande et sa connexion avec les autres blocs.

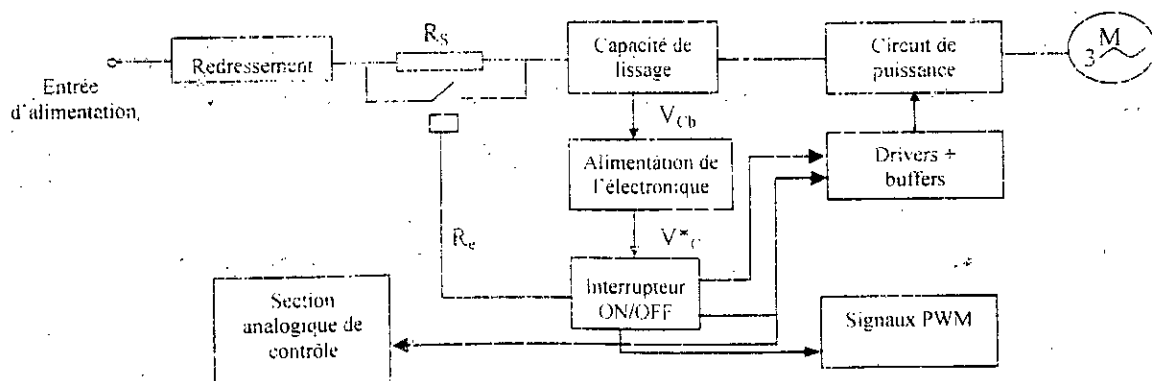


Figure III.14 : Circuit Start/Stop

Le circuit protège le système contre les situations sévères du démarrage et d'arrêt, et fournit le signal de la remise à zéro (reset) au circuit intégré HEF4752.

Après l'allumage, le pont redresseur charge le condensateur du filtre d'entrée  $C_b$  à travers la résistance  $R_s$ , protégeant les diodes de redressement contre les sur courants. Quand  $V_{cb}$  atteint 80% de sa valeur nominale le signal  $R_e$  ferme le relais en court-circuitant ainsi la résistance  $R_s$ . Après un certain temps déterminé par le générateur de rampe, le signal Start devient haut, permettant ainsi l'initialisation du circuit synthétiseur des signaux PWM. Quand l'alimentation sera coupée, la capacité  $C_b$  commence à se décharger, le signal  $V_{cb^*}$  arrive à 80% de sa valeur nominale, le signal stop devient haut, inhibant ainsi le fonctionnement du circuit intégré HEF4752.

### III.2.2) Le circuit de contrôle de la vitesse

La rapidité à laquelle la vitesse du moteur peut être variée est limitée par l'inertie du moteur, la charge et le couple moteur.

Le circuit de contrôle de la vitesse donne une variation bidirectionnelle de la vitesse du moteur, avec une réponse rapide de l'accélération et du freinage pour la fréquence du stator. Ce circuit est représenté par la figure III.15.

La vitesse du moteur est déterminée par le potentiomètre donnant  $V_{ref}$  cette dernière varie de  $-V_{cc}$  à  $+V_{cc}$ , changeant ainsi la vitesse du moteur entre les extrémités des deux sens de rotation.

Le signal de sortie  $V_N$  est dérivé de  $V_{ref}$  à travers le comparateur CI7 et l'intégrateur CI16 pour donner  $V_N = -k|V_{ref}|$ . La variation linéaire de  $V_{ref}$  donne une variation linéaire de  $V_N$ .

La rapidité de variation de la tension  $V_N$  peut être contrôlée par les potentiomètres  $P_1$  et  $P_3$ . Le signal  $V_N$  est égal à zéro tant que le signal Start est au niveau bas.

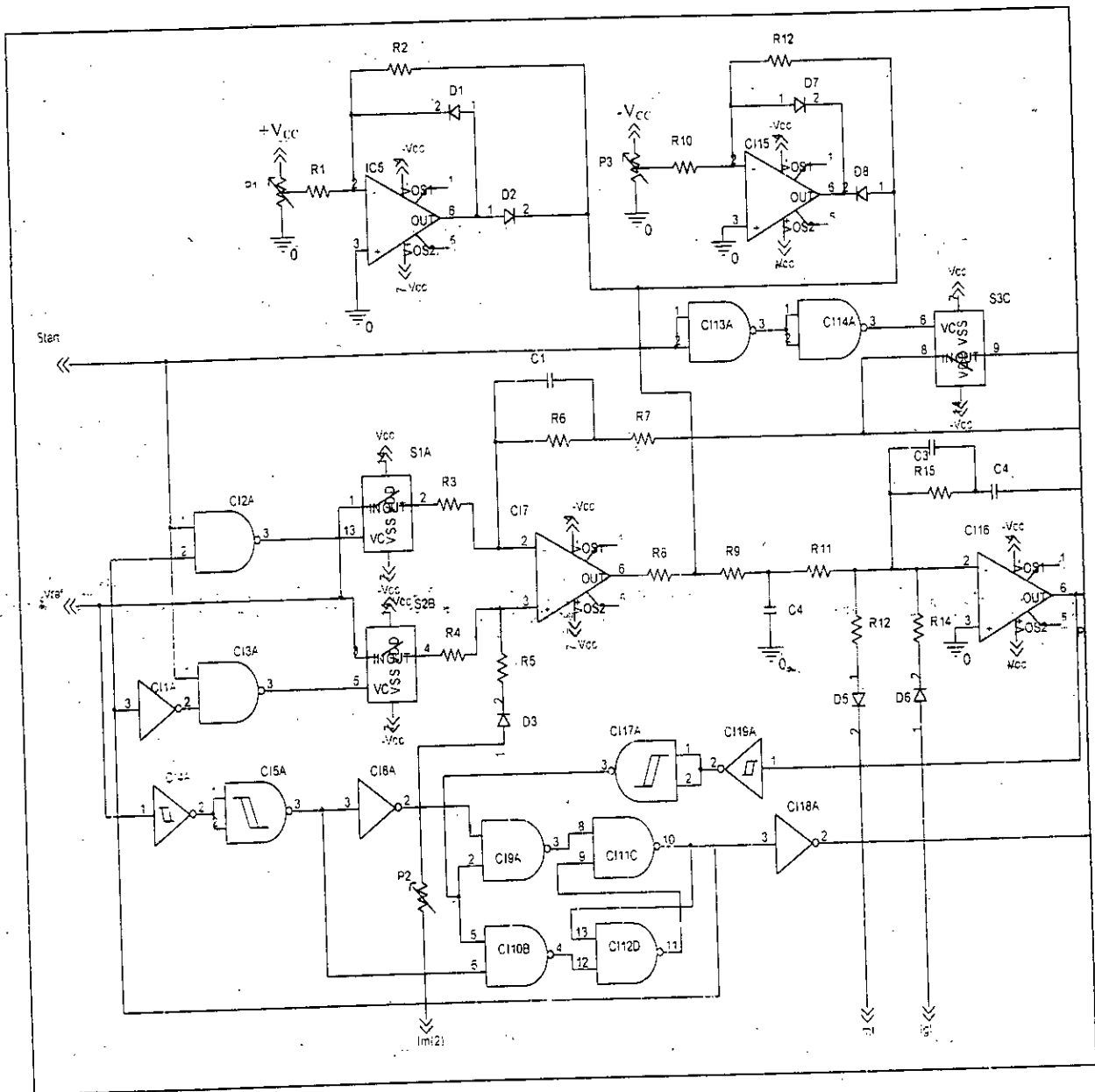


Figure III.15 : Le circuit de contrôle de la vitesse.

La tension de sortie  $V_{FCT}$ , proportionnelle à  $V_N$ , commande la fréquence de l'horloge FCT. La troisième sortie CW détermine le sens de rotation du moteur. Les entrées  $I_{ML}$  et  $I_{GL}$  protègent l'onduleur contre les conditions sévères de surcharge. L'entrée  $I_{M2}$  permet d'améliorer la vitesse et assure sa régulation pour une large variation de la charge. L'action de ces trois entrées est expliquée plus loin.

### **i) Fonctionnement du circuit**

Le fonctionnement du circuit représenté par la figure III.15 est comme suit :

A l'instant  $t_0$ , le signal START est au niveau bas,  $V_{ref}$  est positive, CW est au niveau haut. Les sorties des  $CI_2$  et  $CI_3$  sont donc au niveau haut, les interrupteurs  $S_1$  et  $S_2$  sont ouverts et aucun signal de référence n'est appliqué au comparateur  $CI_7$ . La sortie du  $CI_{14}$  est alors basse, la capacité  $C_4$  est court-circuitée puisque  $S_3$  est fermé. Le signal de la vitesse  $V_N$  est donc nul.

A l'instant  $t_1$ , le signal Start devient haut, la sortie du  $CI_{14}$  l'est aussi, alors  $S_3$  s'ouvre. Le signal de sortie du  $CI_3$  devient bas,  $S_2$  se ferme,  $V_{ref}$  est appliquée à l'entrée non inverseuse du comparateur  $CI_7$ . La sortie de ce dernier est alors positive et l'intégrateur  $CI_{16}$  rampe à une valeur déterminée par la valeur de  $V_{ref}$ . La rampe de cet intégrateur est déterminée par la tension  $V_x$ , les résistances  $R_9$  et  $R_{11}$  et la capacité  $C_4$ :

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{V_x}{C_4(R_9 + R_{11})} \quad (\text{III.9})$$

La valeur de  $V_x$  peut être limitée par les potentiomètre  $P_1$  et  $P_3$ , pour donner, respectivement, l'accélération et la décélération maximum du moteur.

A l'instant  $t_2$ , on augmente encore  $V_{ref}$ ,  $V_N$  rampe encore vers une valeur plus grande.



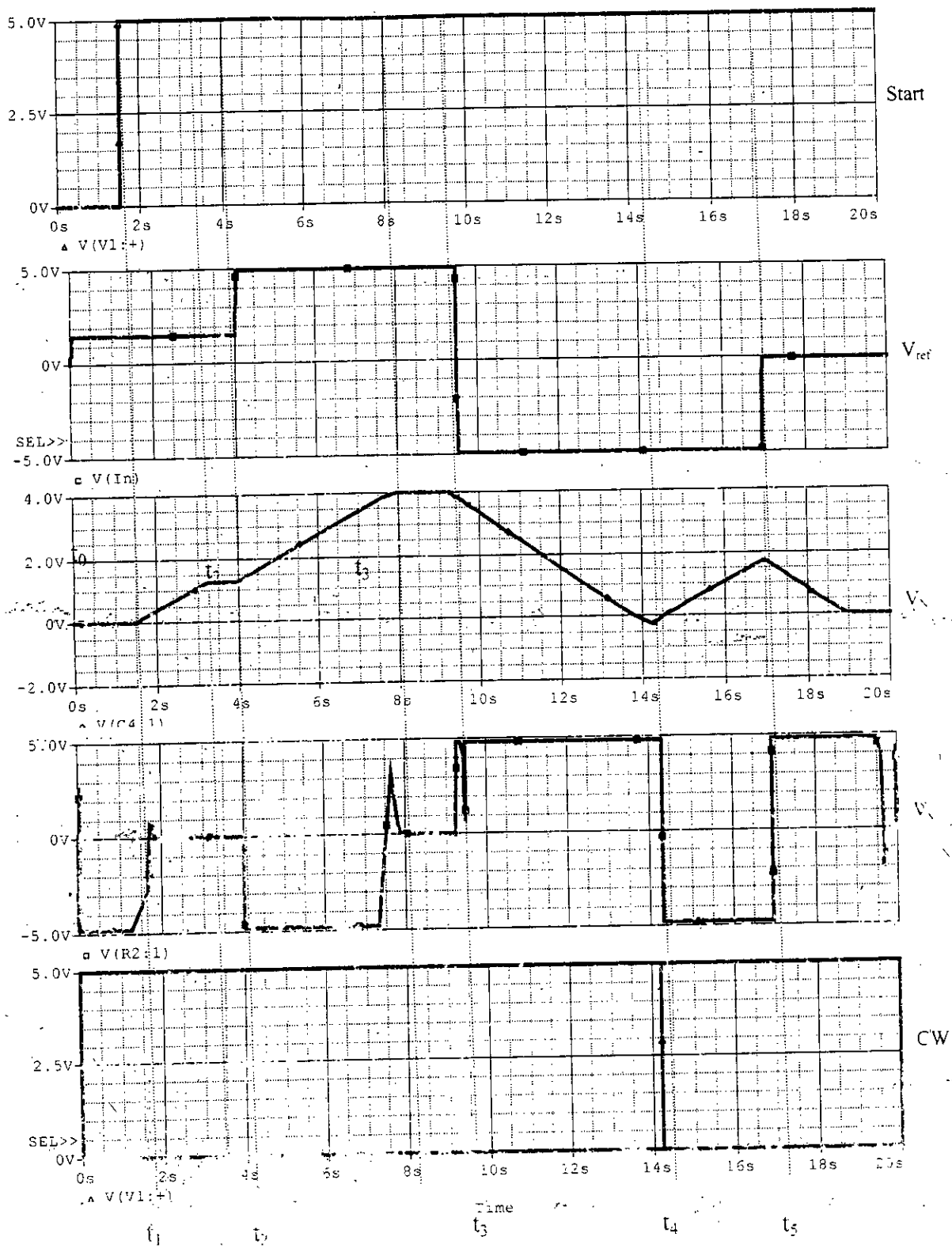


Figure III.16 : Les signaux d'entrée/sortie du circuit de contrôle de la vitesse.

A l'instant  $t_3$ , la tension  $V_{ref}$  devient négative, la sortie du CI7 l'est aussi, la tension  $V_x$  est alors négative, alors la rampe de l'intégrateur CI16 commence à diminuer, ceci implique une décélération du moteur.

Le changement du signe de  $V_{ref}$  change la sortie du CI5 du niveau haut au niveau bas.

A l'instant  $t_4$ , la sortie du CI16 atteint rapidement une valeur négative, le détecteur de polarité CI19 change la sortie du CI17 du niveau bas au niveau haut. Le signal de sortie du CI11 devient haut, CW devient alors bas. Avec  $CW = 0$ , le signal de sortie du CI3 sera haut,  $S_2$  s'ouvre, et le signal de sortie du CI2 devient bas,  $S_1$  se ferme. Ceci transfère le signal  $V_{ref}$  de l'entrée non inverseuse à l'entrée inverseuse du CI7.

Le moteur accélère lorsque la sortie de CI7 est positive, et décélère dans le cas contraire.

A l'instant  $t_5$ ,  $V_{ref}$  est mise à zéro, la sortie de CI7 devient négative, et  $V_N$  descend à zéro, ramenant ainsi le moteur à son état de repos.

### ii) Limitation de la variation de la vitesse

La valeur maximale de la vitesse est limitée par les valeurs limites de la tension  $V_x$ . la valeur positive maximale  $V_{xmax}$  est déterminée par le potentiomètre  $P_3$  et le CI15 :

$$V_{xmax} = V_{P3} \frac{R_{12}}{R_{10}} \quad (III.10)$$

Où  $V_{P3}$  est la tension sur le potentiomètre  $P_3$ . Comme pour la valeur positive, la valeur négative de  $V_x$  est déterminée par le potentiomètre  $P_1$  et l'amplificateur IC16.

Supposant que le moteur est entrain d'accélérer, si  $V_x$  dépasse la valeur positive maximale, la diode  $D_8$  conduit ramenant  $V_x$  à  $V_{xmax}$ . Si  $V_x$  devient inférieure à  $V_{xmax}$  négative, la diode  $D_2$  conduit ramenant  $V_x$  à  $-|V_{xmax}|$ .



### III.2.3) Circuit de contrôle du courant et de la tension

Le but de ce circuit est de fournir les signaux  $I_{ML}$ ,  $I_{GL}$  et  $I_{M(2)}$  au circuit de contrôle de la vitesse.  $I_{ML}$  et  $I_{GL}$  limitent le courant du moteur et la tension appliquée, tandis que  $I_{M(2)}$  donne plus de stabilité pour différentes charges.

#### Protection de l'onduleur

Pour la question de la protection de l'onduleur, il faut considérer séparément le mode moteur et le mode générateur.

En mode moteur, un courant élevé se produit si le couple moteur est important, ou l'accélération est grande. Dans les deux cas, un glissement positif se produit avec un courant important. Le courant du stator est contrôlé par réduction de la vitesse synchrone, ce qui réduit le glissement.

En mode générateur, le courant du moteur augmente lors du freinage, ou si la charge impose son régime au moteur. Dans les deux cas, la vitesse du rotor dépasse la vitesse synchrone donnant un glissement négatif. Si ce glissement est élevé, le courant du moteur sera aussi élevé et par augmentation de la vitesse synchrone le glissement sera réduit, on peut alors ramener le courant du moteur sous contrôle. L'énergie générée par le moteur est envoyée au condensateur de lissage, ce qui augmente la tension continue de l'onduleur, cette tension peut dépasser la tension maximale supportable par les transistors. Le circuit qu'on propose permet de résoudre ce problème. Le circuit de contrôle est montré à la figure III.18.

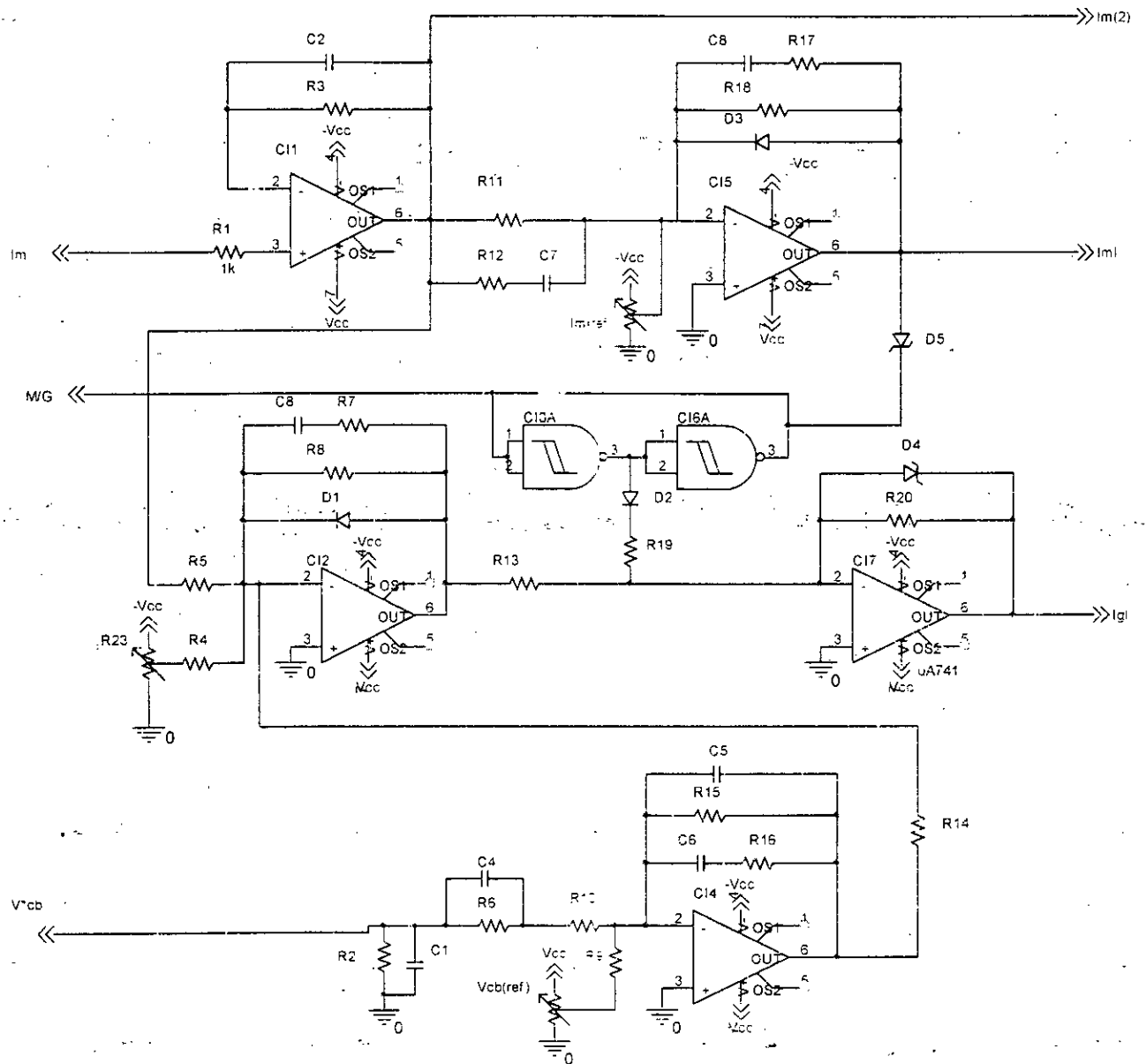


Figure III.15 : Le circuit de contrôle du courant et de la tension.

Ce circuit a trois signaux d'entrée  $I_{M(1)}$ ,  $\overline{M/G}$  et  $V^*_{cb}$ . Les signaux de sortie sont  $I_{ML}$ ,  $I_{GL}$  et  $I_{M(2)}$ .  $I_{ML}$  est le signal qui contrôle le courant en mode moteur, et  $I_{GL}$  est le signal qui contrôle le courant en mode générateur.

Pour réduire le courant en mode moteur, le courant  $I_{ML}$  circule dans le sens négatif, la diode  $D_5$ , de la figure III.15, conduit, la tension  $V_N$  diminue ce qui réduit la vitesse de rotation et le glissement. Pour les courant excessifs en mode générateur, le courant  $I_{GL}$  circule positivement, la diode  $D_6$  de la figure III.15 conduit, la tension  $V_N$  augmente, en faisant augmenter la vitesse synchrone et réduire le glissement.

Le basculement entre les signaux  $I_{ML}$  et  $I_{GL}$  est assuré par l'entrée  $M/\overline{G}$ . En mode moteur, le signal  $M/\overline{G}$  est au niveau bas, la sortie du  $CI_3$  est haute, ce qui fixe la sortie du  $CI_7$  à la valeur négative et bloque la diode  $D_6$  (figure V.2) annulant ainsi le courant  $I_{GL}$ . Avec  $M/\overline{G}$  haut, la sortie du  $CI_6$  est haute, ce qui garde la sortie  $I_{ML}$  au niveau haut, alors la diode  $D_5$  (figure V.2) inhibe le signal  $I_{ML}$ .

Le courant  $I_{M(1)}$  fourni par le transformateur de courant (DCCT) est amplifié et filtré par le  $CI_1$ , puis lissé par la capacité  $C_2$ . Le courant  $I_{M(1)}$  attaque ensuite l'entrée du  $CI_5$  où il est comparé au signal du courant de référence  $I_{M(ref)}$ . Ce circuit fonctionne comme un amplificateur d'erreur avec une section de contrôle PID. Le gain proportionnel du circuit est donné par  $R_{18}/R_{11}$ . Les fréquences de l'action différentielle sont déterminées par les valeurs de  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  et  $C_7$ , tandis que les fréquences de la l'action intégrale sont déterminées par les éléments  $C_8$ ,  $R_{17}$ , et  $R_{18}$ . L'utilisation d'un réseau différentiel donne une réponse optimale pour le signal limitant le courant et réduire ainsi les dépassements.

Le courant maximum en mode moteur peut être ajusté par le réglage du potentiomètre  $I_{M(ref)}$ , de 70% à 140% du courant nominal. La limitation du courant en dessous de 70% peut causer une instabilité, parce que le courant du moteur ne doit pas être inférieur au courant magnétisant.

Le contrôle du courant en mode générateur est réalisé par application du signal  $I_{M(2)}$  au seconde amplificateur d'erreur  $CI_2$ , où il est comparé au signal  $I_{G(ref)}$ . Dès que  $I_{M(2)}$  dépasse  $I_{G(ref)}$ , qui détermine le niveau limite du courant en mode générateur, la sortie du  $CI_2$  devient négative. Ce signal attaque ensuite l'amplificateur  $CI_7$  à gain unitaire, délivrant à la sortie le signal  $I_{GL}$ , qui est appliquée ensuite au circuit de contrôle de la vitesse faisant augmenter la vitesse synchrone.

Pour limiter la tension appliquée en mode générateur, la tension  $V^*_{Cb}$ , qui est proportionnelle à la tension  $V_{Cb}$  du condensateur d'entrée, est appliquée à l'amplificateur  $CI_4$  et comparée à la tension maximum de référence  $V_{Cb(ref)}$ . Si  $V^*_{Cb}$  est plus grande que  $V_{Cb(ref)}$ , le signal du point p devient positif. Ce signal est appliqué ensuite à l'entrée du  $CI_2$ , où il réduit effectivement le niveau du courant de référence du mode générateur.

#### III.2.4) Correction sur le glissement

Sous l'augmentation du couple moteur, le glissement augmente, et pour une vitesse synchrone fixe, la vitesse de rotation diminue.

Le signal  $I_{M(2)}$  du  $CI_2$  (figure III.18), qui est proportionnel au courant  $I_M$  du moteur, peut être utilisé pour améliorer la régulation sous différentes charges.

Le signal  $I_{M(2)}$  attaque l'entrée non inverseuse du  $CI_7$  (figure III.15), où il contribue à augmenter la valeur de la tension  $V_N$ , ce qui donne une vitesse synchrone plus grande qui fait augmenter la vitesse du moteur. Le taux de correction du glissement varie avec le réglage du potentiomètre  $P_2$ .

Cette technique de régulation est réduite pour les machines asynchrones de faible puissance, où le courant magnétisant est significatif par rapport au courant de la charge. Cependant, même avec des moteurs de ce type, la déviation de la vitesse de la charge nulle à la charge maximale peut être réduite de 50 à 80%.

### III.2.5) La compensation IR

Le moteur démarre avec une faible fréquence (quelques Hz), et atteint la vitesse de fonctionnement normal en augmentant la fréquence régulièrement, la tension du moteur est proportionnelle à cette fréquence. Dans ce but un courant élevé du moteur et un faible facteur de puissance associés à une fréquence de démarrage fixe sont à éviter.

Aux fréquences basses, la tension du stator chute à cause de sa résistance, cette tension est relativement différente si on l'a compare à la tension appliquée. Les pertes IR (par effet joule) sont importantes au démarrage, ce qui donne un faible couple moteur. Si on veut avoir un couple moteur élevé au démarrage on doit augmenter la tension d'alimentation.

La valeur de la tension appliquée pour une fréquence donnée est déterminée par l'horloge VCT. La diminution de la fréquence de cette horloge augmente cette tension pour une fréquence de sortie donnée, on obtient l'effet inverse si on augmente la fréquence de l'horloge VCT. La fréquence de VCT est déterminée par la tension de référence  $V_{VCT}$ , la compensation des pertes alors exige une modification du  $V_{VCT}$  aux petites fréquences.

La figure III.19 montre le circuit de cette procédure. Ce circuit a une seule entrée, c'est la tension  $V_N$  du circuit de contrôle de la vitesse, et une seule sortie  $V_{VCT}$ . Pour les valeurs de  $V_N$  supérieures à la valeur donnée par:

$$V_N = V_{P1} \frac{R_1}{R_3} \quad (III.11)$$

où  $V_{P1}$  est la tension du potentiomètre  $P_1$ , le circuit augmente la valeur de  $V_{VCT}$ , alors que pour les valeurs de  $V_N$  inférieure à la valeur donnée par l'équation précédente, le signal  $V_{VCT}$  est ajusté par le potentiomètre  $P_3$ , pour obtenir la valeur nominale de la tension appliquée. L'équation (III.11) définit alors la région de la compensation IR. Pour les valeurs de  $V_N$  données par cette équation la sortie du  $CI_1$  est nulle, alors que pour les valeurs supérieures, la sortie du  $CI_1$  est négative, augmentant ainsi les valeurs de  $CI_2$  et  $V_{VCT}$ . Pour les valeurs inférieures à la valeur donnée par l'équation



précédente la sortie du CI<sub>1</sub> est bloquée par la diode D<sub>1</sub>. Dans la région de compensation IR, l'influence de V<sub>N</sub> peut être ajustée par le potentiomètre P<sub>2</sub>.

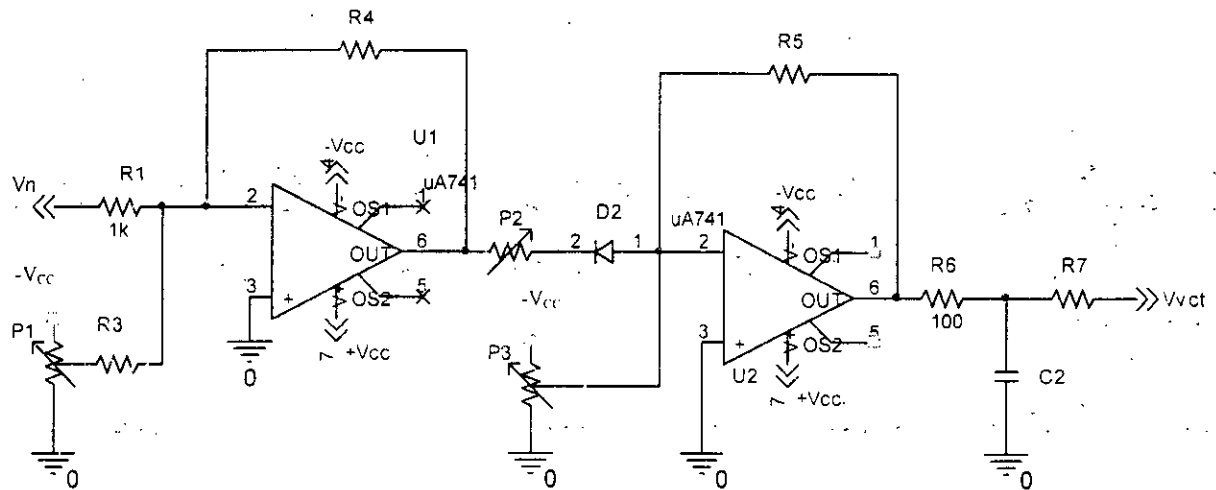


Figure III.19 : Le circuit de compensation IR.

---

---

# Etude de l'étage de puissance

---

### IV.1) Introduction

Le convertisseur peut être représenté par l'architecture globale suivante :

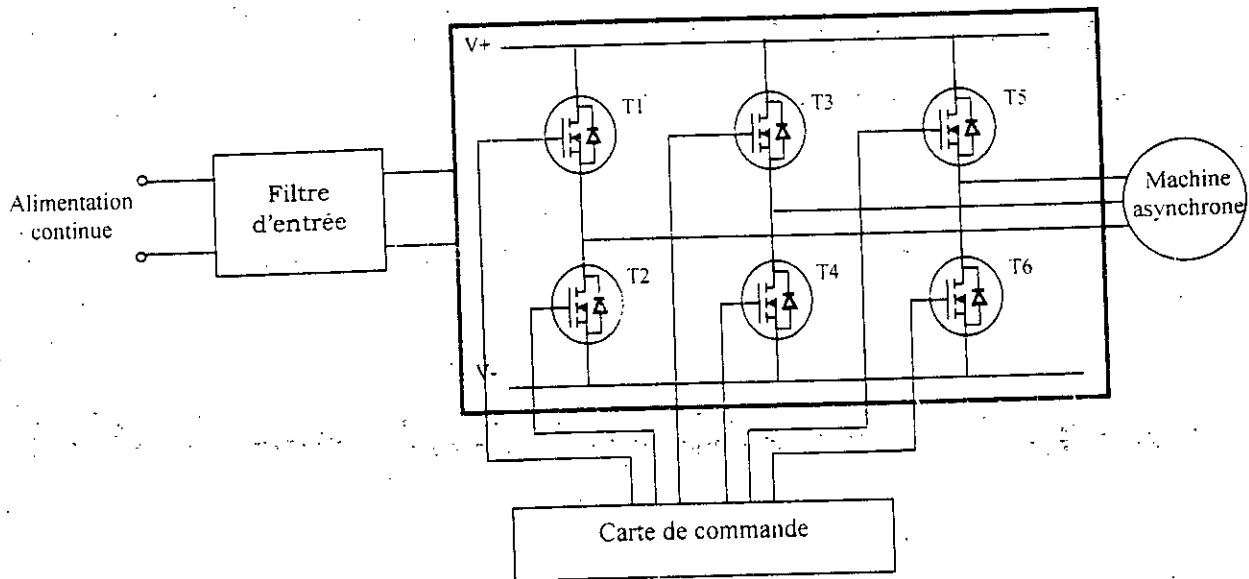


Figure IV.1 : Configuration globale du convertisseur.

L'étage de puissance est la partie la plus sensible du convertisseur. Il est donc nécessaire de connaître les contraintes auxquelles il est soumis. Ces contraintes sont régies par la topologie des dispositifs qui l'entourent (générateur, groupe motopompe,...) et la nature même des composants qui constituent cet étage de puissance.

### IV.2) Le filtre d'entrée [7, 8]

Le générateur qui alimente l'onduleur ne se comporte généralement pas comme une source idéale de tension continue. Il faut donc interposer un filtre  $LC$  entre le générateur proprement dit et l'onduleur. La capacité  $C$  rétablit vis-à-vis de l'onduleur le caractère de la source continue du générateur. L'inductance  $L$  réduit l'ondulation du courant que débite celle-ci.

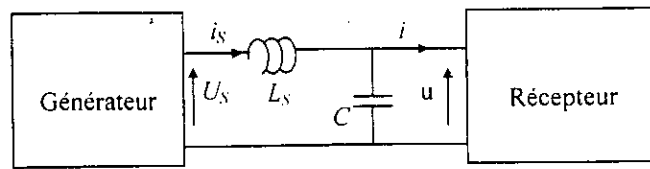


Figure IV.2 : Le filtre d'entrée LC

La méthode de calcul simplifiée consiste à supposer d'abord  $i_s$  constant pour calculer l'expression de la tension  $u$  et son ondulation, puis à utiliser  $u$ , ainsi obtenue, pour estimer l'ondulation de  $i_s$ . Les calculs seraient particulièrement longs et fastidieux dans le cas des onduleurs fonctionnant en modulation de largeur d'impulsions.

La méthode du premier harmonique permet un calcul aisé des éléments du filtre.

#### IV.2.1) Méthode du premier harmonique [7]

Le courant  $i_s$  à l'entrée du filtre et la tension  $u$  à la sortie sont liés à la tension  $U_s$  de la source de tension et au courant  $i$  de la source de courant par:

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_s}{dt} + u &= U_s \\ i_s - C \frac{du}{dt} &= i \end{aligned} \quad (\text{IV.1})$$

Le courant  $i$  est la somme d'un terme moyen  $I$  et d'harmoniques de valeur efficace  $I_h$  et de pulsation  $h\omega$ .

La tension constante  $U_s$  donne la valeur moyenne  $U$  de  $u$ ; la valeur moyenne  $I_s$  de  $i_s$  est égale à celle de  $i$ .

$$U = U_s; \quad I_s = I. \quad (\text{IV.2})$$

Les harmoniques du courant  $i$  font apparaître des termes de même pulsation dans  $i_s$  et dans  $u$ . Les valeurs efficaces  $I_{sh}$  et  $U_h$  des termes de pulsations  $h\omega$  sont liées à  $I_h$  par :

$$I_{sh} = \frac{I_h}{\sqrt{1 - L_s C h^2 \omega^2}} \quad ; \quad U_h = \frac{L_s h \omega I_h}{\sqrt{1 - L_s C h^2 \omega^2}} \quad (\text{IV.3})$$

La pulsation propre du filtre est donnée par :

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_s C}} \quad (\text{IV.4})$$

En la reportant dans l'expression de  $I_{sh}$  et de  $U_h$ , celles-ci deviennent:

$$I_{sh} = I_h \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{h\omega}{\omega_f}\right)^2}} \quad (\text{IV.5})$$

$$U_h = \sqrt{\frac{L_s}{C}} I_h \frac{h\omega / \omega_f}{\sqrt{1 - \left(\frac{h\omega}{\omega_f}\right)^2}}$$

Pour les fortes valeurs de  $h\omega / \omega_f$ , les rapports  $I_{sh}/I_h$  et  $U_h / (I_h \sqrt{L_s/C})$  sont respectivement peu différents de  $1/(h\omega / \omega_f)^2$  et de  $1/(h\omega / \omega_f)$ .

Pour que l'ondulation du courant  $i_s$  soit faible, il faut que, pour le premier harmonique du courant  $i$ , le rapport  $h\omega / \omega_f$  soit nettement supérieur à l'unité. Cela indique la valeur à donner au produit  $L_s C$ .

Pour le premier harmonique, on a :

$$\sqrt{L_s C} h_1 \omega \gg 1 \quad (\text{IV.5})$$

Si cette condition est satisfaite, le rapport  $I_{sh}/I_h$  sera encore plus faible pour les harmoniques de rang plus élevé. On pourra en première approximation ne tenir compte que du premier. L'ondulation crête à crête  $\Delta i_s$  du courant  $i_s$  différera de peu de la valeur crête à crête de son premier harmonique.

L'ondulation de la tension  $u$  indique comment effectuer entre  $L_s$  et  $C$  la répartition du produit  $L_s C$ . Si la condition précédente est satisfaite, la relation (IV.5) devient :

$$U_h \approx \frac{I_h}{Ch\omega} \quad (\text{IV.6})$$

Cela signifie que la quasi totalité du courant  $I_h$  passe dans la capacité. Pour que l'ondulation de la tension aux bornes de celle-ci soit faible par rapport à sa valeur moyenne  $U_s$ , il faut que, pour le premier harmonique :

$$\frac{I_h}{Ch\omega} \ll U_s \quad \text{ou} \quad Ch\omega \gg \frac{I_h}{U_s} \quad (\text{IV.7})$$

si cette condition est satisfaite pour le premier harmonique, elle le sera plus encore pour les harmoniques de pulsations plus élevées. On pourra confondre la pulsation crête à crête de la tension  $u$  avec la valeur crête à crête de son premier harmonique.

#### IV.2.2) L'onduleur triphasé à commande P.W.M.

Si la charge montée à la sortie de l'onduleur est équilibrée, une analyse de Fourier [6] montre que le courant  $i$  est la somme d'une composante continue et d'harmoniques. Les premiers harmoniques à avoir une amplitude significative sont ceux de rang voisin de l'indice de modulation  $n$ .

La commande P.W.M de l'onduleur triphasé repousse le rang des premiers harmoniques significatifs de  $i$  vers des valeurs proches de  $n$ . Les éléments du filtre peuvent théoriquement être choisis de manière à donner une bonne atténuation aux environs de la pulsation  $n\omega$ .

On est cependant amené d'ordinaire à choisir des valeurs de  $L_s$  et de  $C$  sensiblement plus élevées car il faut tenir compte de la réponse d'harmoniques non significatifs due aux imperfections au niveau de l'équilibre de la charge et de la commande du convertisseur. Dès que ces harmoniques sont importants, ils sont responsables de l'essentiel des ondulations de  $i_s$  et  $u$ .

Si la charge est équilibrée, l'harmonique de rang  $n$  est le plus important. Le courant moyen de l'entrée, en tenant compte du principe de conservation de la puissance, est donné par :

$$I = \frac{1}{2\sqrt{2}} \Gamma I' \cos \varphi \quad (\text{IV.8})$$

où,  $\Gamma$  est le coefficient de réglage, il varie entre 0 et 1, dans notre cas il est optimal et prend la valeur 1.  $I'$  est la valeur efficace du courant de sortie.

La valeur efficace du courant de l'harmonique du rang  $n$  est donnée par :

$$I_n = I' \frac{n |\cos \varphi|}{\pi(n^2 - 1)} \sqrt{1 + n^2 \tan^2 \varphi} \quad (\text{IV.9})$$

La valeur moyenne  $I$  du courant  $i$  ou du courant  $i_s$  est maximale pour  $\cos \varphi$  égal à 1. La valeur efficace de l'harmonique du rang  $n\omega$  du courant  $i$  est maximale pour  $\cos \varphi$  nul.

$$I_{\max} = \frac{I'}{2\sqrt{2}}; \quad I_{n\max} = I' \frac{n^2}{\pi(n^2 - 1)} \quad (\text{IV.10})$$

Si on calcule  $\Delta i_{S\max}$  et  $\Delta u_{\max}$  pour  $\cos \varphi$  égal à 1, compte tenu des deux équations de la relation IV.5, les valeurs relatives approchées des maxima des ondulations du courant  $i_s$  et de la tension  $u$  s'écrivent:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_{S\max}}{I_{S\max}} &= \frac{2\sqrt{2}I_{n\max}}{I_{S\max}} = \frac{24}{35} \frac{1}{n^2 L_S C \omega^2 - 1} \\ \frac{\Delta u_{\max}}{U_S} &= \frac{2\sqrt{2}U_{n\max}}{U_S} = \frac{I'}{U_S} \frac{432\sqrt{2}}{35\pi} \frac{L_S \omega}{n^2 L_S C \omega^2 - 1} \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

Pour limiter à 10% ces ondulations maximales, il faudrait que :

$$\sqrt{L_S C} n \omega = 2.80 \quad ; \quad L_S = 0.123 \frac{1}{\omega} \frac{U_S}{I'} \quad ; \quad C = 1.77 \frac{1}{\omega} \frac{I'}{U_S} \quad (\text{IV.12})$$

### IV.3) Commutations des transistors à effet de champ

Les valeurs maximales du courant et de la tension admissibles pour le transistor à effet de champ limitent son emploi à de faibles puissances qui ne nécessitent pas de circuits de protection contre les surtensions  $du/dt$  et les surintensités  $di/dt$ .

Le principal problème des onduleurs à transistor à effet de champ est lié à leur rapidité de commutation qui nécessite de les utiliser avec des diodes suffisamment rapides.

#### IV.3.1) Commutation à la fermeture

Sur le schéma de la figure IV.3 d'un demi pont onduleur, on a représenté par «  $l$  » les inductances parasites de câblage. A coté du schéma, on a tracé les formes d'ondes du courant  $i_{T1}$  aux bornes du transistor  $T_1$ , du courant  $i_{D1}$  et de la tension  $V_{D1}$  aux bornes de la diode  $D'_1$  lors de la commutation de  $D'_1$  à  $T_1$ . On suppose que le courant  $i'$  reste constant durant la commutation et on désigne sa valeur par  $I_{ON}$ .

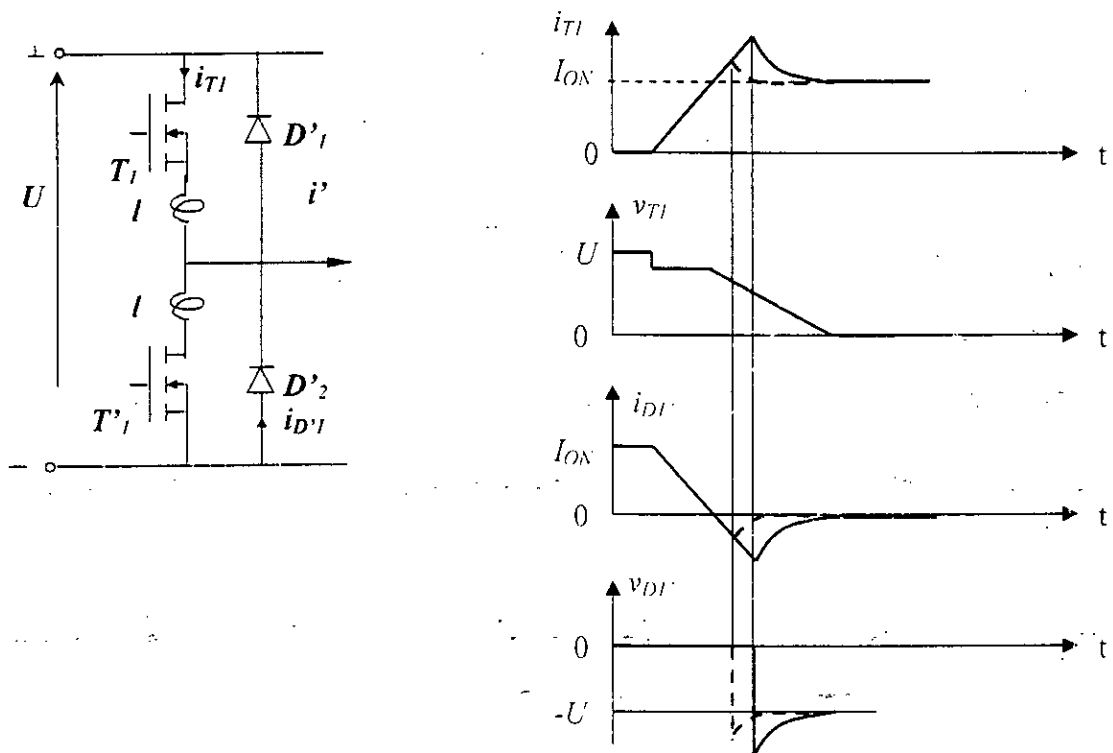


Figure IV.3 : Les commutations des transistors



Dans un premier temps, le courant  $i_{T1}$  croît de zéro à  $I_{ON}$  sous l'effet de la commande de grille. La tension  $v_{T1}$  ne diminue par rapport à  $U$  que de la chute de tension dans les inductances parasites de câblage  $l$ , cette chute de tension est constante si  $i_{T1}$  croît linéairement.

Lorsque  $i_{T1}$  atteint la valeur  $I_{ON}$ , la tension  $v_{T1}$  décroît progressivement depuis une valeur voisine de  $U$  jusqu'à zéro ; mais la tension aux bornes de la diode  $D'_1$  reste très faible à cause du courant de recouvrement inverse. Ce n'est que quand ce courant atteint sa valeur maximale que la tension  $v_{D1'}$  devienne négative.

Si la diode  $D'_1$  est rapide (courbe en traits interrompus), cette valeur maximale est faible, ce qui limite la surintensité du transistor  $T_1$ , puisque

$$I_{T1} = I_{ON} + i_{D1'} \quad (\text{IV.13})$$

et limite aussi la surtension aux bornes de  $D'_1$  et  $T'_1$ , puisque

$$V_{D1'} = v_{T1} - \left( U + \frac{2.l.di_{D1'}}{dt} \right) \quad (\text{IV.14})$$

Si la diode est lente (courbes en traits continus), la surintensité dans le transistor  $T_1$  est la surtension aux bornes de  $T'_1$  et  $D'_1$  peuvent être beaucoup plus fortes.

#### **Remarque :**

Les transistors à effet de champ possèdent par construction une diode intégrée  $D_A$  en parallèle inverse mais elle n'est pas rapide.

Si on branche une diode rapide  $D_B$  en parallèle inverse avec le MOSFET (figure IV.4), il pourrait être nécessaire d'empêcher la conduction de la diode interne intégrée en branchant une diode à faible chute de tension directe  $D_C$  en série avec le transistor.

Pour utiliser la diode interne du MOSFET comme diode de roue libre il faut ralentir la commutation à la fermeture en branchant une résistance en série avec la grille (figure IV.5).

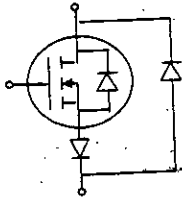


Figure IV.4 : Élimination du rôle de la diode interne

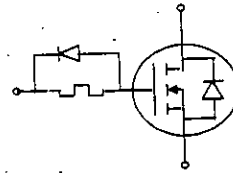


Figure IV.5 : Diode interne conduit en roue libre

### IV.3.2) Commutation à l'ouverture

Grâce à son coefficient de température négatif, le transistor à effet de champ n'est pas soumis aux phénomènes de second claquage ou d'emballement thermique. Il supporte bien les surtensions lors de l'ouverture sur charge inductive.

Cependant, pour éviter le claquage entre grille et source, que pourraient provoquer des transferts capacitifs lors de la surtension drain-source, on peut placer un écrêteur entre le drain et la source, ou même entre le drain et la grille et entre la grille et la source. (figure IV.6)

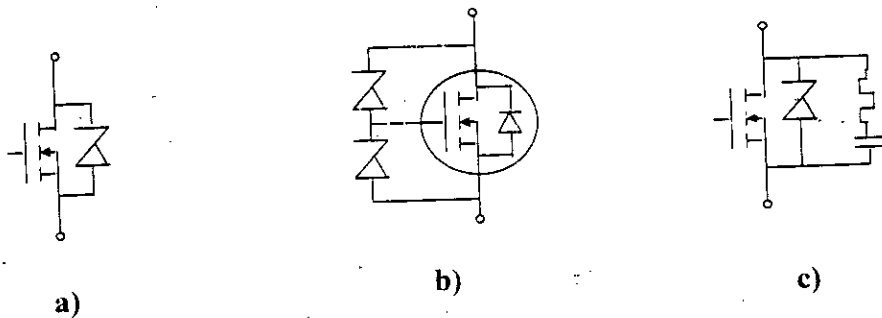


Figure IV.6 : Protection du MOSFET

#### IV.4) Commande à pont des MOSFET

La commande du MOSFET de puissance à canal N haute tension, connecté au bus haute tension, a toujours posé un problème aux constructeurs. Un nouveau circuit intégré de puissance haute tension, baptisé IR2110, permet de résoudre ce problème. La configuration de ce circuit intégré permet de commander directement une paire de transistors de puissance montés en demi-pont.

##### IV.4.1) Définition du problème

Le problème de la commande est représenté par la figure IV.7. La chute de tension sur le MOSFET de puissance est pratiquement nulle lorsque le circuit est passant, ce qui maintient la tension source à proximité de bus haute tension. Simultanément, une tension grille-source est nécessaire, ce qui implique que la grille doit être maintenue d'environ 10V au dessus de la tension de bus haute tension, lorsque le dispositif est passant. De même, lors de la commutation, la source oscille entre la masse et le bus haute tension. La commande grille-source doit être appliquée continuellement, sans toute fois dépasser la tension grille-source maximale autorisée de 20V.

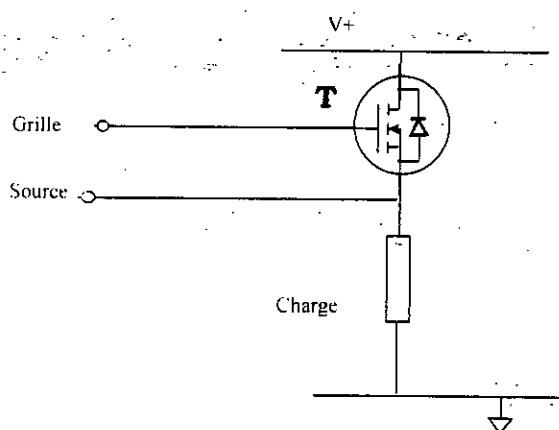


Figure IV.7 : MOSFET à canal N connecté au bus haute tension.

##### IV.4.2) Solutions proposées

Plusieurs techniques permettent de fournir la commande grille appropriée [9].

Une alimentation polarisée flottante, figure IV.8, obtenue par un transformateur d'isolation, peut être référencée à la source. Seul subsiste le problème de la translation d'un signal référencée à la masse. Toutefois une alimentation polarisée flottante augmente le coût et la complexité d'un circuit.

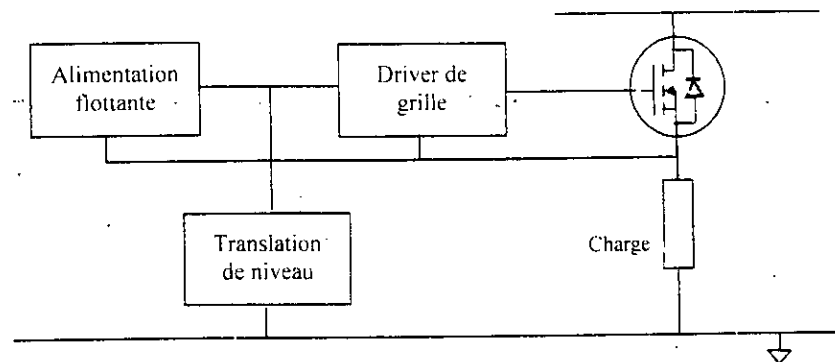


Figure IV.8 : La commande par une alimentation polarisée

Il est possible aussi d'utiliser un transformateur d'impulsions, figure IV.9 qui isole directement la tension de commande grille-source. Cette approche est aussi simple. Toutefois, la spécification du transformateur ne doit pas être laissée au hasard, et le système obtenu aura une fréquence et un rapport cyclique limités.

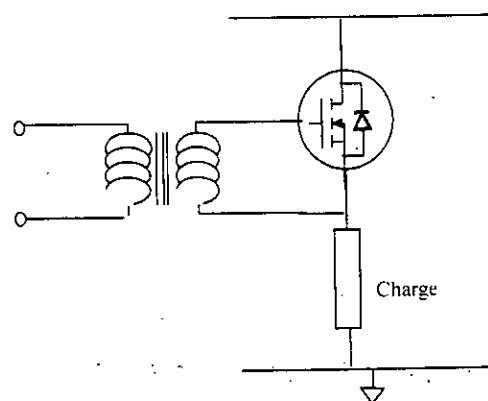


Figure IV.9 : La commande par le transformateur

Il est également possible d'utiliser un circuit de pompe de charge, figure IV.10, pour fournir une alimentation polarisée référencée au bus haute tension. Le fait que l'alimentation obtenue soit référencée au bus haute

tension implique que le circuit de commande de grille puisse supporter la somme de bus haute tension et l'alimentation polarisée lorsque le transistor MOSFET commandé est bloqué. Le manque de rendement des circuits à pompe de charge peut malheureusement conduire le concepteur à cascader nombre de cellules afin d'obtenir les temps de commutations adéquats.

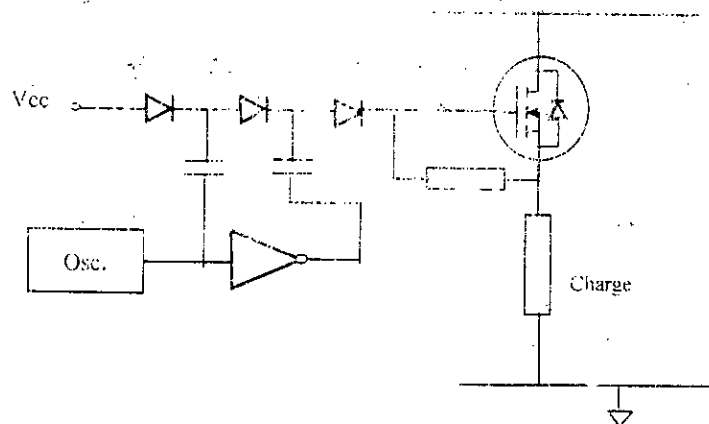


Figure IV.10 : La technique Pompe de charge

La technique "bootstrap" peut également être utilisée dans les circuits de commutation pour fournir une alimentation polarisée flottante. Cette technique est associée à la translation en niveau d'un signal d'entrée référencé à la masse. La figure IV.11 représente la technique bootstrap appliquée à un circuit en demi-pont.

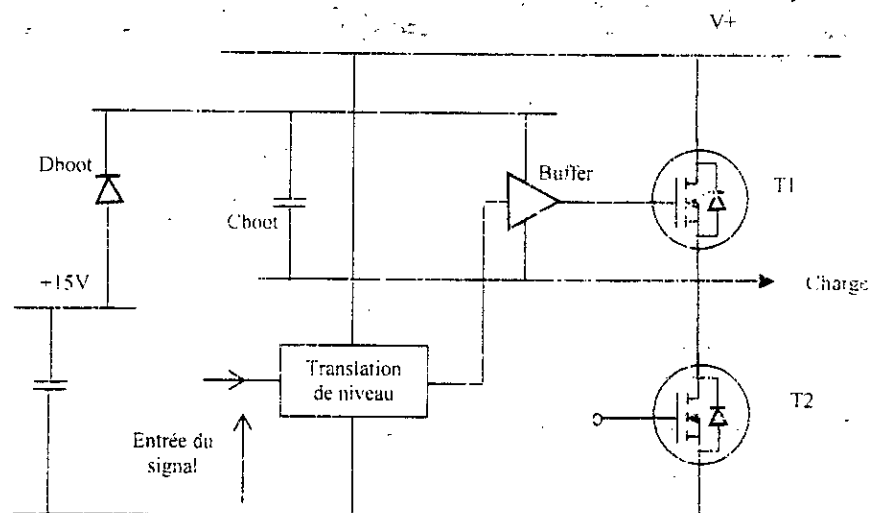


Figure IV.11 : la technique « bootstrap ».

Lorsque le transistor T2 est passant, le condensateur Cboot se charge à partir de l'alimentation polarisée 15V par la diode Dboot et T2. Ensuite, T2 se bloque et T1 devient passant. Lorsque la tension source de T1 augmente, la tension en mode commun du condensateur augmente également, polarisant la diode Dboot en inverse et assurant une alimentation polarisée flottante référencée à la source de T1. Un tampon basse tension est utilisé pour commander T1, et un circuit de translation permet de commander à partir d'un signal référencé à la masse. Le condensateur Cboot doit être régulièrement rechargé en fermant le transistor T2. Le temps de conduction maximum de T1 dépend du courant prélevé sur le condensateur Cboot par le circuit tampon.

En application à demi-pont, où les fréquences de commutation dépassent 1 kHz et où le rapport cyclique de T2 est correctement limité, la technique bootstrap destinée à commander un canal N connecté au + constitue une bonne solution. Toutefois le dispositif final doit comprendre un circuit de translation en niveau pouvant fonctionner sur toute la gamme d'alimentation d'entrée. T1 doit pouvoir rester passant pendant une durée maximale sans que la baisse de polarisation sur le condensateur Cboot provoque une augmentation importante de la résistance passante de T1. D'autres part des tampons doivent être prévus pour assurer un courant de commande suffisant en commutation. Tout ceci nécessite un certain effort de conception important et implique l'utilisation d'un certain nombre de composants et d'une surface considérable en cas d'utilisation de composants discrets. La fiabilité et les performances du circuit peuvent être compromises par le niveau de complexité et le nombre de composant nécessaires.

Le circuit de commande de pont IR2110 permet aux concepteurs de résoudre ces problèmes en combinant tous les circuits nécessaires sur un seul dispositif monolithique.

### IV.4.3) Description du circuit IR2110

Le circuit IR2110 est un circuit de commande monolithique grande vitesse à deux canaux. L'un des canaux de commande est un canal classique, c-à-d qu'une entrée à faible niveau Lin est mise en tampon afin de produire une sortie en phase, LO, qui commute entre les niveaux définis par une alimentation polarisée de commande en sortie référencée à la masse (Vcc). L'autre canal de commande est différent. Une entrée à faible niveau Hin est translatée en niveau est mise en tampon afin de produire une sortie en phase, HO, qui commute entre les niveaux définis par une alimentation polarisée flottante (Vbs). Cette sortie de commande peut être référencée à une tension pouvant dépasser de 500 V la masse du circuit. Les deux canaux de commande sont indépendants et peuvent commander directement un transistor MOSFET à grande vitesse. Une troisième entrée SD maintient les deux sorties à l'état bas. Ces trois entrées sont activées par un trigger de Schmidt. Un circuit de verrouillage de sous tension maintient les deux sorties à l'état bas dès que la tension Vcc descend en-dessous de certaines limites.

### IV.4.4) Commande en demi-pont

Comme le montre la figure IV.12, représentant un circuit IR2110, avec une alimentation de commande basse tension et une alimentation de commande flottante développée en technique bootstrap avec un condensateur, une diode et une résistance, il est possible de convertir deux signaux de faible niveau référencés à la masse en deux signaux de commande de sortie pouvant être utilisés pour commander un demi-pont. Avec un condensateur bootstrap de 0.047  $\mu$ F, le temps de conduction de T1 sera en général supérieur à 200 $\mu$ s.

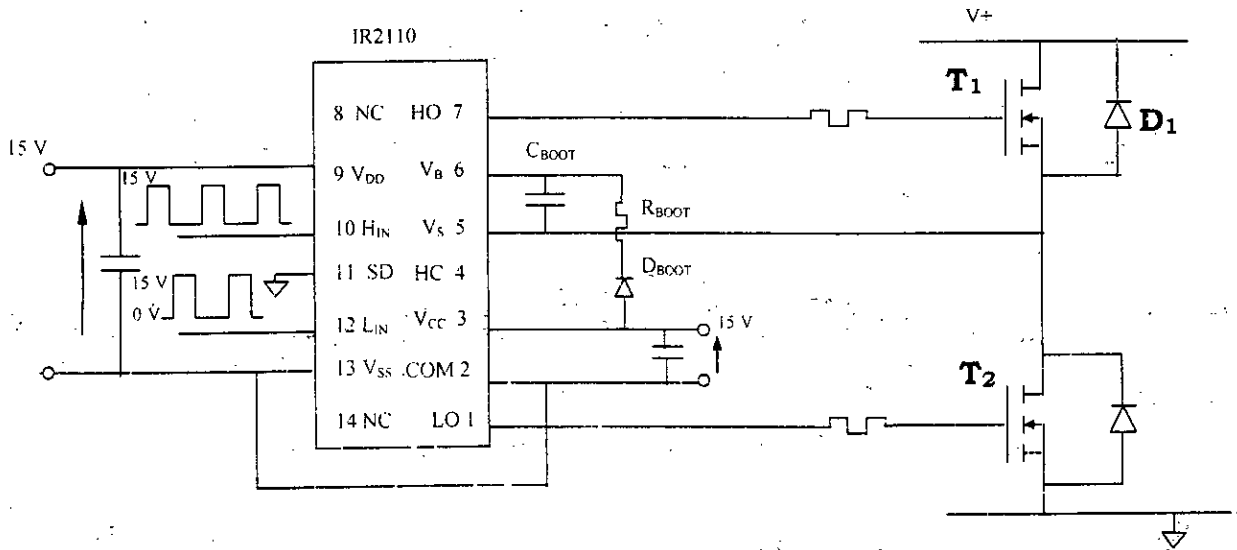


Figure V.12: Topologie en demi pont avec IR2110.



---

---

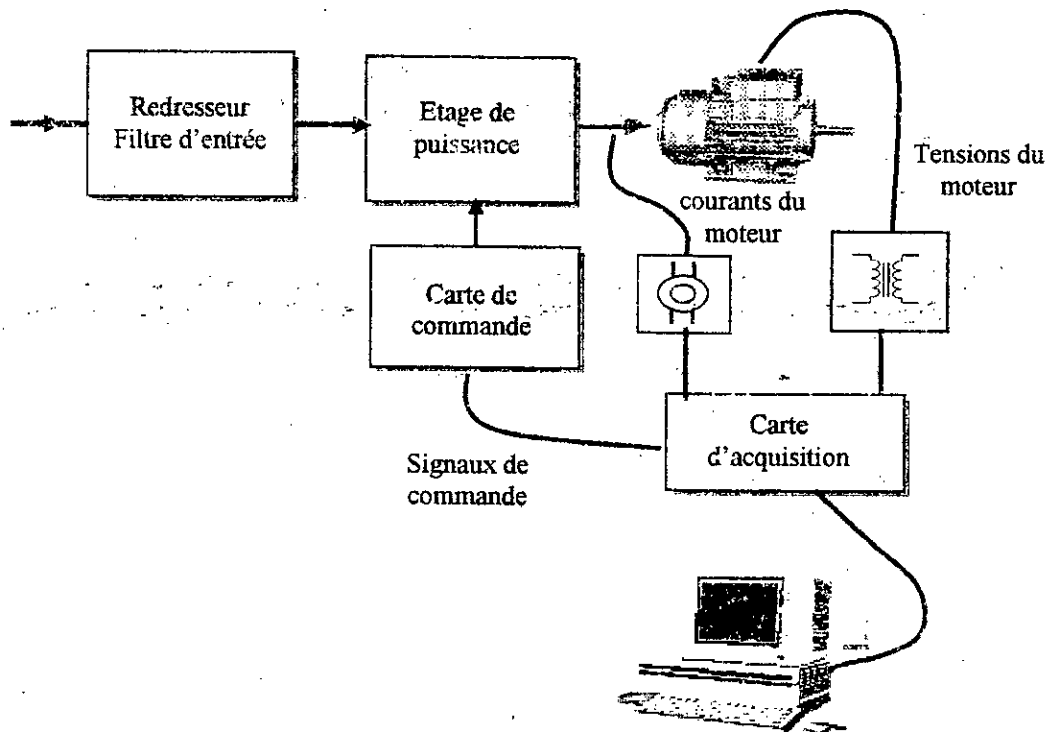
# Résultats et commentaires

---

---

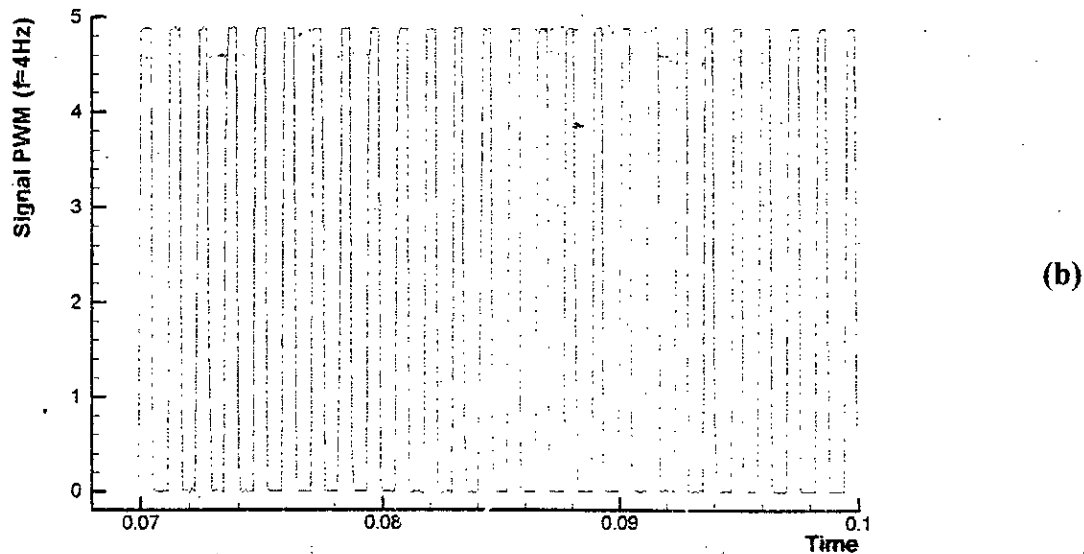
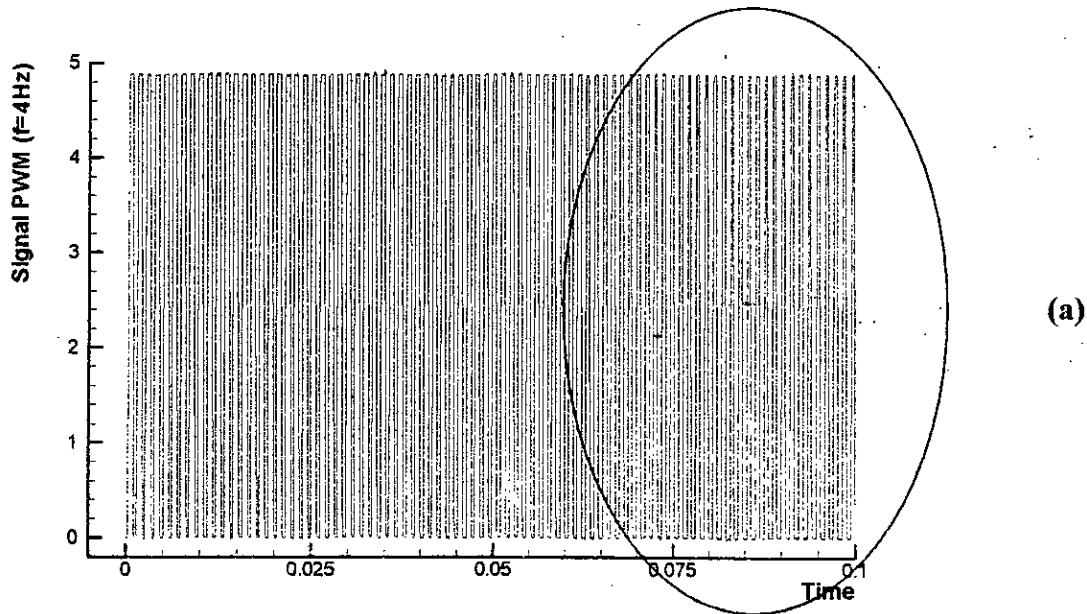
Nous présentons dans ce chapitre les résultats obtenus des essais faits sur une machine asynchrone de puissance de 1Kw. Nous avons relevé les courbes des différents signaux de l'onduleur et de la machine asynchrone. L'objectif de cette partie consiste à vérifier que les formes d'onde des signaux obtenues correspondent à celles de l'étude théorique, et à étudier l'influence des différents paramètres sur l'ensemble du système.

Le banc des essais des différentes expériences est présenté comme le montre la figure suivante :



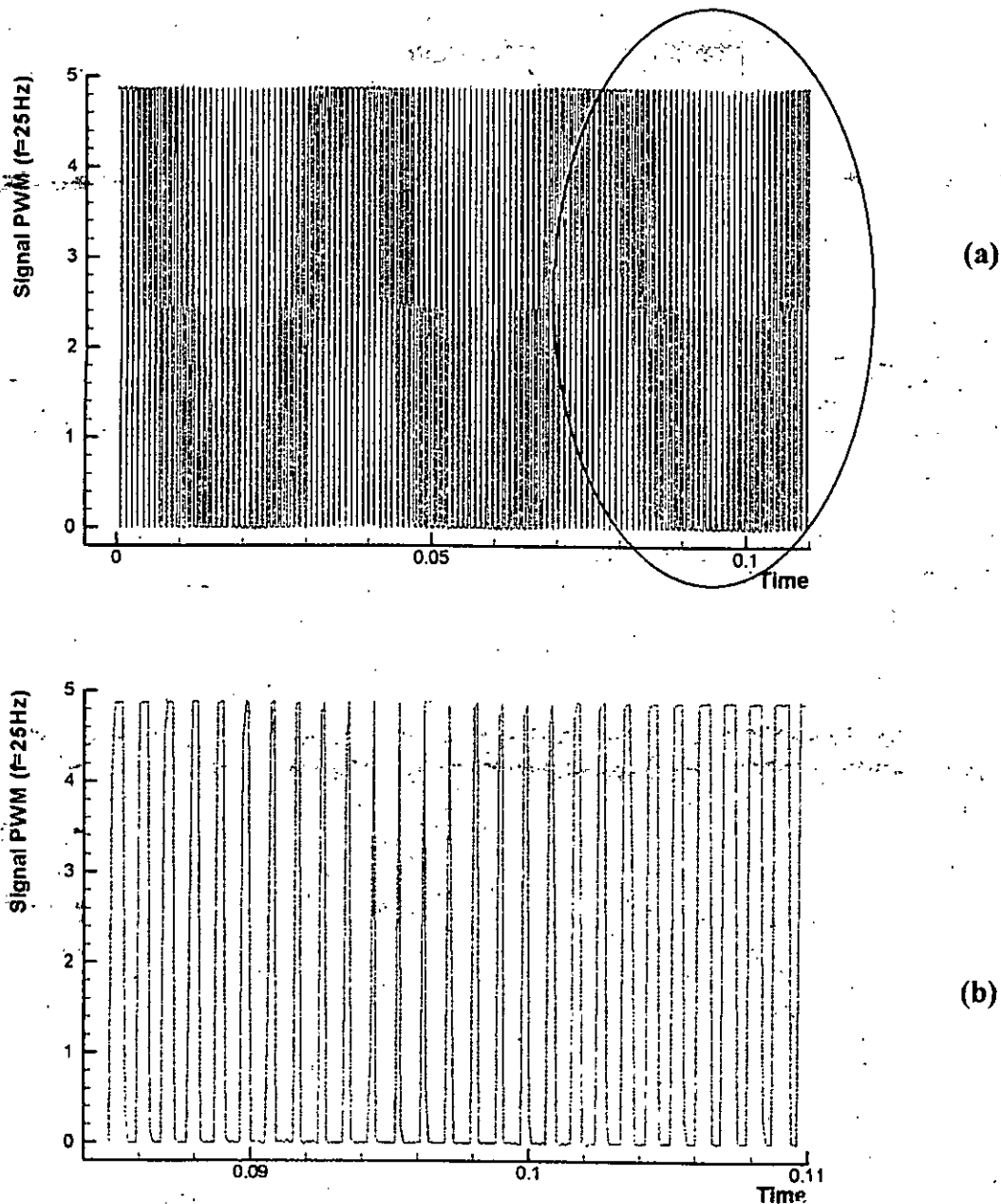
**Figure V.1: Banc des essais des expériences.**

Le relèvement des différents signaux de la machine asynchrone et des signaux PWM de commande, à savoir les signaux de commande PWM, les formes des ondes des tensions simples et composées et les formes des ondes de courant, sont montrés sur la figure ci-dessus.

**V.1) Les signaux de commande PWM aux différentes fréquences**

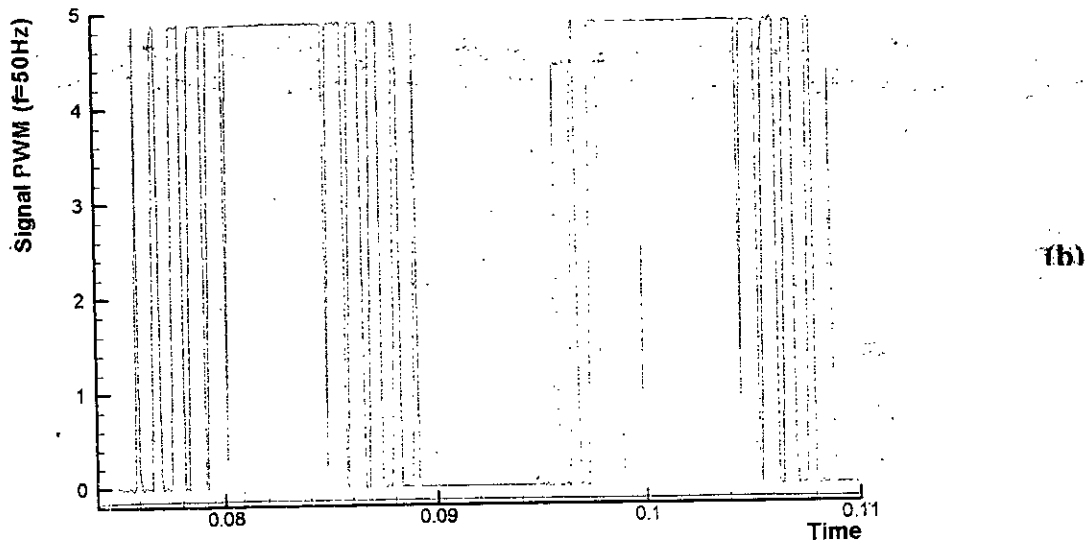
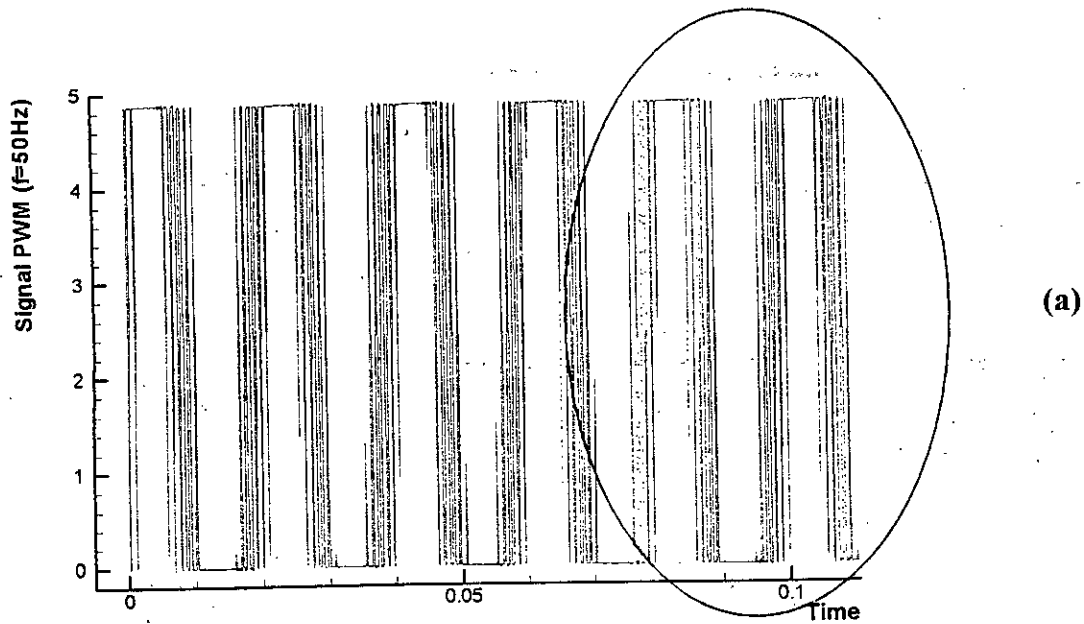
**Figure V.2: Signal de commande PWM à la fréquence 4Hz. (b) est un agrandissement de la partie encadrée en (a).**

La figure V.2.a montre le signal de commande PWM à la fréquence de sortie  $f=4\text{Hz}$ , où la vitesse de rotation du moteur est minimale, la figure IV.2.b est un agrandissement de la partie encadrée de ce signal PWM. Dans ce cas le nombre d'impulsions sur une période est important.



**Figure V.3: Signal de commande PWM à la fréquence de 25 Hz. (b) est un agrandissement de la partie encadrée en (a).**

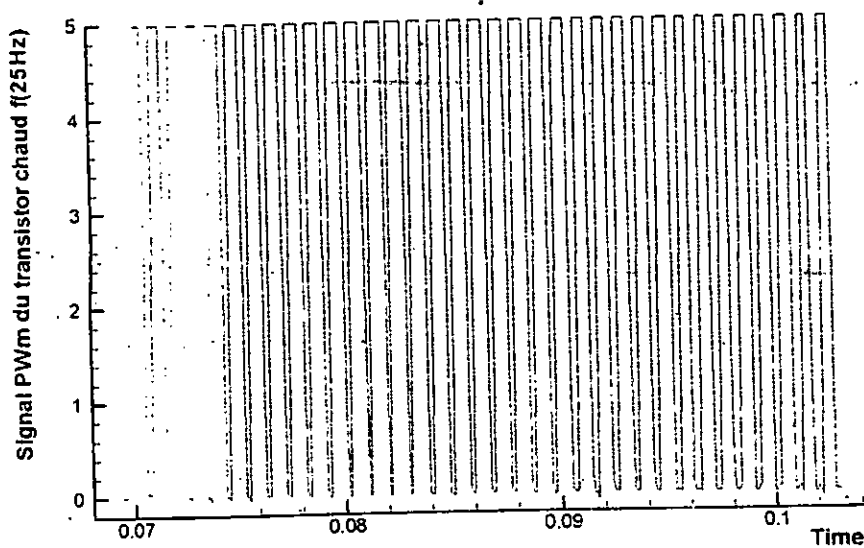
La figure V.3 montre le signal de commande PWM à la fréquence  $f=25\text{Hz}$ . A cette fréquence la vitesse de rotation du moteur est au milieu de la plage de variation. Le nombre d'impulsions dans ce cas est réduit par rapport au cas précédent.



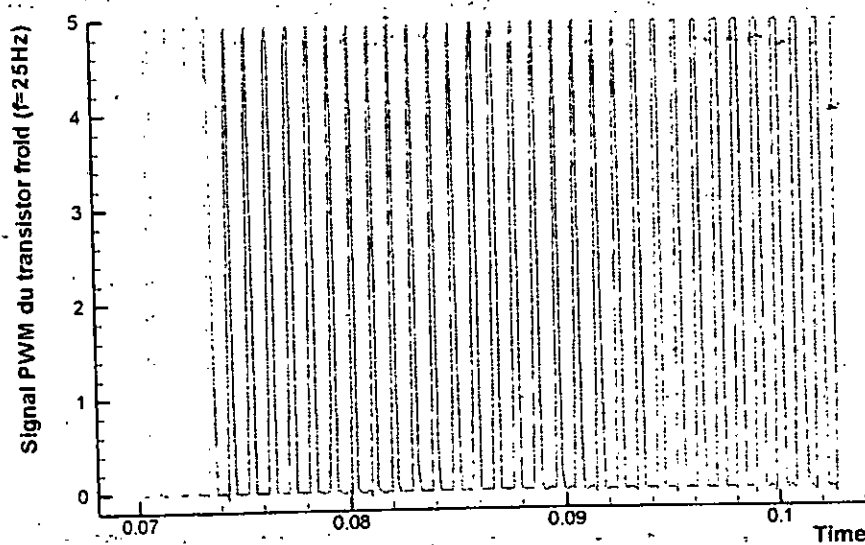
**Figure V.4: Signal de commande PWM à la fréquence 50Hz. (b) est un agrandissement de la partie encerclée en (a).**

La figure V.4.a montre le signal de commande PWM d'un transistor à la vitesse maximale ( $f=50\text{Hz}$ ). La figure V.4.b est un agrandissement d'une période. Le nombre d'impulsions sur une période est bien réduit.

## V.2) Signaux de commande PWM d'un demi pont



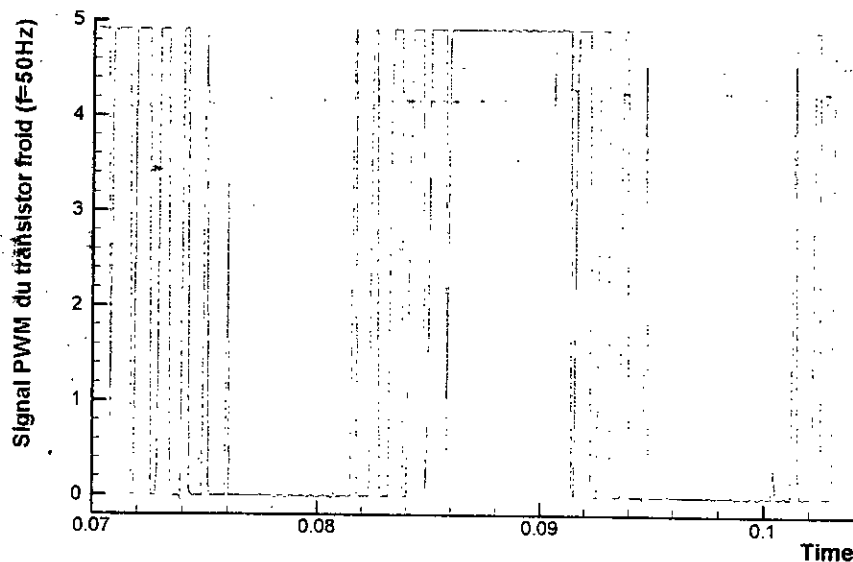
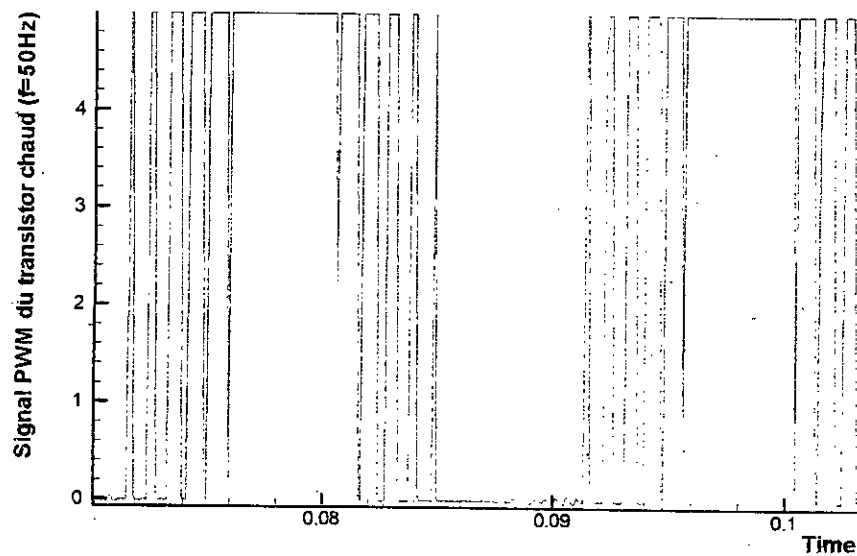
(a)



(b)

Figure V.5: Signaux de commande PWM d'un demi pont à  $f=25\text{Hz}$ . (a) Signal PWM du transistor chaud, (b) Signal PWM du transistor froid.

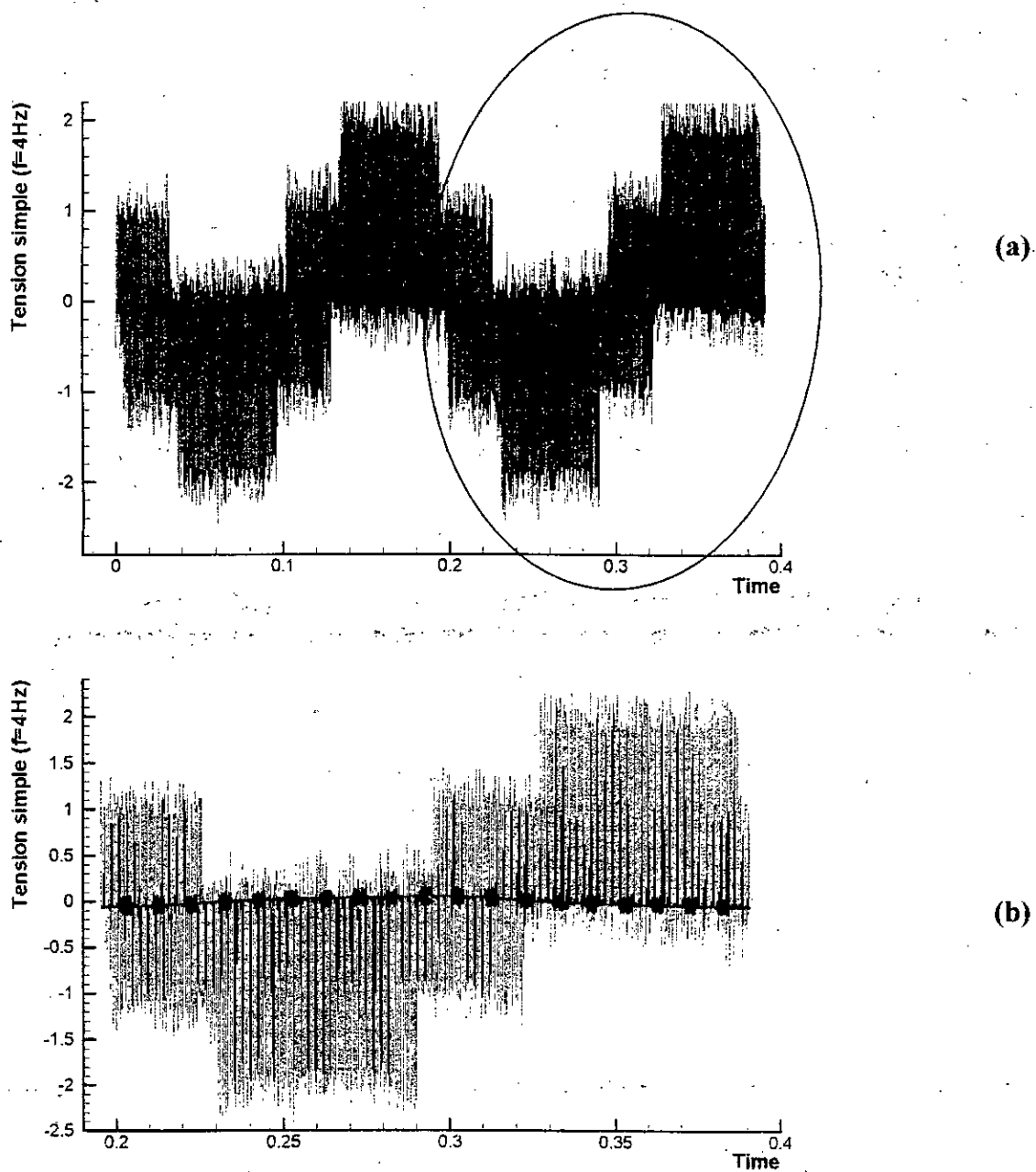
La figure V.5 montre les signaux PWM d'un demi pont de l'onduleur à la fréquence  $f=25\text{Hz}$ . La figure qui suit montre clairement que l'état haut de la commande est bien alterné entre le transistor chaud (haut) et le transistor froid (bas), en évitant ainsi un court circuit front.



**Figure V.6: Signaux de commande PWM d'un demi pont à  $f=50\text{Hz}$ . (a) PWM du transistor chaud, (b) PWM du transistor froid.**

La figure V.6 montre les signaux de commande PWM d'un demi pont de l'onduleur à la fréquence de sortie  $f=50\text{Hz}$ . Le nombre d'impulsions est réduit à cette fréquence. Les signaux de commande sont alors bien discernés.

### V.3) Formes de l'onde des tensions simples de l'onduleur



**Figure V.7: Tension simple d'une phase à  $f=4\text{Hz}$ . (b) est un agrandissement de la partie encadrée de (a).**

La figure V.7.a représente la tension simple d'une phase du moteur à la fréquence  $f=4\text{Hz}$ . La tension simple a pris sa forme à la fréquence minimale, mais le nombre d'impulsions est très élevé sur une période.



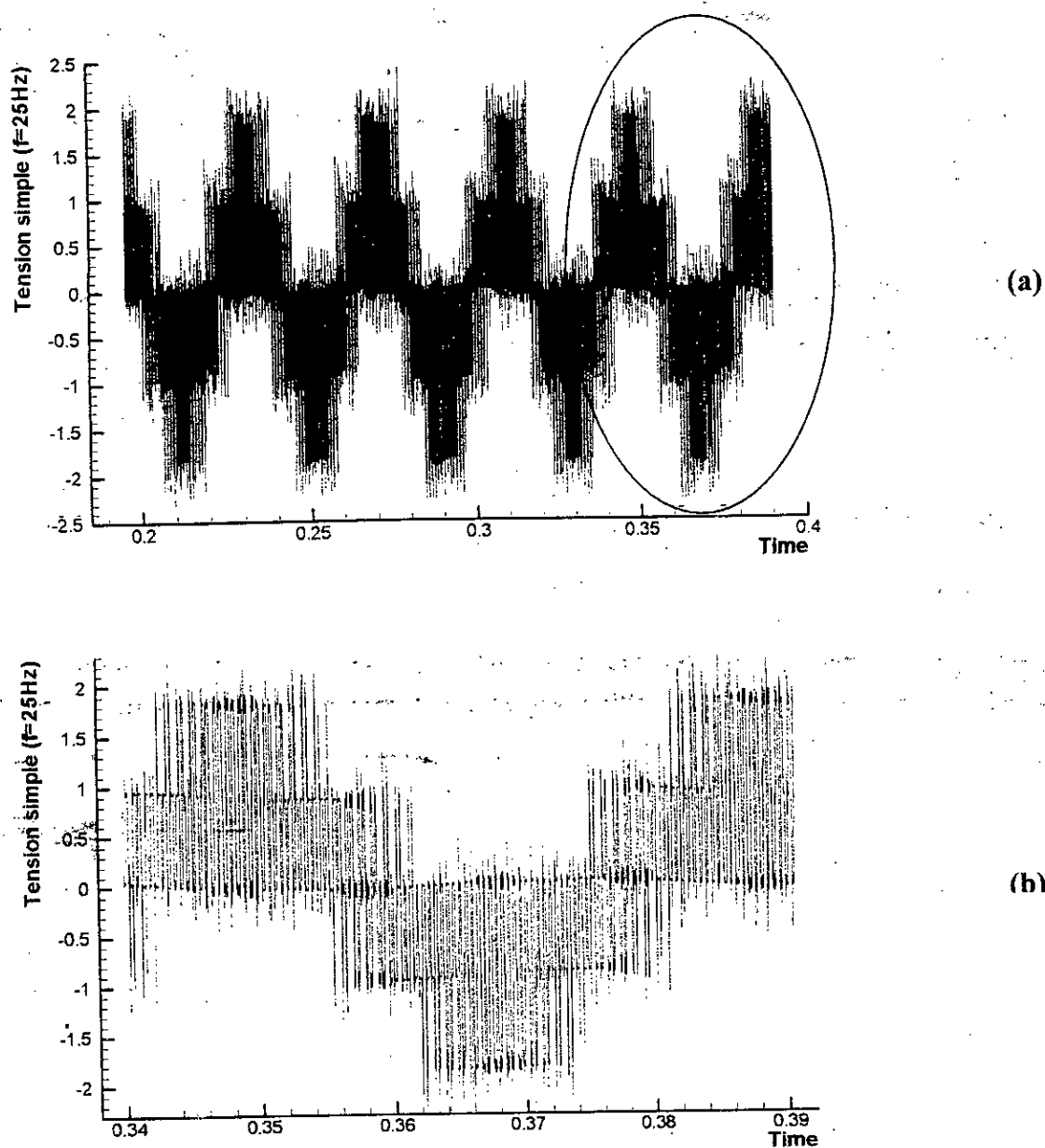


Figure V.8: Tension simple d'une phase à  $f=25\text{Hz}$ . (b) est un agrandissement de la partie encadrée de (a).

La figure V.8 montre la tension simple d'une phase du moteur à la fréquence  $f=25\text{Hz}$ . La période a diminué et le nombre d'impulsions est réduit par rapport au cas précédent.

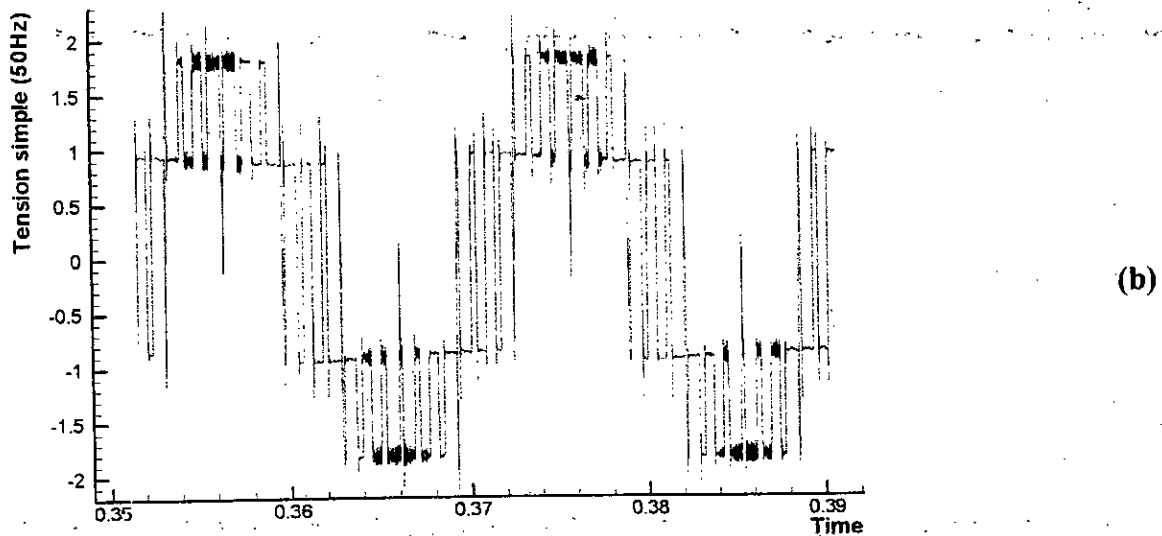
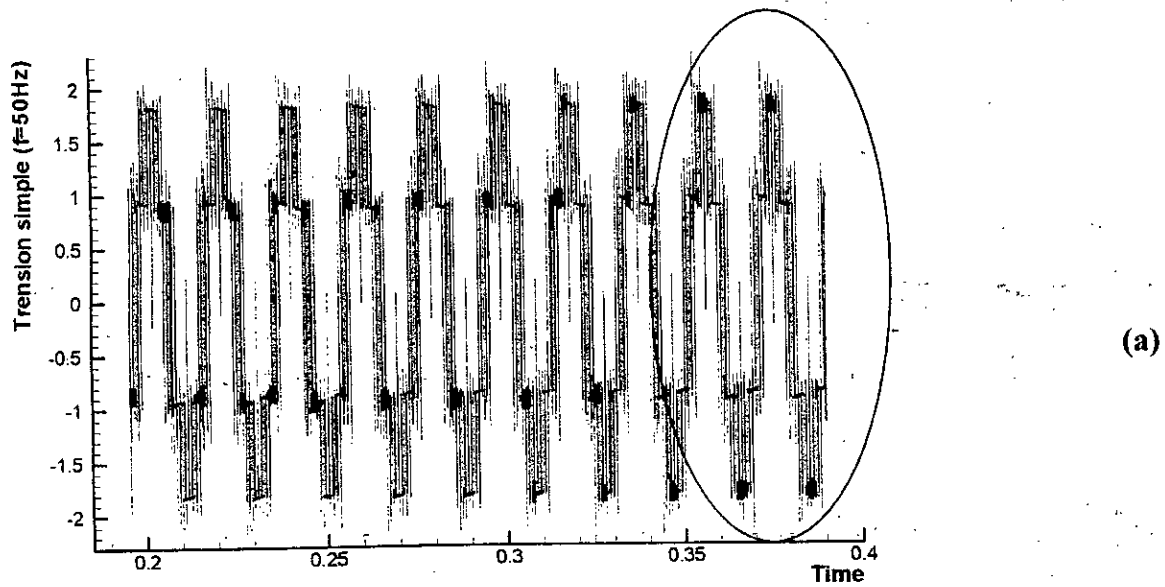


Figure V.9: Tension simple d'une phase à  $f=50\text{Hz}$ . (b) est un agrandissement de la partie encerclée de (a).

La figure V.9 montre la tension simple d'une phase à la fréquence  $f=50\text{Hz}$ . La tension simple prend sa forme finale à cette fréquence. Le nombre d'impulsions par période est au minimum.

#### V.4) Forme de l'onde des tensions composées de l'onduleur

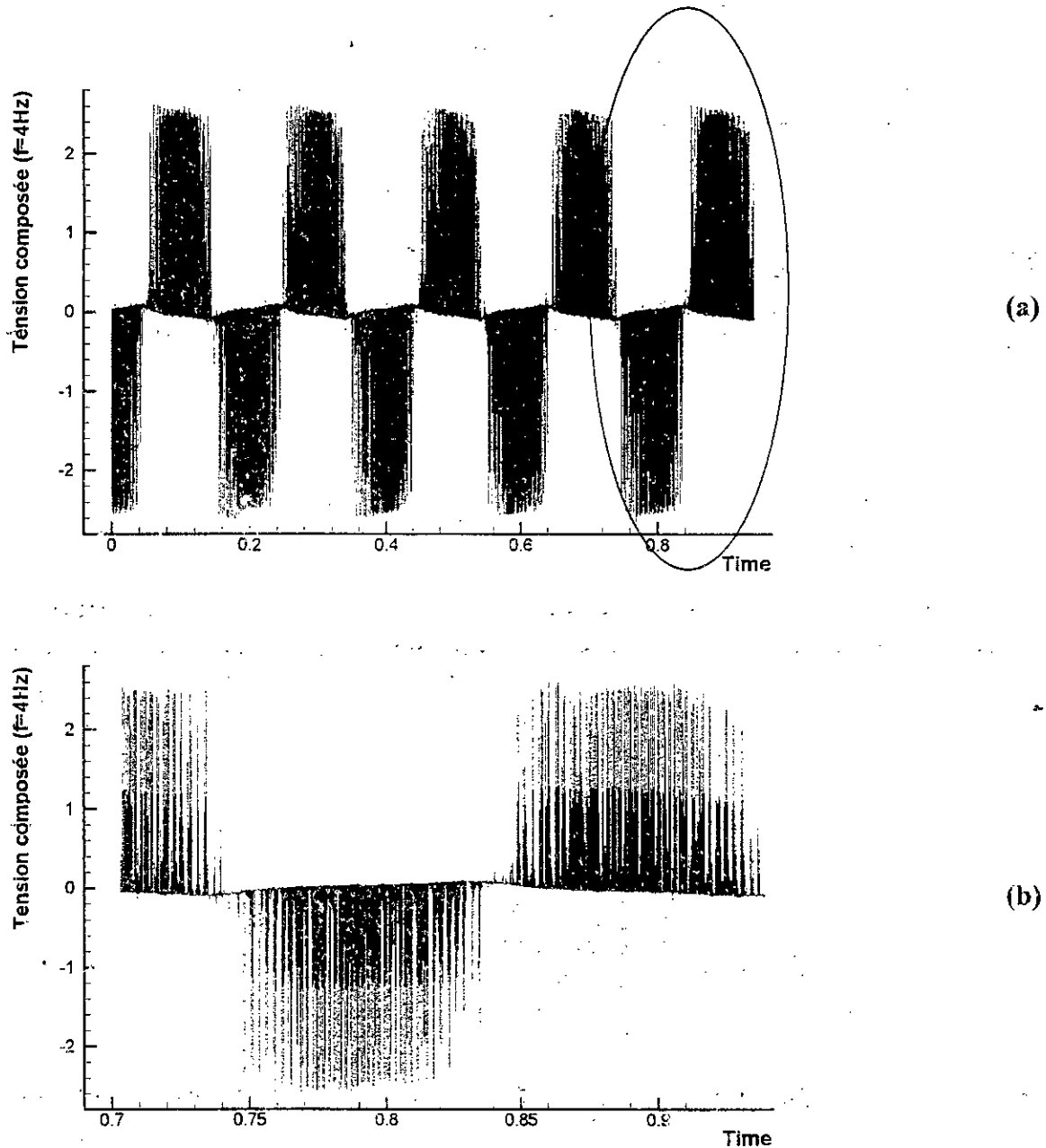
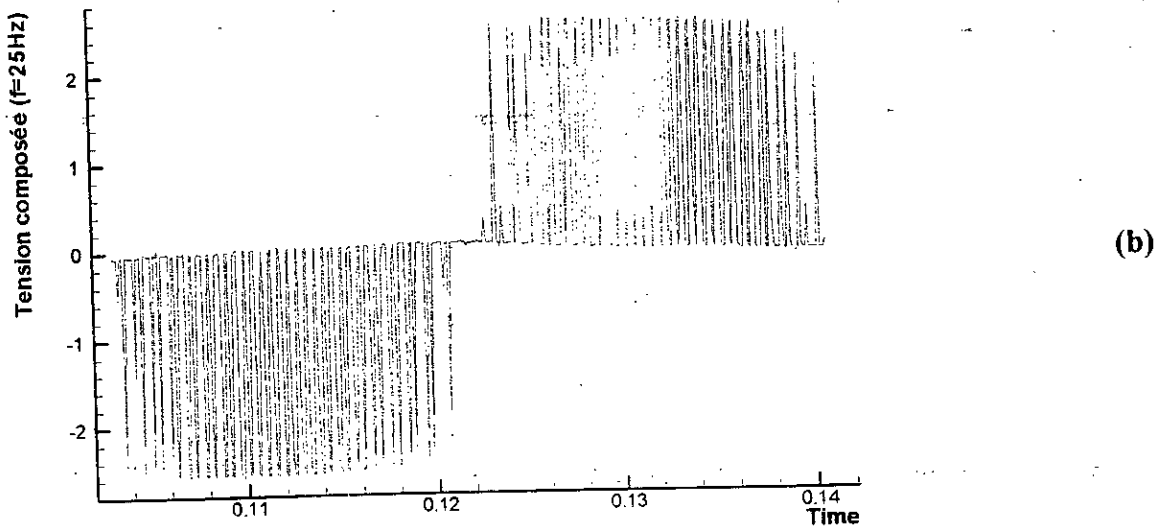
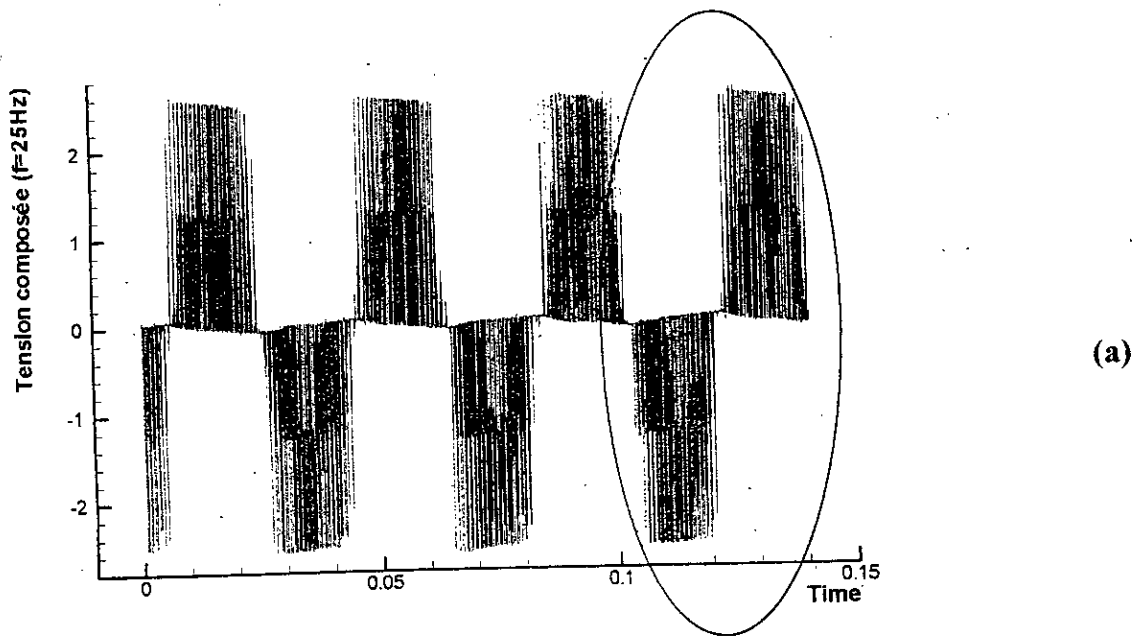


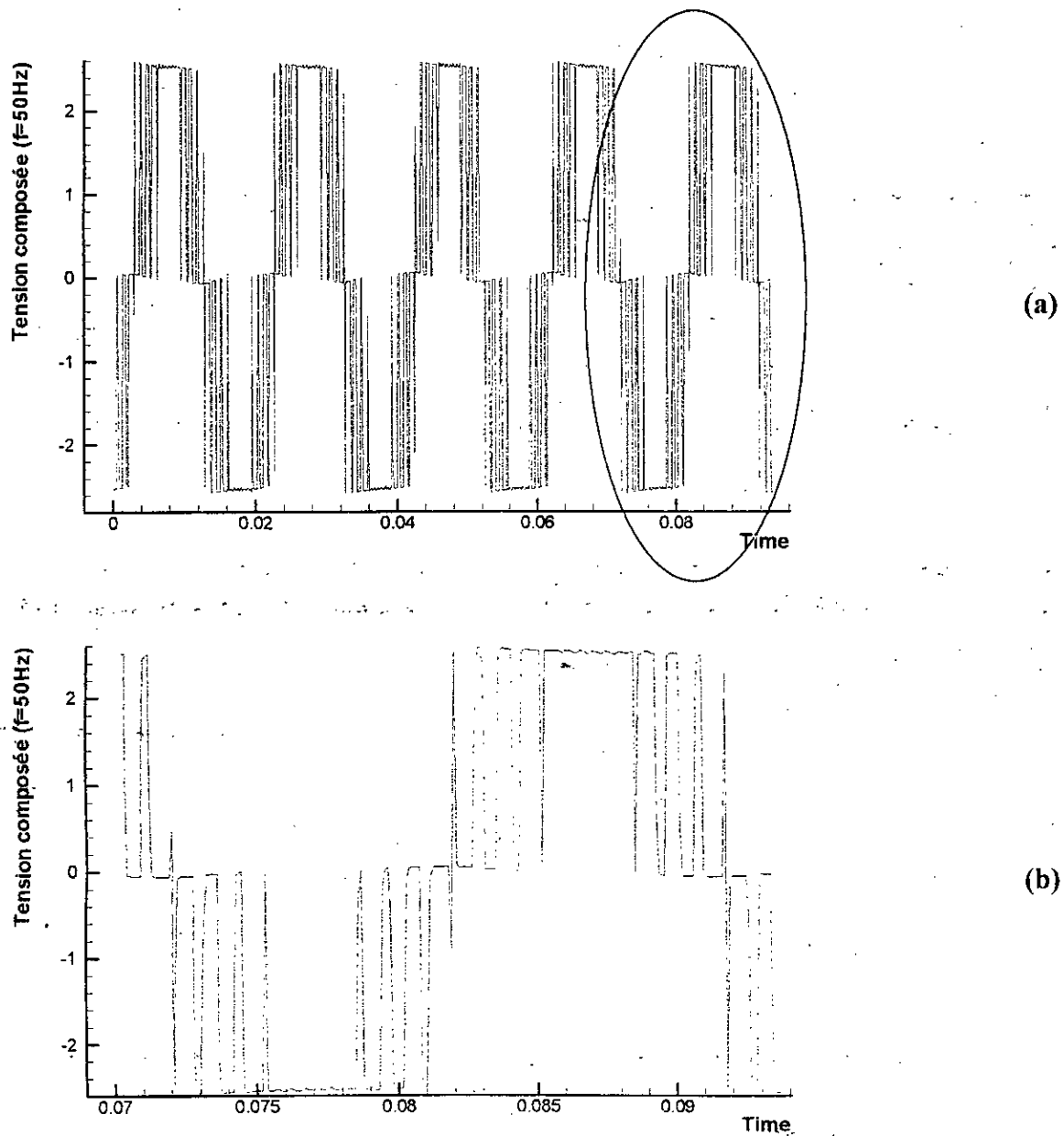
Figure V.10: Tension composée à  $f=4\text{Hz}$ . (b) est un agrandissement de la partie encadrée de (a)

La figure V.10 montre la tension composée entre deux phases de la machine asynchrone à la fréquence de sortie  $f=4\text{Hz}$ . La tension composée prend sa forme dès le démarrage. Le nombre d'impulsions est important.



**Figure V.11: Tension composée à  $f=25\text{Hz}$ . (b) est un agrandissement de la partie encadrée de (a)**

La figure V.11 montre la tension composée entre deux phases de la machine asynchrone à la fréquence de sortie  $f=25\text{Hz}$ . Le nombre d'impulsions est réduit dans ce cas.



**Figure V.12: Tension composée à  $f=50\text{Hz}$ . (b) est un agrandissement de la partie encerclée de (a)**

La figure V.12 montre la tension composée entre deux phases de la machine asynchrone à la fréquence de sortie  $f=50\text{Hz}$ .

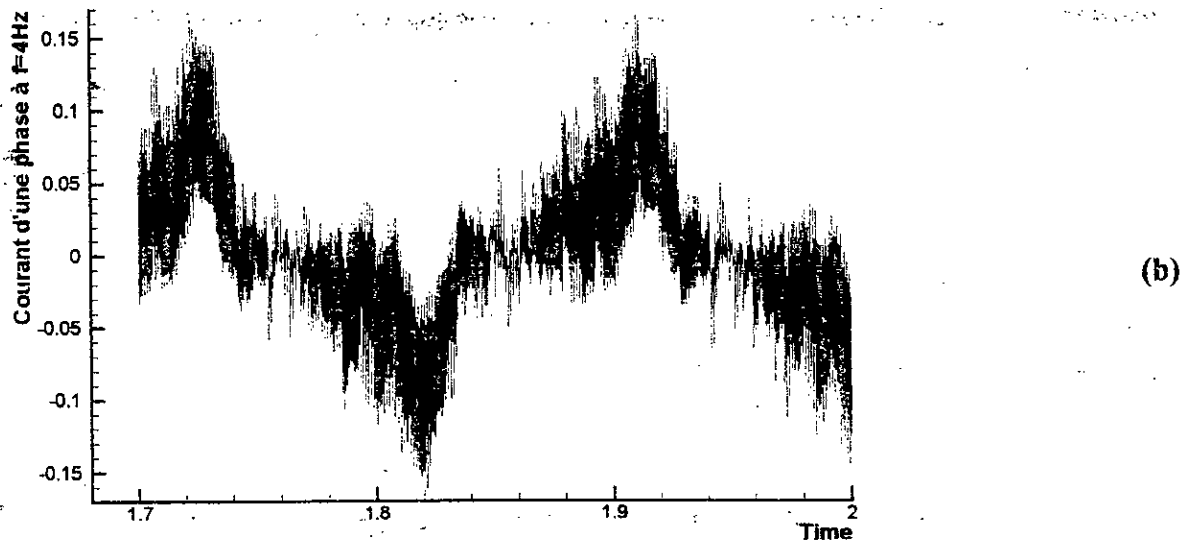
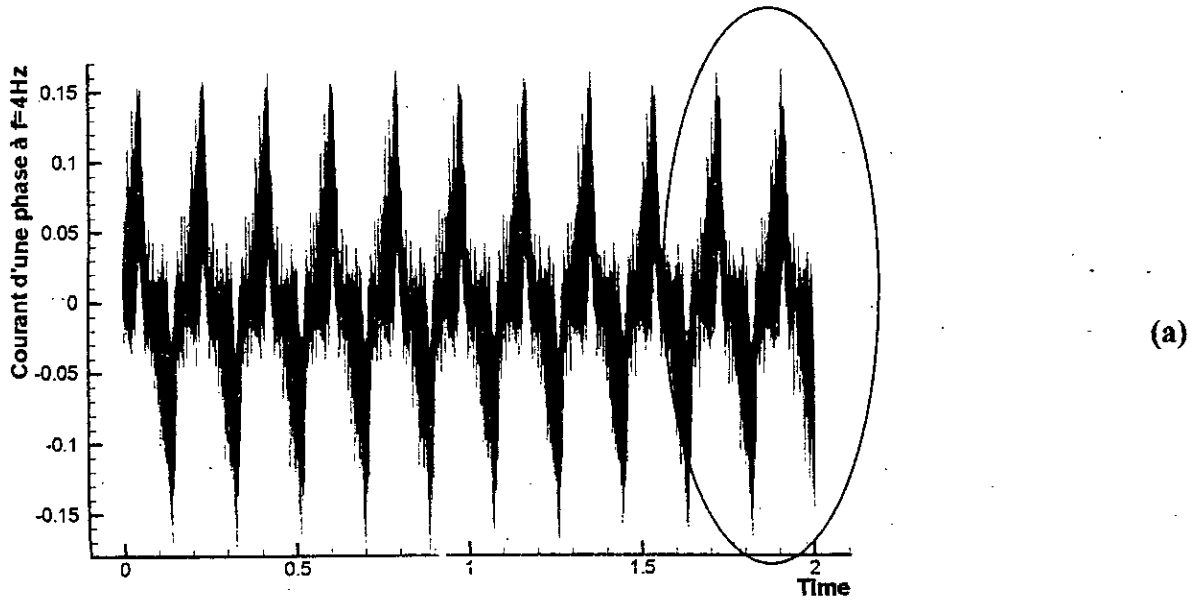
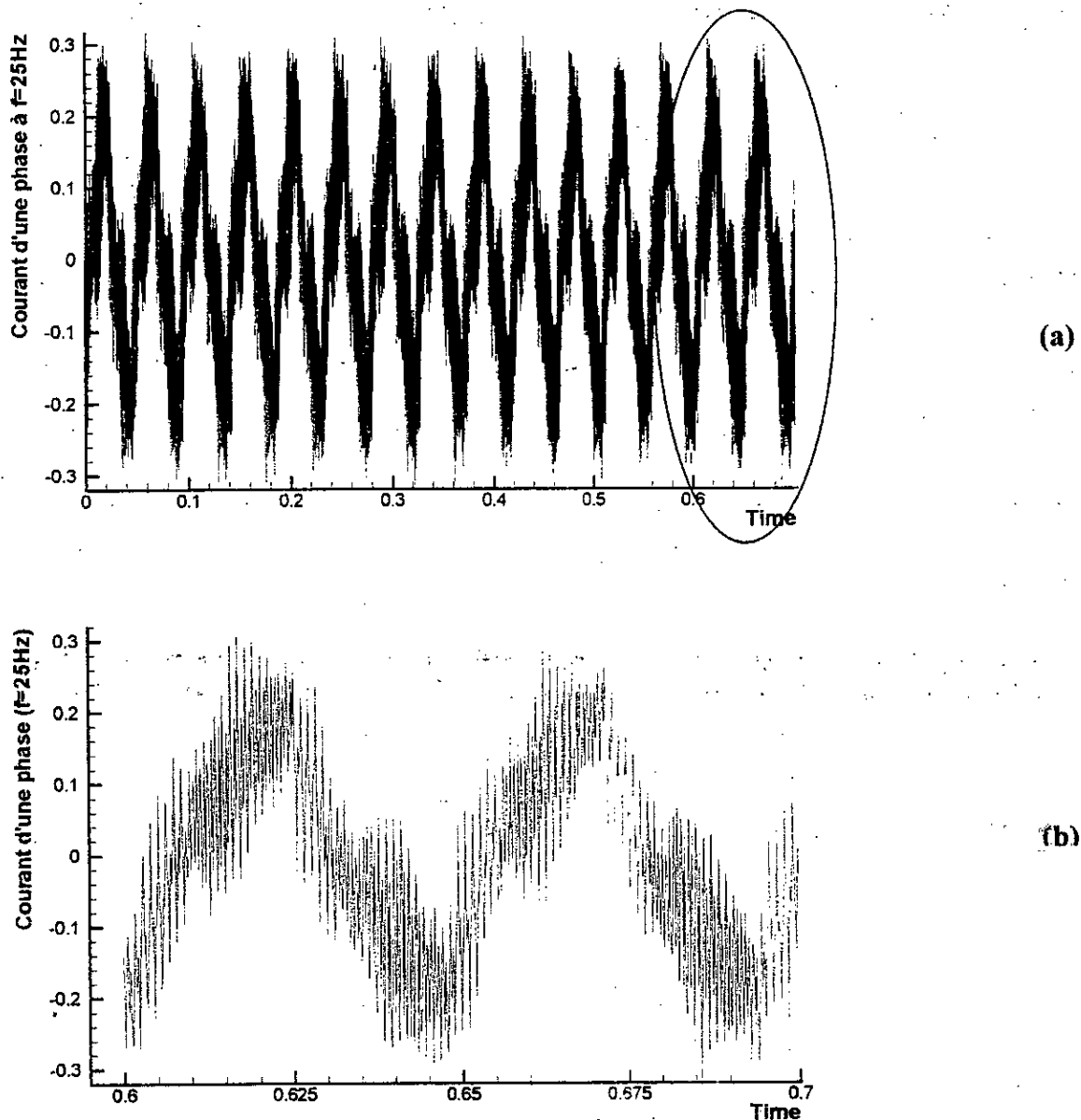
**V.5) Forme de l'onde des courants d'une phase de l'onduleur**

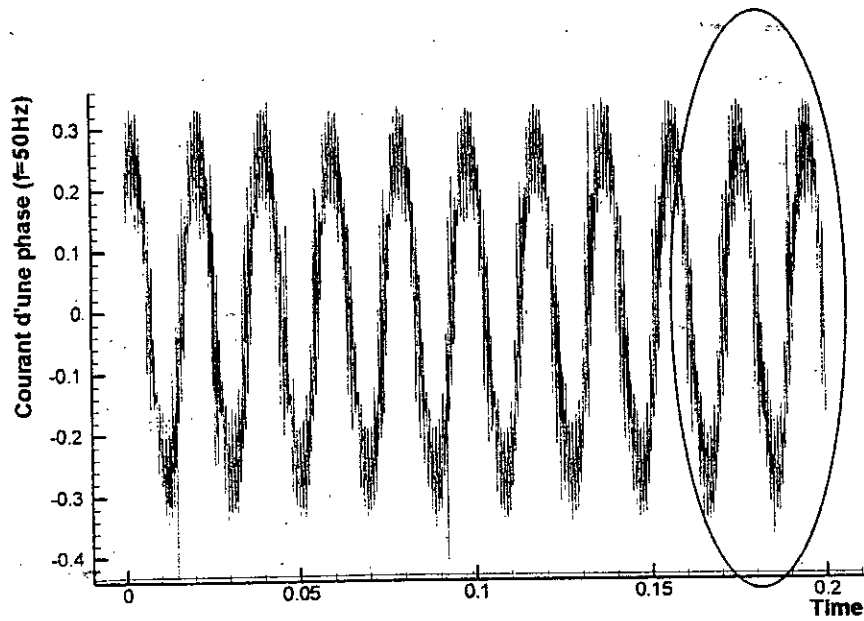
Figure V.13 : Courant d'une phase à  $f=4\text{Hz}$ . (b) est un agrandissement de de la partie encadrée en (a).

La figure V.13 montre le courant d'une phase de la machine asynchrone à la fréquence de sortie  $f=4\text{Hz}$ .

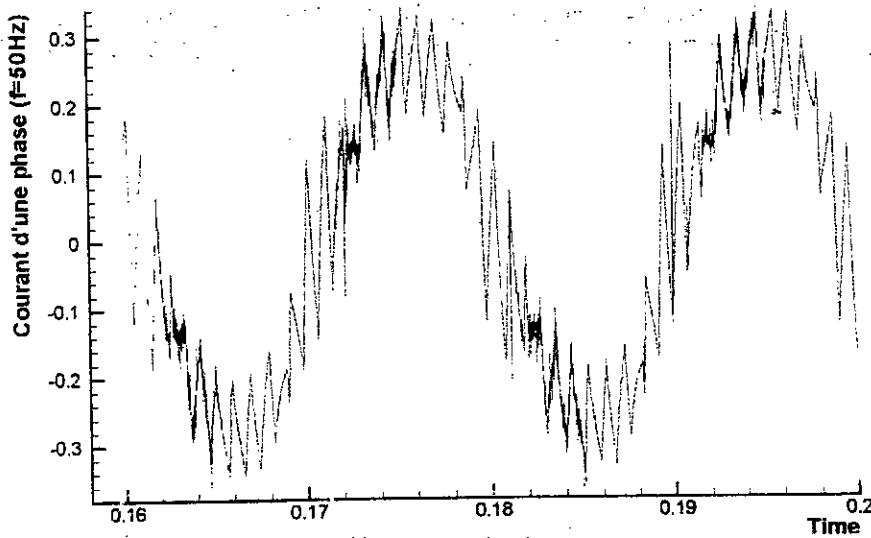


**Figure V.14 : Courant d'une phase à  $f=25\text{Hz}$ . (b) est un agrandissement de de la partie encadrée en (a).**

La figure V.14 montre le courant d'une phase de la machine asynchrone à la fréquence de sortie  $f=25\text{Hz}$ .



(a)

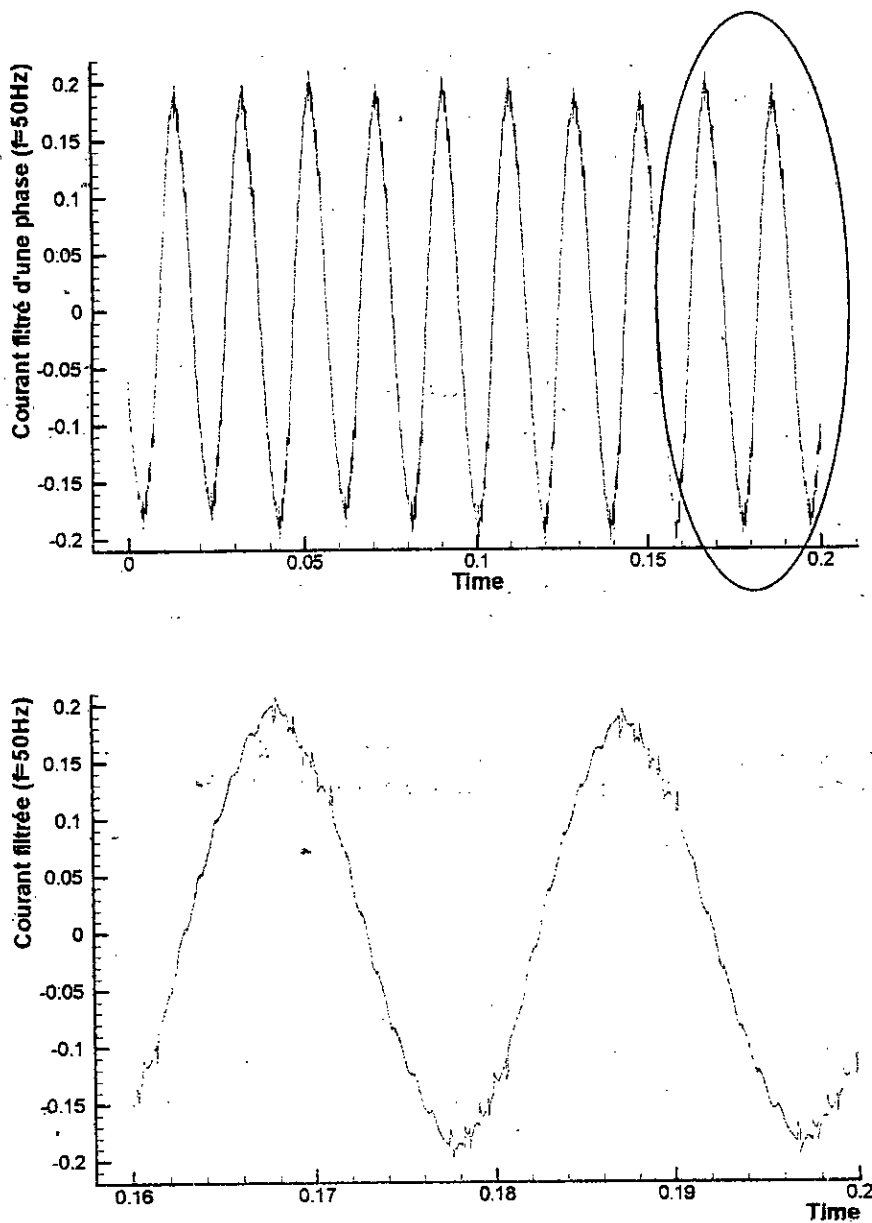


(b)

Figure V.15: courant d'une phase à  $f=50\text{Hz}$ . (b) est un agrandissement de la partie encadrée de (a).

La figure V.15 montre le courant d'une phase de la machine asynchrone à la fréquence de sortie  $f=50\text{Hz}$ .





**Figure V.16: courant filtré d'une phase à  $f=50\text{Hz}$ . (b) est un agrandissement de la partie encerclée de (a)**

La figure V.16 montre le courant d'une phase à la fréquence de sortie égale à 50Hz après un filtrage passe bas. La résultante a une forme sinusoïdale.

## V.6) Spectres des signaux de l'onduleur et de la machine asynchrone

### V.6.1) Spectres des signaux de commande PWM

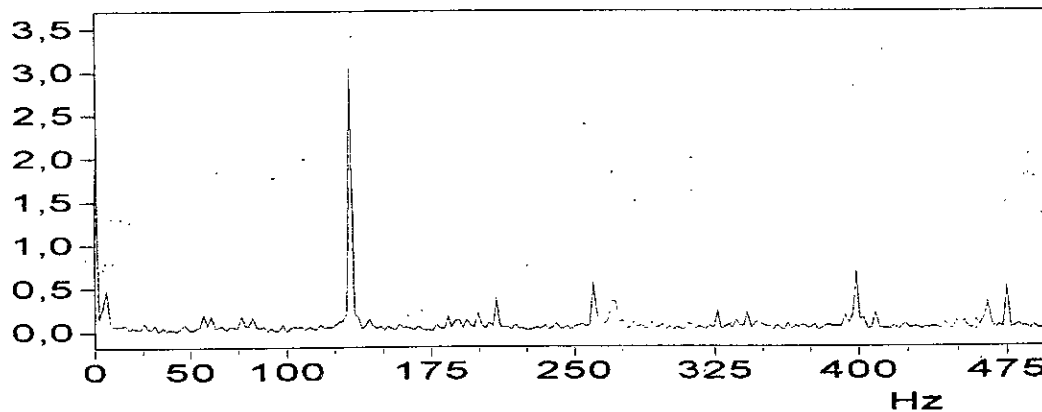


Figure V.17: Spectre de signal de commande PWM à  $f=4\text{Hz}$ .

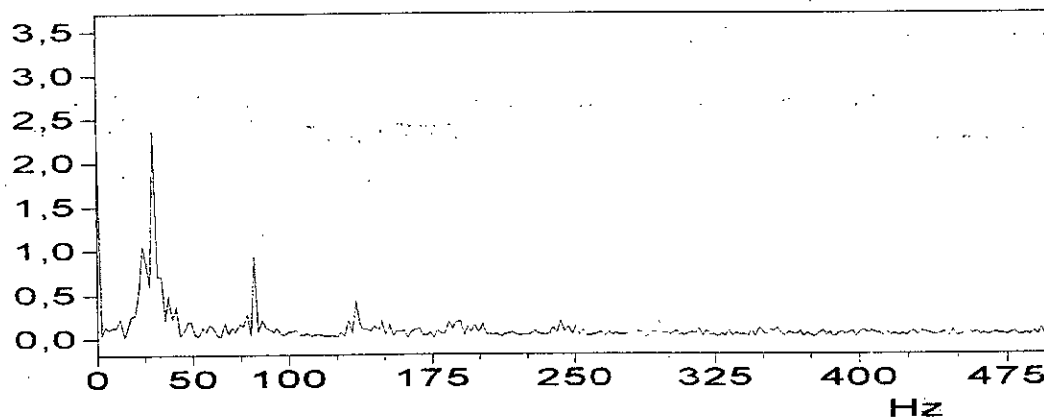


Figure V.18: Spectre de signal de commande PWM à  $f=25\text{Hz}$ .

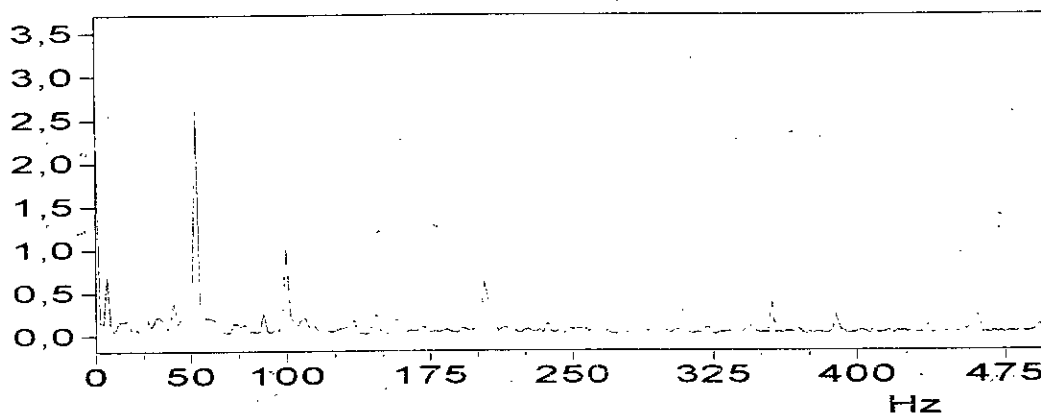
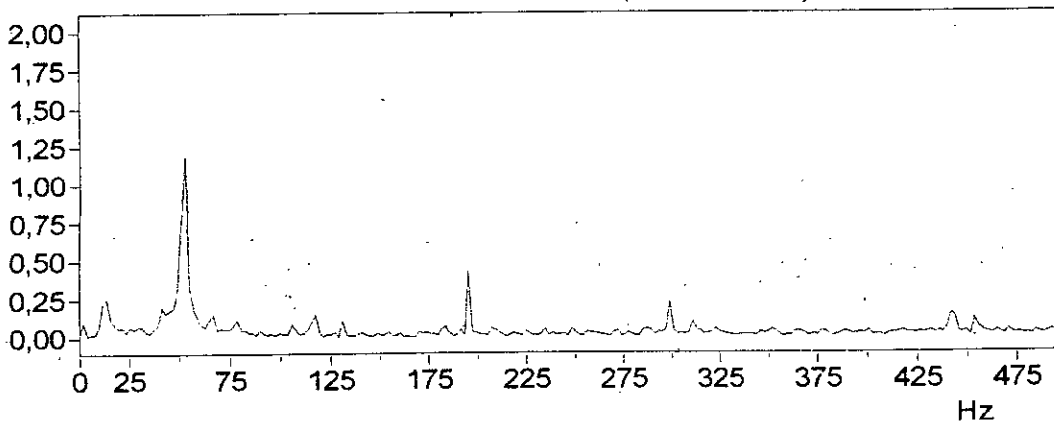


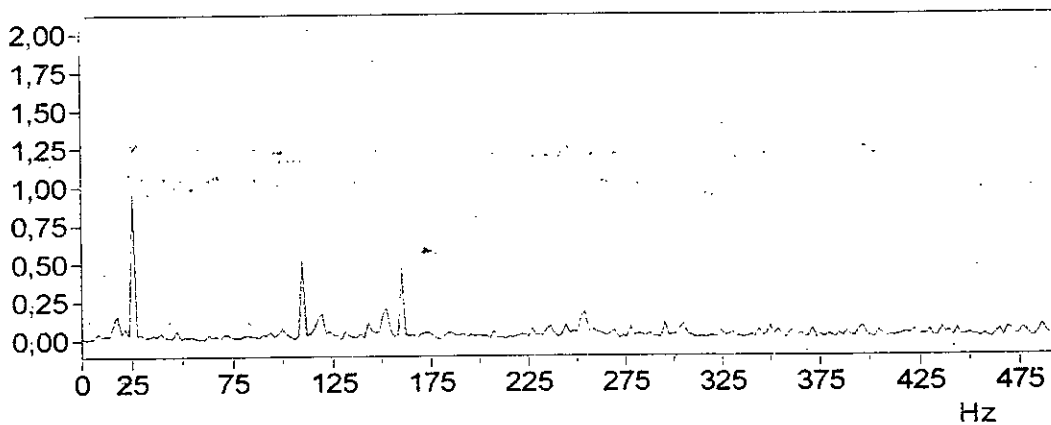
Figure V.19: Spectre de signal de commande PWM à  $f=50\text{Hz}$ .

Les figures V.17, V.18, V.19 montrent le spectre du signal de commande PWM aux différentes fréquences. Le signal est important aux fréquences de sortie de l'onduleur. Les harmoniques du signal sont loin du fondamental.

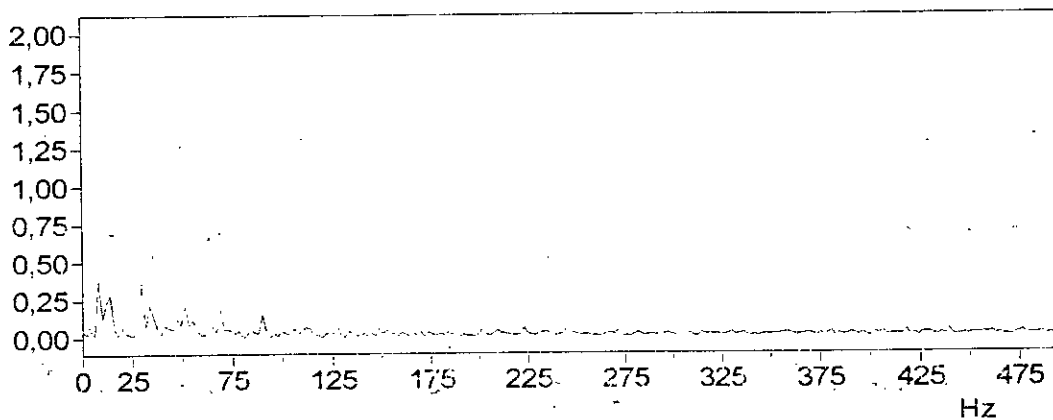
**V.6.2) Spectres des tensions simples**



**Figure V.20: Spectre des tensions simples à  $f=50\text{Hz}$  et  $f_{cr}=168\text{kHz}$ .**



**Figure V.21: Spectre des tensions simples à  $f=25\text{Hz}$  et  $f_{cr}=168\text{kHz}$ .**



**Figure V.22: Spectre des tensions simples à  $f=8\text{Hz}$  et  $f_{cr}=168\text{kHz}$ .**

Les figures V.20, V.21, V.22 montrent bien que les harmoniques du spectre des signaux de tensions simples aux différentes fréquences sont bien loin du fondamental, et seront ainsi facilement filtrées.

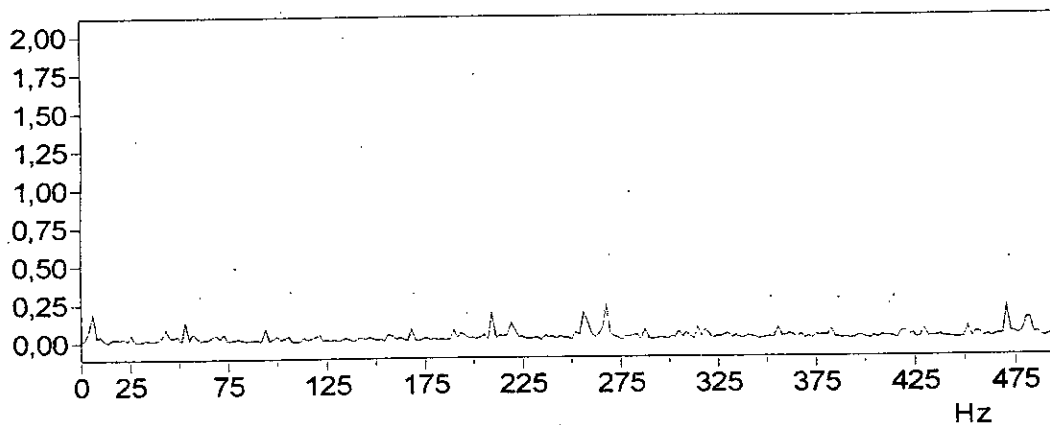


Figure V.23: Spectre des tensions simples à  $f=4\text{Hz}$  et  $f_{\text{cut}}=168\text{kHz}$ .

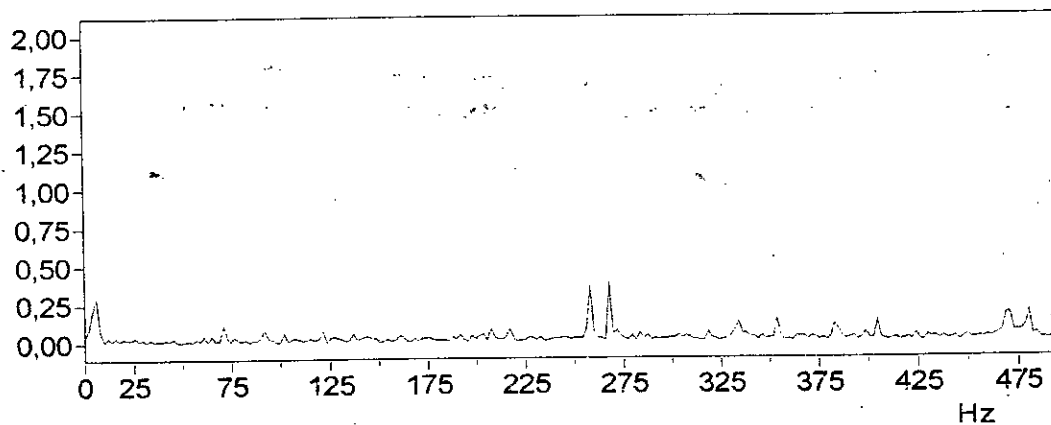


Figure V.24: Spectre des tensions simples à  $f=4\text{Hz}$  et  $f_{\text{cut}}=100\text{kHz}$ .

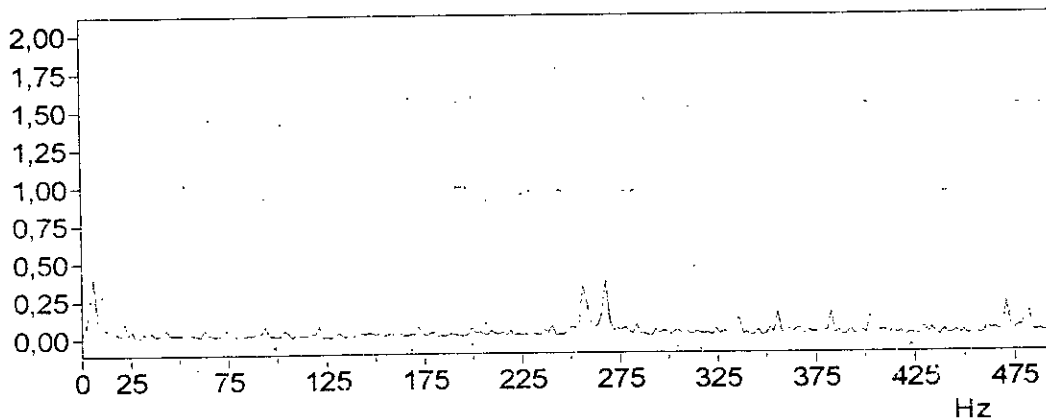
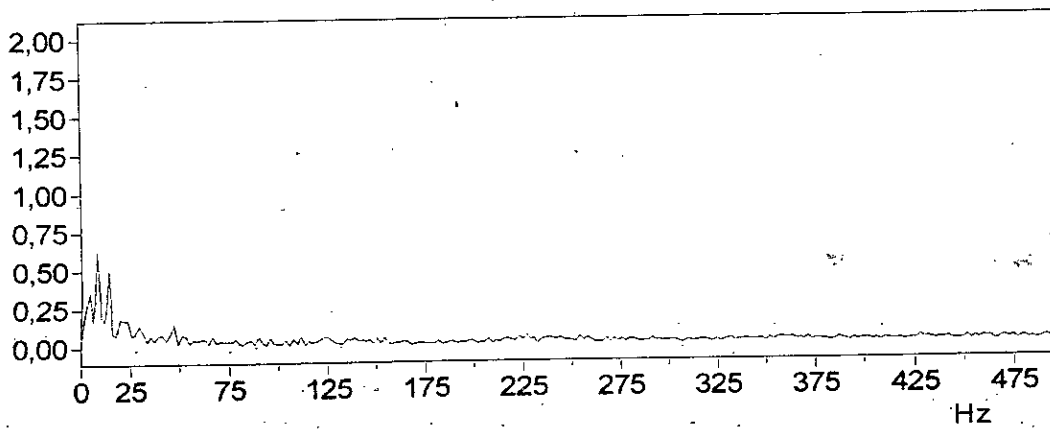


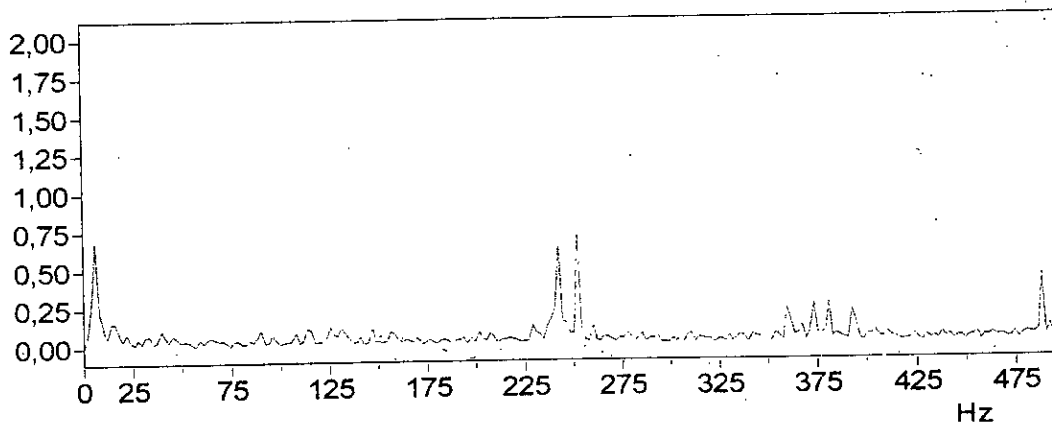
Figure V.25: Spectre des tensions simples à  $f=4\text{Hz}$  et  $f_{\text{cut}}=90\text{kHz}$ .



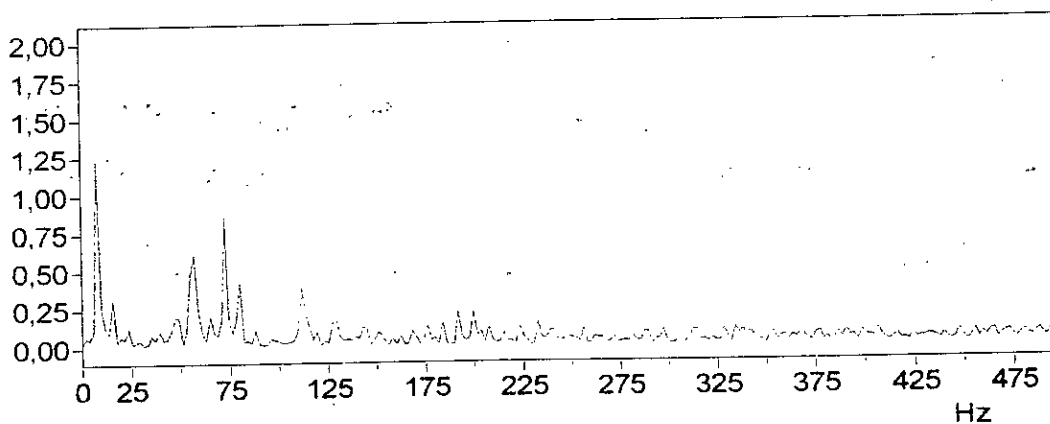
**Figure V.26: Spectre des tensions simples à  $f=8\text{Hz}$  et  $f_{\text{VCT}}=90\text{kHz}$ .**

Le niveau d'énergie du fondamentale aux petites fréquences est comparable à ceux des harmoniques (figure V.23). Par diminution de la fréquence de l'horloge VCT, qui ajuste la tension moyenne de l'onduleur, on peut augmenter l'amplitude du fondamentale sans conséquences pour autant sur les harmoniques (figure V.24, V.25, V.26).

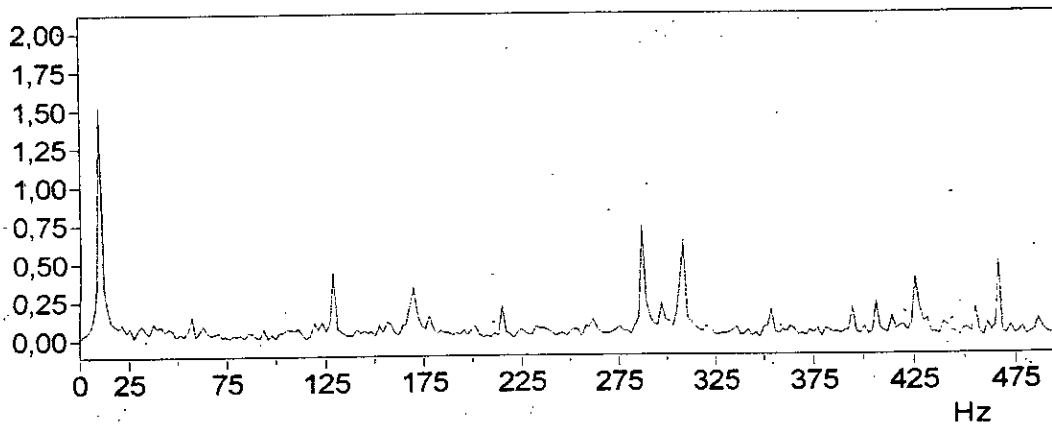
### V.6.2) Spectres des tensions composées



**Figure V.27: Spectre des tensions composées à  $f=4\text{Hz}$  et  $f_{\text{VCT}}=90\text{kHz}$ .**

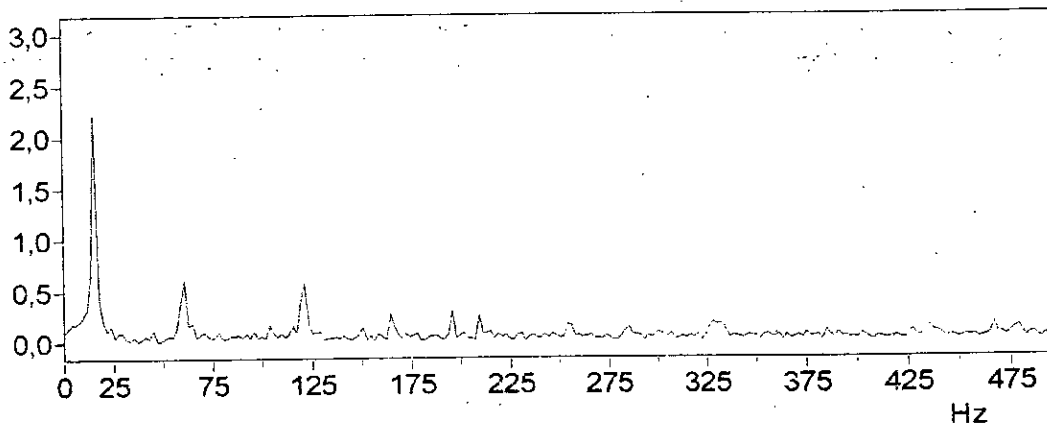


**Figure V.28: Spectre des tensions composées à  $f=8\text{Hz}$   $f_{\text{VCT}}=90\text{kHz}$ .**

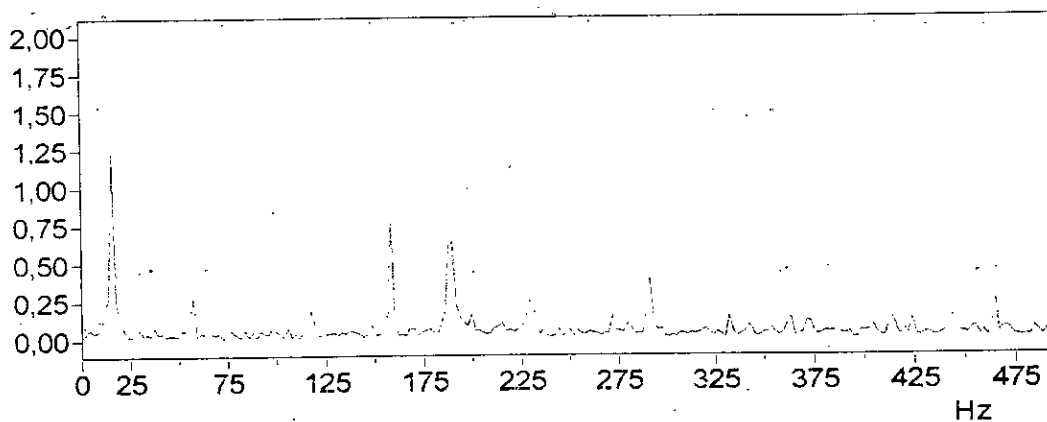


**Figure V.29: Spectre des tensions composées à  $f=10\text{Hz}$   $f_{vct}=90\text{kHz}$ .**

Les figures V.27, V.28, V.29 montrent qu'une valeur de l'horloge VCT de 90kHz est meilleure pour un bon démarrage de la machine asynchrone, les harmoniques sont plus petits et sont loin du fondamental.



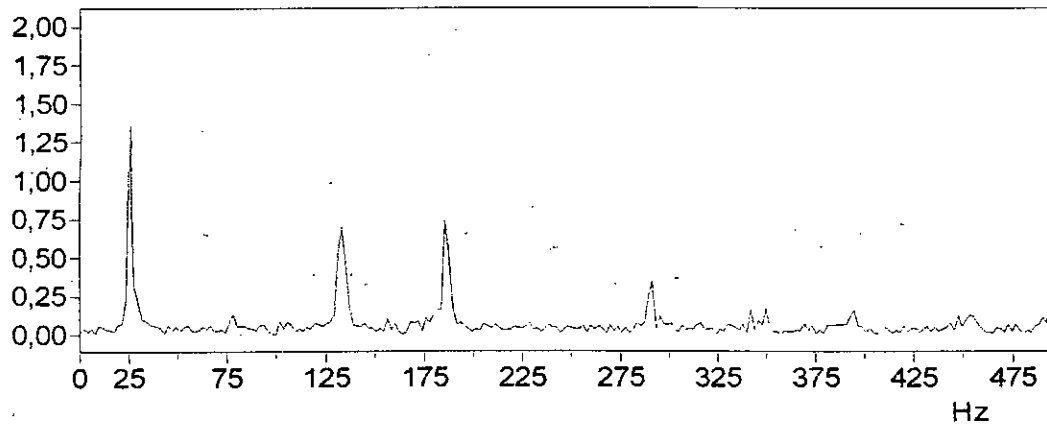
**Figure V.30: Spectre des tensions composées à  $f=15\text{Hz}$   $f_{vct}=90\text{kHz}$ .**



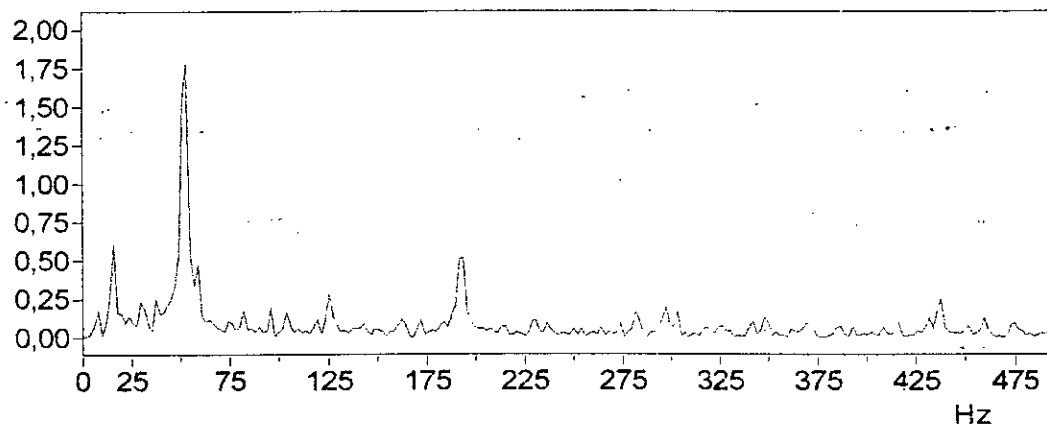
**Figure V.31: Spectre des tensions composées à  $f=15\text{Hz}$   $f_{vct}=168\text{kHz}$ .**

À la fréquence de sortie  $f=15\text{Hz}$  et à la fréquence 90kHz de l'horloge VCT, le moteur présente des vibrations mécaniques (figure V.30). Ces vibrations

disparaissent en augmentant la fréquence de l'horloge VCT (figure V.31). La valeur de l'horloge VCT est maintenue à 90kHz au démarrage seulement.



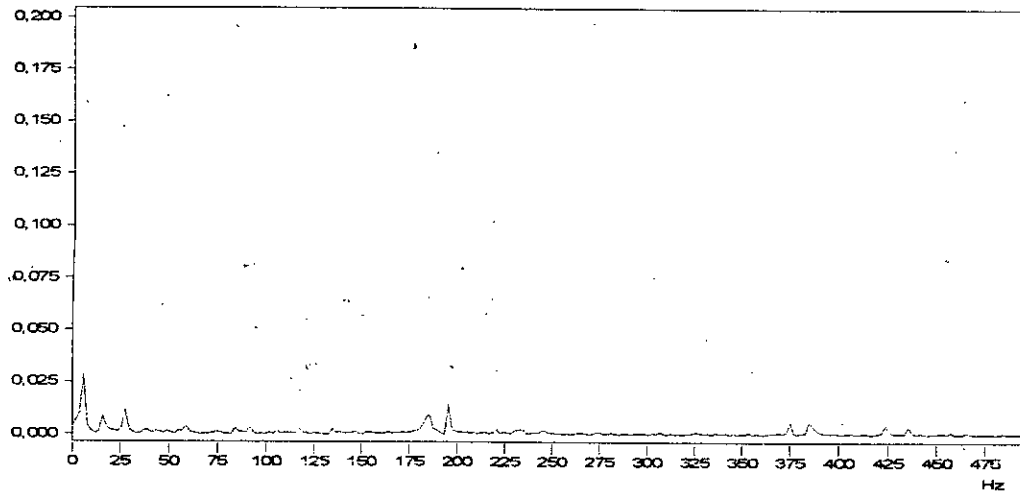
**Figure V.32: Spectre des tensions composées à  $f=25\text{Hz}$   $f_{VCT}=268\text{kHz}$ .**



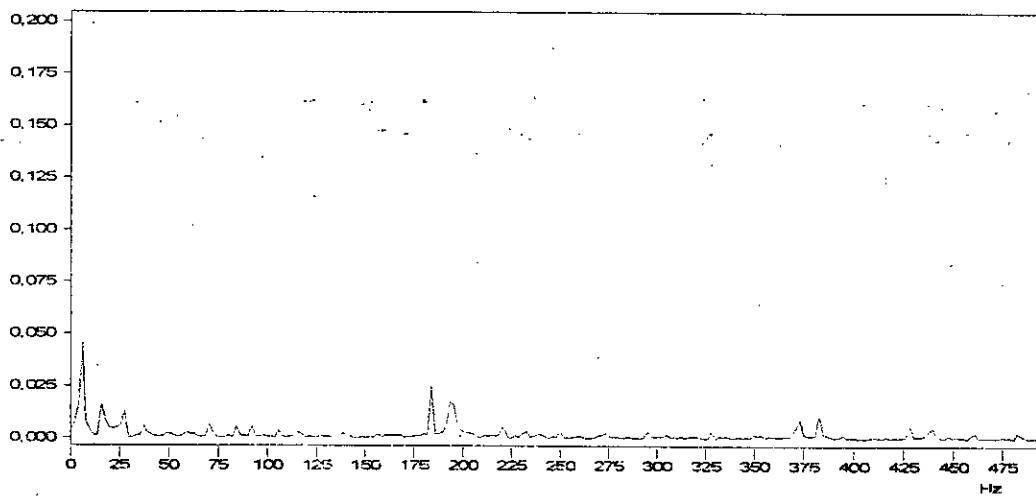
**Figure V.33: Spectre des tensions composées à  $f=50\text{Hz}$   $f_{VCT}=268\text{kHz}$ .**

Les formes des spectres des signaux des tensions composées sont similaires à ceux des tensions simples.

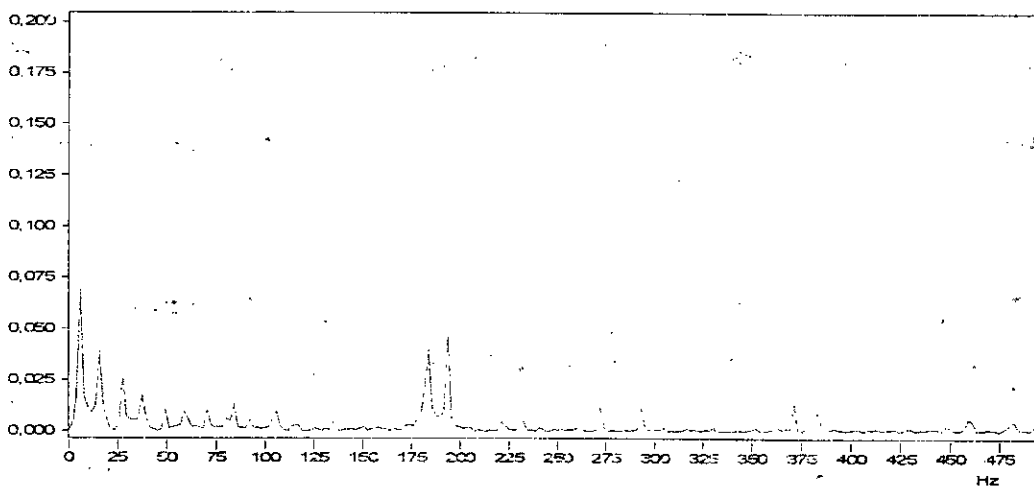
**V.6.3) Spectres des courants**



**Figure V.34: Spectre de courant à  $f=4\text{Hz}$  et  $f_{vcr}=268\text{kHz}$ .**

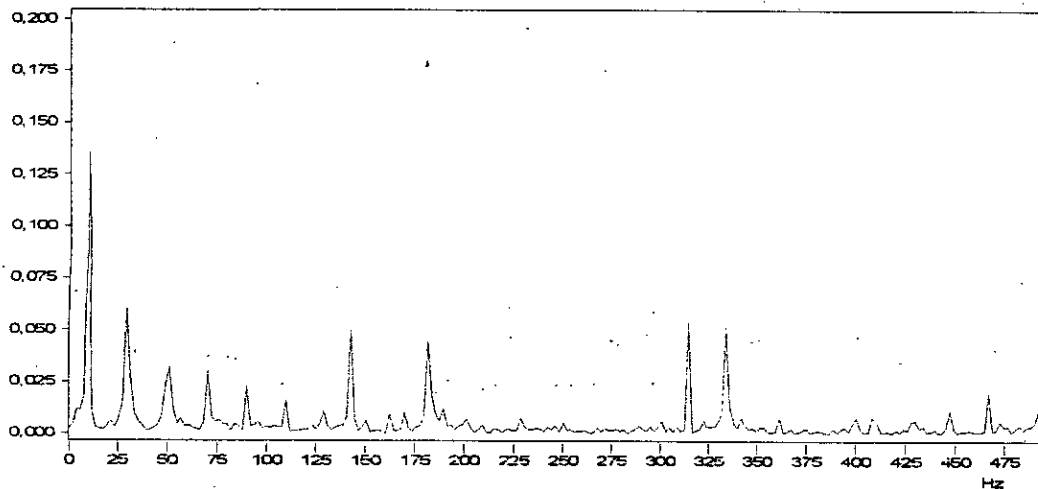


**Figure V.35: Spectre de courant à  $f=4\text{Hz}$  et  $f_{vcr}=175\text{kHz}$ .**



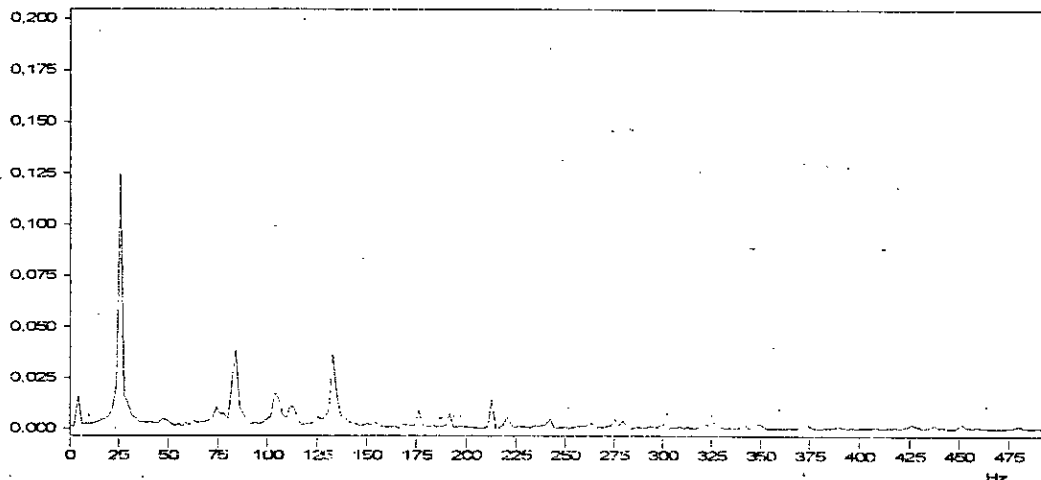
**Figure V.36: Spectre de courant à  $f=4\text{Hz}$  et  $f_{vcr}=90\text{kHz}$ .**



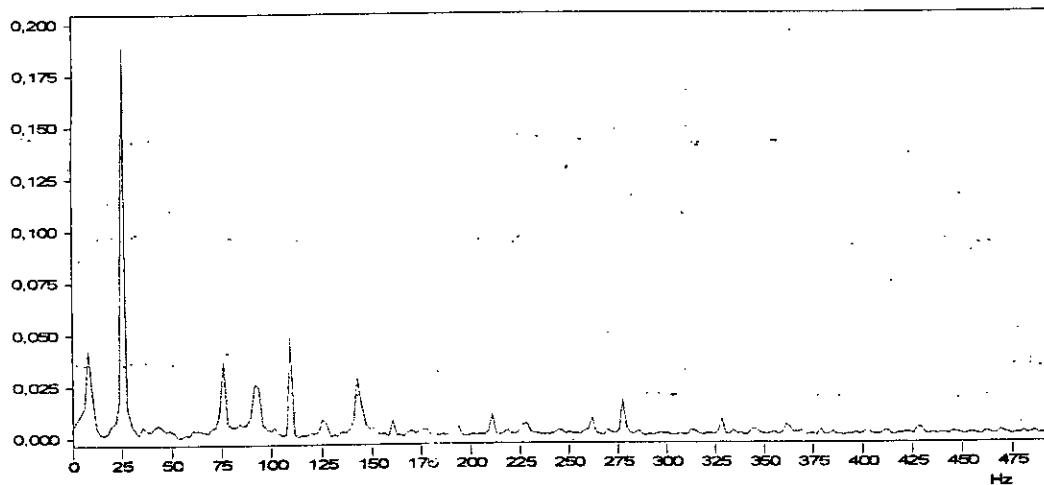


**Figure V.37: Spectre de courant à  $f=10\text{Hz}$  et  $f_{vct}=90\text{kHz}$ .**

Les figures V.34, V.35 et V.36 montrent que la fréquence de l'horloge VCT peut prendre une valeur de 90kHz au démarrage ( $f=4\text{Hz}$ ), où des harmoniques proches du fondamental sont insignifiants aux fréquences de VCT supérieures 90kHz (figure V.35 et V.36), commencent à apparaître. Cette valeur initiale de VCT n'est maintenue qu'au démarrage. Des harmoniques importantes apparaissent au delà d'une fréquence de sortie égale à 10 Hz (figure V.37), où il faut augmenter la fréquence de l'horloge VCT.

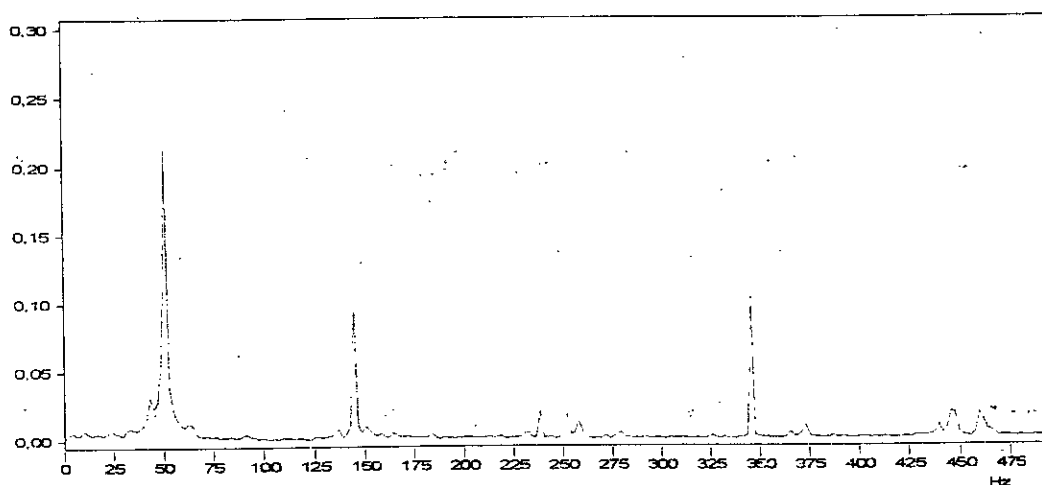


**Figure V.38: Spectre de courant à  $f=25\text{Hz}$  et  $f_{vct}=268\text{kHz}$ .**

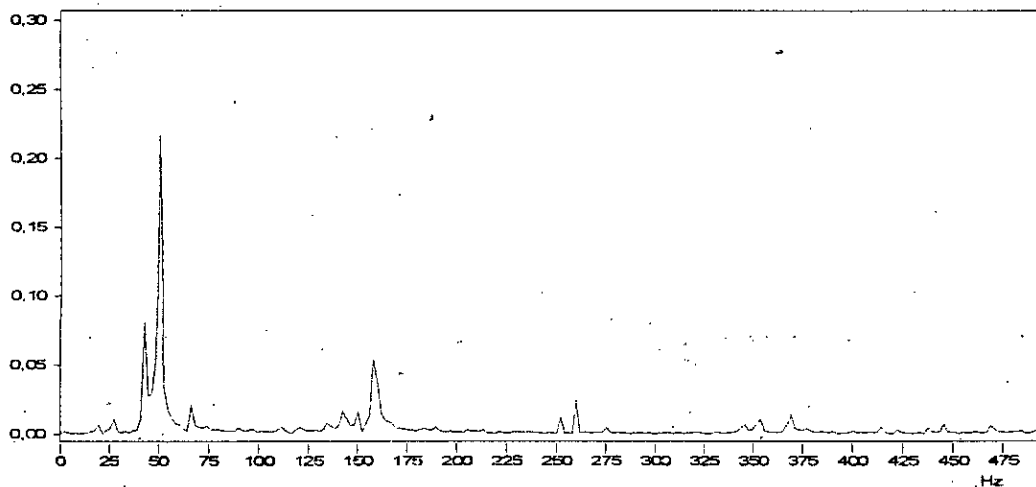


**Figure V.39: Spectre de courant à  $f=25\text{Hz}$  et  $f_{VCT}=200\text{kHz}$**

Les figures V.38 et V.39 montre d'avantage l'influence de l'horloge VCT sur le fondamental et les harmoniques. On peut à  $f=25\text{Hz}$  diminuer encore la fréquence de VCT à  $200\text{kHz}$  en augmentant ainsi le niveau du fondamentale sans pour autant avoir des harmoniques importants proches du fondamentale.



**Figure V.40: Spectre de courant à  $f=50\text{Hz}$  et  $f_{VCT}=268\text{kHz}$ .**



**Figure V.41: Spectre de courant à  $f=50\text{Hz}$  et  $f_{VCT}=250\text{kHz}$**

Les figures V.40 et V.41 montrent le spectre de courants à la fréquence 268kHz et 250kHz de l'horloge VCT.

### **Conclusion**

On a relevé les différents signaux de l'onduleur PWM et de la machine asynchrone, à savoir les signaux de commande PWM et les signaux de puissance, à savoir les différentes tensions et courants, ainsi que leurs spectres aux différentes fréquences. Ces résultats sont très proches des résultats théoriques évoqués au chapitre III, et montrent qu'un contrôle parfait de la machine asynchrone est possible sur toute la plage de vitesse.

---

---

# Conclusion générale

---

Un certain nombre d'applications demande une adaptation du couple, de la vitesse, de l'accélération ou d'autres grandeurs pour une conduite satisfaisante du procédé :

- Démarrage progressif du procédé, accélération et décélération contrôlée.
- Contrôle précis du couple et de la vitesse.
- Réglage/asservissement des flux de production à la demande.

L'onduleur PWM de tension apparaît comme une très bonne solution pour un investissement simple, économique et efficace. Un bon choix de la technique de commande et des composants de l'onduleur permet d'aboutir à des solutions prometteuses.

Vu les avantages fournis par la technique de commande PWM et les transistors MOSFET de puissance, on a opté pour une réalisation de l'onduleur PWM.

Dans ce travail, les différentes étapes de la conception et de la réalisation d'un onduleur PWM, ainsi que des généralités sur les systèmes de pompage et un aperçu sur la machine asynchrone triphasée ont été présentés. La commande PWM donne de bons résultats de fonctionnement à la machine asynchrone aux petites vitesses comme aux grandes vitesses, en assurant la continuité et la stabilité d'un flux constant. Elle permet aussi au moteur de travailler aux valeurs optimales de ces paramètres. Cette technique permet aussi d'éliminer les harmoniques en les rejetant vers les fréquences élevées, où leur effet est amoindri et où ils pourraient être facilement filtrés.

Le transistor MOSFET de l'étage de puissance répond très bien à cette application vu ces avantages par rapport à d'autres types de composants de puissance, à savoir ces faibles pertes de commutation, sa haute fréquence, ainsi que sa simplicité de commande et son bas prix.

L'onduleur réalisé a donné de bonnes performances de fonctionnement, mais des essais sur site sont nécessaires pour valider ce travail et apporter des améliorations au système de pompage.

Les différents signaux et courbes, à savoir les signaux de commande et les courbes des tensions et des courants de la machine asynchrone ainsi que leurs spectres pour différentes fréquences ont été présentés. Les résultats pratiques obtenus correspondent parfaitement aux résultats présentés dans la partie théorique.

La suite de ce travail peut se faire dans une première étape par un remplacement du circuit de synthèse des signaux de commande PWM et des horloges par une technique de génération numérique en temps réel. Cette dernière donne de meilleures performances au moteur et plus de stabilité et de précision. Elle permet aussi un contrôle indépendant de tous les paramètres, en particulier  $f_{vct}$ . On a vu que  $f_{vct}$  est un paramètre important, non seulement au démarrage et aux faibles vitesses, mais pratiquement dans toute la gamme de vitesse. Elle permet aussi d'optimiser directement le fonctionnement du système de pompage photovoltaïque sous différentes conditions, à savoir variation de la charge, de la température et de l'ensoleillement.

L'expérimentation des autres semi-conducteurs, en particulier les IGBT, pour différentes puissances doit être aussi tentée. La mise au point d'un onduleur fiable ne servira pas uniquement le domaine de l'énergie solaire, où les contraintes d'un bon rendement et de bonnes performances sont impératives, mais toutes les applications industrielles nécessitant une conduite parfaite d'un entraînement de vitesse variable.

---

---

# Annexe

---

## Dimensionnement du système photovoltaïque

Un simple dimensionnement peut être adopté pour un système photovoltaïque, où une certaine précision n'est pas d'une grande importance. La connaissance de l'irradiation du soleil du site, le profile de la charge et la durée de l'ensoleillement, sont nécessaires pour faire un tel dimensionnement.

### 1) Détermination des grandeurs de l'entrée

#### 1.1) Détermination de l'énergie à l'entrée

L'irradiation du site et son inclinaison sont utilisés pour déterminer l'irradiation sur les panneaux dans une journée typique de l'année.

#### 1.2) Détermination de la demande de la charge

Le profile de la charge est utilisé pour déterminer la demande de puissance de la charge dans une journée typique.

### 2) Nombre de modules connectés en série

La tension d'alimentation continue  $V_{DC}$  est spécifiée.

Le nombre de modules connectés en série est directement déterminé par la tension continue  $V_{DC}$ , on peut écrire :

$$N_s = \frac{V_{DC}}{V_m} \quad (1)$$

Où  $V_m$  est la tension délivrée par un seul module.

### 3) Nombre de modules connectés en parallèle

Ce nombre est directement lié au courant fourni à la charge.

Le courant nécessaire pour alimenter une charge est donné par :

$$I_L (A) = \frac{E_L}{24 \cdot V_{DC}} \quad (2)$$

Où  $E_L$  (Wh/jour) est la puissance typique de la charge.



On définit maintenant le courant nominale  $I_p$  du générateur photovoltaïque quand il travaille à son point de puissance maximum. L'énergie d'une journée typique peut être donnée par :

$$E_L (Wh / jour) = PSH \cdot I \cdot V_{DC} \quad (3)$$

Où on a exprimé l'irradiation incidente sur le panneau dans les heures d'ensoleillement élevé.

PSH est égale, numériquement à l'irradiation en kWh/m<sup>2</sup>·jour. En utilisant l'équation, l'équation (2) devient :

$$I_p = \frac{24 \cdot I_L}{PSH} \quad (4)$$

le courant moyen de la charge, multiplié par le nombre d'heures dans la journée doit être égale au courant nominal (peak) du générateur PV multiplié par le nombre d'heures de l'ensoleillement maximum.

Le nombre de modules devront être connectés en parallèle est alors calculé en utilisant l'équation suivante :

$$N_p = (SF) \frac{I_p}{I_m} \quad (5)$$

Où  $I_m$  est le courant nominal fourni par un module photovoltaïque quand il est illuminé sous les conditions standards et SF est un facteur de dimensionnement qui est introduit pour un surdimensionnement du courant du générateur PV.

### • Application

Le moteur utilisé pour les essais expérimentaux a les caractéristiques suivantes : courant  $I_L$  égal à 1.83A. On donne une valeur du PSH égal à 6 pour un site donnée. En utilisant l'équation 4, on obtient :

$$I_p = 7.32 \text{ A}$$

Le nombre de modules connectés en parallèle est calculé en utilisant l'équation (5) :

$$N_p = \frac{7.32}{2} = 3.66$$

$N_P$  est mis égal à 4. Ceci un facteur de sécurité égal à  $SF = 1.1$ , et un sur dimensionnement de 10% au courant du générateur.

Si la tension continue d'alimentation est égale à  $V_{DC}=280$  V ; l'équation (1) nous donne le nombre de modules connectés en série.

$$N_s = \frac{280}{18} = 15.55$$

Donc, le nombre de modules en série est égal à 16.

## Bibliographie

- [1] T. MARKVART, '*Solar electricity*', 2ed. WILEY, 2000.
- [2] M. HADDADI, '*L'énergie solaire*', séminaire, laboratoire d'énergie solaire ENP, 1999.
- [3] W. BOUHBAL, '*Simulation et contrôle d'une station de pompage photovoltaïque avec visual basic*', thèse PFE, ENP 1999.
- [4] David FINNEY, '*Variable frequency AC motor drive systems*', ed. Peter Peregrinus Ltd, 1988.
- [5] T. WILDI, '*Electrotechnique*', ed. DeBoeck, 1999.
- [6] J. A. HOULDSWORTH et W.B. ROSINK, '*Introduction to PWM speed control system for three-phase a.c motors*', Technical Publication M81-0050, Mullard limited 1980.
- [7] G. SEGUIER et F. LABRIQUE, '*Les convertisseurs de l'électronique de puissance*', V4, ed. LAVOISIER, 1989.
- [8] Nadir OURABIA, '*Contribution à la réalisation d'un convertisseur triphasé de moyenne puissance pour le pompage*', mémoire de magister, USTHB 2000.
- [9] S. YOUNG, '*Commande pour circuits à pont IGBT ou HEXFET*', ELECTRONIQUE DE PUISSANCE N°30, pp : 22-31.
- [10] W.B. ROSINK, '*Analogue control system for a.c motor with PWM variable speed drive*', Technical Publication M82-0016, Mullard limited 1982.
- [11] B.G. STARR, J.C.F. VAN LOON, '*LSI circuit for AC motor speed control*', Technical Publication M82-0015, Mullard limited 1982.
- [12] Christophe BASSO, '*Le bootstrap en électronique de puissance*', RADIO PLANS 573/57, Mai 1995.
- [13] C. NAUDET, M. PINARD, '*Électronique de puissance - Étude expérimentale - Essais de systèmes*', ed. DUNOD, 1991.
- [14] David A. BELL, '*Electronic devices and circuits*', Reston Publishing Company 1980.
- [15] O. BOUREMA, A. O. DAHMANE, '*Commande numérique d'un moteur à base de microcontrôleur*', PFE, USTHB 1997.

- [16] Kaci GHEDAMSI, *'Etude et réalisation de différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux'*, mémoire de magister, EMP 2002.
- [17] SGS-ATES GROUP OF COMPANY? *'DATABOOK: industry standar linear ICs'*, Italy 1985.
- [18] Said DIAF, *'Expérimentation d'un système de pompage photovoltaïque sur site saharien.'*, CDER 1994.

# **Réalisation d'un onduleur triphasé PWM pour la commande d'une machine asynchrone destinée au pompage photovoltaïque.**

## **ملخص**

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تصميم وإنجاز موج PWM من أجل التحكم في محرك غير متزامن ثلاثي الأقطاب لإستعماله في مجال ضخ المياه بالطاقة الشمسية. اخترنا تقنية PWM للتحكم في هذا الموج، نحصل على إشارات PWM بواسطة الدارة المتكاملة HEF4752. تعطي لنا هذه التقنية، السهولة التصميم، نتائج عمل جيدة وذلك على كامل مجال سرعة المحرك. قمنا بإنشاء جزء الطاقة على أساس مضخم MOSFET الذي يتميز بتوتره العالي وقلة الطاقة الضائعة في عملية الإستبدال وكذلك سهولة التحكم فيه. في هذه المذكرة، قمنا بعرض ومناقشة مختلف مراحل تصميم وإنشاء هذا الموج وكذلك تقديم التجارب التي قمنا بها والنتائج المتحصل عليها.

كلمات مفتاحية المحرك اللامتزامن، موج، نظام الطاقة الشمسية، تغيير عرض الدفع.

## **Résumé**

L'objectif principal de ce travail est de concevoir et de réaliser un onduleur PWM destiné à la commande d'une machine asynchrone triphasée utilisée dans le domaine du pompage photovoltaïque. La technique PWM utilisée pour commander l'onduleur et générée par le circuit spécifique HEF4752 pour simplifier et réduire le nombre de composants. Elle permet la variation de la vitesse du moteur sur toute la plage de fonctionnement, de 0 à la vitesse nominale, tout en donnant de bonnes performances de fonctionnement. L'étage de puissance est réalisé par six transistors MOSFET pour produire les tensions triphasées nécessaires à la commande du moteur. Les MOSFET sont caractérisés par leur haute fréquence et faibles pertes de commutation et leur simplicité de commande. Dans cette thèse, les différentes étapes de la conception et de la réalisation de cet onduleur ainsi que les résultats obtenus sont présentées et discutées.

**Mots clés :** Moteur asynchrone, onduleur, système photovoltaïque, M.L.I.

## **Abstract**

The main aim of this work is to design and build a PWM inverter in order to control a three phase asynchronous motor to be used in photovoltaic pumping. The PWM technique used for controlling the inverter is generated by a purpose built large scale integrated circuit (LSI) HEF4752 to simplify and reduce the component count. It allows the variation of speed in the whole operating range, from zero to nominal speed. The power board uses six high power MOSFET to produce the three phase waveforms required by the motor. The MOSFET are characterised by their high frequency, low losses and ease of control. It is also necessary to deviate from the linear (V/f) law at low frequencies to compensate for the increased effect of winding resistance. In this thesis, the different steps of designing and implementing this inverter together with the simulation and experimental results are presented and discussed.

**Key words:** Induction motor, inverter, photovoltaic system, PWM.