

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

التعليم
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

البلدية
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

SALLEMINE AHMED

&

CHABANE HAMZA

pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique spécialité Machines électriques

Thème

Etude et réalisation d'un variateur V/f constant d'une machine asynchrone

Promoteur : **Mr KOUCHIH DJILALI**

Co-promoteur : **Mr HACHELAF REDOUANE**

Année Universitaire 2013-2014

REMERCIEMENTS

*Avant tout, nous remercions **Dieu** le Tout puissant de nous avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

*Nous tenons, avant tout, à exprimer notre profonde gratitude à messieurs **KOUCHIH Djilali** et **HACHELAF Redouane** qui ont assuré la direction de ce travail. Qu'ils veuillent bien trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour leur dévouement, leur patience, leur disponibilité, leurs conseils et leur aide constante tout au long de ce travail.*

Nous remercions également, tous les membres du jury d'avoir accepté d'examiner notre projet de fin d'étude, ainsi que pour avoir consacré une partie de leur temps précieux pour le lire et le corriger.

Nous adressons notre vif remerciement à tous les enseignants qui, par leur enseignement, leur encouragement et leur aide, ont contribué à notre formation.

Nous remercions nos parents, nos frères et sœurs et toutes nos familles pour leurs soutiens moral et financier à l'effet d'effectuer ce travail.

*Un grand merci à mon professeur et artiste **Farid KHODJA**, à tous nos amis et camarades, ainsi qu'à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à la réalisation de notre mémoire.*

*A ma femme **Khalida**, pour la patience et le soutien dont elle a fait preuve pendant Toute la durée de cette thèse,*

*A ma chère femme,
Souhir MEDDAH*

:

يهدف هذا العمل في مذكرة نهاية الدراسة، الى تقديم دراسة النمذجة والانجاز التطبيقي لمغير السرعة لدى محرك غير V/f . بعد نمذجة المحرك الغير متزامن في معلم (dq) , نقوم بتفصيل و المحرك. و قد اُعير اهتمام عن طريق دراسة محاكاة للتحكم السلمي في , كما تم تقديم تصميم تطبيقي لمغير سرعة يعتمد على التحكم السلمي كنتيجة لهذا العمل. و أخيرا تم اعطاء التجارب المختلفة و النتائج التطبيقية المتحصل عليها في المخبر.

كلمات المفاتيح:

مغير السرعة ; المحرك الغير متزامن; V/f ; .

Résumé :

Dans le présent travail de fin d'étude, nous présentons l'étude de modélisation et la réalisation pratique d'un variateur de vitesse pour un moteur asynchrone avec une commande scalaire V/F constant en boucle ouverte. Après une modélisation du moteur asynchrone dans le repère (dq), nous détaillerons la modélisation et la simulation d'une association onduleur-machine. Une attention particulière a été prêtée, par une étude de simulation, à la commande scalaire en boucle ouverte. Une conception et une mise au point pratique d'un variateur de vitesse basé sur la commande scalaire est présenté comme résultats de ce travail. Enfin, nous donnerons les différents tests et résultats pratiques obtenus au laboratoire.

Mots clés :

variateur de vitesse ; moteur asynchrone; commande scalaire V/f constant ; onduleur.

Abstract :

In the present work of the end of study, we present the modeling study and the practical realization of a speed controller for an induction motor with a scalar control V/F constant in open loop. After modeling the asynchronous motor in the frame (dq), we will detail the modeling and simulation of an association inverter-machine. Particular attention has been paid, by a simulation study, to the open loop scalar control. A design and a practical development of a speed controller based on the scalar control are presented as results of this work. Finally, the different tests and practical results obtained in the laboratory will be given.

Keywords :

Speed controller ; induction motor ; scalar control V/f constant ; inverter

La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. Le moteur à courant continu répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance. C'est pourquoi, de nos jours on se tourne de plus en plus vers les moteurs à induction. La machine à induction est particulièrement robuste et de faible coût, et cela conduit à devenir de plus en plus utile dans le domaine industriel. Par contre, sa commande est plus difficile à réaliser par rapport aux autres machines électriques. De nombreuses stratégies ont été développées pour en faire une machine qui dépasse les autres, même dans les systèmes commandés. Les techniques de commande les plus utilisées sont :

- ✚ La commande scalaire est la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles. Le contrôle scalaire ne permet pas d'avoir une bonne précision dans la réponse de la vitesse et du couple suite à la simplicité de sa structure qui tient compte uniquement du régime permanent.
- ✚ La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke 1972 permet aux entraînements à courants alternatifs d'avoir un contrôle découplé du couple et du flux de la machine, la dynamique du couple est très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines-outils, la traction électrique.
- ✚ La commande directe du couple (DTC : direct torque control) proposée par Depenbrock et Takahashi est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel, cette stratégie de commande n'a pas besoin de capteur de position et la résistance statorique de la machine est le seul paramètre nécessaire pour l'estimation du flux et du couple. Son point faible est les fluctuations au niveau du couple et du flux.

L'objectif principal de ce travail est de réaliser une commande scalaire (V/f) constant d'une machine asynchrone triphasée fonctionnant en boucle ouverte. Nous avons choisi cette technique suite à la simplicité de sa structure, de plus, elle est moins coûteuse et facile à implémenter. La carte de commande permet de réaliser une Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) pour piloter les bras de l'onduleur, la carte de puissance assure l'adaptation des impulsions (MLI) pour avoir une tension triphasée en sortie. Le dispositif de sécurité assure la protection du montage.

Le travail est présenté comme suit:

- ✚ La modélisation de la machine asynchrone est présentée au premier chapitre. Dans ce chapitre, nous donnons le modèle d'état de la machine.
- ✚ La modélisation de l'onduleur et son association à la machine fait l'objet du chapitre deux.
- ✚ Le chapitre trois est consacré à l'étude et simulation de la commande scalaire V/f .
- ✚ Le quatrième chapitre détaille la réalisation pratique et les résultats expérimentaux.

Enfin, nous terminons par une conclusion générale.

Figure (1.1): Machine asynchrone avec rotor à cage d'écureuil	4
Figure (1.2): Machine asynchrone avec rotor bobiné	4
Figure (1.3): stator	5
Figure (1.4): Vue schématique en perspective du stator (circuit magnétique, conducteurs D'encoches, tête de bobines). (Enroulement statorique d'une machine a 4 pôles)	5
Figure (1.5): rotor bobiné	6
Figure (1.6): Vue schématique en perspective du rotor bobiné	6
Figure (1.7): rotor à cage d'écureuil	7
Figure (1.8): vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices D'encoches (barres) et anneaux de court-circuit	8
Figure (1.9): Représentation spatial des enroulements de la MAS	11
Figure (1.10): Position des axes (d,q) par rapport aux axes de la machine	15
Figure (1.11): le couple électromagnétique et la vitesse	23
Figure (1.12): les courants réels pour les 3 phases statoriques.....	24
Figure (1.13): Le flux réel statorique pour la phase a	24
Figure (2.1) : Principe de fonctionnement de l'onduleur.....	29
Figure (2.2) : Choix des composants selon la puissance et la fréquence	30
Figure (2.3) : Convertisseur avec onduleur de tension	32
Figure (2.4) : schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux	32
Figure (2.5) : schéma d'un bras d'onduleur deux niveaux	33
Figure (2.6) : schéma équivalent de l'onduleur deux niveaux	34
Figure (2.7) : Le signal de la MLI sinus-triangle.....	38
Figure (2.8) : la tension de sortie Van	39
Figure (2.9) : les harmoniques de la tension de sortie Van	40
Figure (2.10) : la tension composée Uab	40
Figure (2.11) : les harmoniques de la tension composée Uab	41
Figure (2.12) : Les Tensions de référence (V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}) et l'onde de modulation (V_m)....	41
Figure (2.13) : les séquences de commande (S_a, S_b, S_c).....	42
Figure (2.14) : les courants réels pour les 3 phases statoriques	42
Figure (2.15) : le courant réel (I_{as})	43
Figure (2.16) : les harmoniques du courant (I_{as}) en charge	43
Figure (2.17) : les harmoniques du courant (I_{as}) à vide	44
Figure (2.18) : le couple électromagnétique et la vitesse	44
Figure (3.1) : La variation du couple électromagnétique on fonction de la pulsation rotorique	50

Figure (3.2) : la caractéristique couple-vitesse.	53
Figure (3.3) : la tension de sortie Van a 50Hz et 25 Hz	54
Figure (3.4) : les harmoniques de la tension de sortie Van a 50 Hz	54
Figure (3.5) : les harmoniques de la tension de sortie Van a 25Hz	55
Figure (3.6) : Les Tensions de référence (Vr1, Vr2, Vr3) et l'onde de modulation (Vm).....	55
Figure (3.7) : la tension composée Uab a25Hz et 50Hz	56
Figure (3.8) : les courants réels pour les 3 phases statoriques a25Hz et 50Hz.....	56
Figure (3.9) : le courant réel (Ias) à 25Hz et 50Hz.	57
Figure (3.10) : les harmoniques du courant (Ias) a 50Hz	57
Figure (3.11) : les harmoniques du courant (Ias) à 25Hz	58
Figure (3.12) : le couple électromagnétique et la vitesse.....	58
Figure (4.1) : schéma synoptique du variateur de vitesse	61
Figure (4.2) : schéma synoptique du module alimentation	62
Figure (4.3) : schéma développé du module alimentation	62
Figure (4.4) : Schéma de base d'un convertisseur Buck	64
Figure (4.5) : schéma synoptique du module de commande.....	66
Figure (4.6) : schéma développé du module de commande.....	67
Figure (4.7) : schéma synoptique du module de puissance	69
Figure (4.8) : schéma développé du module de puissance	70
Figure (4.9) : tension de la phase U	72
Figure (4.10) : tension de la phase V	72
Figure (4.11) : tension de la phase w	73
Figure (4.12) : spectre d'harmonique de la tension de phase	73
Figure (4.13) : déphasage des tensions de sortie	74
Figure (4.14) : les courants de sortie.	75
Figure (4.15) : spectre d'harmonique du courant de sortie.	75
Figure (4.16) : déphasage des courants de sortie	76

DTC : Commande Directe du Couple

CEM : Champ électromagnétique

MAS : Machine Asynchrone

[L_{ss}] : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques

[L_{rr}] : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques

[L_{msr}] : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques

M_s : Inductance mutuelle entre enroulements statoriques

M_r : Inductance mutuelle entre enroulements rotoriques

l_m : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique

L_s : Inductance cyclique statorique

L_r : Inductance cyclique rotorique

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

ω_s, ω_r, ω_{sl} : Pulsations statorique, rotorique, et de glissement

P : nombre de pole

FEM : force électromotrice

ω_m : La vitesse mécanique (ω_m = p ω_e)

θ_s, θ_r, θ_{sl} : Angles électriques statorique, rotorique, et du glissement

α : Angle entre le flux statorique et le flux rotorique

dq : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant

x_d, x_q : Composantes des vecteurs dans le repère dq

d, q : Axes correspondant au référentiel lié au stator

s, r : Indice des grandeurs statoriques et rotoriques

ψ : Flux

U_c : Tension continue à l'entrée de l'onduleur

R_s, R_r : Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

F_v : Coefficient de frottement visqueux

J : Moment d'inertie

K : Interrupteur

S : Opérateur de Laplace

T_r : Constante de temps rotorique

T_e : Période de commutation

k_d : Coefficient de dispersion de Blondel

T : Transistor

D : Diode

F : Fonction logique

Up : La porteuse triangulaire

Vp : Amplitude de la porteuse triangulaire

Vm : Amplitude de tension de référence

ω : Pulsation électrique

f_s : Fréquence de la tension de référence

f_m : Fréquence de la porteuse triangulaire

m : Indice de modulation

r : Coefficient de réglage

v_{an}, v_{bn}, v_{cn} : Tensions simple des phases

v_{no} : La tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif

v_{ao}, v_{bo} et v_{co} : Les tensions simples entre les bornes du moteur et le point milieu

u_{ab}, u_{bc} et u_{ac} : Les tensions composées au bornes du moteur

MLI : modulation de largeur d'impulsion

PWM : pulse width modulation

UPS : uninterruptible power supply

STPWM : sinus triangle pulse width modulation

SVPWM : space vector pulse width modulation digital signal processor

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor

GTO : Gate Turn-Off Thyristor

MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

DSP : digital signal processor

DC BUS : tension continue du bus DC Serial communications interface

CTN : coefficient de temperature negative

SCI : Serial communications interface

CPU : Central Processing Unit

Remerciements 1
Résumé 1
Listes des acronymes et abréviations 1
Table des matières 1
Liste des figures 1
Introduction générale 1

Chapitre 1

Modélisation de la MAS

1.1 Introduction 3
1.2 Modélisation de la MAS 4
1.2.1 Constitution de la MAS 4
1.2.1.1 Stator 5
1.2.1.2 Rotor 6
1.2.1.2.1 Rotor bobiné 6
1.2.1.2.2 Rotor a cage d'écureuil 7
1.2.2 Principe de fonctionnement 9
1.2.3 Hypothèses simplificatrices 10
1.2.4 Modèle mathématique de la MAS 10
1.2.4.1 Equations en triphasée 10
1.2.4.1.1 Les équations électriques 11
1.2.4.1.2 Les équations magnétiques 13
1.2.4.2 Equations en diphasée 15
1.2.4.2.1 Choix du référentiel 17
1.2.4.2.2 Référentiel lié au champ tournant 17
1.2.4.2.3 Expression en modèle d'état 20
1.3 Résultats de simulation 23
1.3.1 Interprétation des résultats 25
1.4 Conclusion 26

Chapitre 2

Association Machine-Onduleur

2.1 Introduction 27

2.2 Généralité sur les onduleurs 28

2.2.1 Classification des onduleurs 29

2.2.1.1 Onduleur autonome 29

2.2.1.2 Onduleur non autonome 30

2.2.2 Les composants de puissance 30

2.2.3 Différents type d'onduleur pour l'alimentation des machines asynchrones 31

2.2.3.1 Onduleur de tension 31

2.3 Modélisation de l'onduleur deux niveaux 32

2.4 Technique de command de l'onduleur 37

2.4.1 Modulation sinus-triangle 38

2.4.1.1 Principe 38

2.4.1.2 Caractérisation de la modulation 38

2.5 Résultat de simulation d'ensemble MAS-onduleur deux niveaux 39

2.6 Interprétation des Résultats de simulation MAS-ONDU2N 45

2.7 Conclusion 46

Chapitre 3

La commande scalaire

3.1 Introduction 47

3.2 La loi de commande V/f 48

3.2.1principe 48

3.2.2 Expression du couple électromagnétique 50

3.2.3 Calcul la loi de commande 52

3.3 Résultat de simulation de la commande scalaire avec control V/f..... 54

3.4 Interprétation des Résultats de simulation 59

3.5 Conclusion 59

Chapitre 4
Réalisation pratique

<i>4.1 Introduction</i>	60
<i>4.2 Architecture du montage</i>	61
<i>4.2.1 Schéma synoptique du montage</i>	61
<i>4.2.2 module alimentation</i>	62
<i>4.2.2.1 Principe de fonctionnement du module alimentation</i>	63
<i>4.2.2.2 convertisseurs Buck</i>	63
<i>4.2.3 Module de commande</i>	64
<i>4.2.3.1 caractéristiques du M3PHAC</i>	65
<i>4.2.3.2 performances du M3PHAC</i>	65
<i>4.2.3.3 principes de fonctionnement de la carte de commande</i>	66
<i>4.2.4 Module de puissance</i>	68
<i>4.2.4.1 principes de fonctionnement de la carte de puissance</i>	69
<i>4.3 Description du fonctionnement du montage</i>	71
<i>4.4 Les résultat expérimentaux</i>	72
<i>4.5 Interprétation des résultats expérimentaux</i>	77
<i>4.6 Conclusion</i>	77
<i>Conclusion générale</i>	78
<i>ANNEXE A</i>	79
<i>ANNEXE B</i>	80
<i>ANNEXE C</i>	84
<i>ANNEXE D</i>	92
<i>ANNEXE E</i>	96
<i>ANNEXE F</i>	99
<i>ANNEXE G</i>	100
<i>Bibliographie</i>	107

1.1 Introduction

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie, il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste et son entretien est très limité, ce type de moteur équipe la quasi-totalité des machines-outils classiques, dans les applications domestiques (machine à laver), à l'atelier, à l'usine (machine d'entraînement) ainsi que pour les domaines spécialisés (traction ferroviaire, maritime, auxiliaire dans les centrales, dans les propulsions...).

Pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité. La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues.

Dans ce chapitre, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique d'un moteur asynchrone généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de Park, en vue d'une modélisation d'un moteur asynchrone triphasé en moteur biphasé équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état d'un moteur asynchrone. La deuxième partie sera consacrée à la validation par simulation numérique du modèle de moteur, les paramètres sont donnés en (**AnnexeA**).

1.2 Modélisation de la MAS:

1.2.1 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans les quelles on place les enroulements. Le stator est fixe, on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor bobiné ou à cage d'écureuil [1].

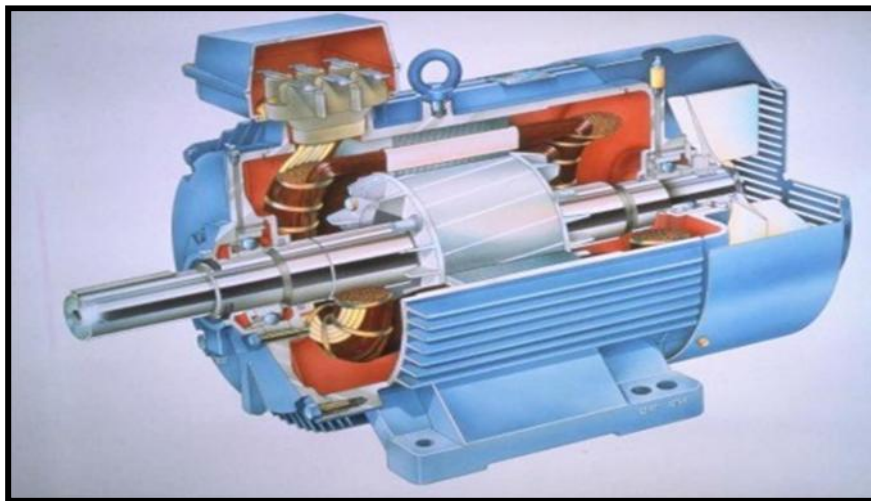


Figure (1.1): Machine asynchrone avec rotor à cage d'écureuil

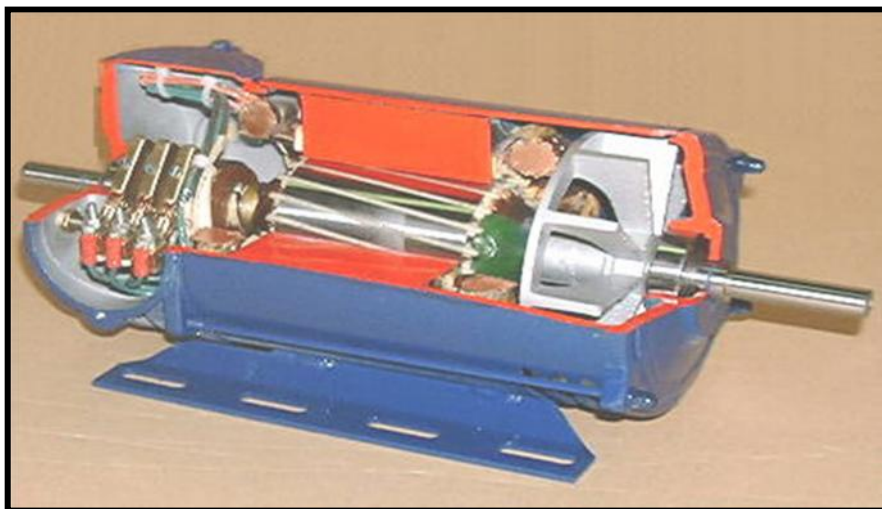


Figure (1.2): Machine asynchrone avec rotor bobiné

1.2.1.1 Stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. L'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer. **Figure (1.3)**

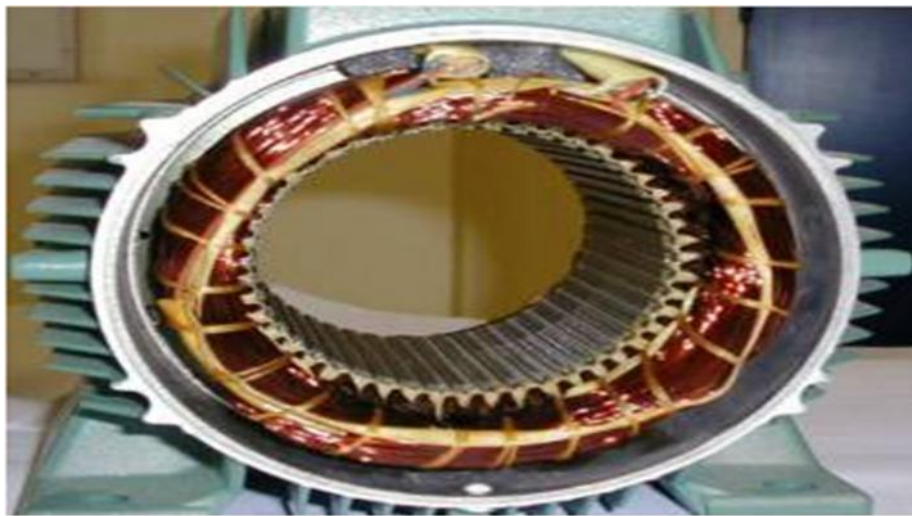


Figure (1.3):stator

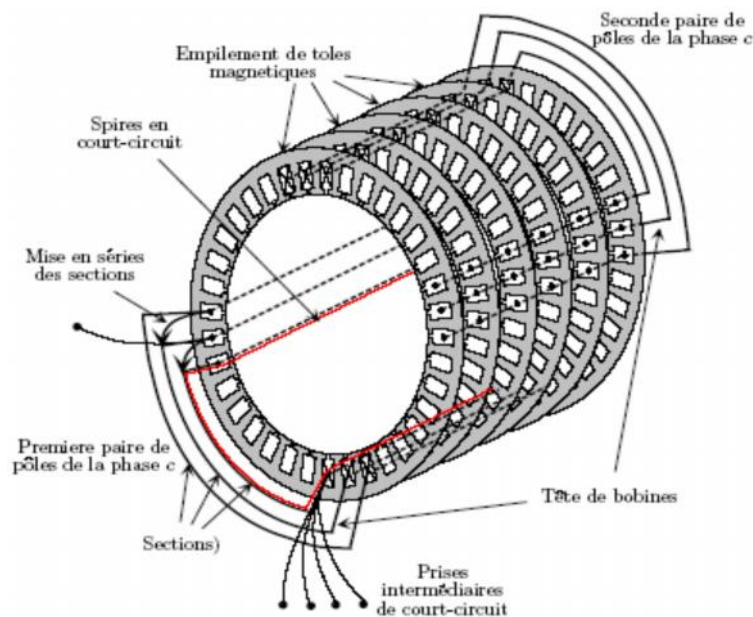


Figure (1.4):Vue schématique en perspective du stator (circuit magnétique, conducteurs D'encoches, tête de bobines). (Enroulement statorique d'une machine a 4 pôles)

1.2.1.2 Rotor

Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

1.2.1.2.1 Rotor bobiné

Trois enroulements sont logés dans les encoches d'un cylindre ferromagnétique feuilleté constituant le rotor. Celui-ci présente le même nombre de pôles que le stator. Ces enroulements rotoriques sont reliés à trois bornes par l'intermédiaire de bagues, solidaires du rotor, et de balais frottant sur ces bagues. Le rotor bobiné doit être fermé sur lui-même directement (mis en court-circuit) ou par l'intermédiaire des résistances. **Figure (1.5)**

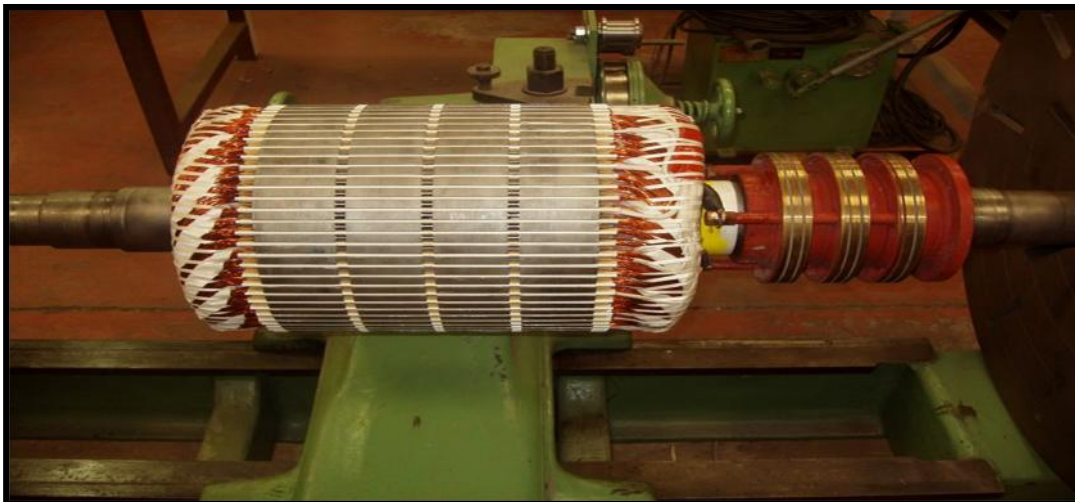


Figure (1.5):rotor bobiné

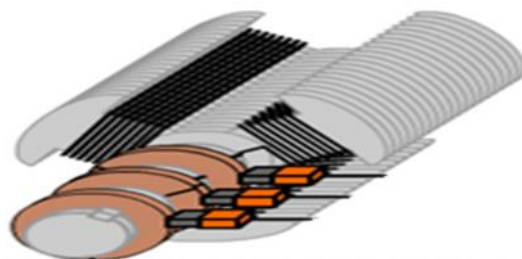


Figure (1.6):Vue schématique en perspective du rotor bobiné

1.2.1.2.2 Rotor à cage d'écureuil

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes). **Figure (1.7)**

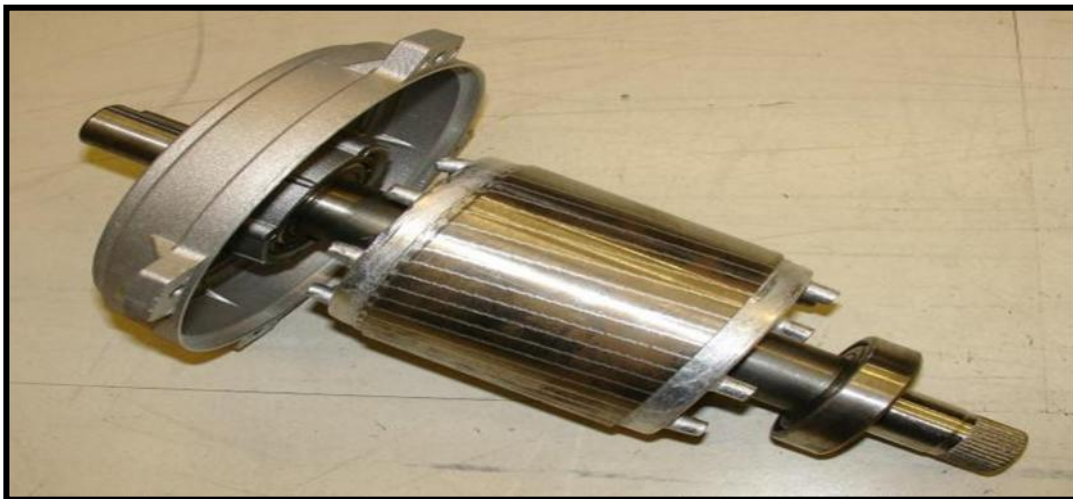


Figure (1.7):rotor à cage d'écureuil

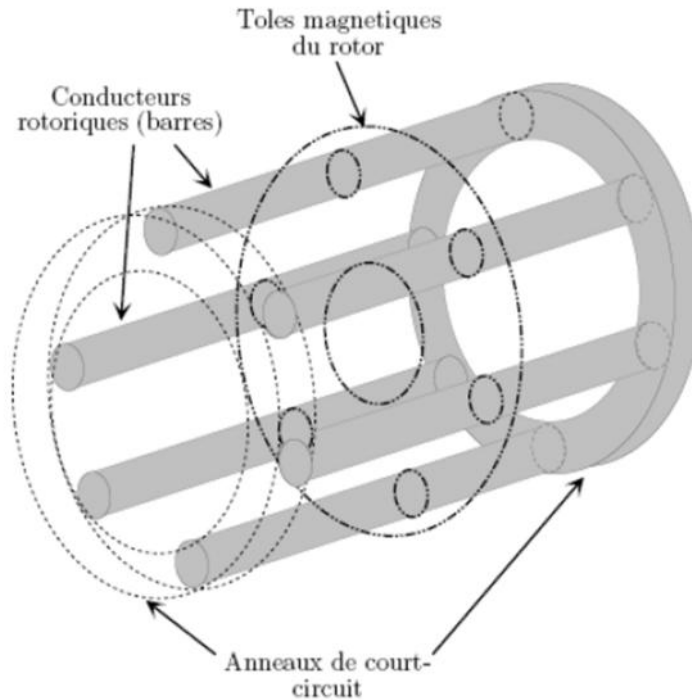


Figure (1.8):vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices D'encoches (barres) et anneaux de court-circuit

Toutefois, la dernière structure est souvent prise lors des modélisations comme électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de modèle d'état selon le choix du repère, ce modèle est définie dans un référentiel diphasé, lie au champ tournant (d,q) , ce dernier est déterminé à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates.

1.2.2 Principe de fonctionnement :

Le branchement est réalisé à l'aide de trois fils qui amènent le courant de la ligne à l'enroulement du stator. Le rotor est en court-circuit. Dès que le stator est alimenté par des courants triphasés, de pulsation (ω), il se produit un champ tournant ; si le bobinage statorique comprend ($2P$) pôles, ce champ tourne à la vitesse angulaire (Ω_s), dite vitesse de synchronisme, qui peut être définie comme suit [2] :

$$\Omega_s = \frac{\Omega}{P} \quad (1-1)$$

Ce champ balaie les conducteurs du rotor et y induit des forces électromotrices (**f.e.m.**). Le rotor étant en court-circuit, ces (**f.e.m.**) y produisent des courants induits. Ces courants, placés dans le champ tournant, sont soumis à des forces, forment un couple. Le rotor étant libre, ce couple le fait tourner dans le sens de rotation du champ tournant.

- Le champ magnétique tourne à la vitesse de synchronisme : (Ω_s).
- Le rotor tourne à la vitesse (Ω),
- Les (**f.e.m.**) induites dans le rotor dépendent de la vitesse relative des conducteurs du rotor par rapport au champ tournant, cette vitesse est dite vitesse de glissement :

$$\Omega_g = \Omega_s - \Omega \quad (1-2)$$

Le glissement (**g**) d'un moteur asynchrone est défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad \text{Ou} \quad g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (1-3)$$

On désigne par (N_s) la fréquence de synchronisme, c'est à dire la fréquence de rotation du champ statorique dans la machine. On désigne par (N) la fréquence de rotation de la machine.

$$N_s = \frac{f_s}{P} \text{ (tr/s)} \quad (1-4)$$

À l'arrêt : $g = 1$ car $\Omega = 0$ ($N = 0$).

1.2.3 Hypothèses simplificatrices:

La modélisation est une phase primordiale sur le chemin de la simulation et la réalisation. Le modèle adopté devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique.

Seulement les machines électriques sont des systèmes très complexes, pour en tenir compte dans leurs modélisations de tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent. Il est alors essentiel d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles, qui tout de même n'altèrent point l'authenticité du modèle de la machine dans le cadre de ce travail [3].

Les hypothèses simplificatrices adoptées dans ce travail sont présentées comme suit :

- Répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique à travers l'entrefer, ce qui se traduit par une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre le stator et le rotor, cela implique une variation nulle de la perméance magnétique due aux encoches.
- Les courants induits dans le circuit magnétique (courants de Foucault) sont supposés négligeables, ainsi qu'aux phénomènes de l'hystérésis et l'effet de peau.
- La saturation magnétique ne sera pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants.
- Les Résistances des enroulements sont considérées comme constantes.

1.2.4 Modèle mathématique de la MAS:

1.2.4.1 Equations en triphasée:

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les même propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écurueil ou formé de trois bobines.

La **Figure (1.9)** illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques:

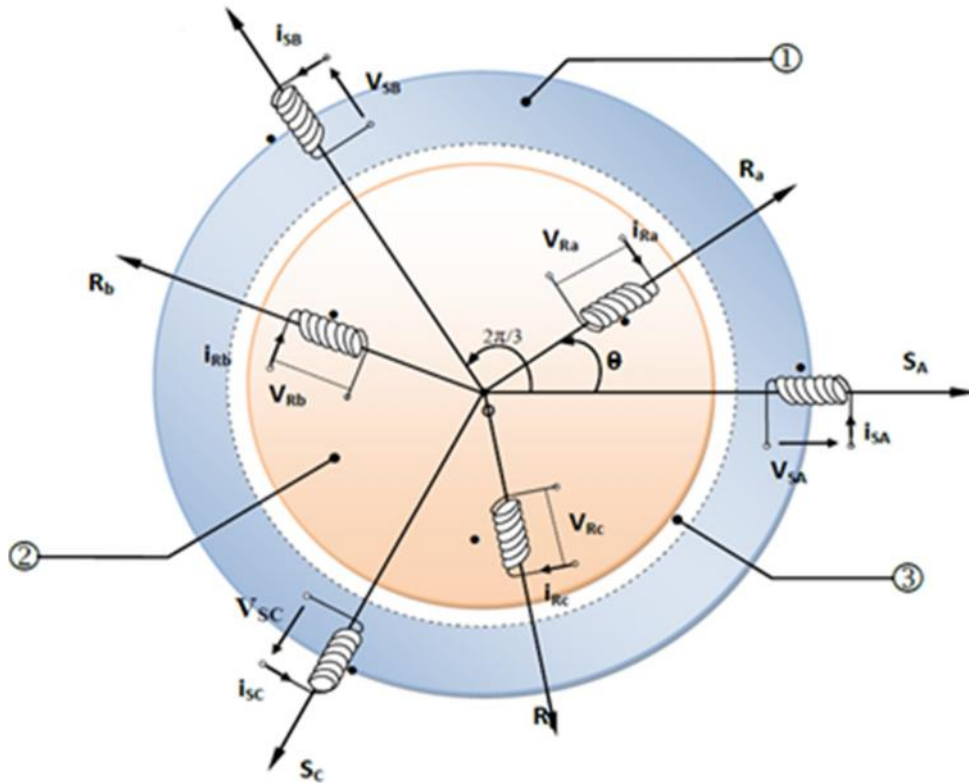


Figure (1.9): Représentation spatiale des enroulements de la MAS

- **Sa, Sb, Sc:** Indices des phases statorique.
- **Ra, Rb, Rc:** Indices des phases rotorique.
- θ : définit la position du rotor par rapport au stator.

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs (**Sa**, **Sb**, **Sc**) sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor. L'axe (**Sa**) est souvent considéré comme référence.

1.2.4.1.1 Les équations électriques:

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit :

$$\text{Au stator : } [V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d}{dt}[W_{abcs}] \quad (1-5)$$

$$\text{Au rotor : } [V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d}{dt}[W_{abcr}] \quad (1-6)$$

Les grandeurs, $[V_{abcs}]$, $[I_{abcs}]$, $[W_{abcs}]$, sont des vecteurs de dimension (3×1) définis comme suit :

$$[V_{abcs}] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [I_{abcs}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [W_{abcs}] = \begin{bmatrix} W_{as} \\ W_{bs} \\ W_{cs} \end{bmatrix} \quad (1-7)$$

Celles du rotor sont :

$$[V_{abcr}] = \begin{bmatrix} v_{ar} = 0 \\ v_{br} = 0 \\ v_{cr} = 0 \end{bmatrix} ; \quad [I_{abcr}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; \quad [W_{abcr}] = \begin{bmatrix} W_{ar} \\ W_{br} \\ W_{cr} \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit:

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad [R_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1-9)$$

Avec :

- **R_s** : La résistance statorique.
- **R_r** : La résistance rotorique.

1.2.4.1.2 Les équations magnétiques:

L'application des hypothèses citées précédemment peut conduire à des relations linéaires entre les flux et les courants.

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes :

$$[W_{abcs}] = [L_{ss}] [I_{abcs}] + [L_{msr}] [I_{abcr}] \quad (1-10)$$

$$[W_{abcr}] = [L_{rr}] [I_{abcr}] + [L_{mrs}] [I_{abcs}] \quad (1-11)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (1-12)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1-13)$$

$$[L_{sr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4f}{3}) & \cos(\theta + \frac{2f}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2f}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2f}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2f}{3}) & \cos(\theta + \frac{2f}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1-14)$$

Où:

- **[L_{ss}]**: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.
- **[L_{sr}]**: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.
- **[L_{msr}]**: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.
- **[M_s]**: Inductance mutuelle entre enroulements statorique.
- **[M_r]**: Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.
- **[l_s]**: Inductance propre d'un enroulement reel du stator.
- **[l_r]**: Inductance propre d'un enroulement fictif du rotor.
- **[l_m]**: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposé celle des inductances mutuelles statoriques.

$$[L_{mrs}] = [L_{msr}]^t \quad (1-15)$$

1.2.4.2 Equations en biphasée:

Le modèle biphasé de la *MAS* s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère biphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle () et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de *Park (1929)* [4]. Il existe principalement deux transformations Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple. Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes. [5]

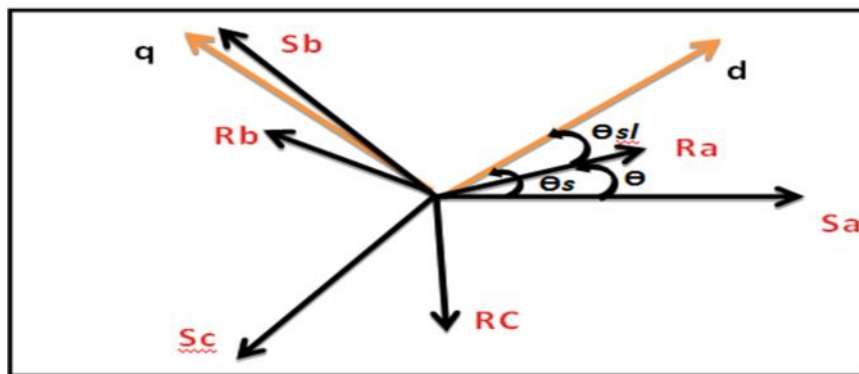


Figure (1.10): Position des axes (*d, q*) par rapport aux axes de la machine

La **Figure(1.10)** met en relief l'axe direct (*d*) du référentiel de *Park*, et l'axe en quadrature (*q*).

Pour simplifier les équations, les repères de *Park* des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_{sl} + \theta \quad (1-16)$$

- θ_s : définit la position du repère de *Park* par rapport au stator.
- θ_{sl} : définit la position du repère de *Park* par rapport au rotor.
- θ : définit la position du rotor par rapport au stator.

La matrice de transformation de **Park**[T] est défini comme suit :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - \frac{2f}{3}) & \cos(\theta_i - \frac{4f}{3}) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{4f}{3}) \end{bmatrix} \quad (1-17)$$

On a choisi ($2/3$), pour les valeurs inchangées des amplitudes des tensions, courants, et flux. (θ_i) est l'angle entre l'axe (d) et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformation directe est alors :

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - \frac{2f}{3}) & \cos(\theta_i - \frac{4f}{3}) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{4f}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-18)$$

Où, (x) représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. La variable (x_0) représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché et lorsque le système est équilibré.

La transformée de **Park** inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) \\ 1 & \cos(\theta_i - \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{2f}{3}) \\ 1 & \cos(\theta_i - \frac{4f}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{4f}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (1-19)$$

1.2.4.2.1 Choix du référentiel:

Ce qui rend la transformation de *Park* attrayante, est que l'orientation du repère (d,q) peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [6] [7] :

- **Repère d'axes (d,q) fixe lié au stator ou repère stationnaire ($\omega_s = 0$).**

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique (ω_s). L'avantage de ce système c'est (i_s) est un courant réel d'une phase statorique. Dans ce référentiel en remplaçant les indices (d,q) par les indices r,s :

1

- **Repère d'axes (d,q) lié au rotor ($\omega_{sl} = 0$).**

Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques (ω_{sl}). Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).

- **Repère d'axes (d,q) lié au champ électromagnétique tournant.**

Ce système d'axes est immobile par rapport au champ électromagnétique de la machine électrique, Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continuées. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude des commandes.

1.2.4.2.2 Référentiel lié au champ tournant:

Symbolisé par le vecteur flux statorique, le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère (d,q) au champ tournant alors on a :

$$\frac{d_{ns}}{dt} = \tilde{\mathcal{S}}_s \Rightarrow \tilde{\mathcal{S}}_{s1} = \tilde{\mathcal{S}}_s - \tilde{\mathcal{S}} = \tilde{\mathcal{S}}_s - p\Omega \quad (1-20)$$

Où :

- ω_s : est la pulsation statorique.
- ω_r : est la pulsation rotorique.
- ω_{sl} : est la pulsation du glissement.
- Ω : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par : ()

$$\check{\omega}_s = p \Omega \quad (1-21)$$

▪ Equations électriques

Les équations électriques de la **MAS** dans un repère de **Park** lié au champ tournant sont:

$$\text{Au stator : } \begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{dW_{ds}}{dt} - \check{\omega}_s W_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{dW_{qs}}{dt} + \check{\omega}_s W_{ds} \end{cases} \quad (1-22)$$

$$\text{Au rotor: } \begin{cases} v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{dW_{dr}}{dt} - (\check{\omega}_s - p\Omega) W_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{dW_{qr}}{dt} + (\check{\omega}_s - p\Omega) W_{dr} \end{cases} \quad (1-23)$$

Ceux des flux totaux ayant pour valeur :

$$\text{Pour le stator: } \begin{cases} W_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ W_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (1-24)$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} W_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ W_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (1-25)$$

Avec :

$$L_s = l_{fs} + \frac{3}{2}l_{ms} \quad : \text{Inductance cyclique statorique.}$$

$$L_r = l_{fr} + \frac{3}{2}l_{mr} \quad : \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

$$L_m = \frac{3}{2}l_m \quad : \text{Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.}$$

Où :

$[l_{fs}]$: Inductance de fuit statorique.

$[l_{fr}]$: Inductance de fuit rotorique.

▪ Equations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (1-26)$$

Où :

- J : Est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.
- C_r : Le couple de charge.
- f_v : Coefficient du frottement visqueux.

Le couple électromagnétique (C_e) peut se mettre sous plusieurs formes :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} p (W_{ds} i_{qs} - W_{qs} i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2} p (W_{qr} i_{dr} - W_{dr} i_{qr}) \\ C_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \end{cases} \quad (1-27)$$

$$C_e = K_t (W_{dr} i_{qs} - W_{qr} i_{ds}) \quad (1-28)$$

Où :

$$K_t = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \quad (1-29)$$

- **P** : Le nombre de pair de pole.

Notons que c'est la relation (1-28) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées.

1.2.4.2.3 Expression en modèle d'état:

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état dans un repère (d, q) lié au champ tournant, en prenant les courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}) et les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) comme variables d'états.

D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (1-24), (1-27):

Pour les courants rotoriques:
$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} W_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} W_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (1-30)$$

Pour les flux statoriques:
$$\begin{cases} w_{ds} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} W_{dr} \\ w_{qs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} W_{qr} \end{cases} \quad (1-31)$$

En rapportant ces dernières relations dans (I-22) et (I-23), on aboutira au système d'équations d'états suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\dagger L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \tilde{S}_s i_{qs} + \frac{1}{\dagger L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) W_{dr} + \frac{1}{\dagger L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \tilde{S} W_{qr} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\tilde{S}_s i_{ds} - \frac{1}{\dagger L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{1}{\dagger L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \tilde{S} W_{dr} + \frac{1}{\dagger L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) W_{qr} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{qs} \\ \frac{dW_{dr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} W_{dr} + \tilde{S}_s W_{qr} \\ \frac{dW_{qr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs} - \tilde{S}_s W_{dr} - \frac{R_r}{L_r} W_{qr} \end{cases} \quad (1-32)$$

Où :

$$\dagger = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{est le coefficient de dispersion de Blondel.} \quad (1-33)$$

En identifiant le système (1-32) à la forme $\frac{dX}{dt} = AX + BU$, on aura :

- $X = [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^t$: le vecteur d'états.
- $U = [v_{ds}, v_{qs}]^t$: le vecteur de commande.
- A : la matrice dynamique du système
- B : la matrice d'application de commande .

Donc:

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\dagger L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\dagger L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-34)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\dagger L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & \check{S}_s & \frac{1}{\dagger L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\dagger L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \check{S} \\ -\check{S}_s & -\frac{1}{\dagger L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\dagger L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \check{S} & \frac{1}{\dagger L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \check{S}_s - \check{S} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\check{S}_s - \check{S}) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1-35)$$

Où :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Est la constate de temps rotorique.} \quad (1-36)$$

1.3 Résultats de simulation:

La simulation, bien connue de nos jours, des modèles des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les simulations ont été effectuées par le logiciel «**MATLAB**», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (la méthode **d'EULER** simple, **d'EULER** modifiée, **RUNGE-KUTTA** d'ordre 4... etc.), ils peuvent réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégrale, la multiplication, la dérivation ...etc. [8].

Le moteur est alimenté directement par le réseau 220 V, 50Hz, puis nous avons appliqués un couple résistant ($C_r=20\text{N.m}$) à $t=0.6\text{sec}$. Les résultats de la simulation sont représentés comme suite :

- la machine en modèle d'état dans un repère de Parck (d,q) Lier au champ tournant

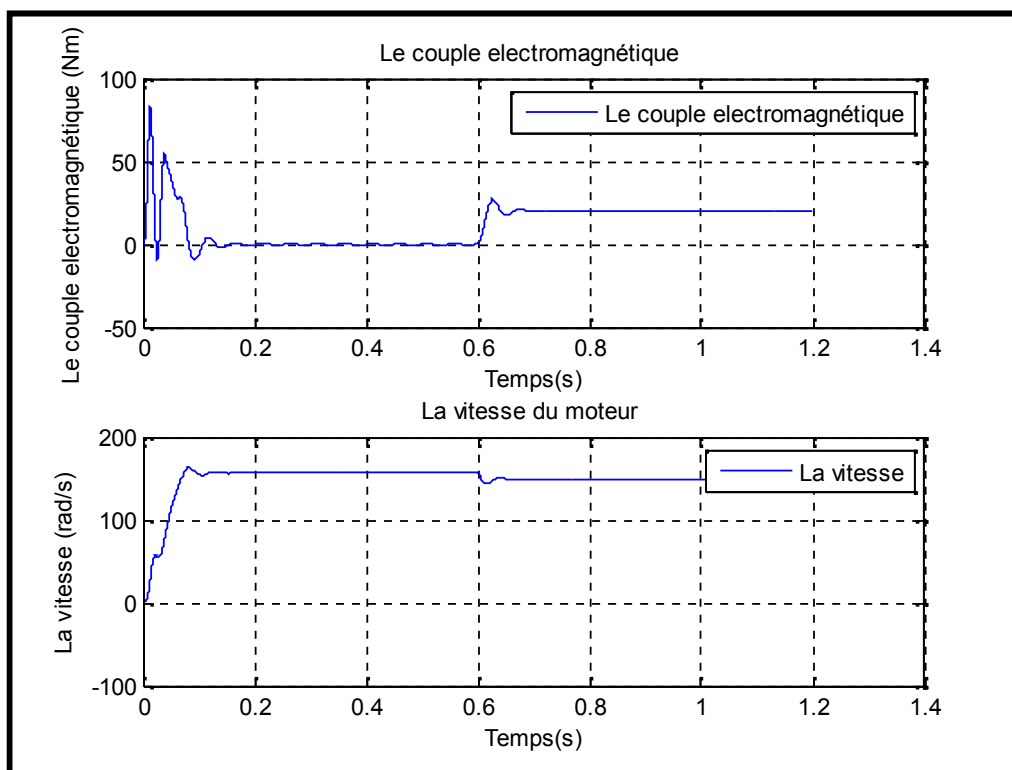


Figure (1.11):le couple électromagnétique et la vitesse

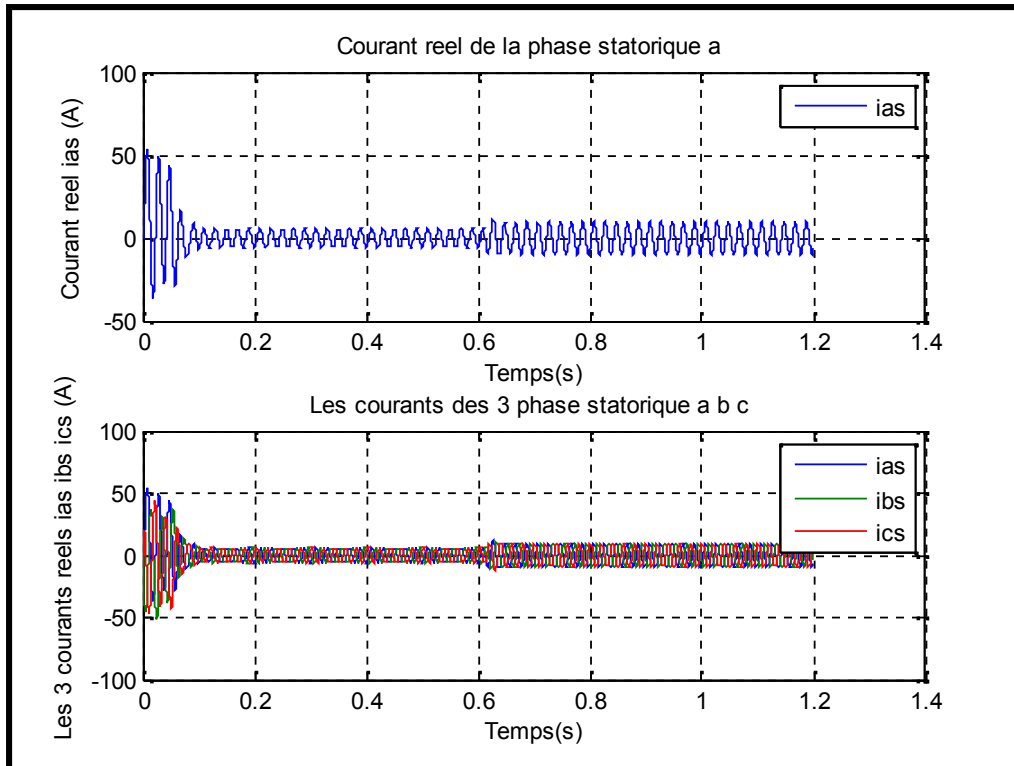


Figure (1.12): les courants réels pour les 3 phases statoriques.

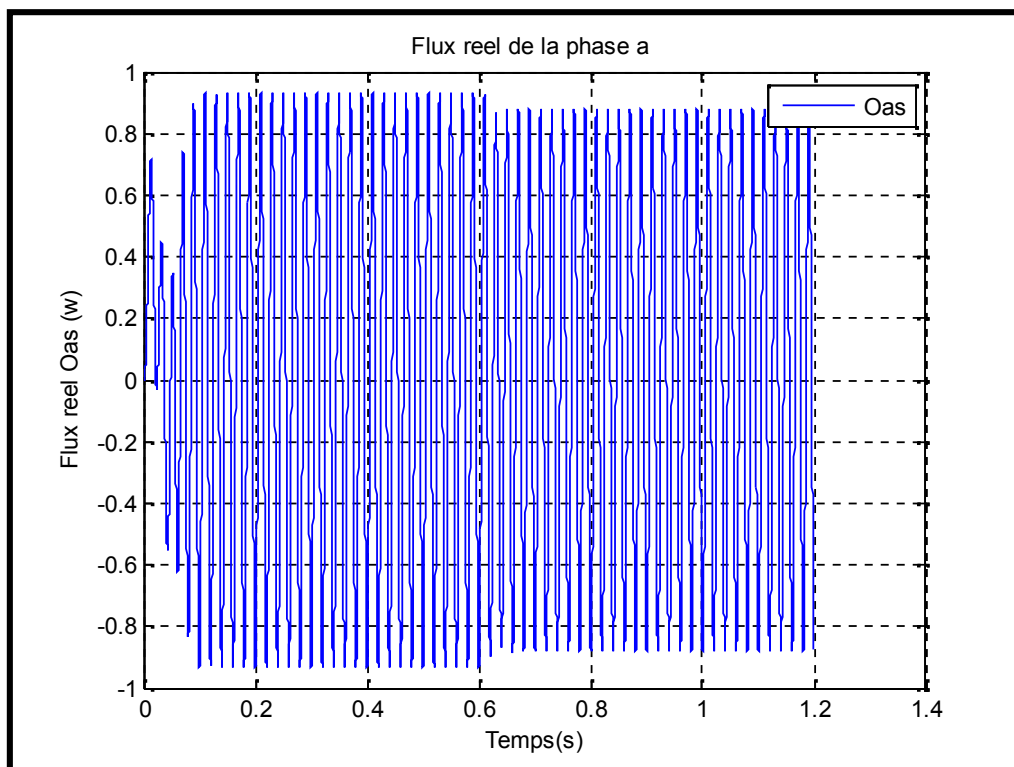


Figure (1.13): Le flux réel statorique pour la phase a

1.3.1 *Interprétation des résultats:*

A vide :

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ **0.1 sec** la vitesse de rotation stabilise à une valeur constante (**157 rad/s**) puisque le moteur possède deux paires de pole.

La courbe de couple se présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante, après **10 ms** le couple tend vers zéro.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (**50A**) jusqu'à **10 ms**, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à **5A**.

Au premier instant le flux statorique présente des dépassements de faible amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

En charge :

A **t=0.6 s** nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant (**Cr=20N.m**). Nous constatons que :

Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (**20N.m**) appliquée.

La diminution de flux durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

1.4 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

On a établi le modèle de la machine asynchrone en passant d'un système réel triphasé au système diphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park. Ce dernier a été simulé et validé.

Le prochain chapitre sera consacré à la généralité sur les onduleurs et leur modélisation et la simulation de l'association machine-convertisseur.

2.1 Introduction :

On ne peut pas parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé.

À l'âge de la révolution des interrupteurs semi-conducteurs de puissance à commutation très rapide, l'utilisation des convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension trouve énormément d'intérêt, en particulier dans l'entraînement des machines à courant alternatif.

L'objectif de ce chapitre est de présenter l'étude théorique de l'onduleur Triphasé, avec la stratégie de commande (**MLI**) afin d'avoir une vision claire sur Les paramètres prises en compte pour la réalisation de ce projet.

Dans un premier temps nous allons présenter les différents types d'onduleur. Ensuite nous décrirons les notions préliminaires de la structure et la commande d'un onduleur triphasé.

2.2 Généralité sur les onduleurs

Les convertisseurs de courant continu en courant alternatif sont appelés des onduleurs. La fonction d'un onduleur est de convertir une tension continue d'entrée en une tension de sortie alternative symétrique d'amplitude et de fréquence désirée. La tension de sortie variable peut être obtenue en variant la tension continue d'entrée et en maintenant le gain de l'onduleur constant. D'autre part, si la tension d'entrée est fixe et qu'elle soit non contrôlable, une tension de sortie variable peut être obtenue en variant le gain de l'onduleur. Il y a plusieurs techniques pour obtenir cette variation, la technique de modulation des largeurs d'impulsion (**MLI**) est la plus répandue. Elle consiste à changer la largeur des impulsions de la tension de sortie avec des commandes appropriées des interrupteurs à semi-conducteurs de l'onduleur. Le gain de l'onduleur peut être défini comme le rapport entre la tension alternative de sortie et la tension continue d'entrée. [9].

La forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur idéal doit être sinusoïdale. Cependant, cette forme d'onde n'est pas sinusoïdale en pratique, elle contient quelques harmoniques. Ce qui veut dire qu'il existe des harmoniques de tension. Le but serait donc d'obtenir à la sortie un signal avec un taux de distorsion harmonique le plus faible possible.

Pour des applications de faibles et moyennes puissances, les tensions de forme d'onde carrée ou quasi-carrée pourront être acceptables, alors que pour les applications de fortes puissances une forme d'onde sinusoïdale avec un faible taux de distorsion des harmoniques est exigé. Avec la disponibilité des dispositifs semi-conducteurs de puissance à haute vitesse, l'harmonique contenue dans la tension de sortie peut être minimisée ou réduite significativement par des techniques de commande.

Les onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles par exemple : variateur de vitesse des moteurs à courant alternatif, chauffage par induction, les alimentations de secours les alimentations non interrompue (**UPS**).

L'entrée d'un onduleur peut être une batterie, une tension continue issue des panneaux solaire, Ou d'autre source de courant continu obtenu à partir d'un redressement monophasé ou triphasé comme montre la **Figure (2.1)** ci-dessous.

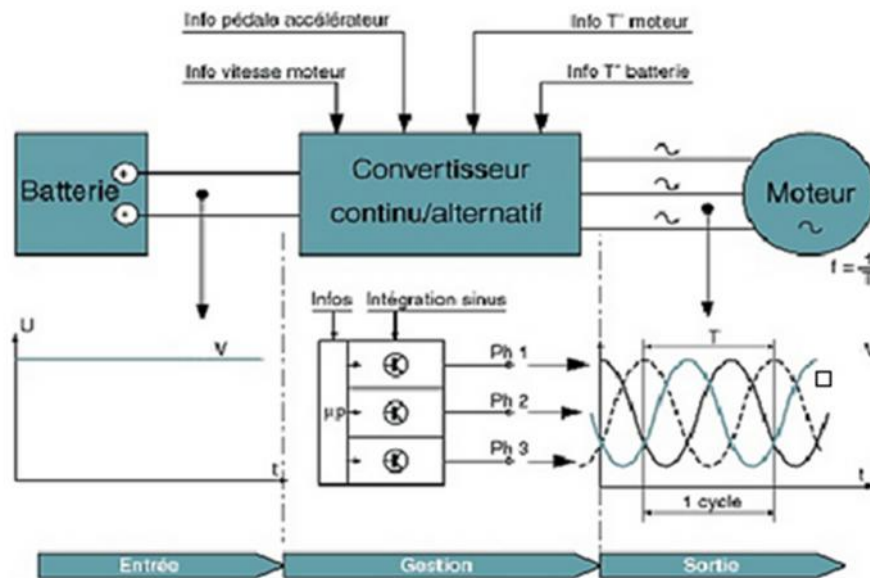


Figure (2.1) : Principe de fonctionnement de l'onduleur.

2.2.1 Classification des onduleurs :

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

2.2.1.1 Onduleur autonome :

C'est un système qui nécessite des composants commandes à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes, la charge quelconque de cet onduleur n'est pas réversible.

2.2.1.2 Onduleur non autonome :

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture, et la commutation est « naturelle » contrairement à l'onduleur autonome.

L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

2.2.2 Les composants de puissance :

Les composants de l'électronique de puissance (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. À titre indicatif, les transistors (**MOSFET**), sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible.

Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors (**MOSFET**) mais d'avantages plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors (**IGBT**) sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors (**GTO**) commutent très lentement mais ils supportent une grande puissance. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [10], [11].

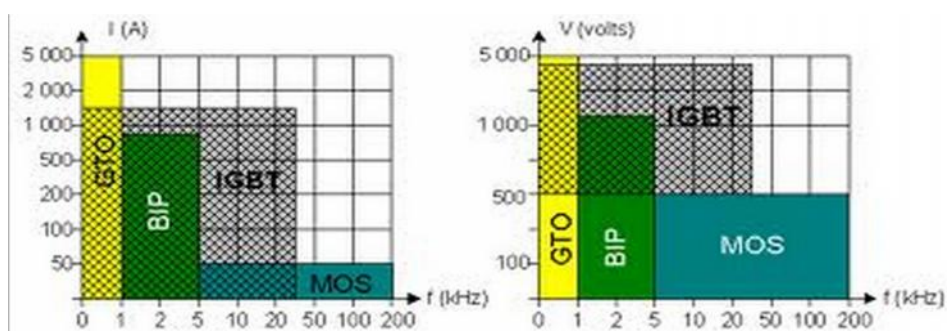


Figure (2.2) : Choix des composants selon la puissance et la fréquence

2.2.3 Différents type d'onduleur pour l'alimentation des machines asynchrones :

Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension.

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande [12].

2.2.3.1 Onduleur de tension :

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit une tension constante à l'onduleur. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur. La **Figure (2.3)** représente un convertisseur avec un onduleur de tension.

Pour réaliser des onduleurs destinés à alimenter une charge ordinaire d'impédance très variable à partir d'un redresseur, on choisit des onduleurs de tension pour les raisons suivantes :

- Le fonctionnement de l'onduleur de tension est fort affecté par les imperfections de la source continue, peu par celle de la charge.

- L'onduleur ne délivre pas directement une tension de sortie sinusoïdale, donc il faut utiliser un filtre de sortie. Avec l'onduleur de tension on sait exactement ce qu'on a filtré (la tension à filtrer est imposée par la source continue).

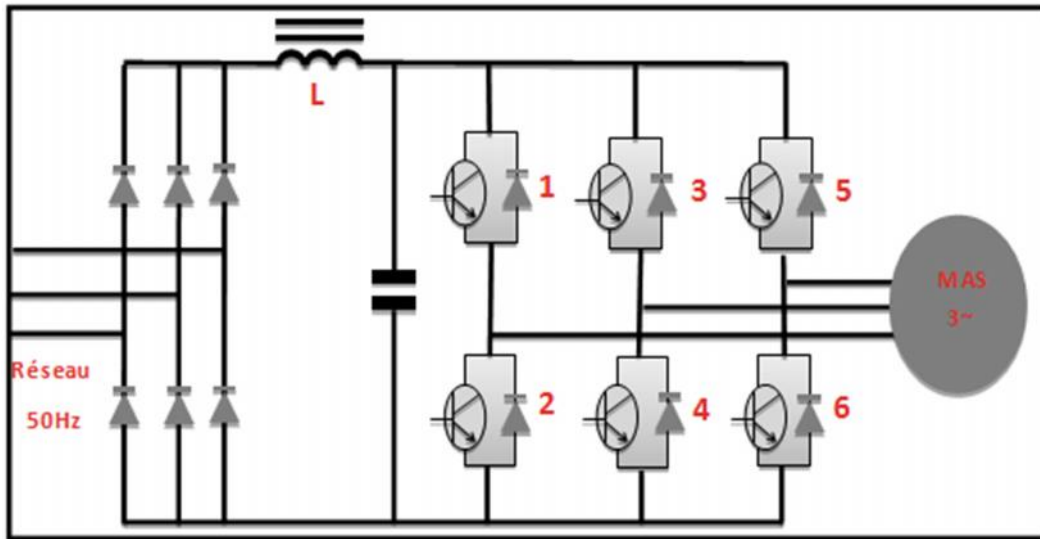


Figure (2.3) : Convertisseur avec onduleur de tension

2.3 Modélisation de l'onduleur deux niveaux :

La Figure (2.4) montre le schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant la MAS :

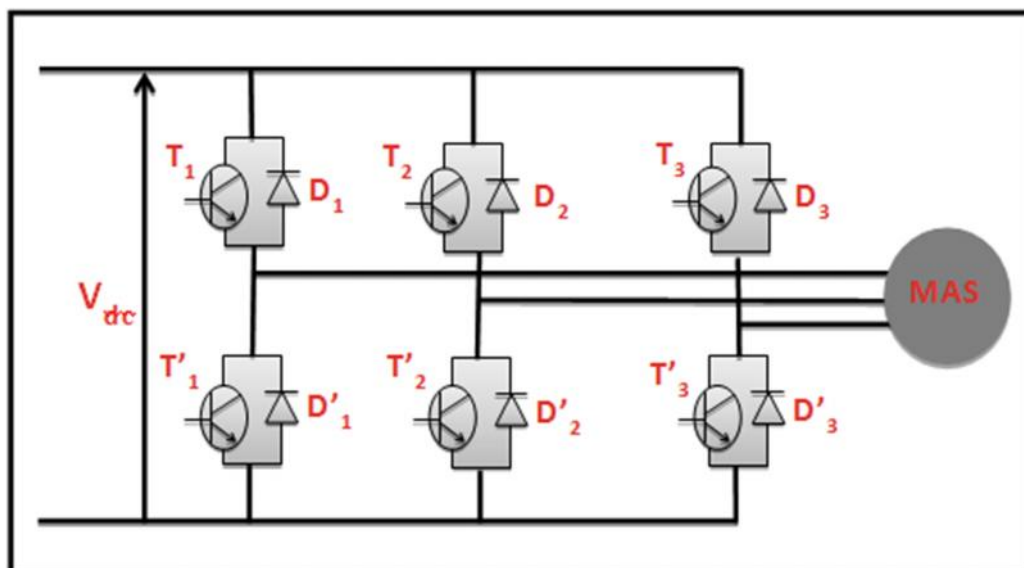


Figure (2.4) : schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Il est composé de six interrupteurs généralement à transistors ou à thyristors **GTO** pour les grandes puissances, deux interrupteurs pour chaque bras qui doivent être contrôlés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source.

Leur principe de fonctionnement est basé sur le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent une modulation de la largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements du moteur [13].

Les deux interrupteurs pour chaque bras sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant. Ce sont des éléments commandables à l'ouverture et à la fermeture.

Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.

Un bras de l'onduleur est représenté par la **Figure (2.5)** :

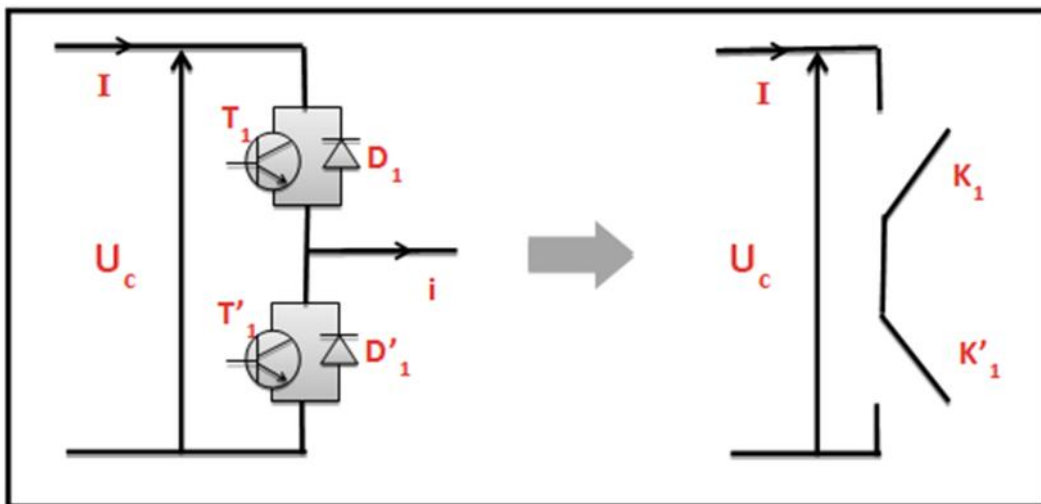


Figure (2.5) : schéma d'un bras d'onduleur deux niveaux

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la **Figure (2.6)**.

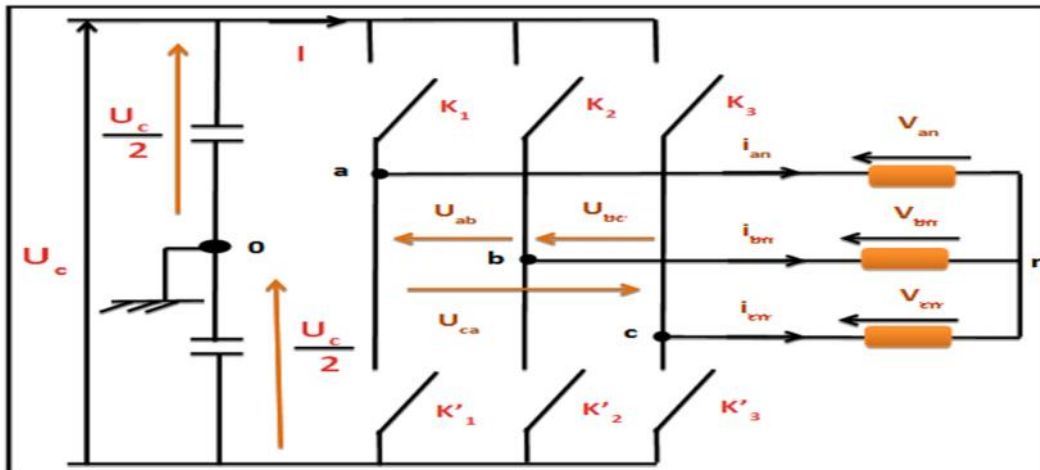


Figure (2.6) : schéma équivalent de l'onduleur deux niveaux

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine son état de conduction :

$$F_a = \begin{cases} 1 & \text{si } k1 \text{ fermé et } k1' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k1' \text{ fermé et } k1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_b = \begin{cases} 1 & \text{si } k2 \text{ fermé et } k2' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k2' \text{ fermé et } k2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

(2-1)

$$F_c = \begin{cases} 1 & \text{si } k3 \text{ fermé et } k3' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k3' \text{ fermé et } k3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit :

$$u_{ab} = v_{ao} - v_{bo}$$

$$u_{bc} = v_{bo} - v_{co}$$

$$u_{ca} = v_{co} - v_{ao}$$

(2-2)

Où :

« **O** » point milieu fictif à l'entrée continue voir **Figure (2.6)**.

$(v_{ao}), (v_{bo}), (v_{co})$ sont les tensions d'entrée à l'onduleur.

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur, on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{aligned} v_{ao} &= v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} &= v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} &= v_{cn} + v_{no} \end{aligned} \quad (2-3)$$

Avec :

$(v_{an}), (v_{bn}), (v_{cn})$ sont les tensions simple des phases.

(v_{no}) la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « **O** ».

Pour un système triphasé équilibré $v_{an}+v_{bn}+v_{cn}=0$, il devient :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (2-4)$$

En remplaçant (2.4) dans le système (2.3), on obtient :

$$\begin{aligned} v_{an} &= +\frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{bn} &= -\frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{cn} &= -\frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{aligned} \quad (2-5)$$

Avec F_i l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$v_{io} = F_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad (2-6)$$

Avec $i = a, b, c$

$$\begin{cases} F_i = 1 \\ F_i = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \epsilon_{io} = \frac{U_c}{2} \\ \epsilon_{io} = -\frac{U_c}{2} \end{cases} \quad (2-7)$$

Il vient alors:

$$\begin{cases} \epsilon_{ao} = \left(F_a - \frac{1}{2}\right) U_c \\ \epsilon_{bo} = \left(F_b - \frac{1}{2}\right) U_c \\ \epsilon_{co} = \left(F_c - \frac{1}{2}\right) U_c \end{cases} \quad (2-8)$$

En remplaçant (2.8) dans (2.5), on obtient :

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{pmatrix} \quad (2-9)$$

Si $(v_{ao}), (v_{bo}), (v_{co})$ sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors $(v_{an}), (v_{bn}), (v_{cn})$ sont les tensions de sortie de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu- alternatif [14].

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (2-10)$$

2.4 Technique de command de l'onduleur :

Les techniques de **(MLI)** ou **(PWM)** ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes de par leurs concepts et leurs performances ont été développées.

Le choix d'une technique dépend du type du moteur à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques **(PWM)**. Ils se résument en :

L'indice de modulation, le facteur de distorsion harmonique et le spectre harmonique de courant (ou analyse **FFT** : Fast Fourier Transformation), l'harmonique de couple, et les pertes à la commutation [15].

En pratique plusieurs types de command peuvent être considérés, dont on peut citer :

- La commande pleine onde.
- La commande MLI intersective(**STPWM**).
- La commande MLI vectorielle (**SVPWM**).

La qualité de la tension de sortie d'un onduleur dépend largement de la technique de commande utilisée.

Dans notre travaille on s'intéresse sur La commande **(MLI)** intersective (**STPWM**).

2.4.1 Modulation sinus -triangle

2.4.1.1 principes

La (MLI) sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire la **Figure (2.7)**. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois référence sinusoïdales sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f . [16].

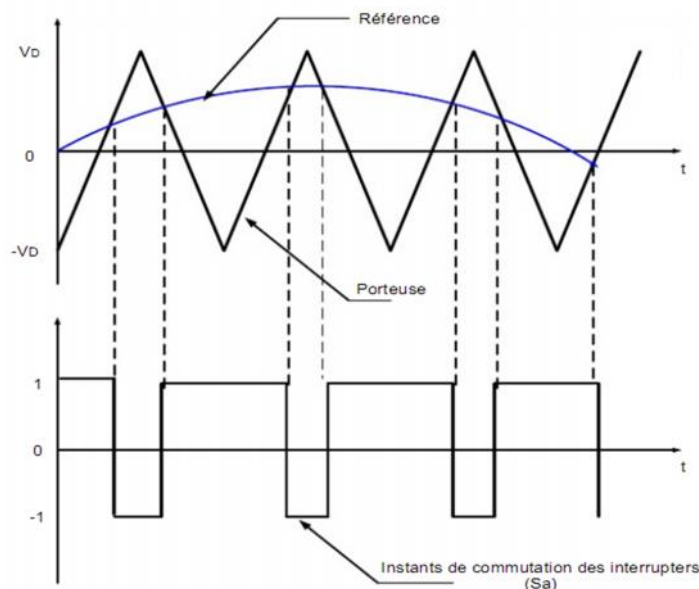


Figure (2.7) : Le signal de la MLI sinus-triangle.

2.4.1.2 caractérisations de la modulation

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- **L'indice de modulation m** : égal au rapport de la fréquence de la modulation (porteuse) sur la fréquence de la référence (modulante).

$$M = \frac{f_p}{f_m} \quad \text{Avec} \quad m > 1 \quad (2-11)$$

On choisit généralement (m) supérieure à l'unité parce que l'augmentation mène au déplacement des harmoniques vers des fréquences élevées. Dans la simulation, on constate

que les valeurs très élevées de (**m**) provoquent une augmentation des déchets de tension, ce qui nous oblige à optimiser la valeur de (**m**).

- Le coefficient de réglage en tension, (**r**), égal au rapport de l'amplitude de la tension de la référence sur celle de la porteuse.

$$r = \frac{U_m}{U_p} \quad (2-12)$$

2.5 Résultat de simulation d'ensemble MAS onduleur deux niveaux

Notons que les simulations ont été faites dans le référentiel lié au champ tournant. Le modèle de la machine à induction dans le cas où l'alimentation est assurée par un onduleur de tension a été simulé pour un démarrage à vide au démarrage et en charge à **t = 0.6 s** avec un couple résistif **C_r = 20N.m** .

La fréquence de commutation de L'onduleur de tension est comme suit :

$$f_m = m \quad f_s = 21 \quad 50 = 1050 \text{ Hz}$$

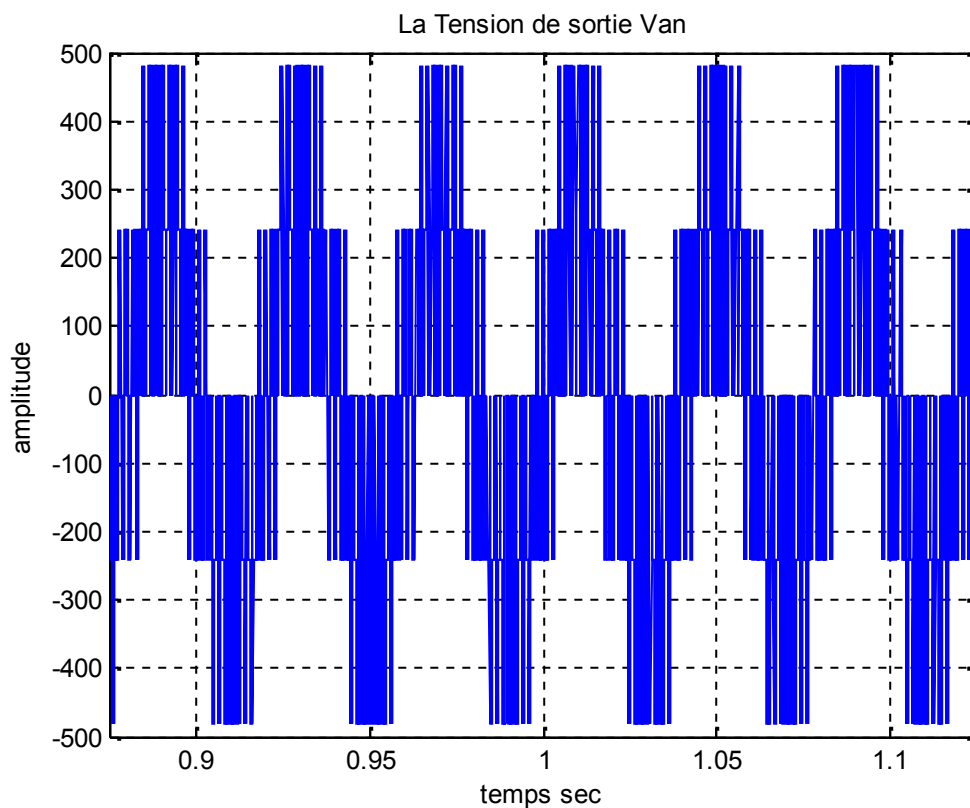


Figure (2.8) : la tension de sortie Van

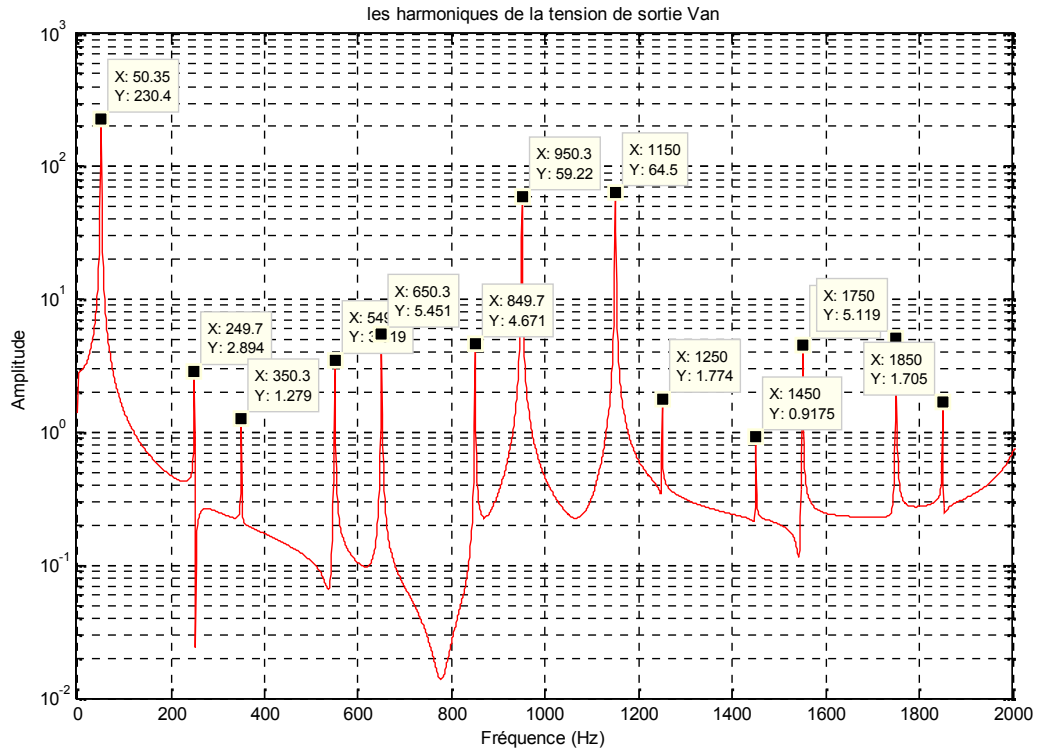


Figure (2.9) : les harmoniques de la tension de sortie Van

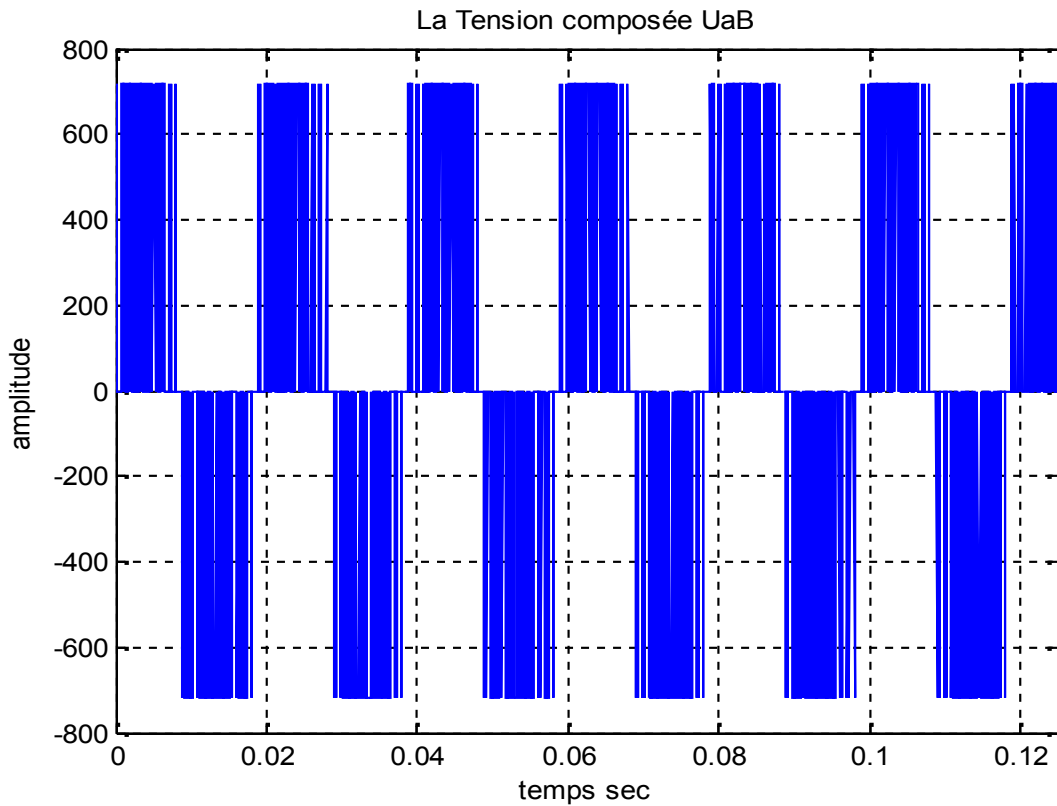


Figure (2.10) : la tension composée Uab

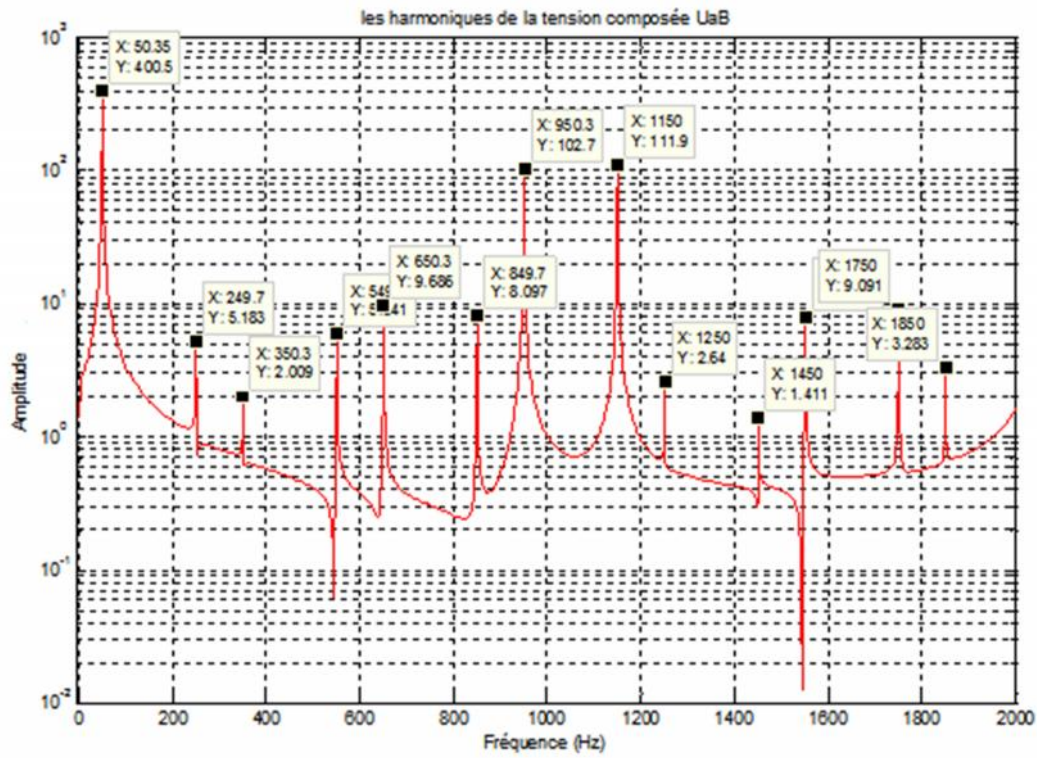


Figure (2.11) : les harmoniques de la tension composée Uab

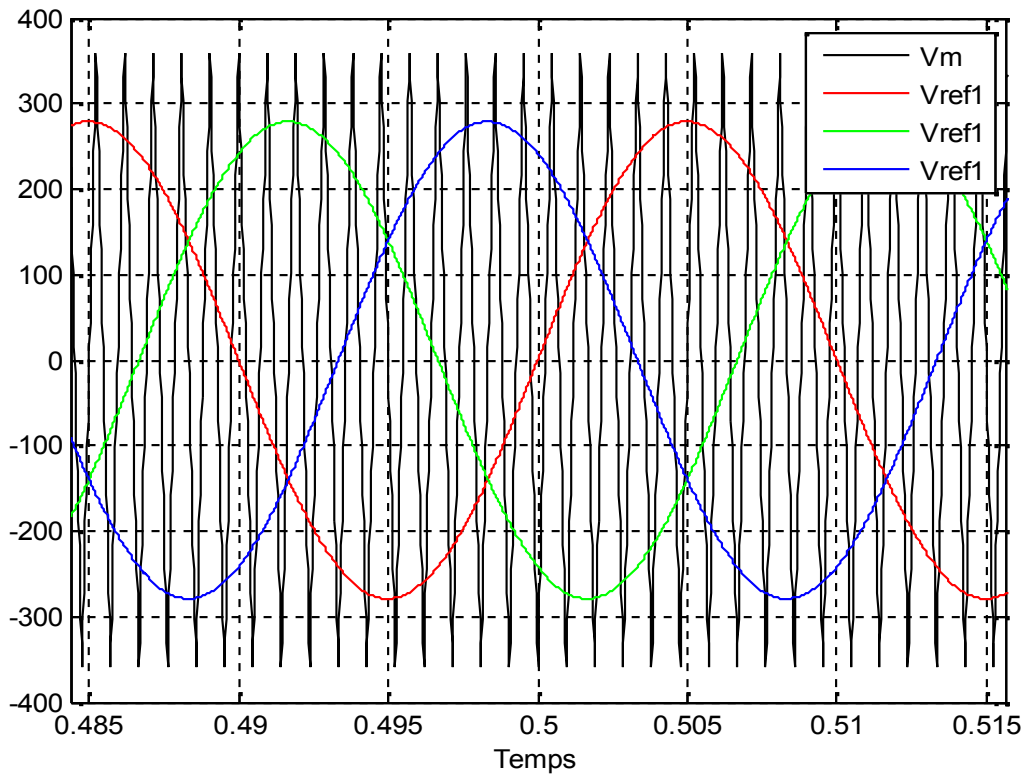


Figure (2.12) : Les Tensions de référence (Vr1, Vr2, Vr3) et l'onde de modulation (Vm)

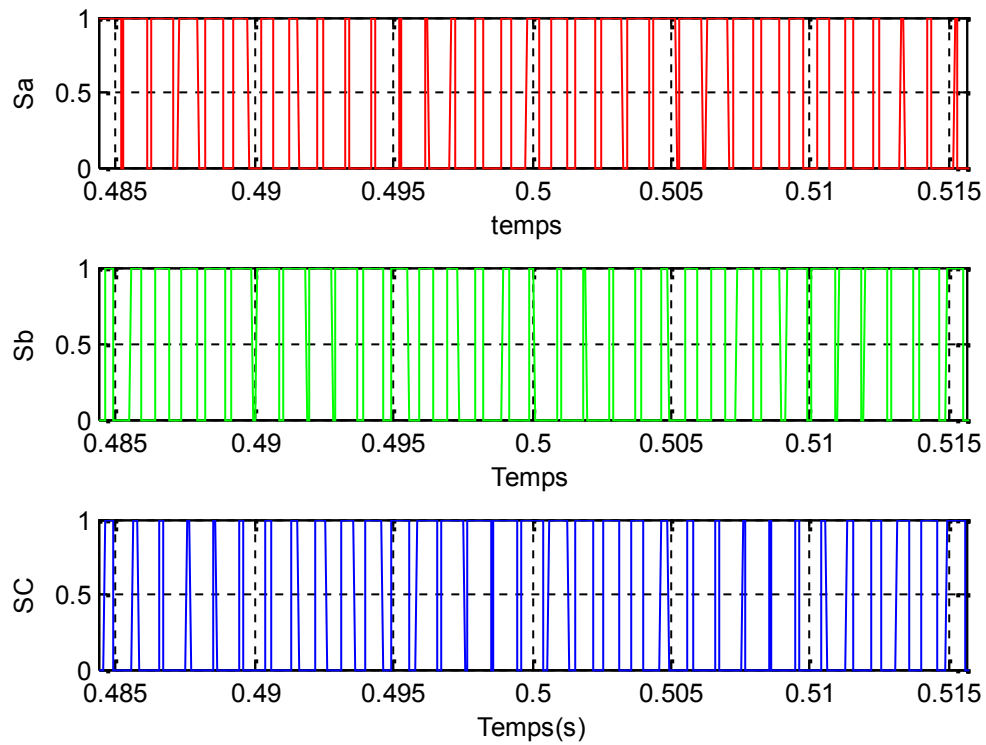


Figure (2.13) : les séquences de commande (S_a, S_b, S_c)

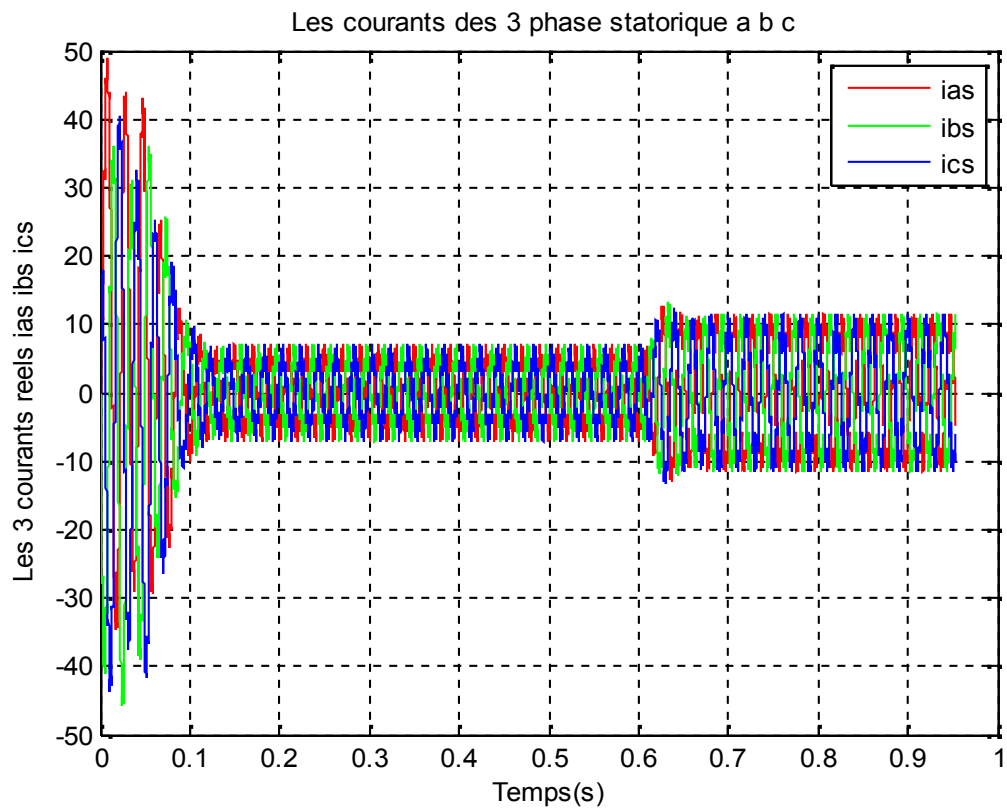


Figure (2.14) : les courants réels pour les 3 phases statoriques

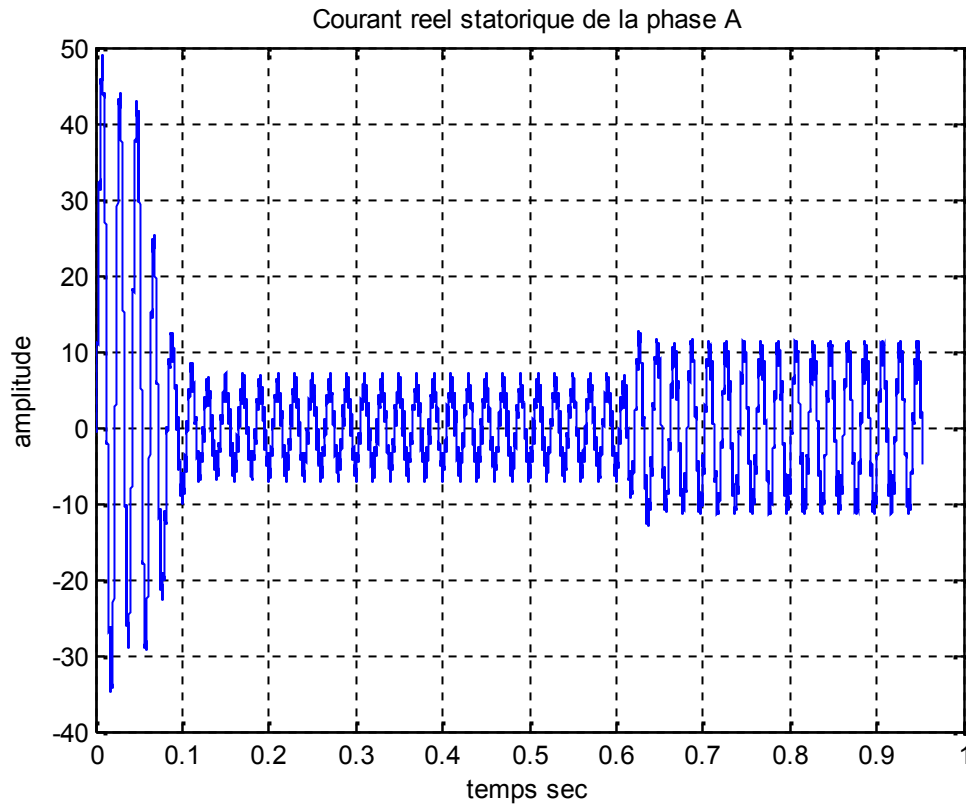


Figure (2.15) : le courant réel (Ias)

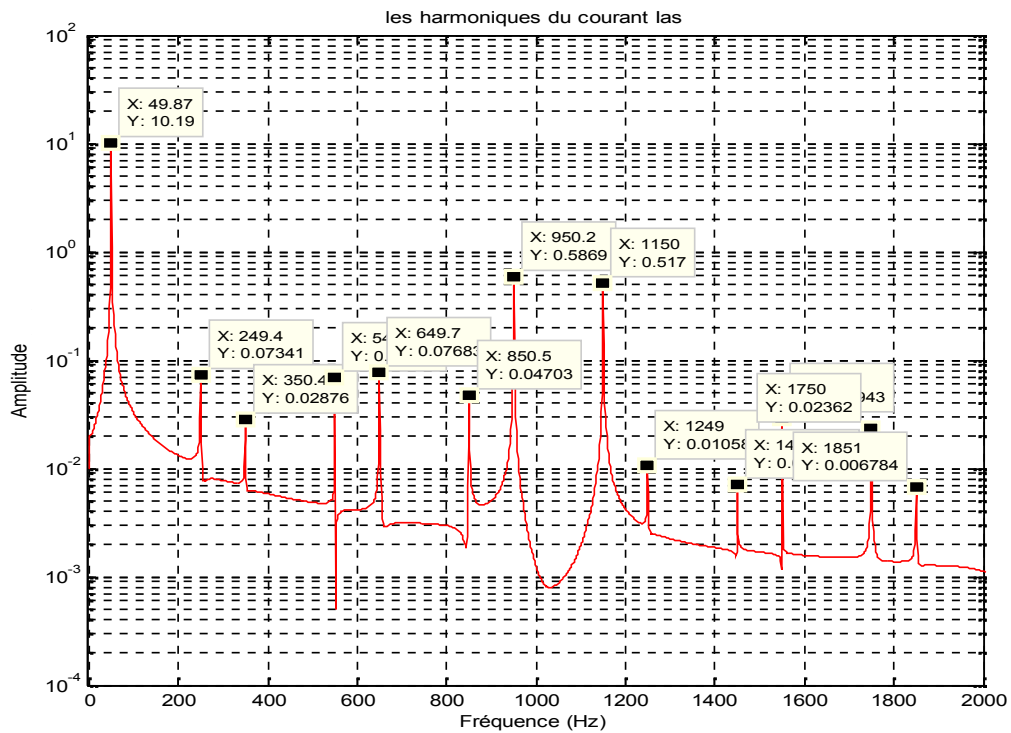


Figure (2.16) : les harmoniques du courant (Ias) en charge

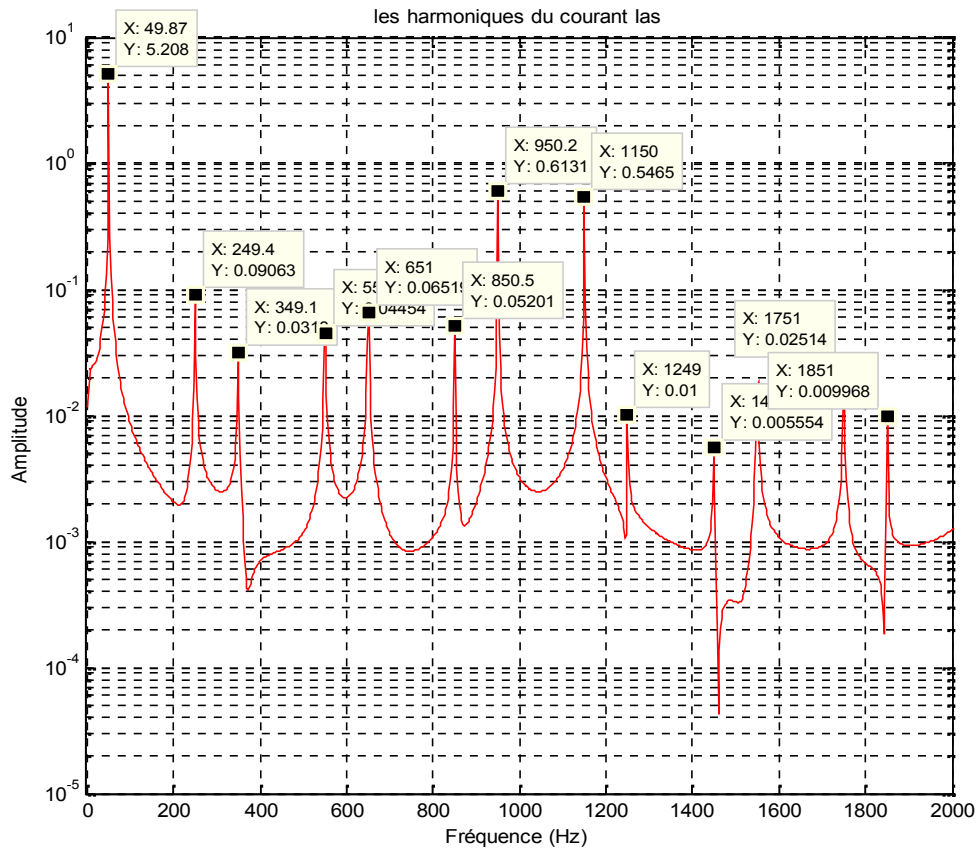


Figure (2.17) : les harmoniques du courant (las) à vide

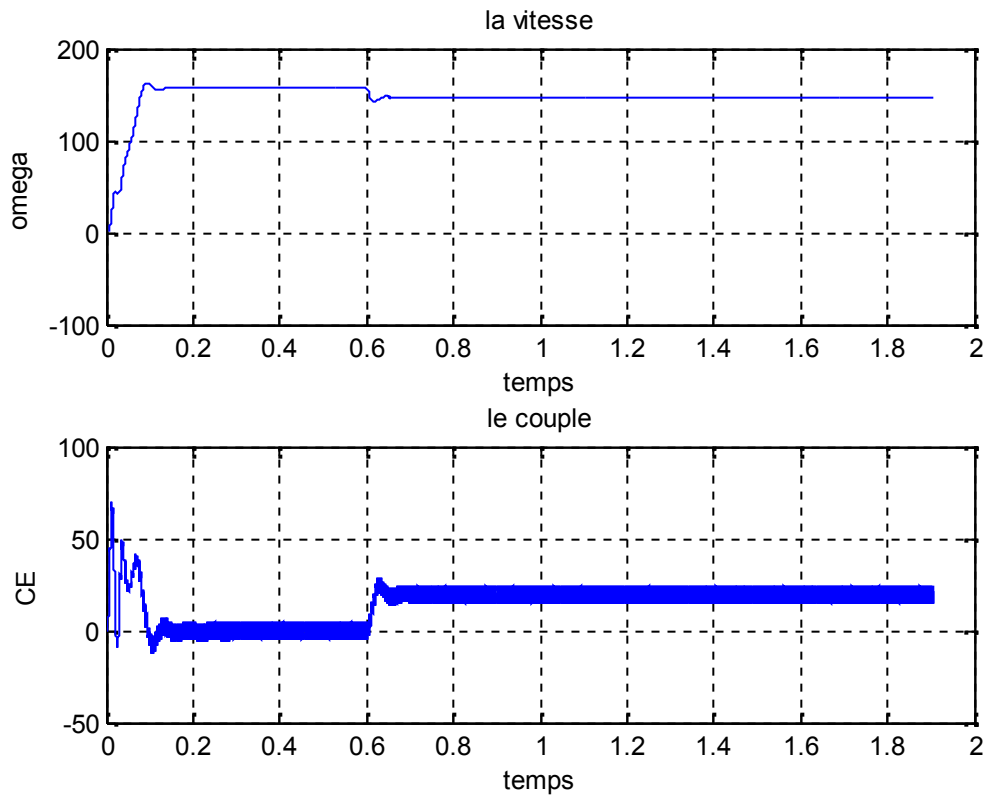


Figure (2.18) : le couple électromagnétique et la vitesse

2.6 Interprétation des Résultats de simulation MAS onduleur deux niveaux

Exactement comme dans le cas de la **MAS** alimentée directement par le réseau triphasé, concernant le régime transitoire et le régime permanent de couple électromagnétique **C_e** et la vitesse et les courants statoriques et l'apparition du couple résistant, la réponse de la **MAS** est la même.

La forme du courant statorique et le couple électromagnétique **C_e** est presque la même que celle dans le cas sans onduleur sauf qu'il apporte des ondulations (présence des harmoniques).

On constate que la MLI permet une variation des tensions de sortie proche de la sinusoïde, et un contrôle fin (précis) de l'amplitude du fondamentale et des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable.

L'analyse harmonique jusqu'au **40^{ème}** rang d'harmoniques qu'on a fait sur la tension dans une période, donne ceci :

- Un pique de fondamentale (**50hz**) avec une amplitude de 230v.
- Pas de pique dans les faibles fréquences.
- Des piques dans les fortes fréquences au tour de **20^{ème}** et **40^{ème}** rang d'harmoniques.
- On remarque que les harmonique multiples de 2 et 3 sont disparues et pour éliminer les harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13,17 soit on utilise un filtre, soit une autre technique de commande plus performante.

2.7 Conclusion

La modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension et les résultats de simulation obtenus, comparés avec les résultats obtenus pour une machine alimentée par un réseau triphasé équilibré, sont satisfaisants et prouvent son admission au fonctionnement normal, malgré la présence d'harmoniques dans l'onde de courant.

Pour son encombrement réduit et les résultats satisfaisants obtenus, l'onduleur de tension à **MLI** présente une alternative intéressante au niveau des moyennes et faibles puissances pour l'alimentation des machines à induction.

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude de la commande **V/f** en boucle ouverte. Afin d'avoir une vision claire sur les paramètres pris en compte pour la réalisation de ce projet de fin d'étude.

3.1 Introduction

Le but de ce chapitre est de montrer comment la machine asynchrone peut être utilisée dans des applications d'entraînement. La commande scalaire est relativement simple, elle est basée sur le modèle en régime permanent sinusoïdale. Elle permet d'atteindre des performances remarquables en pratique.

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension, Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). Pour notre travail on utilise l'onduleur de tension alimentant la machine asynchrone commandé par la commande scalaire V/f constant en boucle ouverte. La variation de la vitesse est obtenue par la variation de la pulsation statorique qui est générée directement par l'onduleur de tension, [17], [18], [19], [20].

Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent. Pour cette raison, l'étude du modèle de la machine en régime établi est importante.

3.2 La loi de commande V/f

3.2.1 Principe

Le principe de la commande scalaire avec contrôle de **V/f**, est de faire varier la vitesse de la machine asynchrone tout en maintenant constant le rapport tension sur fréquence statorique. Cela signifie que la variation de la vitesse de la machine asynchrone se fait en maintenant le flux statorique et le couple maximum en régime permanent constant.

On introduisant la notation complexe dans les équations électriques de la **MAS** en régime permanent :

$$\bar{X} = x_{ds} + j x_{qs} \quad (3-1)$$

On peut écrire:

$$\bar{V}_s = v_{ds} + jv_{qs} = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) - \omega_s(\phi_{qs} - j\phi_{ds}) \quad (3-2)$$

$$\bar{V}_s = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) + j\omega_s(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) \quad (3-3)$$

Donc:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s \quad (3-4)$$

Dans un repère lié au champ tournant les grandeurs de **PARCK** sont constantes donc:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s \quad (3-5)$$

De même pour les grandeurs rotorique on obtient :

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\phi}_r = 0 \quad (3-6)$$

Avec :

$$\omega_r = g \omega_s \quad (3-7)$$

Finalement on a :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s \\ 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r L_r \bar{I}_r \end{cases} \quad (3-8)$$

D'autre part:

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r \\ \bar{\Psi}_r = L_m \bar{I}_s + L_r \bar{I}_r \end{cases} \quad (3-9)$$

On remplace $\bar{\Psi}_s$ et $\bar{\Psi}_r$ dans \bar{V}_s et 0 , on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s L_m \bar{I}_r \\ 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r L_r \bar{I}_r + j\omega_r L_m \bar{I}_s \end{cases} \quad (3-10)$$

On remplace 2 sur 1 pour éliminer \bar{I}_r on obtient :

$$\bar{I}_r = -j \frac{L_m \omega_r}{R_r + j\omega_r L_r} \cdot \bar{I}_s \quad (3-11)$$

On remplace dans les équations du flux on trouve:

$$\bar{\Psi}_s = L_s \frac{R_r + j\omega_r L_r}{R_r + j\omega_r L_r} \cdot \bar{I}_s \quad (3-12)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad \text{Coefficient de dispersion de Blondel.}$$

3.2.2 expression du couple électromagnétique:

Le couple électromagnétique est définie par:

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) = \frac{3}{2} \cdot P \cdot L_m \cdot I_M (\bar{I}_s \cdot \bar{I}_r^*) \quad (3-13)$$

I_M : Partie imaginaire

On obtient:

$$C_e = 3 \cdot P \cdot \left(\frac{L_m}{L_s}\right)^2 \cdot \Phi_s^2 \cdot \frac{\omega_r}{R_r |1 + (\frac{\omega_r \sigma L_r}{R_r})^2|} \quad (3-14)$$

La variation du couple électromagnétique en fonction de la pulsation rotorique et représentée par :

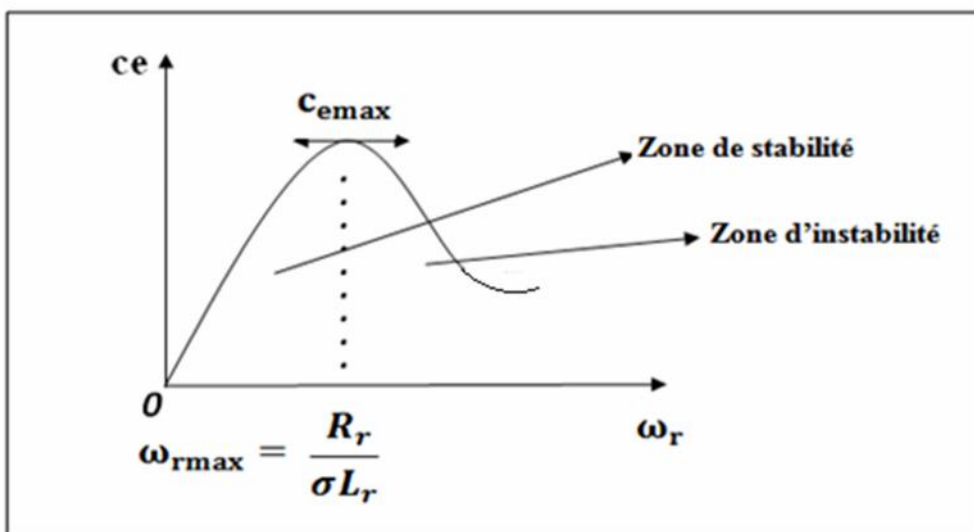


Figure (3.1) : La variation du couple électromagnétique en fonction de la pulsation rotorique.

Si $\frac{\omega_r \sigma L_r}{R_r} = 1$ le couple passe par une valeur nominale :

$$C_{e \max} = 3 \cdot P \cdot \left(\frac{L_m}{L_s}\right)^2 \cdot \Phi_s^2 \cdot \frac{1}{2\sigma L_r} \quad (3-15)$$

Le couple max est définie par:

$$\omega_r \max = \frac{R_r}{\sigma L_r} \quad (3-16)$$

- on voit bien que le couple maximum est proportionnel au carré du flux statorique
- dans la zone de stabilité (régime permanent) le glissement est suffisamment faible on peut écrire :

$$C_e = \alpha \omega_r \quad (3-17)$$

$$\alpha = 3 \cdot P \cdot \left(\frac{L_m}{L_s}\right)^2 \cdot \Phi_s^2 \cdot \frac{1}{R_r} \quad (3-18)$$

Remarque:

En régime permanent, la caractéristique $C_e(\omega_r)$ est pratiquement linéaire le couple ne dépend que de la pulsation rotorique (ω_r). Alors, la pulsation (ω_r) permet de régler le couple.

3.2.3 Calcul de la loi de commande

En régime permanent et dans un repère lié au champ tournant on a :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s L_m \bar{I}_r \quad (3-19)$$

$$\bar{I}_r = -j \frac{L_m \omega_r}{R_r + jL_r \omega_r} \cdot \bar{I}_s \quad (3-20)$$

On remplace 2 dans 1 on obtient:

$$\bar{V}_s = \frac{R_s}{1 + j \frac{L_r}{R_r} \omega_r} \left| \left(1 - \frac{\sigma L_s L_r}{R_s R_r} \omega_r \omega_s \right) + j \left(\frac{L_r}{R_r} \omega_r + \frac{L_s}{R_s} \omega_s \right) \right| \cdot \bar{I}_s \quad (3-21)$$

$$V_s = \phi_s \frac{R_s}{L_s} \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{\sigma L_s L_r}{R_s R_r} \omega_r \omega_s \right)^2 + \left(\frac{L_r}{R_r} \omega_r + \frac{L_s}{R_s} \omega_s \right)^2}{1 + \left(\frac{\sigma L_r}{R_r} \omega_r \right)^2}} \quad (3-22)$$

Si la pulsation rotorique est très faible en régime permanent on a :

$$V_s = \phi_s \cdot \omega_s \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega_s L_s} \right)^2} \quad (3-23)$$

Si R_s est faible alors:

$$V_s = \phi_s \cdot \omega_s \quad (3-24)$$

Donc :

$$\frac{V}{f} = \text{cte} \quad (3-25)$$

A faible vitesse la chute de tension résistive n'est pas négligeable, cette chute de tension doit être compensée par une augmentation de tension V_0 par rapport à $(\phi_s \cdot \omega_s)$ on écrit :

$$V_s = \phi_s \cdot \omega_s + V_0 \tag{3-26}$$

Pour améliorer le comportement à faible vitesse on peut utiliser cette loi:

$$\phi_s \cdot (\omega_s \cdot \sqrt{1 + (\frac{R_s}{\omega_s L_s})^2} + K\omega_r) \tag{3-27}$$

Avec :

$$k = \frac{R_s L_r}{R_r L_s} \tag{3-28}$$

Finalement la loi de commande est caractérisée par:

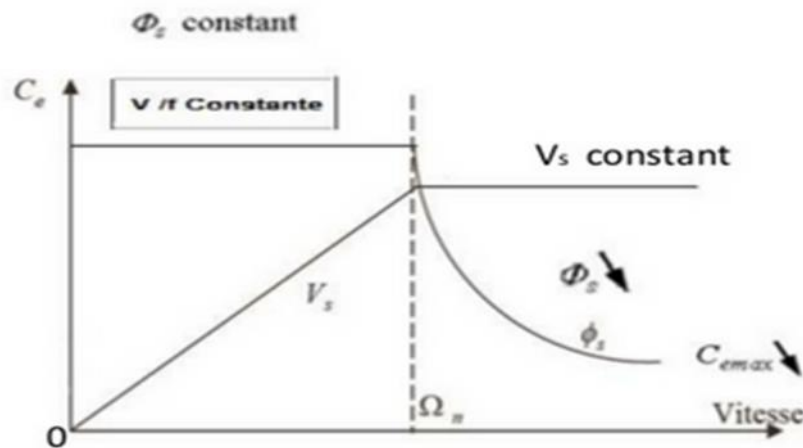


Figure (3.2) : la caractéristique couple-vitesse.

Quand la tension atteint sa valeur nominal, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine on est en régime de defluxage, ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on appelle aussi le régime de survitesse.

3.3 Résultat de simulation de la commande scalaire avec control V/f

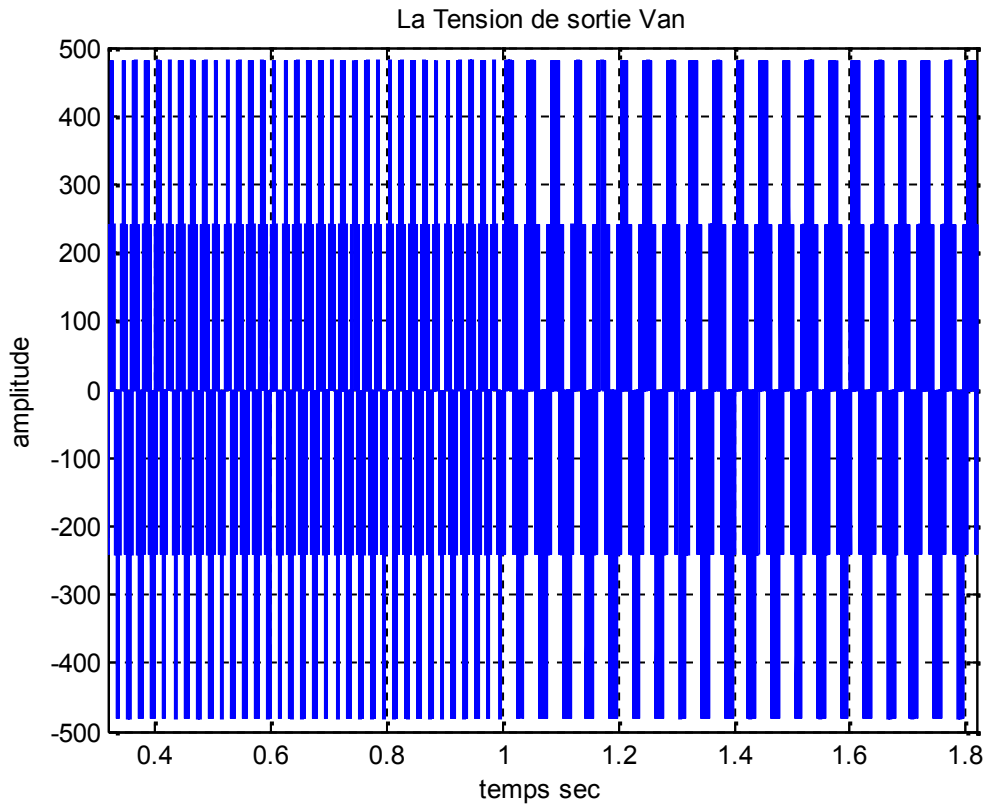


Figure (3.3) : la tension de sortie Van a 50Hz et 25 Hz

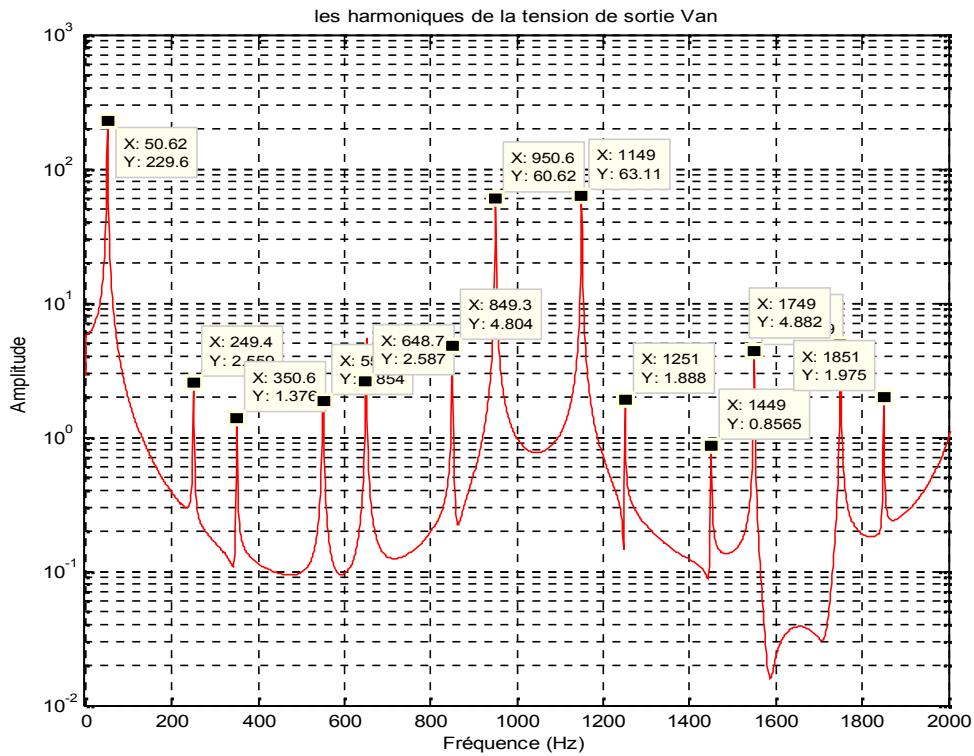


Figure (3.4) : les harmoniques de la tension de sortie Van a 50 Hz

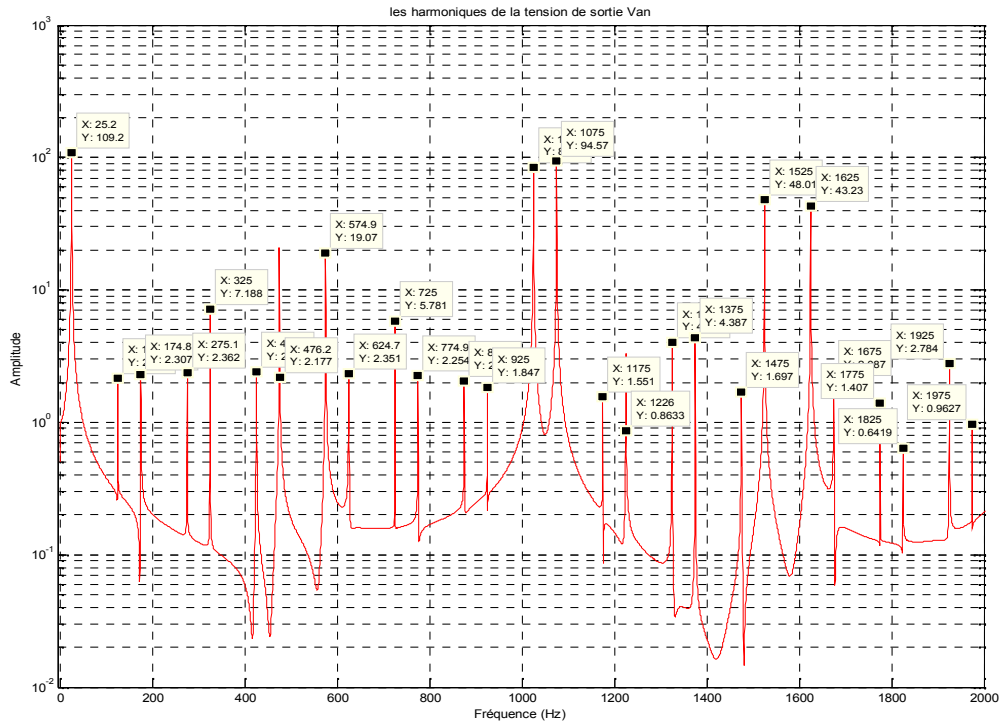


Figure (3.5) : les harmoniques de la tension de sortie Van a 25Hz

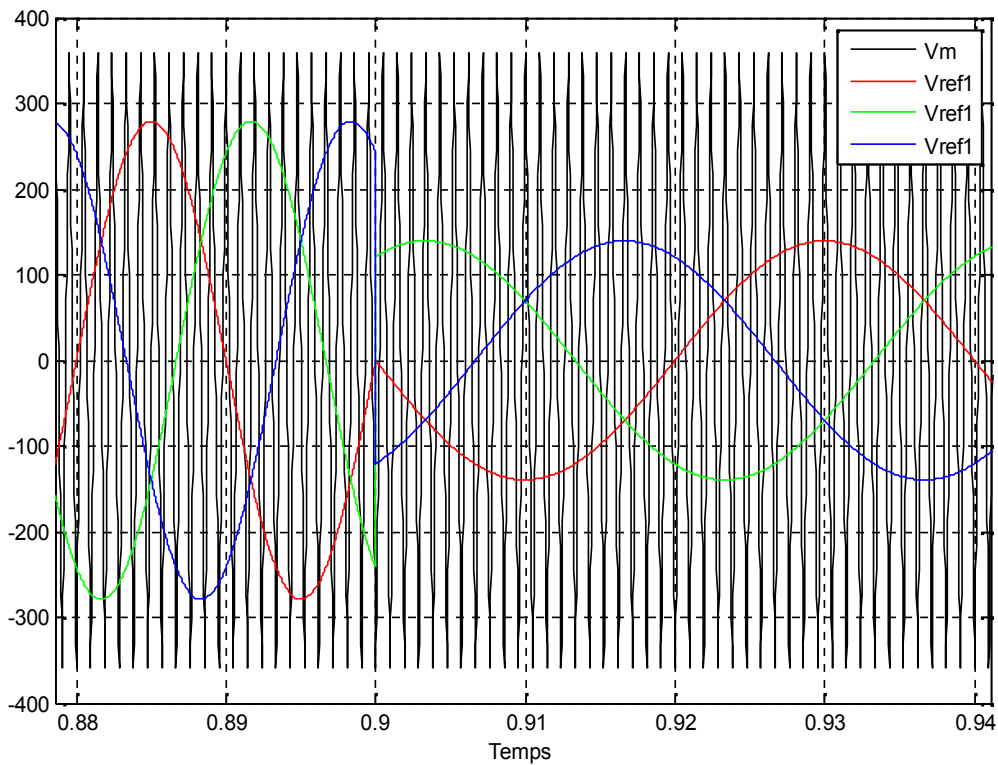


Figure (3.6) : Les Tensions de référence (Vr1, Vr2, Vr3) et l'onde de modulation (Vm)

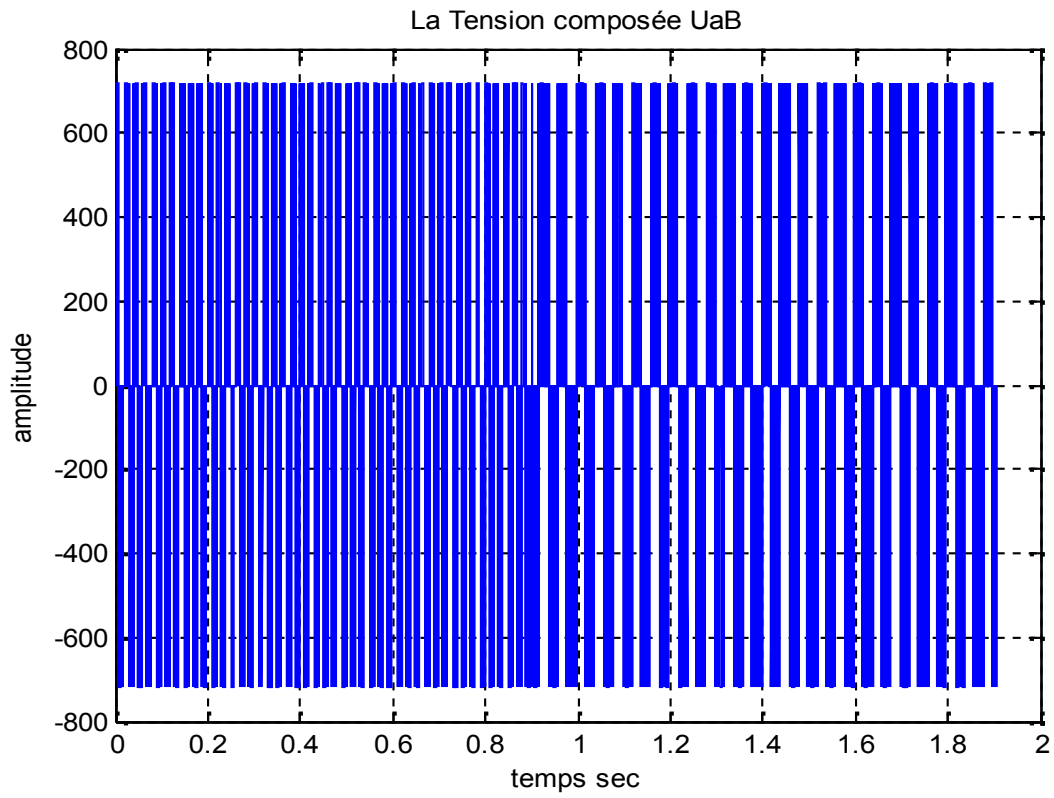


Figure (3.7) : la tension composée U_{ab} a 25Hz et 50Hz

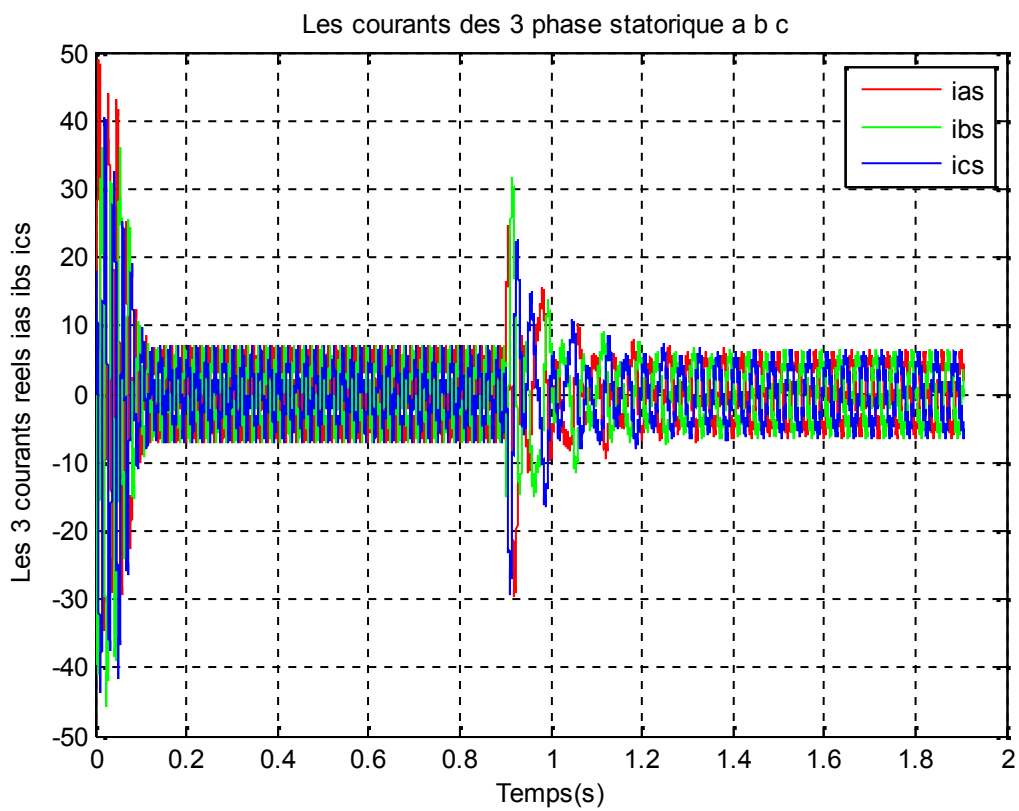


Figure (3.8) : les courants réels pour les 3 phases statoriques a 25Hz et 50Hz

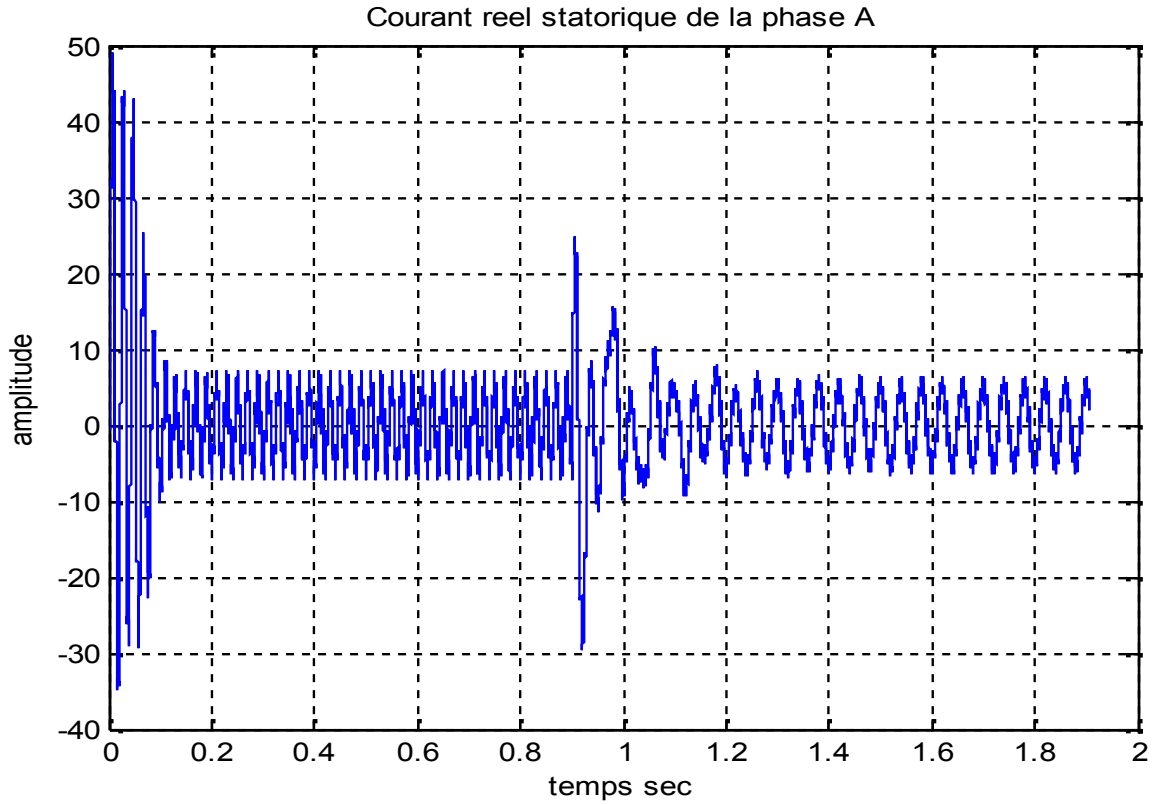


Figure (3.9) : le courant réel (Ias) à 25Hz et 50Hz.

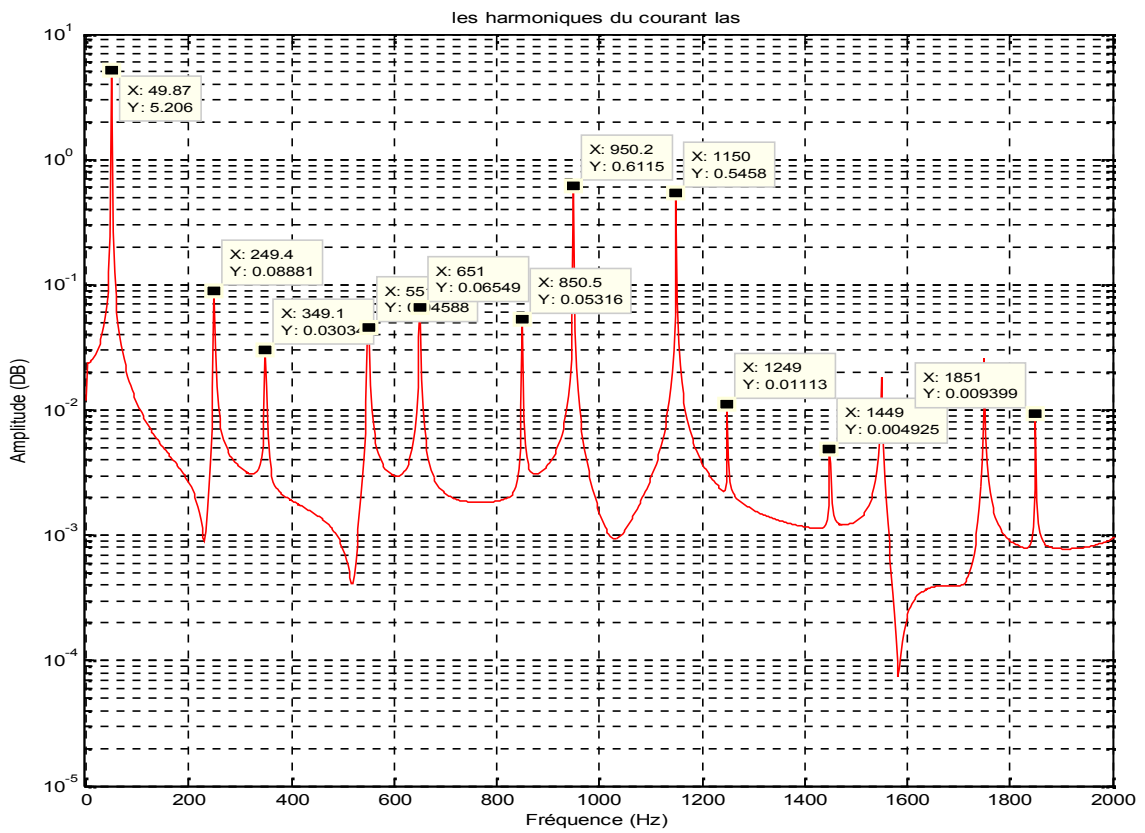


Figure (3.10) : les harmoniques du courant (Ias) a 50Hz

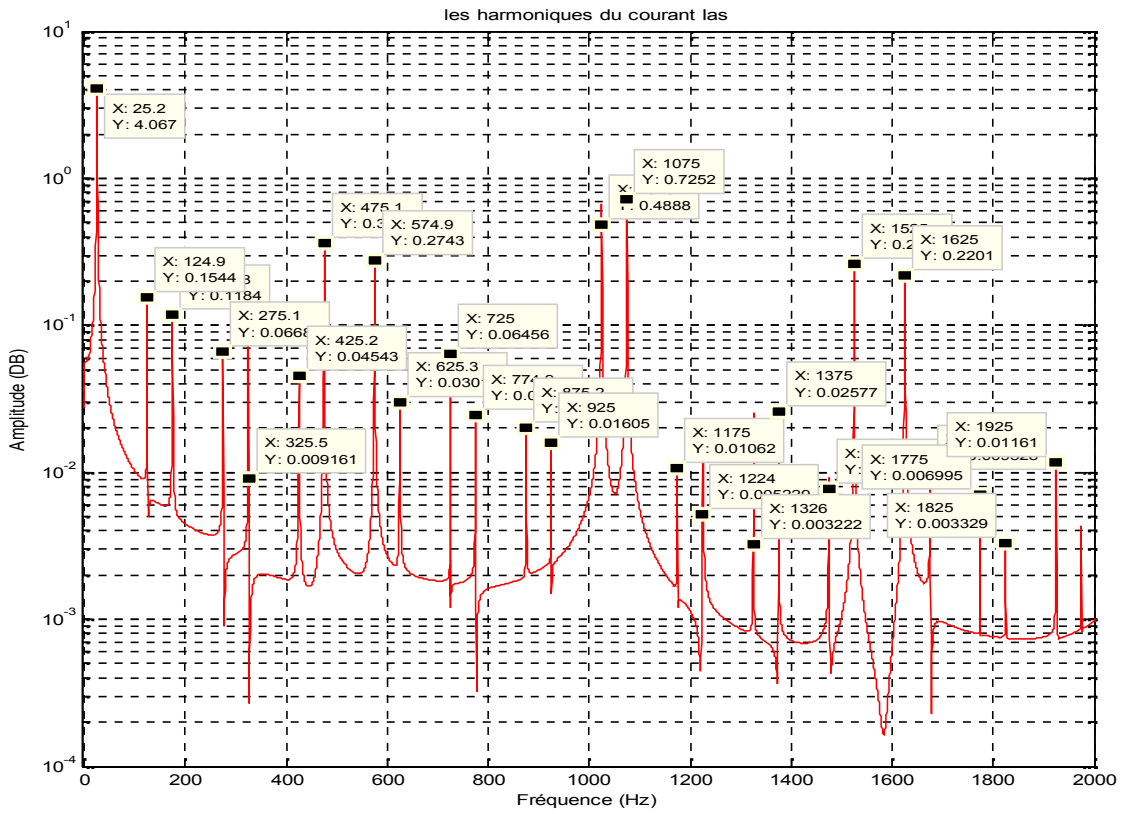


Figure (3.11) : les harmoniques du courant (las) à 25Hz

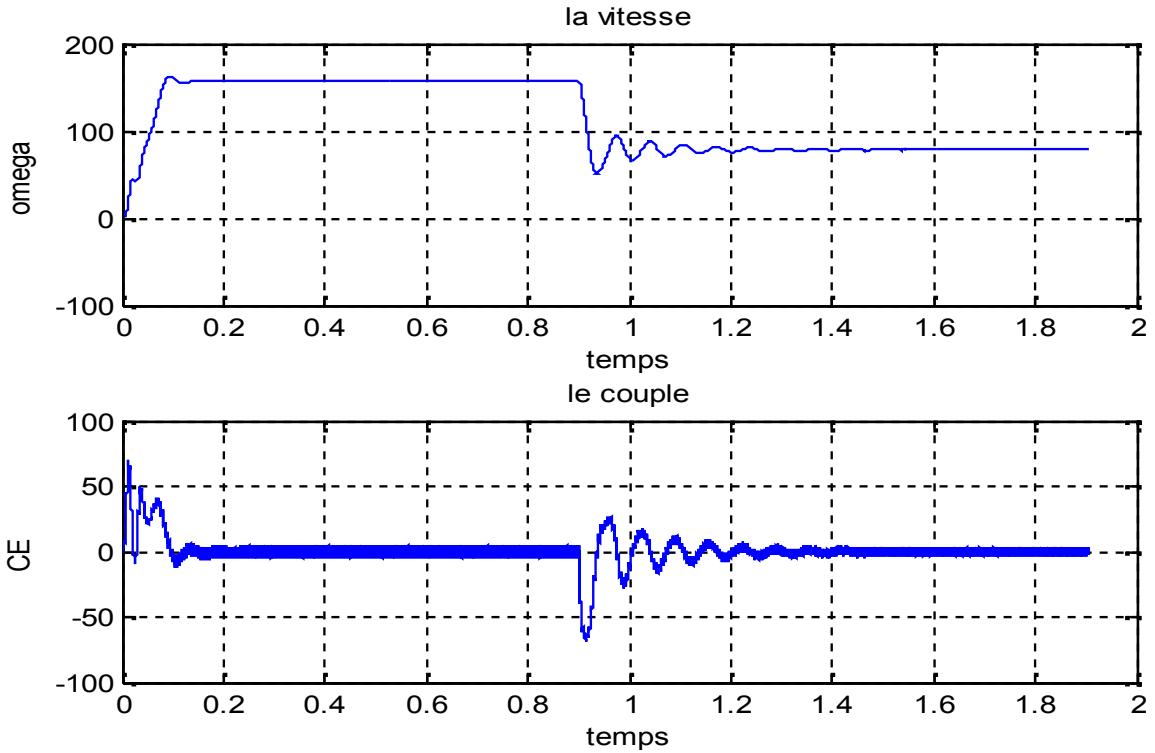


Figure (3.12) : le couple électromagnétique et la vitesse

3.4 Interprétation des Résultats de simulation

Les premières remarques est que le temps de réponse de la vitesse ainsi du couple est très lent que ce soit à 25 Hz ou 50 HZ .Les oscillations au niveau du couple et la vitesse sont due essentiellement au convertisseur statique, car la conversion continue alternative fait apparaitre des harmoniques. On remarque aussi que les amplitudes de tension sont diminuées pour garder le rapport V/f constant ainsi les tensions de référence. Le rang des harmonique reste le même que ce soit pour 25Hz ou 50Hz donc les harmonique multiples de 2 et 3 sont disparues.

3.5 Conclusion

Cette commande est suffisante pour l'obtention de commandes moyennement performantes.

Le principe de contrôle du couple électromagnétique de la **MAS**, a été élaborée à partir du modèle statique, par conséquence le couple n'est plus contrôlé lors des régimes transitoires.

Pour des performances moyennes et pour le fonctionnement en survitesse on fait appel de préférence au contrôle scalaire.

Le prochain chapitre sera consacré à la réalisation pratique de notre variateur de vitesse, et aux essais expérimentaux afin de vérifier la fidélité de notre montage.

4.1 INTRODUCTION

La réalisation d'un variateur de vitesse repose sur plusieurs facteurs comme la fiabilité, la robustesse du montage et la qualité des signaux qu'il délivre. Pour satisfaire ces exigences, le choix des composants de puissance et de commande devient très important. Nous allons décrire avec détail la solution adoptée pour répondre aux spécifications de notre thèse en abordant la conception détaillée de chaque partie du système afin d'obtenir une schématisation complète et précise du montage.

4.2 ARCHITECTURE DU MONTAGE

4.2.1 SCHEMA SYNOPTIQUE DU MONTAGE

Le montage est composé en premier lieu d'une alimentation qui délivre différentes tensions pour alimenter les différentes cartes du montage notamment l'unité de génération des signaux (MLI) qui est la carte de commande ainsi que la carte de puissance qui nous délivrera en final un signal sinusoidal triphasé .

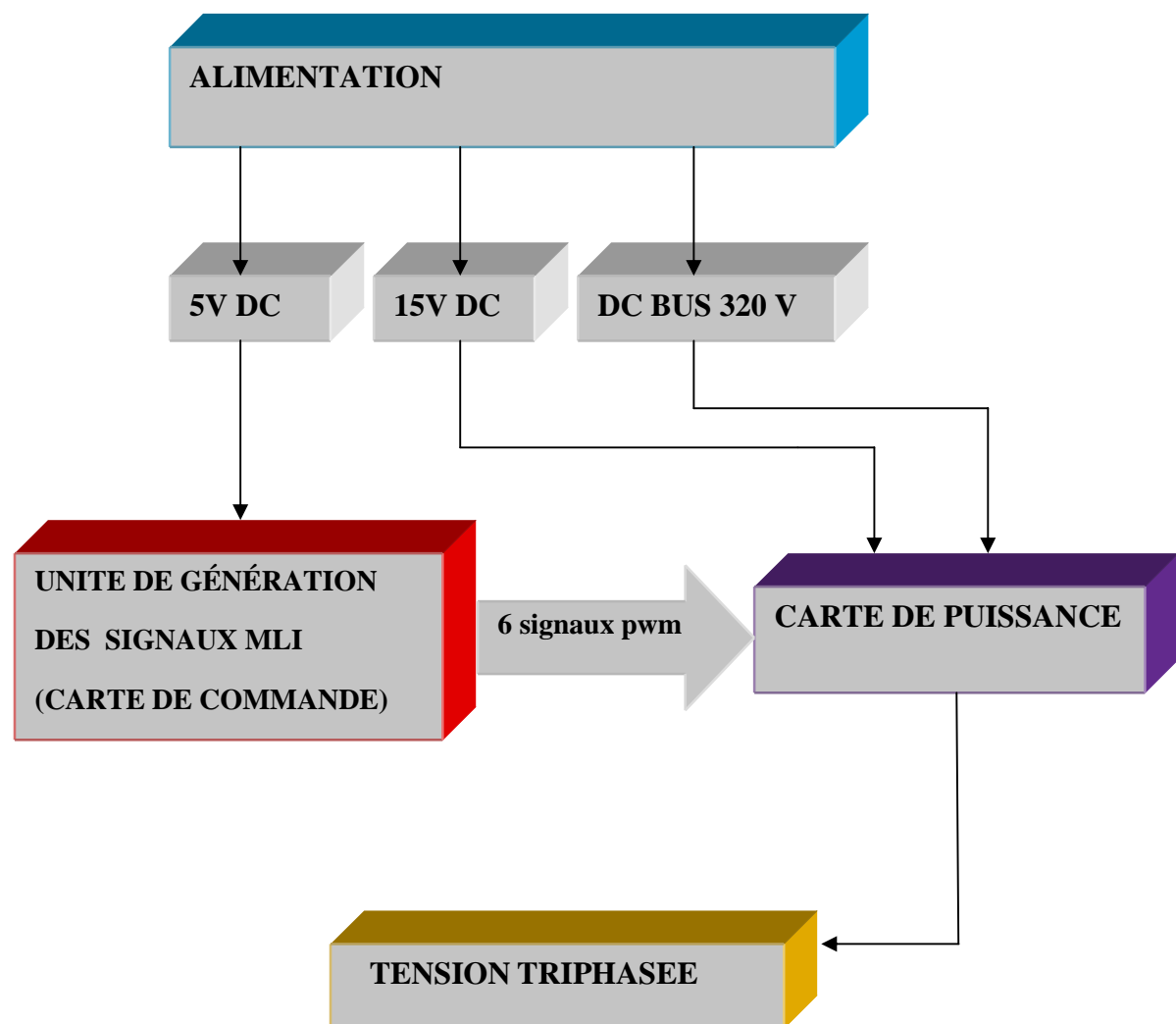


Figure (4.1) : schéma synoptique du variateur de vitesse

4.2.2 MODULE ALIMENTATION

Les caractéristiques et les performances d'un circuit électronique, dépendent essentiellement des éléments dont il est constitué et de son alimentation qui doit être aussi stable que possible. Une alimentation stabilisée est généralement constituée d'un redresseur, d'un filtre et d'un régulateur.

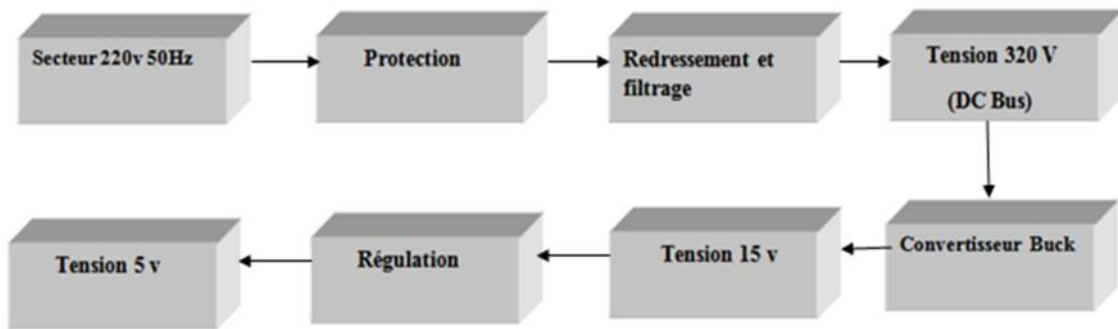


Figure (4.2) : schéma synoptique du module alimentation

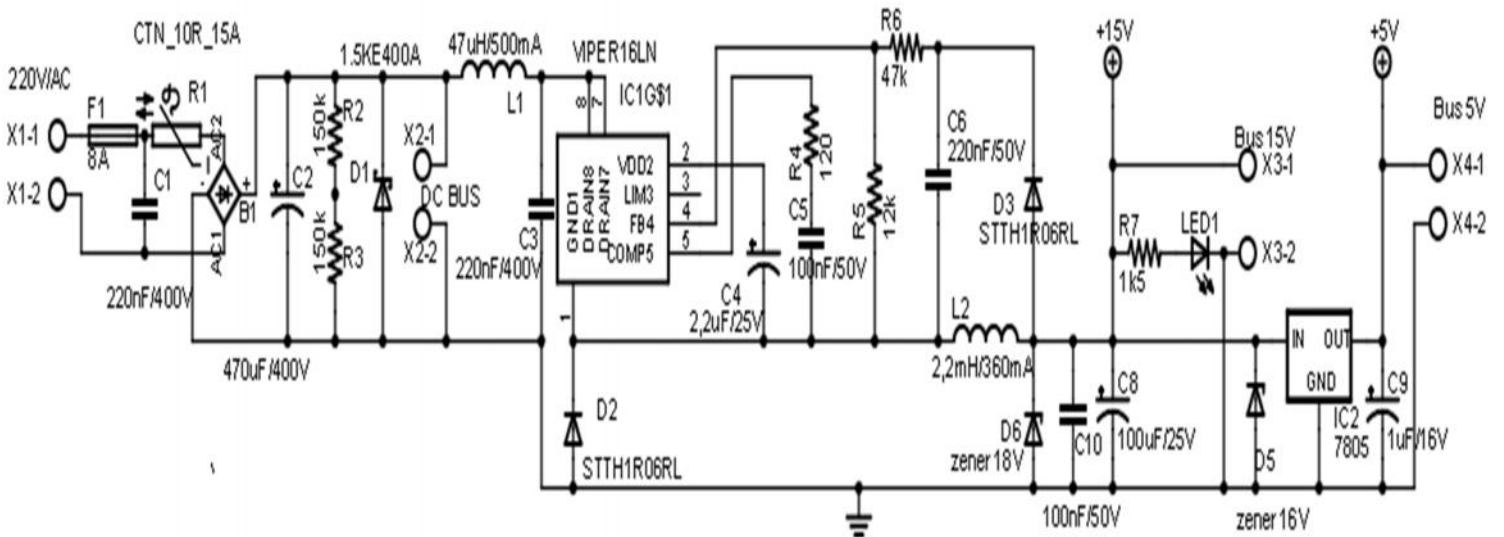


Figure (4.3) : schéma développé du module alimentation

4.2.2.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MODULE ALIMENTATION

Le module d'alimentation est alimenté par le secteur **220V 50HZ** suivi par un fusible de protection de **8A**, cette tension de secteur est redressé par le pont de diode **B1**, le condensateur de filtrage **C2** se charge à la valeur crête du secteur soit **320V** C'est la tension de **DC BUS**. A l'allumage, la **CTN R1** limite l'appel violent de courant dû à la charge de **C2**, En fonctionnement, elle chauffe fortement et sa résistance diminue pour faciliter le passage du courant. **Le circuit viper16LN** est un convertisseur Buck à 60kHz. Il abaisse la tension de **320V** à **15V** on a utilisé ce circuit pour éviter l'encombrement dû à plusieurs composants qui font le même travail puis grâce à un régulateur **7805** on obtient une tension de **5V**, la LED **D1** témoigne de la présence des tensions **15v** et **5v**. **Figure (4.3)**.

Pour résumé notre alimentation nous délivre trois tensions :

- une tension **320 V** pour assurer le **DC BUS**.
- une tension de **15v** pour alimenter le module de puissance
- une tension de **5v** pour alimenter le module de commande

4.2.2.2 convertisseurs Buck

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur.

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur **S** voir **Figure (4.4)** :

- Dans l'état passant, l'interrupteur **S** est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = V_i - V_o$. Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.

- Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = -V_o$. Le courant traversant l'inductance décroît.
- $V_o = \alpha \cdot V_i$ Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique. Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, la tension de sortie V_o est toujours inférieure à celle d'entrée.

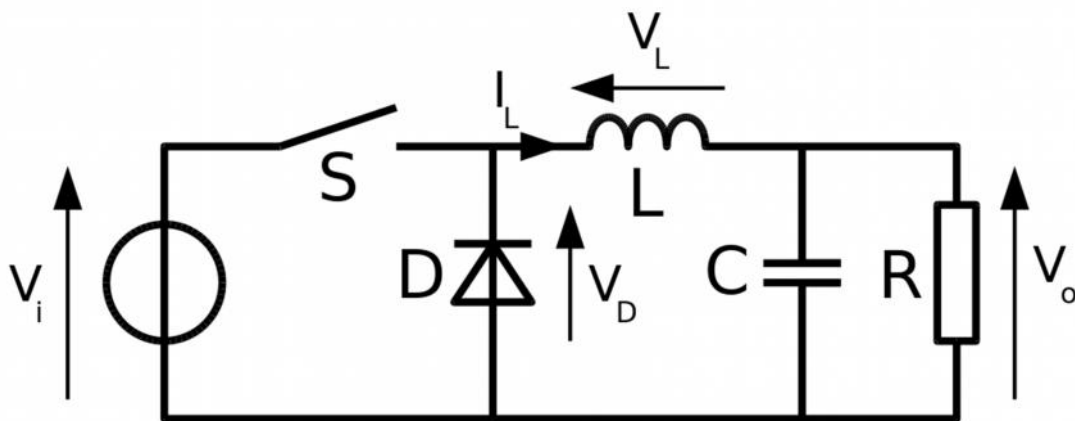


Figure (4.4) : Schéma de base d'un convertisseur Buck

Pour notre montage on a choisi comme convertisseur Buck un **VIPER 16LN** voir (Annexe B).

4.2.3 MODULE DE COMMANDE

L'unité de traitement et calcul MLI réalisée à base du **CPU MC3PHAC** de **FREESCALE**. Qui est un contrôleur intelligent et très performant conçu spécifiquement pour faire varier la vitesse des moteurs triphasés avec un faible cout Le dispositif est adaptable et configurable, en fonction de son environnement. Il contient toutes les fonctions nécessaires à l'application de la partie commande d'une boucle ouverte. Un des aspects uniques de ce dispositif c'est qu'il n'exige pas de développement logiciel.

4.2.3.1 CARACTERISTIQUE DU MC3PHAC

- Contrôle de la vitesse volt/Hz
- Traitement numérique du signal (**DSP**) pour améliorer la stabilité de la vitesse
- Calculs 32 bits pour un fonctionnement de haute précision
- Peut se relier à internet
- Aucun développement de logiciels requis pour le fonctionnement
- 6 sorties des signaux **MLI (pwm)**
- Configurable par l'utilisateur pour un fonctionnement autonome ou en mode host
- Annule les ondulations de DC BUS
- la polarité **PWM** et la fréquence sont réglable
- Interface de communication série (**SCI**)
- Contrôle la tension continue **DC BUS**

4.2.3.2 PERFORMANCE DU MC3PHAC

- Le **MC3PHAC** génère six signaux **PWM** qui ont été modulé à tension et fréquence variable afin de commander un moteur à courant alternatif à 3 phases. Un troisième signal harmonique a été superposé au-dessus de la fréquence fondamentale pour atteindre la pleine utilisation de la tension de DC bus. Il en résulte une augmentation de 15 pour cent de l'amplitude maximale de sortie par rapport à la modulante sinusoïdale.
- Avec le **MC3PHAC** on peut varier la fréquence du moteur de 1hz jusqu'à 128hz, ce qui implique qu'on peut monter jusqu'au régime survitesse, l'accélération du moteur peut être réglé en temps réel sur une plage de 0.5hz/sec jusqu'à 128hz/sec
- Le **MC3PHAC** contrôle la tension du moteur en proportion de la fréquence ce qui veut dire qu'à faible vitesse la chute de tension résistive n'est pas négligeable, cette chute de tension doit être compensé, par une augmentation de tension V_0 que le **MC3PHAC** assure.

- Le **MC3PHAC** prend en charge une gamme élaborée de protection contre les défauts. Si une erreur se produit, le **MC3PHAC** désactive immédiatement les **PWM** et attend jusqu'à ce que le défaut disparaisse avant de commencer une temporisation réglable pour réactiver les **PWM**.
- le **MC3PHAC** a un dispositifs de sécurité qui est constitués ,d'un bus dc de surveillance de la tension et un système d'entrée de défaut qui va immédiatement désactiver le module **PWM** lors de la détection d'un défaut sur le système par effet de régénération .

4.2.3.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA CARTE DE COMMANDE

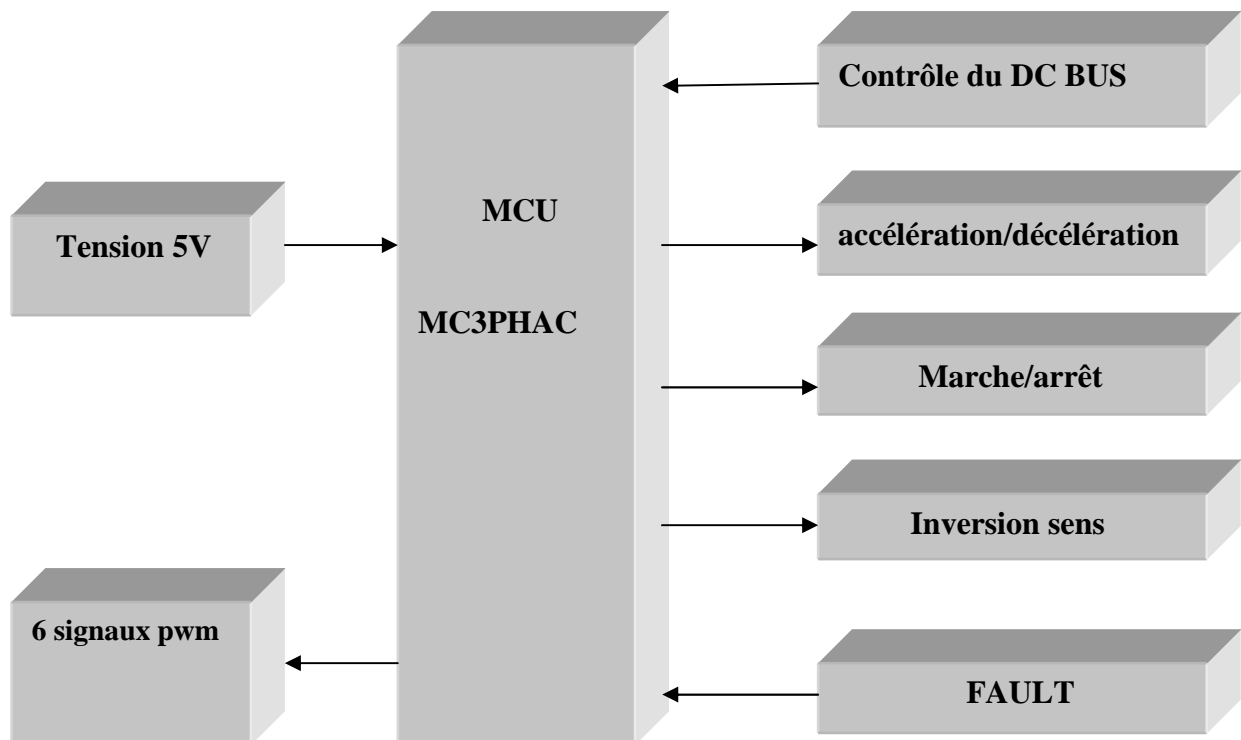


Figure (4.5) : schéma synoptique du module de commande

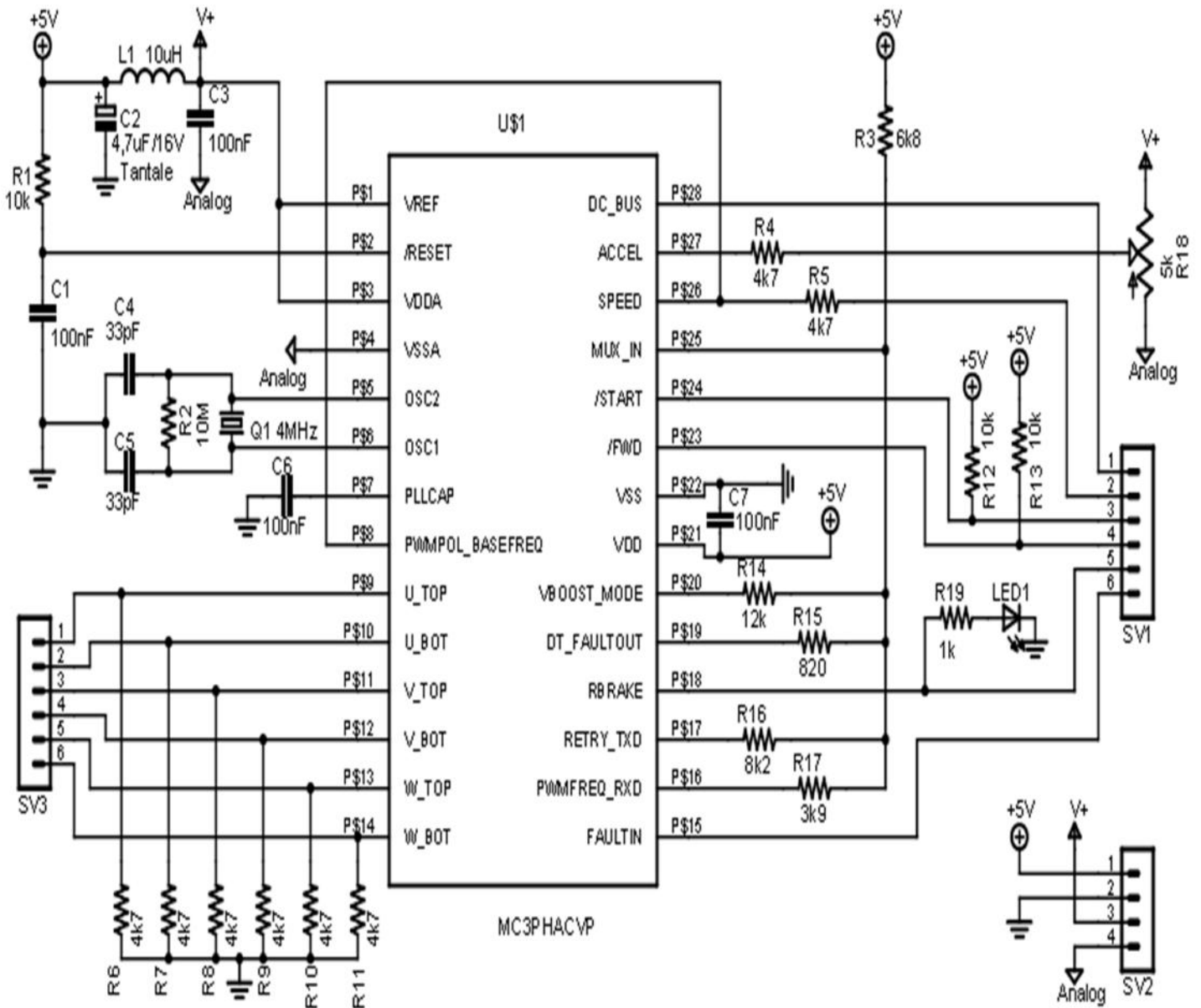


Figure (4.6) : schéma développé du module de commande

Le schéma est quasi conforme aux notes d'application Freescale **Figure (4.6).**
(Annexe C).

R1 et **C1** assurent le reset à l'allumage. **L1**, **C2** et **C3** constituent un filtre pour la ligne d'alimentation spécifique des convertisseurs analogiques. **C4** et **C5** ont une valeur de 22 pF à 33pF du quartz 4 MHz .Les 6 sorties **PWM** sont "pull-down" par les 6 résistances **R6** à **R11** et envoyées à l'IGBT par le connecteur **SV3**. L'entrée monitoring **DC BUS** (pin 28) reçoit la tension nominale de 3,5V du pont diviseur situé sur le module de puissance. Si cette tension dépasse 3,85V par effet de régénération sur le **DC BUS**: Le contrôle de décélération automatique s'active, et la broche **RBRAKE** (pin 18) est activée ainsi que la **LED**. Cela permet l'activation de la résistance de freinage. Le contrôle du taux d'accélération/décélération se fait par la résistance ajustable **R18**. Les commandes Vitesse, Marche/arrêt, Inversion sens sont envoyées sur les connecteurs du module de puissance via **SV1**. La broche **FAULT** (pin 15) reçoit les signaux de dépassement de courant et de dépassement de température via **SV1**.

4.2.4 MODULE DE PUISSANCE

La plupart des carte de puissance sont équipés de 6 modules IGBT et 6 Drivers IGBT ce qui engendre plusieurs problèmes notamment l'encombrement et les surtensions qui sont dues à la présence inévitable d'inductance parasites. Il s'en suit des risques de destruction des composants, ces surtensions apparaissent entre le collecteur et l'émetteur lors de l'ouverture des transistors ceci peut conduire à la détérioration de celui-ci par claquage.

Pour éviter tous ces problèmes on a choisi d'utiliser un circuit de la société **STMicroelectronics** appelé **STGIPS10K60A** qui est un module de puissance intelligent et Compact à haute performance pour l'entraînement du moteur a courant alternatif avec une conception simple et robuste , ce dispositif est idéal pour les onduleurs à trois phases dans différentes applications. (**Annexe D**).

4.2.4.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA CARTE DE PUISSANCE

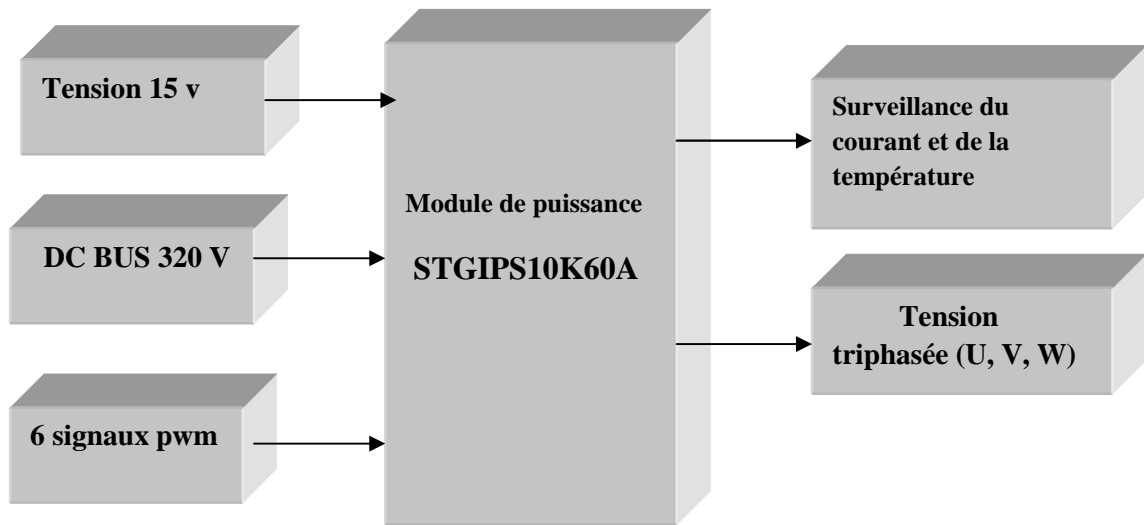


Figure (4.7) : schéma synoptique du module de puissance

Une dizaine de condensateurs suffisent à rendre opérationnel le module. Il fonctionne sans driver et reçoit les 6 signaux **PWM** via **SV3**. Un quadruple ampli-op assure la surveillance du courant et de la température. Un seuil de 4,14V est fixé par le pont diviseur **R14 R15**. Si la température dépasse 78°C, ce seuil est dépassé et le comparateur **IC1D** bascule à 1 logique. Ce qui a pour effet de stopper l'émission des signaux **PWM** par le **CPU**. De même ce même seuil sera dépassé sur **IC1A** pour un courant > 9,8A. Ce qui met aussi le **CPU** en faute pour une trentaine de secondes. Se reporter aux feuilles de calculs pour des ajustages éventuels des composants concernés. (**Annexe E**). Le pont diviseur de monitoring du BUS DC est constitué de 5 résistances pour empêcher tout arc électrique. Dans certains cas (volants inertiels importants) une résistance frein sera nécessaire. Notamment si la Led du module CPU s'allume malgré l'ajustage du taux Accél /Décél. D'où la partie encadrée du montage: un **IGBT** 600V/14A drivé par un transistor. La résistance frein 220 ohm / 25W sera connectée au bornier **X8** **Figure (4.8)**.

4.3 Description du Fonctionnement du Montage

Après le branchement sur le secteur 220v/50hz, notre alimentation délivre en sortie les trois tensions citées précédemment, la LED1 témoigne de la mise sous tension, nos modules sont désormais alimentés. Grâce à l'interrupteur (marche/arrêt) monter sur le bornier **(X4)** qu'on mettra en position active (ON) on met en marche notre montage, le module de commande délivre ainsi les 6 signaux **PWM** qui vont être acheminés au module de puissance et ce dernier délivrera à son tour à la sortie **(X6)** un système triphasé équilibré pour alimenter notre moteur.

A l'aide de la résistance ajustable montée sur le bornier **(X3)** on peut régler la vitesse de notre moteur triphasé de 1hz jusqu'à 128hz, de même grâce à la résistance ajustable R18 qui est montée sur le module de commande on peut varier l'accélération de notre moteur de 0.5hz jusqu'à 128hz et pour finir grâce à l'interrupteur monté sur le bornier **(X5)** on peut inverser le sens de rotation de notre moteur. (**Annexe F**).

4.4 Les résultats expérimentaux

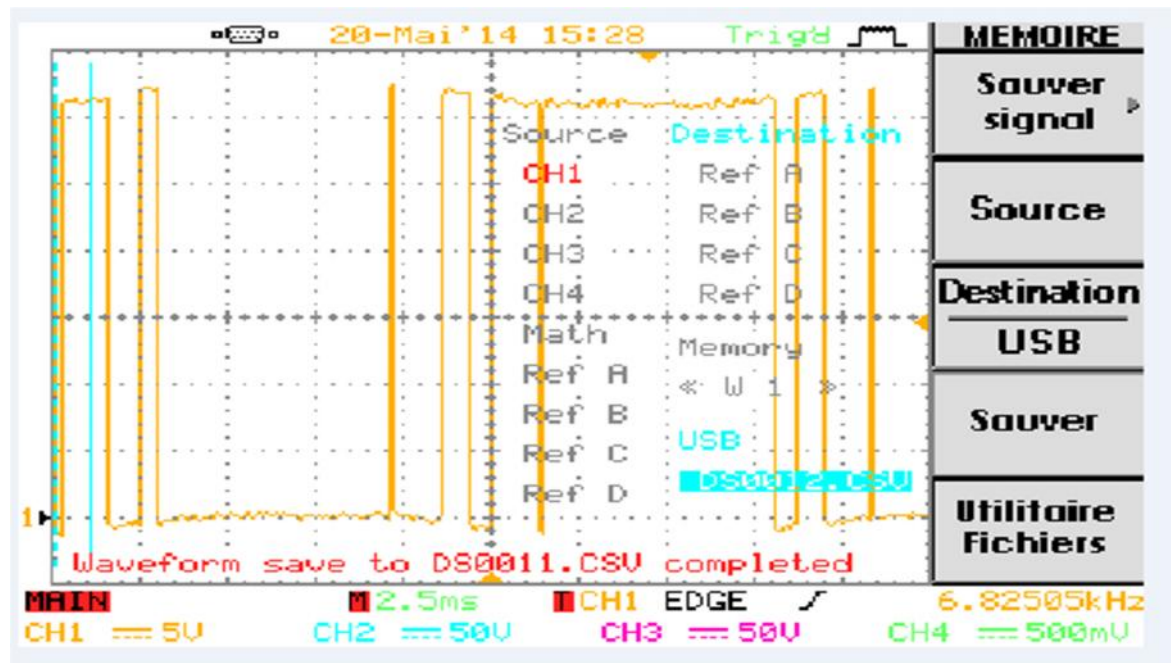


Figure (4.9) : tension de la phase U

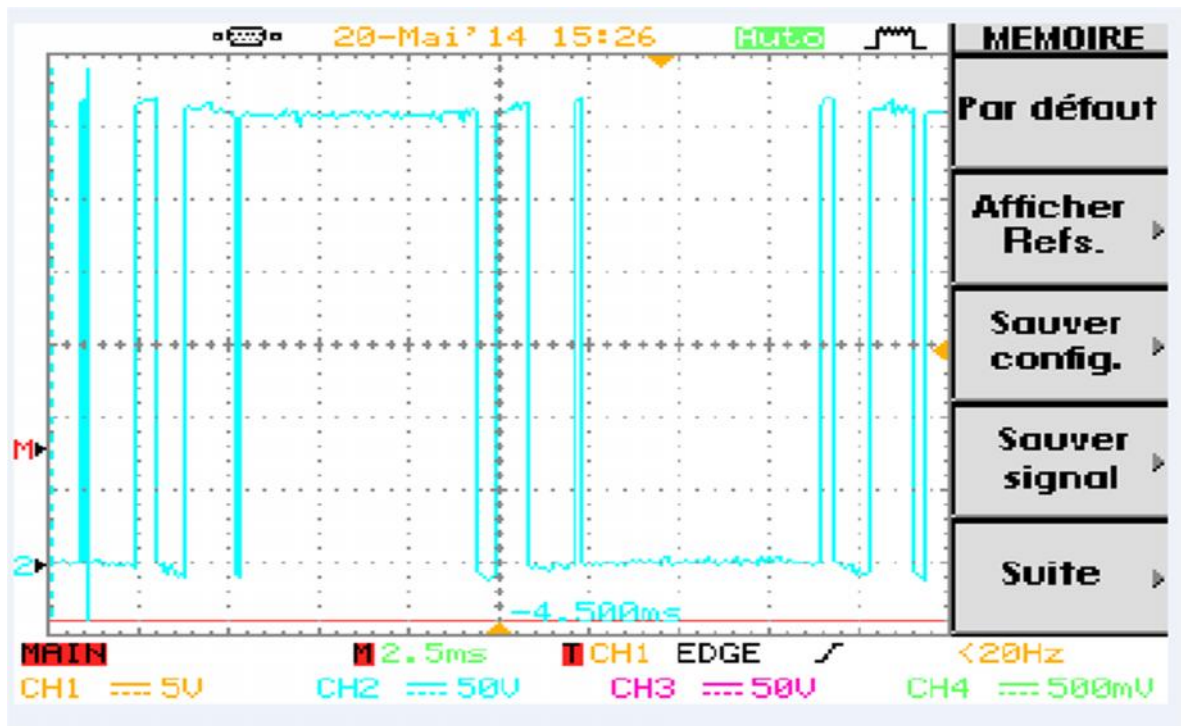


Figure (4.10) : tension de la phase V

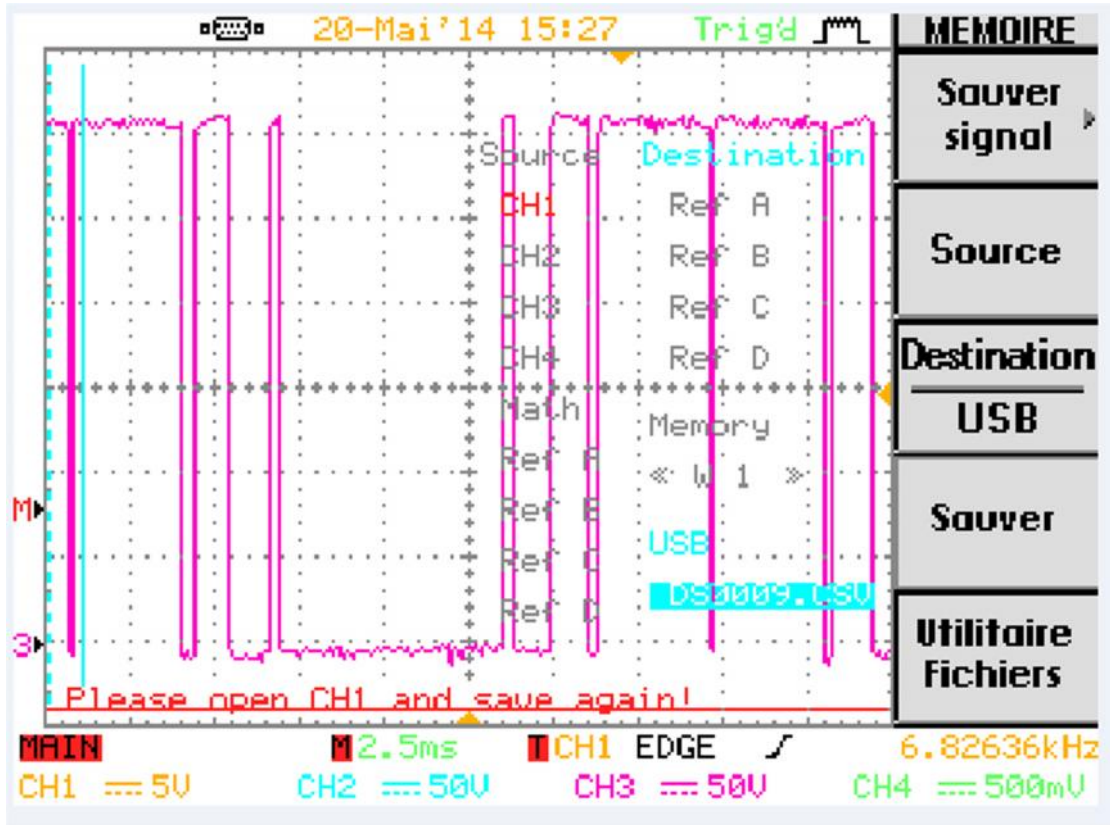


Figure (4.11) : tension de la phase w

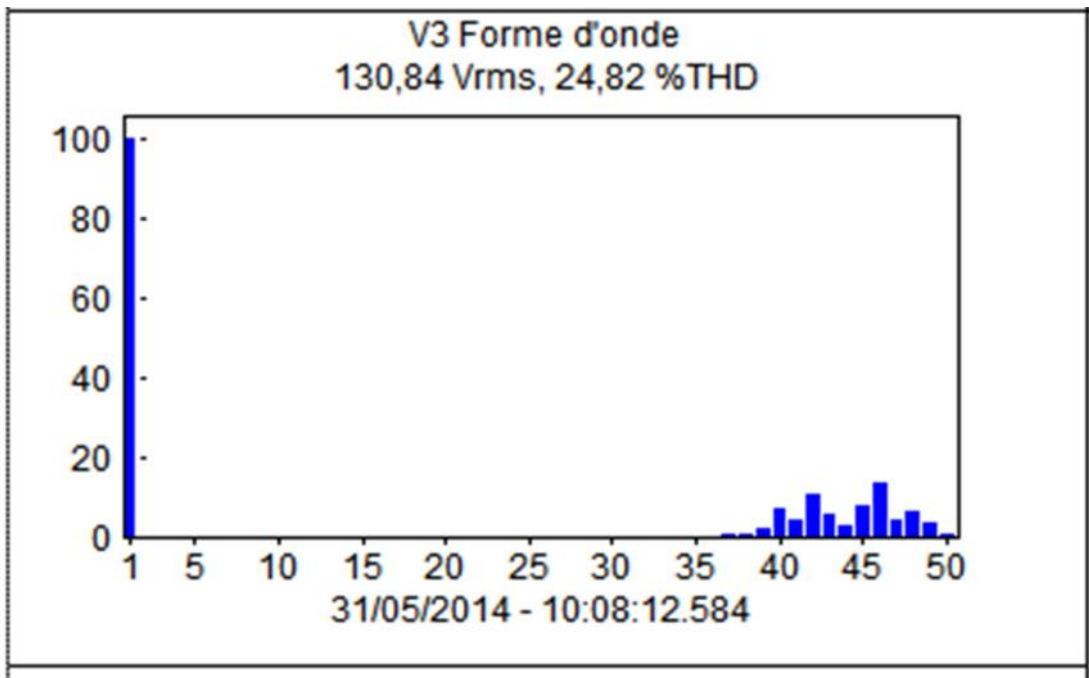


Figure (4.12) : spectre d'harmonique de la tension de phase

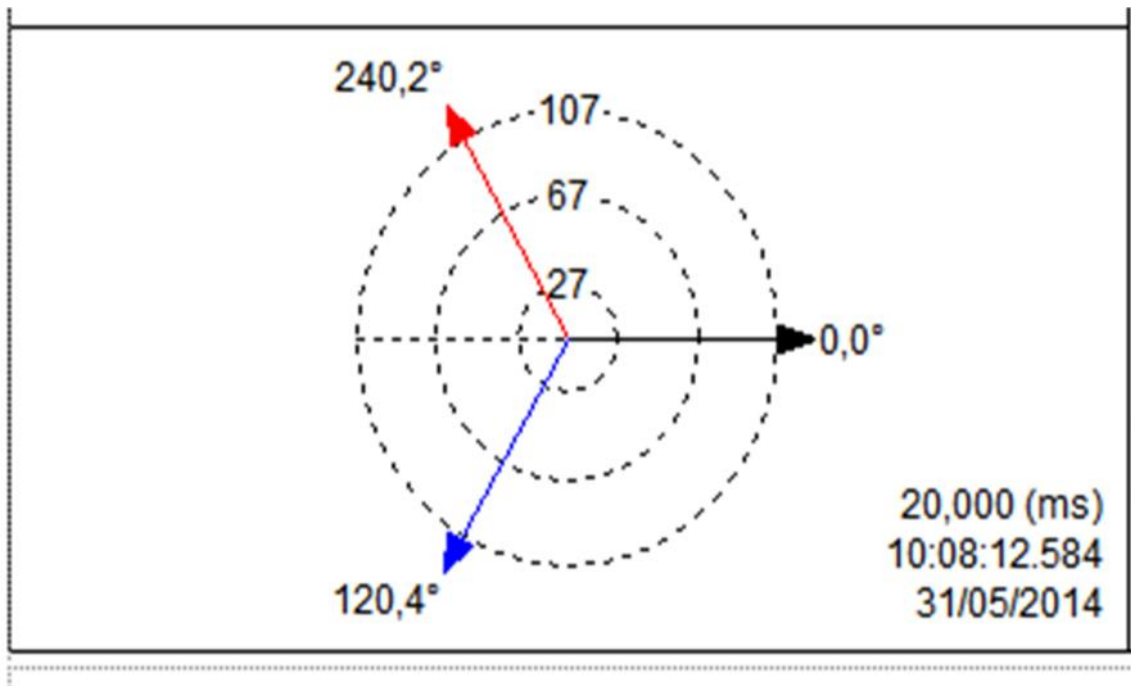


Figure (4.13) : déphasage des tensions de sortie

Les relevés expérimentaux des tensions des phases données dans les figures (4.9, 4.10, 4.11) ont été prisent à l'aide d'un oscilloscope numérique type (GDS-2000). Ces oscillogramme représentent les tensions de sorties de chaque bras de l'onduleur. L'analyse spectrale de ces formes d'ondes donnée en figure (4.12) a été relevée à l'aide d'un analyseur de spectre de type (Chauvin Arnoux 8335). En figure (4.13), on donne également la succession des phases du fondamentale de la tension de sortie obtenu par l'analyseur de spectre.

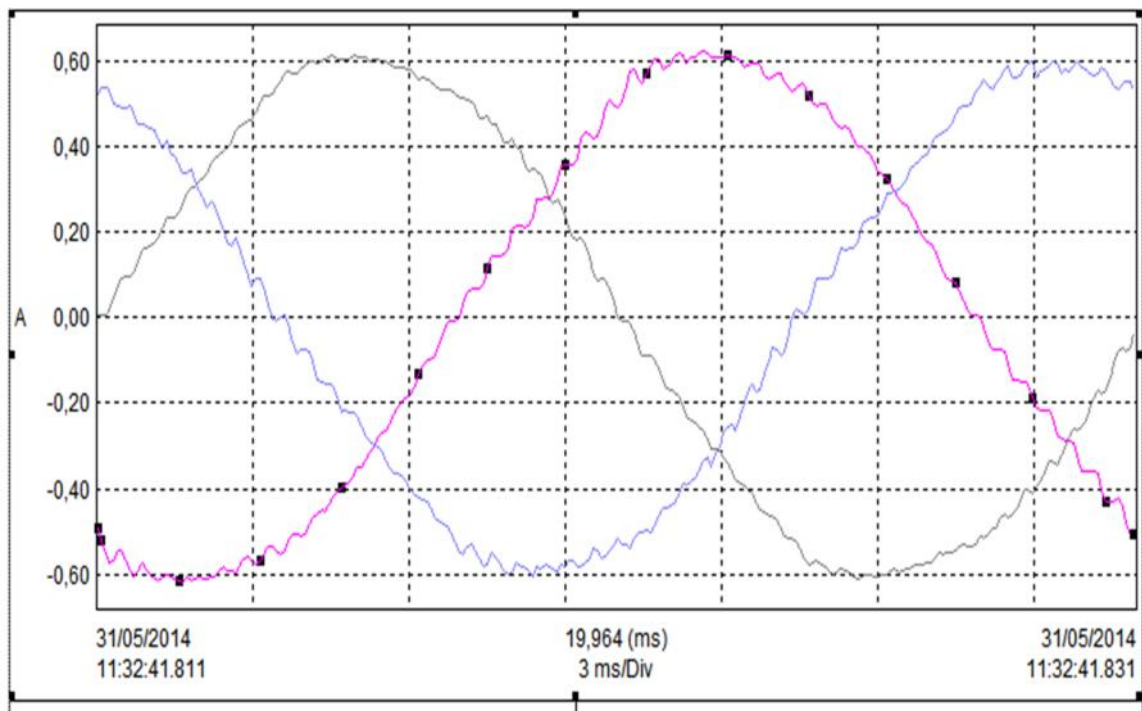


Figure (4.14) : les courants de sortie.

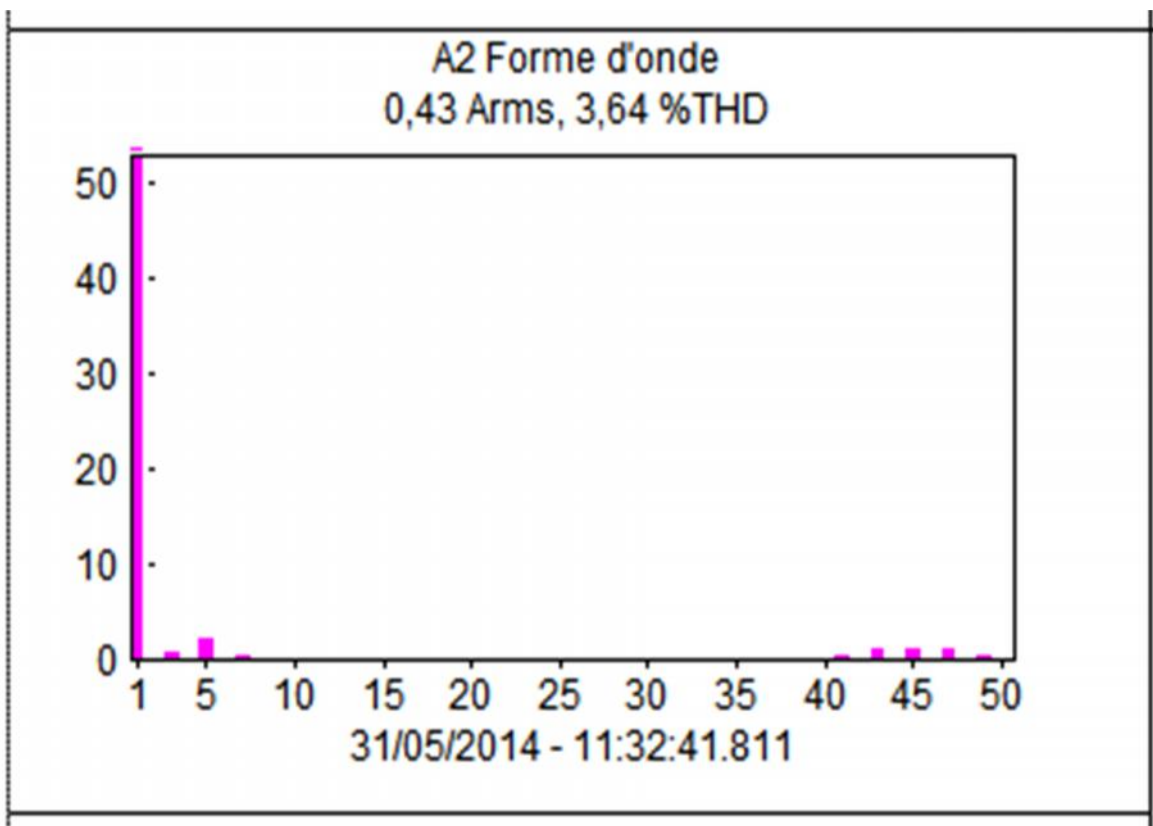


Figure (4.15) : spectre d'harmonique du courant de sortie.

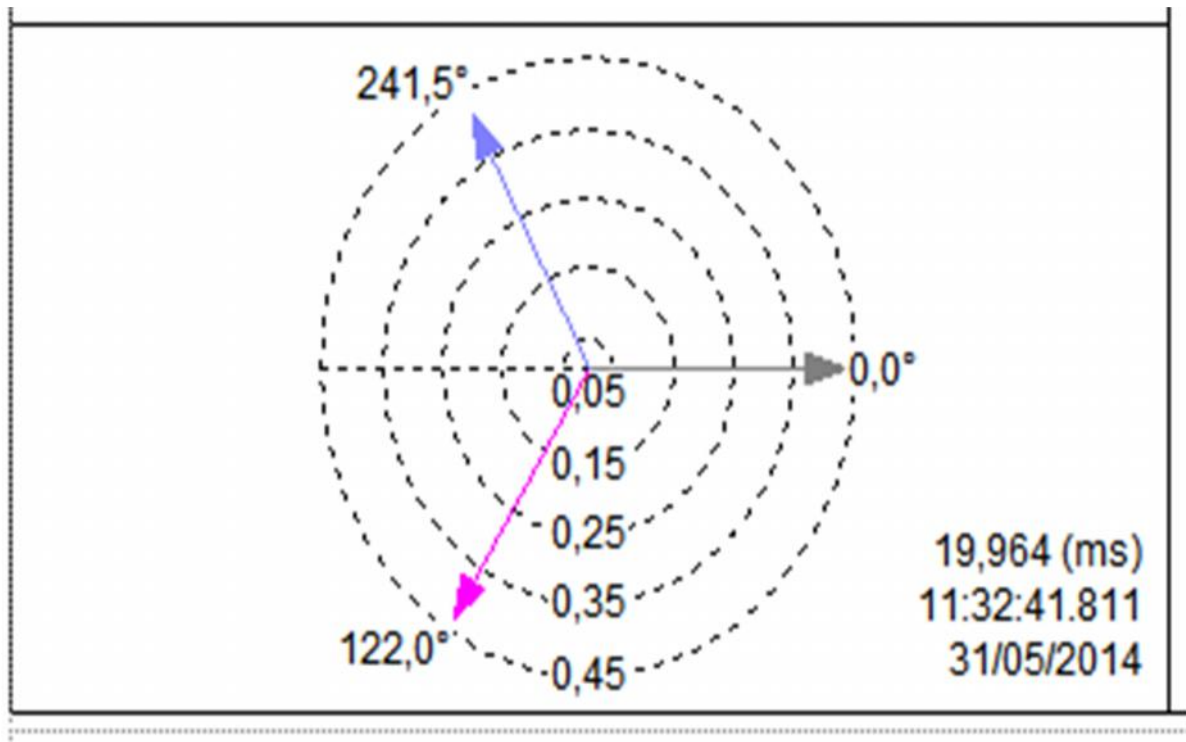


Figure (4.16) : déphasage des courants de sortie

Les formes d'onde des courants absorbés par le moteur sont presque sinusoïdales dans **figure (4.14)**. Ces figures sont obtenues par une sonde de courant relié à l'analyseur de spectre. L'analyse spectrale de la forme d'onde de ces courants est représenté la **figure (4.15)** ainsi que la succession des phases du fondamentale **Figure (4.16)**.

4.5 Interprétation des Résultats expérimentaux

Les relevés expérimentaux des tensions de phases sont des créneaux de tension dont la valeur crête est égale à la tension du bus continue. Ces formes sont le résultat de comparaison de la tension de référence avec une référence triangulaire. Le décalage de la tension des bras de l'onduleur est de 120° . L'analyse spectrale révèle la présence d'harmonique haute fréquence au-delà de 1750HZ. Le taux distorsion d'harmoniques prélevés sur ces tensions est de l'ordre de 24%. Par contre on remarque le courants absorbé par le moteur est très proche d'une sinusoïde parfaite vu l'effet de lissage des bobines du moteur. Le taux de distorsion harmonique prélevé sur ces courants avoisine le 4%.

4.6 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons détaillé les étapes de la réalisation pratique d'un variateur de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé piloté par une commande scalaire $V/f=\text{constant}$. L'étage de commande a été réalisé autour d'un microcontrôleur Motorola (**MC3PHAC**). Quant à la partie puissance, elle a été réalisée à l'aide d'un circuit de puissance monolithique intégrant trois bras à base des transistors IGBT, cette partie assure l'adaptation des impulsions en provenance de la partie commande vers les gâchettes des transistors. Les tests pratique ont été concluant soit pour la partie commande ou la partie puissance car le montage nous a délivré des tensions se rapprochant des tensions souhaiter ainsi qu'avec un indice de modulation adéquat les harmoniques sont repoussées vers des fréquences élevée, de plus on a rencontré aucun problème de surintensité ou d'échauffement grâce au dispositif de sécurité utiliser à cet effet.

Les circuits imprimés des différentes cartes réalisées sont représentées dans (**Annexe G**).

Conclusion Générale:

Dans le présent travail nous avons traité la réalisation pratique d'un variateur de vitesse avec la commande scalaire **V/f**, avant l'étape de réalisation nous avons procédé à la modélisation de la machine asynchrone avec certaines hypothèses simplificatrices permettant le passage d'un système d'équation en triphasé complexe à un système d'équation en biphasé simple à simuler. Puis nous avons modélisé l'organe de puissance associé à la machine asynchrone pour établir une prédiction du comportement de la machine alimentée par un onduleur qui permet la variation de la fréquence d'alimentation. Une étude par simulation a été entreprise afin de valider notre choix et de mettre en évidence les performances du moteur asynchrone avec ce type de commande.

Un onduleur triphasé piloté par une commande **V/f** a été réalisé et qui possède de bonnes performances tel que l'éloignement des harmoniques vers des fréquences élevées, de plus on a rencontré aucun problème de surintensité ou d'échauffement grâce au dispositif de sécurité utilisé à cet effet. Ce travail nous a permis de consolider les concepts théoriques acquises dans le domaine de la commande des machines électriques et plus particulièrement les machines asynchrones qui sont les plus utilisées dans le domaine industriel vu leur faible coût et leur taux de maintenance réduit.

Ce travail ouvre la voie vers une étude plus poussée. Toutefois plusieurs problèmes restent encore à résoudre. Comme perspectives de ce travail, nous proposons le développement des points suivants:

- ✚ Etude et réalisation d'une commande **V/f** constant d'une machine asynchrone fonctionnant en boucle fermée
- ✚ Pilotage du montage par l'utilisation d'un **PC**

TAB.A: LES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE ETUDIEE

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
Pn	Puissance nominale	3	kW
Vs	Tension statorique nominale	230	V
	Vitesse nominale	1415	tr/min
Is	Courant statorique nominal	6.9	A
Rs	Résistance statorique	1.84	
Rr	Résistance rotorique	1.84	
Ls	Inductance cyclique statorique	0.17	H
Lr	Inductance cyclique rotorique	0.17	H
Lm	Inductance mutuelle	0.16	H
P	Nombre de paires de pôles	2	pôles
J	Moment d'inertie	0.0154	kg.m ²
ϕ_s	Flux statorique nominal	0.98	Wb
fv	Coefficient de frottement	0.00	N.m/Rd/s
/	Nombre de phases	3	Phases
Cos	Facteur de puissance	0.89	/



VIPER16

Fixed frequency VIPer™ plus family

Datasheet - production data

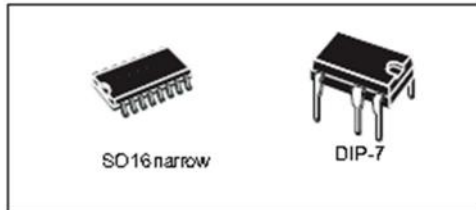
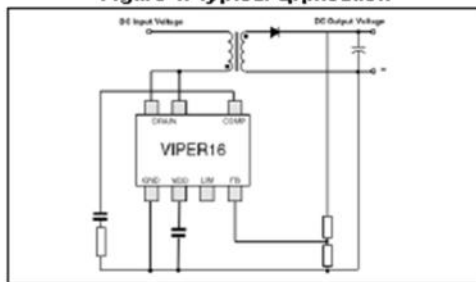


Figure 1. Typical application



Features

- 800 V avalanche rugged power section
- PWM operation with frequency jittering for low EMI
- Operating frequency:
 - 60 kHz for L type
 - 115 kHz for H type
- No need of auxiliary winding for low power application

- Standby power < 30 mW at 230 V_{AC}
- Limiting current with adjustable set point
- On-board soft-start
- Safe auto-restart after a fault condition
- Hysteretic thermal shutdown

Application

- Replacement of capacitive power supply
- Auxiliary power supply for appliances,
- Power metering
- LED drivers

Description

The device is an off-line converter with an 800 V avalanche ruggedness power section, a PWM controller, user defined overcurrent limit, protection against feedback network disconnection, hysteretic thermal protection, soft start up and safe auto restart after any fault condition. It is able to power itself directly from the rectified mains, eliminating the need for an auxiliary bias winding. Advance frequency jittering reduces EMI filter cost. Burst mode operation and the devices very low consumption both help to meet the standard set by energy saving regulations.

Table 1. Device summary

Order codes	Package	Packaging
VIPER16LN	DIP-7	Tube
VIPER16HN		
VIPER16HD	SO16 narrow	Tube
VIPER16HDTR		Tape and reel
VIPER16LD		Tube
VIPER16LDTR		Tape and reel

May 2014

DocID15232 Rev 6

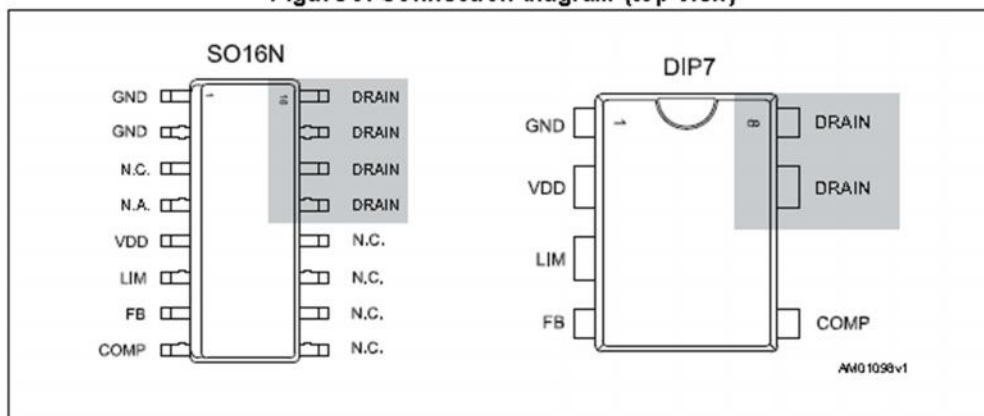
1/30

This is information on a product in full production.

www.st.com

3 Pin settings

Figure 3. Connection diagram (top view)



Note: The copper area for heat dissipation has to be designed under the DRAIN pins.

Table 3. Pin description

Pin N.		Name	Function
DIP-7	SO16		
1	1-2	GND	Connected to the source of the internal power MOSFET and controller ground reference.
-	4	N.A.	Not available for user. This pin is mechanically connected to the controller die pad of the frame. In order to improve the noise immunity, is highly recommended connect it to GND (pin 1-2).
2	5	VDD	Supply voltage of the control section. This pin provides the charging current of the external capacitor.
3	6	LIM	This pin allows setting the drain current limitation to a lower value respect to I_{Dlim} , which is the default one. The limit can be reduced by connecting an external resistor between this pin and GND. In case of high electrical noise, a capacitor could be connected between this pin and GND, the capacitor value must be lower than 470 nF in order to not impact the functionality of the pin. The pin can be left open if default drain current limitation, I_{Dlim} , is used.
4	7	FB	Inverting input of the internal trans conductance error amplifier. Connecting the converter output to this pin through a single resistor results in an output voltage equal to the error amplifier reference voltage (see V_{FB_REF} on Table 7). An external resistors divider is required for higher output voltages.
Pin N.		Name	Function
DIP-7	SO16		
5	8	COMP	Output of the internal trans conductance error amplifier. The compensation network have to be placed between this pin and GND to achieve stability and good dynamic performance of the voltage control loop. The pin is used also to directly control the PWM with an optocoupler. The linear voltage range extends from V_{COMPL} to V_{COMPH} (Table 7).
7,8	13-16	DRAIN	High voltage drain pin. The built-in high voltage switched start-up bias current is drawn from this pin too. Pins connected to the metal frame to facilitate heat dissipation.

6 Typical circuit

Figure 17. Buck converter

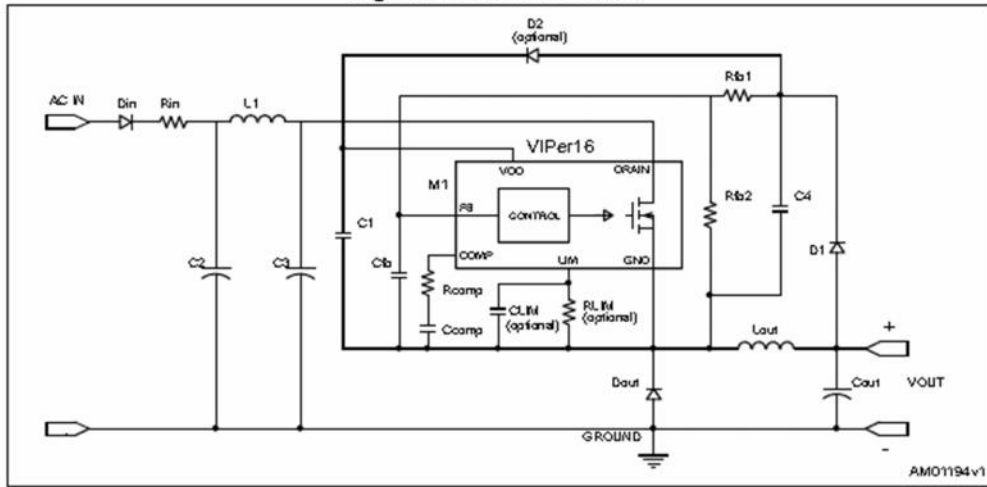
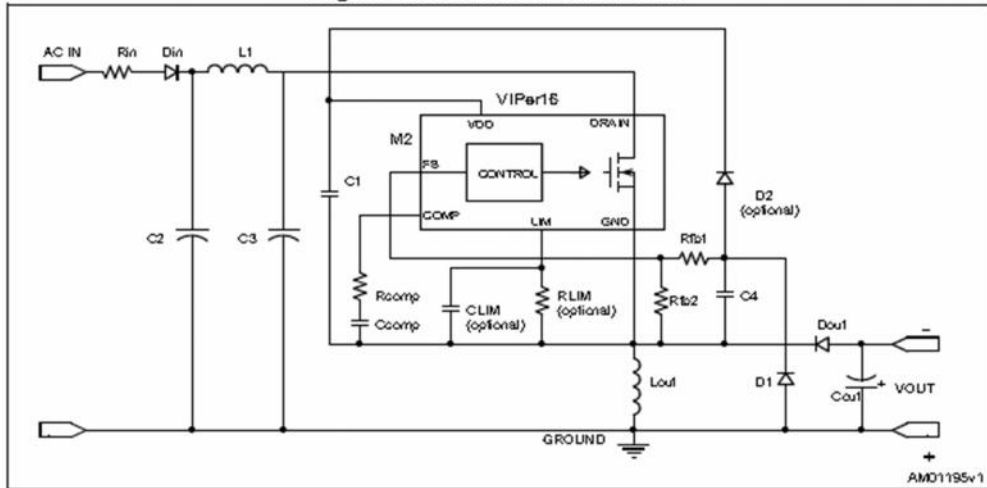


Figure 18. Buck boost converter



MC3PHAC Monolithic Intelligent Motor Controller

Overview

The MC3PHAC is a high-performance monolithic intelligent motor controller designed specifically to meet the requirements for low-cost, variable-speed, 3-phase ac motor control systems. The device is adaptable and configurable, based on its environment. It contains all of the active functions required to implement the control portion of an open loop, 3-phase ac motor drive.

One of the unique aspects of this device is that although it is adaptable and configurable based on its environment, it does not require any software development. This makes the MC3PHAC a perfect fit for customer applications requiring ac motor control but with limited or no software resources available.

The device features are:

- Volts-per-Hertz speed control
- Digital signal processing (DSP) filtering to enhance speed stability
- 32-bit calculations for high-precision operation
- Internet enabled
- No user software development required for operation
- 6-output pulse-width modulator (PWM)
- 3-phase waveform generation
- 4-channel analog-to-digital converter (ADC)
- User configurable for standalone or hosted operation
- Dynamic bus ripple cancellation
- Selectable PWM polarity and frequency
- Selectable 50/60 Hz base frequency
- Phase-lock loop (PLL) based system oscillator
- Serial communications interface (SCI)
- Low-power supply voltage detection circuit

Included in the MC3PHAC are protective features consisting of dc bus voltage monitoring and a system fault input that will immediately disable the PWM module upon detection of a system fault.

Overview

Some target applications for the MC3PHAC include:

- Low horsepower HVAC motors
- Home appliances
- Commercial laundry and dishwashers
- Process control
- Pumps and fans

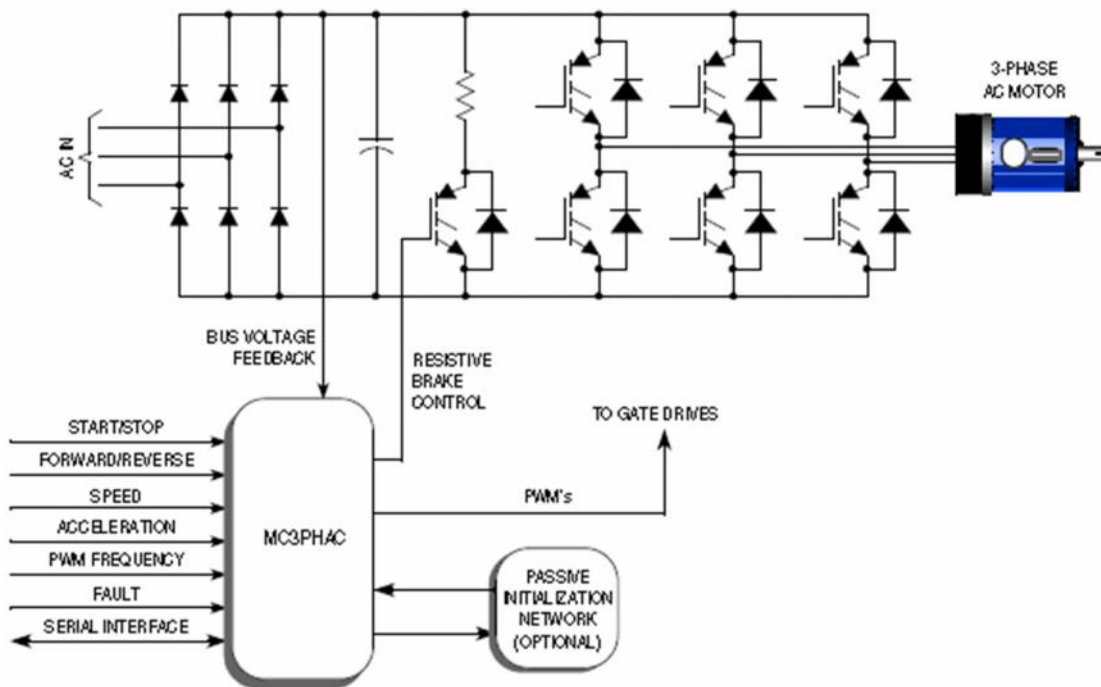


Figure 1. MC3PHAC-Based Motor Control System

As shown in Table 1, the MC3PHAC is offered in these packages:

- Plastic 28-pin dual in-line package (DIP)
- Plastic 28-pin small outline integrated circuit (SOIC)
- Plastic 32-pin quad flat pack (QFP)

Table 1. Ordering Information

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3PHACVP	-40°C to +105°C	Plastic 28-pin DIP
MC3PHACVDW	-40°C to +105°C	Plastic 28-pin SOIC
MC3PHACVFA	-40°C to +105°C	Plastic 32-pin QFP

See [Figure 2](#) and [Figure 3](#) for the pin connections.

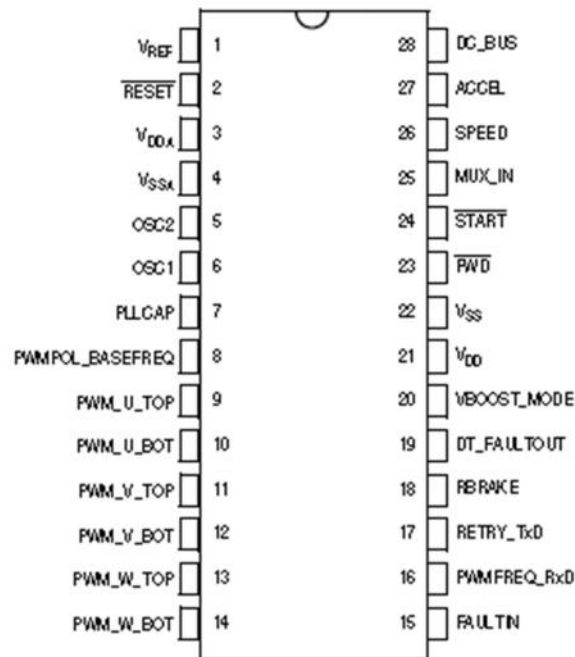


Figure 2. Pin Connections for PDIP and SOIC

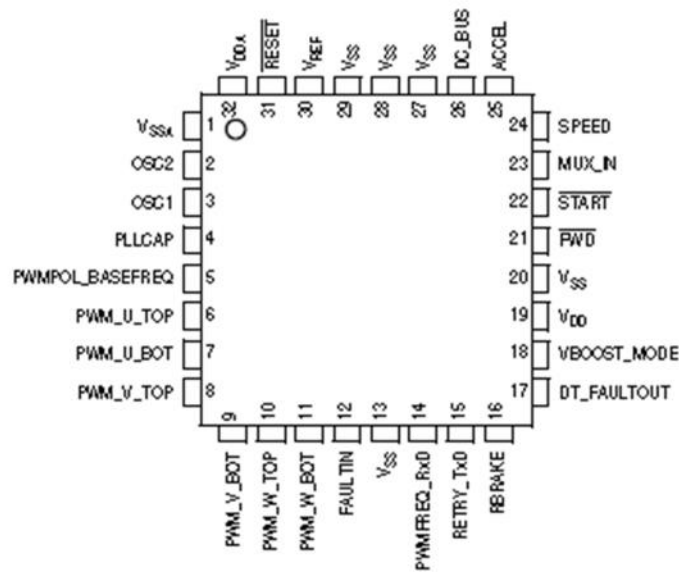


Figure 3. Pin Connections for QFP

Pin Descriptions

Table 2 is a pin-by-pin functional description of the MC3PHAC. The pin numbers in the table refer to the 28-pin packages (see Figure 2).

Table 2. MC3PHAC Pin Descriptions (Sheet 1 of 2)

Pin Number	Pin Name	Pin Function
1	V _{REF}	Reference voltage input for the on-chip ADC. For best signal-to-noise performance, this pin should be tied to V _{DDA} (analog).
2	RESET	A logic 0 on this pin forces the MC3PHAC to its initial startup state. All PWM outputs are placed in a high-impedance mode. Reset is a bidirectional pin, allowing a reset of the entire system. It is driven low when an internal reset source is asserted (for example, loss of clock or low V _{DD}).
3	V _{DDA}	Provides power for the analog portions of the MC3PHAC, which include the internal clock generation circuit (PLL) and the ADC
4	V _{SSA}	Returns power for the analog portions of the MC3PHAC, which include the internal clock generation circuit (PLL) and the ADC
5	OSC2	Oscillator output used as part of a crystal or ceramic resonator clock circuit. ⁽¹⁾
6	OSC1	Oscillator input used as part of a crystal or ceramic resonator clock circuit. Can also accept a signal from an external canned oscillator. ⁽¹⁾
7	PLLCAP	A capacitor from this pin to ground affects the stability and reaction time of the PLL clock circuit. Smaller values result in faster tracking of the reference frequency. Larger values result in better stability. A value of 0.1 μF is typical.
8	PWMPOL_BASEFREQ	Input which is sampled at specific moments during initialization to determine the PWM polarity and the base frequency (50 or 60 Hz)
9	PWM_U_TOP	PWM output signal for the top transistor driving motor phase U
10	PWM_U_BOT	PWM output signal for the bottom transistor driving motor phase U
11	PWM_V_TOP	PWM output signal for the top transistor driving motor phase V
12	PWM_V_BOT	PWM output signal for the bottom transistor driving motor phase V
13	PWM_W_TOP	PWM output signal for the top transistor driving motor phase W
14	PWM_W_BOT	PWM output signal for the bottom transistor driving motor phase W
15	FAULTIN	A logic high on this input will immediately disable the PWM outputs. A retry timeout interval will be initiated once this pin returns to a logic low state.
16	PWMFREQ_RxD	In standalone mode, this pin is an output that drives low to indicate the parameter mux input pin is reading an analog voltage to specify the desired PWM frequency. In PC master software mode, this pin is an input which receives UART serial data.

Table 2. MC3PHAC Pin Descriptions (Sheet 2 of 2)

Pin Number	Pin Name	Pin Function
17	RETRY_TxD	In standalone mode, this pin is an output that drives low to indicate the parameter mux input pin is reading an analog voltage to specify the time to wait after a fault before re-enabling the PWM outputs. In PC master software mode, this pin is an output that transmits UART serial data.
18	RBRAKE	Output which is driven to a logic high whenever the voltage on the dc bus input pin exceeds a preset level, indicating a high bus voltage. This signal is intended to connect a resistor across the dc bus capacitor to prevent excess capacitor voltage.
19	DT_FAULTOUT	In standalone mode, this pin is an output which drives low to indicate the parameter mux input pin is reading an analog voltage to specify the dead-time between the on states of the top and bottom PWM signals for a given motor phase. In PC master software mode, this pin is an output which goes low whenever a fault condition occurs.
20	VBOOST_MODE	At startup, this input is sampled to determine whether to enter standalone mode (logic high) or PC master software mode (logic low). In standalone mode, this pin is also used as an output that drives low to indicate the parameter mux input pin is reading an analog voltage to specify the amount of voltage boost to apply to the motor.
21	V _{DD}	+5-volt digital power supply to the MC3PHAC
22	V _{SS}	Digital power supply ground return for the MC3PHAC
23	$\overline{\text{FWD}}$	Input which is sampled to determine whether the motor should rotate in the forward or reverse direction
24	$\overline{\text{START}}$	Input which is sampled to determine whether the motor should be running.
25	MUX_IN	In standalone mode, during initialization this pin is an output that is used to determine PWM polarity and base frequency. Otherwise, it is an analog input used to read several voltage levels that specify MC3PHAC operating parameters.
26	SPEED	In standalone mode, during initialization this pin is an output that is used to determine PWM polarity and base frequency. Otherwise, it is an analog input used to read a voltage level corresponding to the desired steady-state speed of the motor.
27	ACCEL	In standalone mode, during initialization this pin is an output that is used to determine PWM polarity and base frequency. Otherwise, it is an analog input used to read a voltage level corresponding to the desired acceleration of the motor.
28	DC_BUS	In standalone mode, during initialization this pin is an output that is used to determine PWM polarity and base frequency. Otherwise, it is an analog input used to read a voltage level proportional to the dc bus voltage.

1. Correct timing of the MC3PHAC is based on a 4.00 MHz crystal or ceramic resonator. Follow the crystal/resonator manufacturer's recommendations, as the crystal/resonator parameters determine the external component values required for maximum stability and reliable starting. The load capacitance values used in the oscillator circuit design should include all stray capacitances.

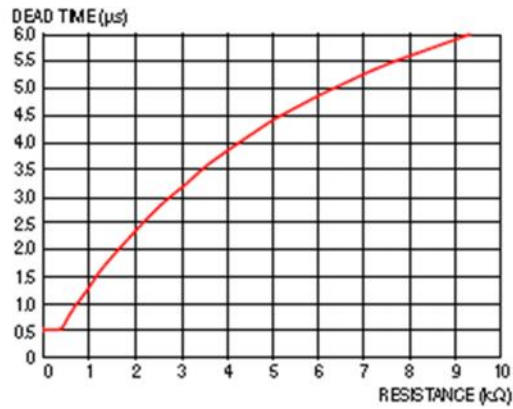


Figure 9. Dead Time as a Function of the RDEADTIME Resistor



Figure 10. Fault Retry Time as a Function of the RRETRY Resistor

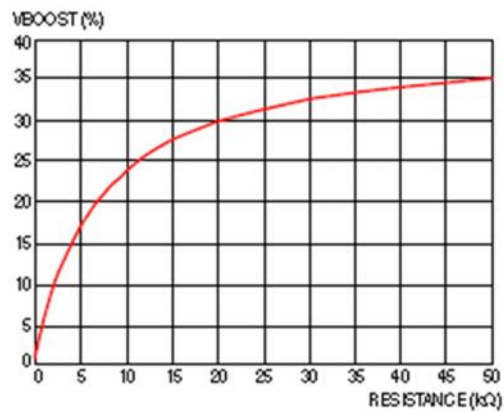


Figure 11. Voltage Boost as a Function of the RBOOST Resistor

Standalone Application Example

Figure 12 shows an application example of the MC3PHAC, configured in standalone mode. Resistor values and jumpers have been selected to provide the following performance:

1. Base frequency of 60 Hz and positive PWM polarity (from Table 3)
2. PWM frequency resistor 3.9 k Ω , which implies 10.582 kHz from Table 4). $(5v/(3.9k + 6.8k)) * 3.9k = 1.82$ volts
3. Dead-time resistor = 5.1 k Ω , which implies 4.5 μ s (from Figure 9)
4. Fault retry time resistor = 8.2 k Ω , which implies 32.8 seconds (from Figure 10).
5. Voltage boost resistor = 12 k Ω , which implies 25.5 percent (from Figure 11).
6. The wiper of the acceleration potentiometer is set at 2.5 V = 64 Hz/second acceleration rate (from the Acceleration Control description on page 11.) The potentiometer, in this case, could have been a resistor divider. If a resistor divider is used in place of the acceleration potentiometer, keep the total resistance of the two resistors less than 10 k Ω . Always use 4.7k Ω in series with the center of the acceleration voltage divider resistors, connected to the ACCEL (pin 27) as shown in the application example, Figure 12.
7. Crystal/resonator capacitor values are typical values from the manufacturer. Refer to the manufacturers data for actual values.

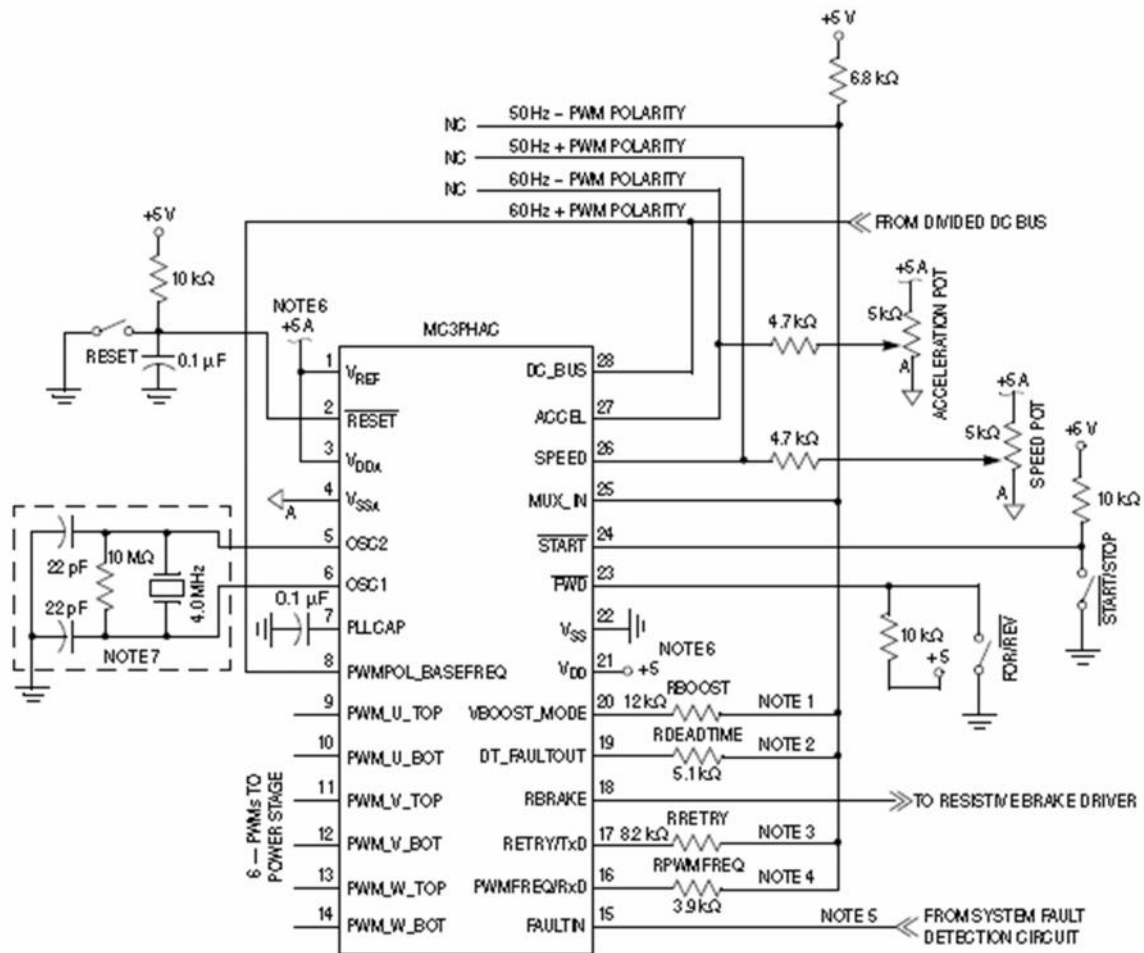
PC Master Software Operation

Introduction to PC Master Host Software

The MC3PHAC is compatible with Freescale's PC master host software serial interface protocol. Communication occurs over an on-chip UART, on the MC3PHAC at 9600 baud to an external master device, which may be a microcontroller that also has an integrated UART or a personal computer via a COM port. With PC master software, an external controller can monitor and control all aspects of the MC3PHAC operation.

When the MC3PHAC is placed in PC master software mode, all control of the system is provided through the integrated UART, resident on the MC3PHAC. Inputs such as START, $\overline{\text{FWD}}$, SPEED, ACCEL, MUX_IN, and PWMPOL_BASEFREQ have no controlling influence over operation of the system. Even though the SPEED, START, and $\overline{\text{FWD}}$ inputs are disabled while the system is in PC master software mode, through PC master software, it is possible to monitor the state of those inputs.

The most popular master implementation is a PC, where a graphical user interface (GUI) has been layered on top of the PC master software command protocol, complete with a graphical data display, and an ActiveX interface. Figure 13 shows the MC3PHAC configured in PC master software mode. It is beyond the scope of this document to describe the PC master software protocol or its implementation on a personal computer. For further information on these topics, refer to other Freescale documents relating to the PC master software protocol and availability of PC master host software.



Notes:

1. See Figure 11.
2. See Figure 9.
3. See Figure 10.
4. See Table 4.
5. If no external fault circuit is provided, connect to V_{SS} .
6. Use bypass capacitors placed close to the MC3PHAC.
7. Consult crystal/resonator manufacturer for component values.

Figure 12. MC3PHAC Application Example in Standalone Mode

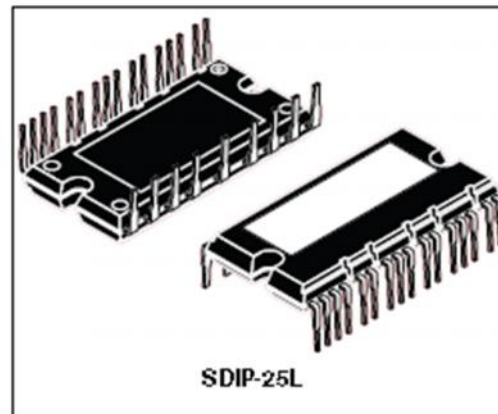


STGIPS10K60A

SLLIMM™ (small low-loss intelligent molded module)
IPM, 3-phase inverter - 10 A, 600 V short-circuit rugged IGBT

Features

- IPM 10 A, 600 V, 3-phase IGBT inverter bridge including control ICs for gate driving and free-wheeling diodes
- Short-circuit rugged IGBT
- $V_{CE(sat)}$ negative temperature coefficient
- 3.3 V, 5 V, 15 V CMOS/TTL inputs comparators with hysteresis and pull down resistor
- Under-voltage lockout
- Internal bootstrap diode
- Interlocking function
- DBC substrate leading to low thermal resistance
- Isolation rating of 2500 Vrms/min.
- 5 k Ω NTC thermistor for temperature control



Applications

- 3-phase inverters for motor drives
- Home appliances, such as washing machines, refrigerators, air conditioners

Description

This intelligent power module provides a compact, high performance AC motor drive in a simple, rugged design. Combining ST proprietary control ICs with the most advanced short-circuit-rugged IGBT system technology, this device is ideal for 3-phase inverters in applications such as home appliances and air conditioners. SLLIMM™ is a trademark of STMicroelectronics.

Table 1. Device summary

Order code	Marking	Package	Packaging
STGIPS10K60A	GIPS10K60A	SDIP-25L	Tube

1 Internal block diagram and pin configuration

Figure 1. Internal block diagram

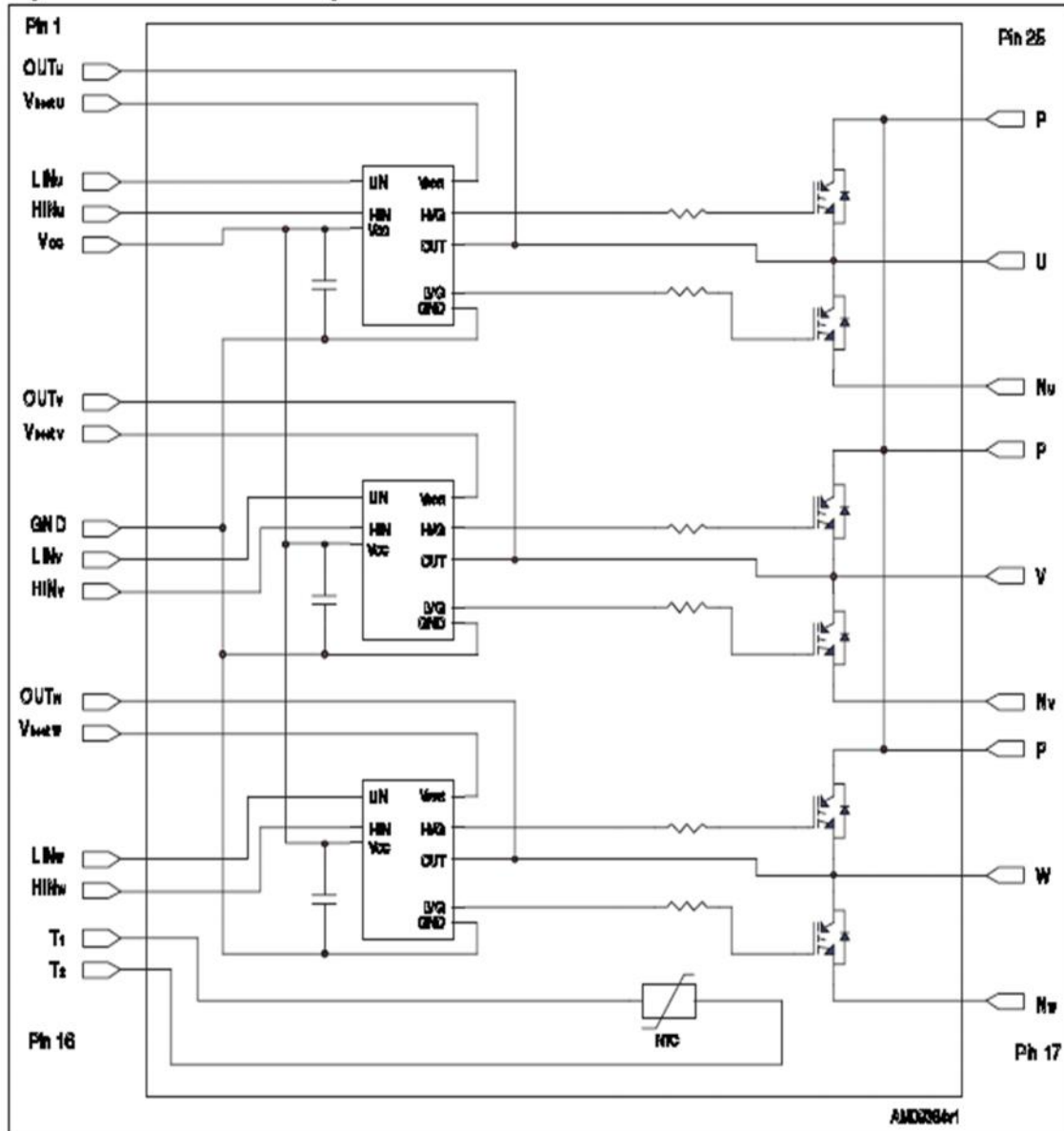


Table 2. Pin description

Pin	Symbol	Description
1	OUT _U	High side reference output for U phase
2	V _{boot U}	Bootstrap voltage for U phase
3	LIN _U	Low side logic input for U phase
4	HIN _U	High side logic input for U phase
5	V _{CC}	Low voltage power supply
6	OUT _V	High side reference output for V phase
7	V _{boot V}	Bootstrap voltage for V phase
8	GND	Ground
9	LIN _V	Low side logic input for V phase
10	HIN _V	High side logic input for V phase
11	OUT _W	High side reference output for W phase
12	V _{boot W}	Bootstrap voltage for W phase
13	LIN _W	Low side logic input for W phase
14	HIN _W	High side logic input for W phase
15	T ₁	NTC thermistor terminal 1
16	T ₂	NTC thermistor terminal 2
17	N _W	Negative DC input for W phase
18	W	W phase output
19	P	Positive DC input
20	N _V	Negative DC input for V phase
21	V	V phase output
22	P	Positive DC input
23	N _U	Negative DC input for U phase
24	U	U phase output
25	P	Positive DC input

Figure 2. Pin layout (bottom view)

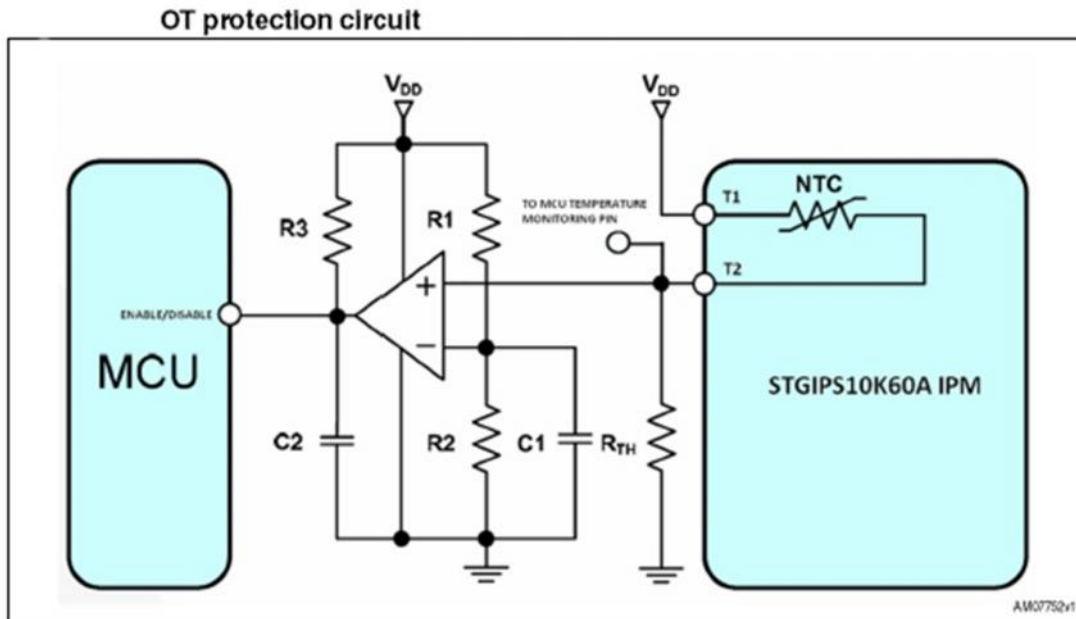


Table 2. Internal IPM NTC details (see relevant section on the STGIPS10K60A datasheet)

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
R25	Resistance	TC = 25 °C		5		kΩ
R125	Resistance	TC = 125 °C		300		Ω
B	B-constant	TC = 25 °C		3435		K
T	Operating temperature		-40		125	°C
P	Max. rating power (max power on free air)			400		mW

$$V = a T^{\circ} + b$$

$$3,3 = a \cdot 25 + b$$

$$4,85 = a \cdot 125 + b$$

avec $R_{th} = 10k$ (R13)

on a $V = 3,3$ V à 25° (car NTC = 5k)

et on a $V = 4,85$ V à 125° (car NTC = 300)

ce qui donne:

$$V = 0,0155 T^{\circ} + 2,9125$$

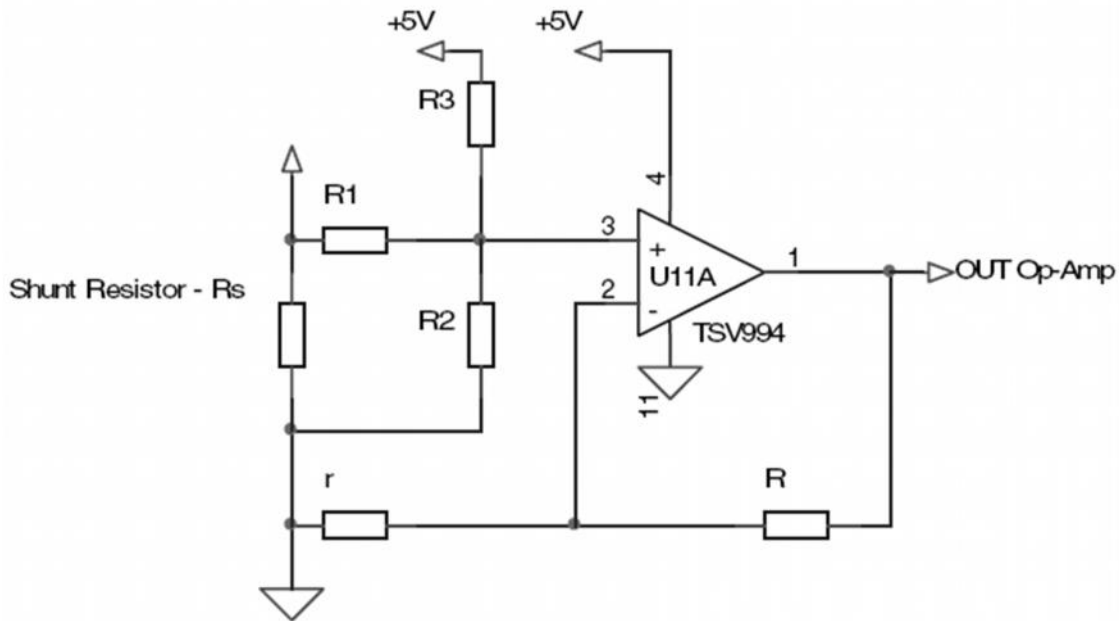
$$T^{\circ} = (V - 2,9125) / 0,0155$$

calcul de la température d'après la tension:

V en volts 4,13

T° en degrés 78,5483871

Au-delà, mise en défaut et stop



The op amp is used in follower mode and its gain can be set by resistor r and R :

Equation 1

$$G = \frac{R+r}{r}$$

V_{OUT} (op amp output voltage) can be calculated as a sum of two components:

- V_{BIAS} : due to network polarization
- V_{SIGN} : the signal component

Equation 2

$$V_{OUT} = V_{SIGN} + V_{BIAS}$$

V_{OUT} maximum value is ~~3.3 V~~ according to the MCU maximum input rating.
5 V

Equation 3

$$V_{BIAS} = \frac{5}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) \cdot R_3} \cdot G$$

Equation 4

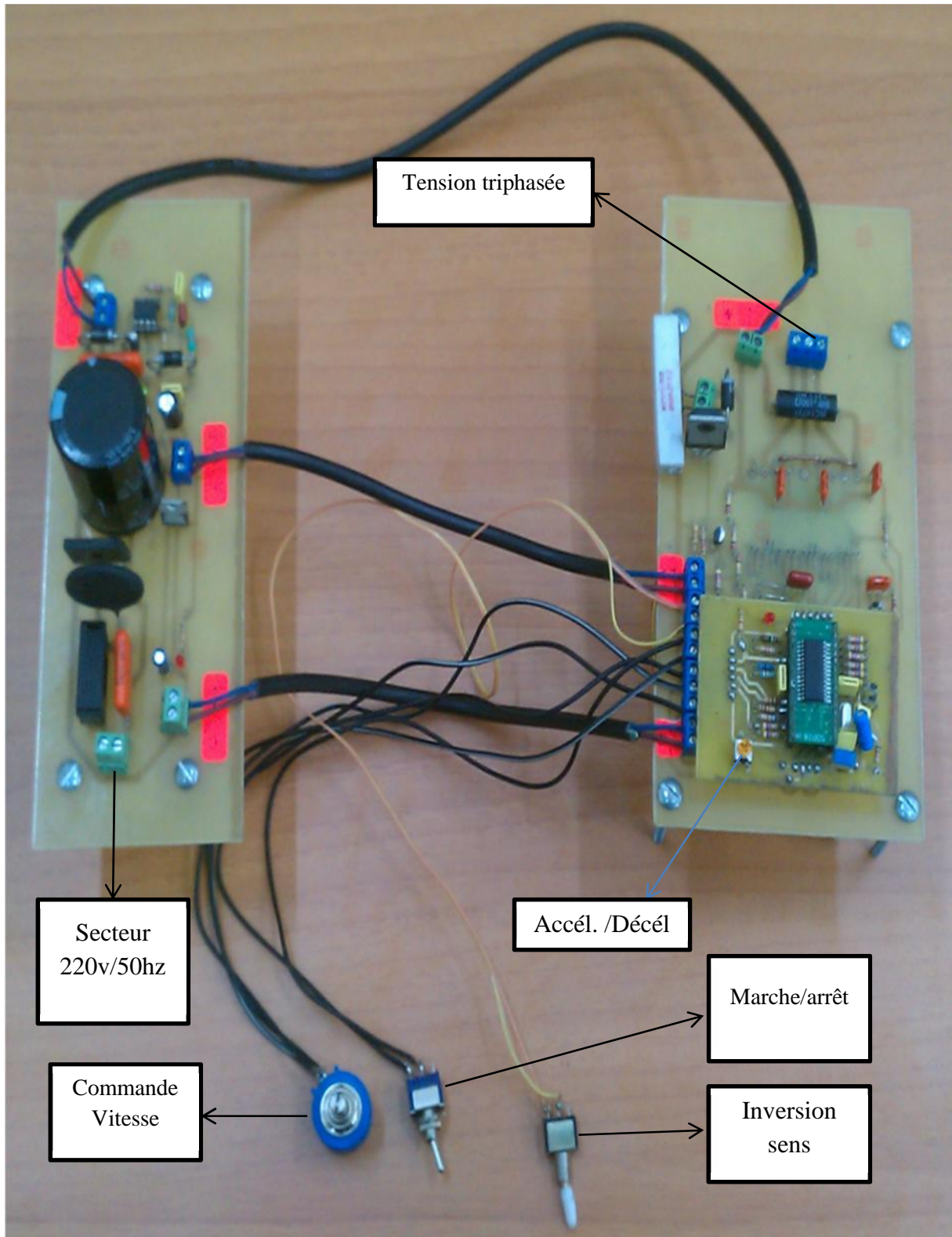
$$V_{SIGN} = \frac{I \cdot R_s}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) \cdot R_1} \cdot G$$

Equation 5

$$G_{TOT} = \frac{V_{SIGN}}{R_s \cdot I} = \frac{G}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) \cdot R_1}$$

I	9,8
r	1000
R	4700
R1	270
R2	390
R3	4700
Rs	0,1
G	5,7
Vbias	0,94
Vsign	3,19
Vout	4,13

Pour un courant $> 9,8$ A on a $V_{out} = 4,14$ V donc mise en défaut et arrêt



Circuits imprimés du module alimentation

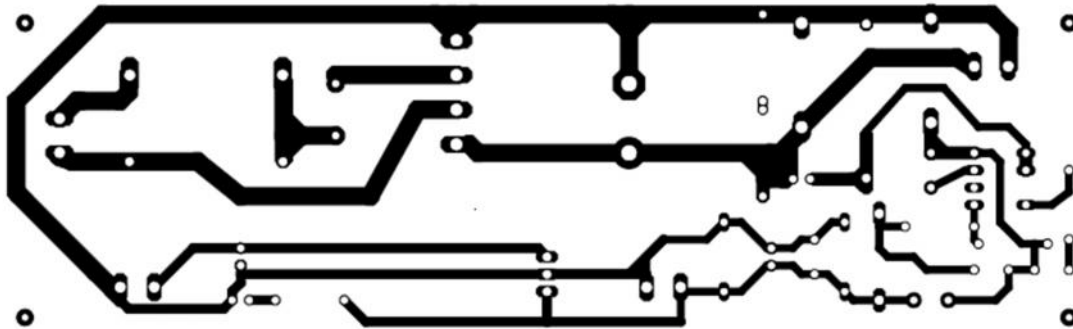


Schéma d'implémentation des composants

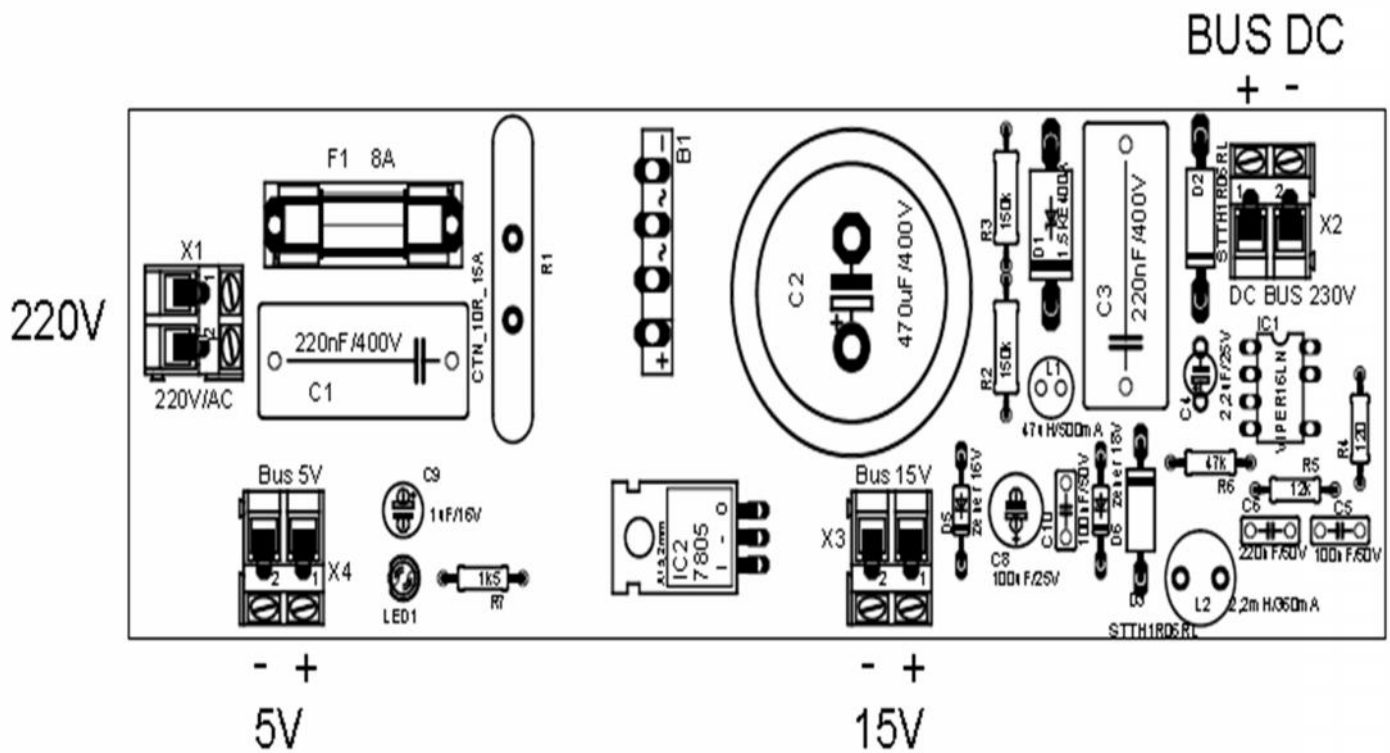


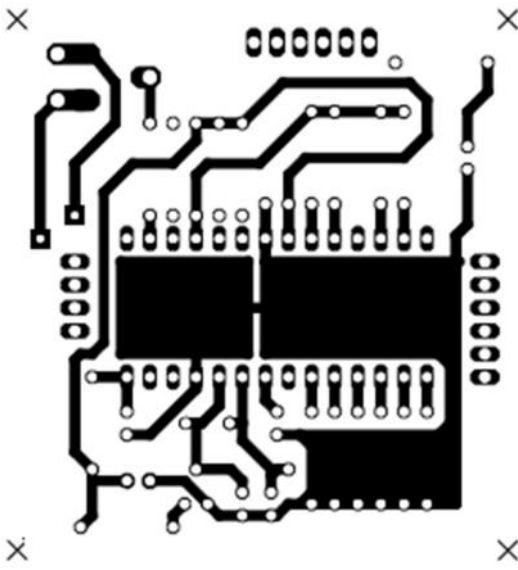
Photo du module alimentation



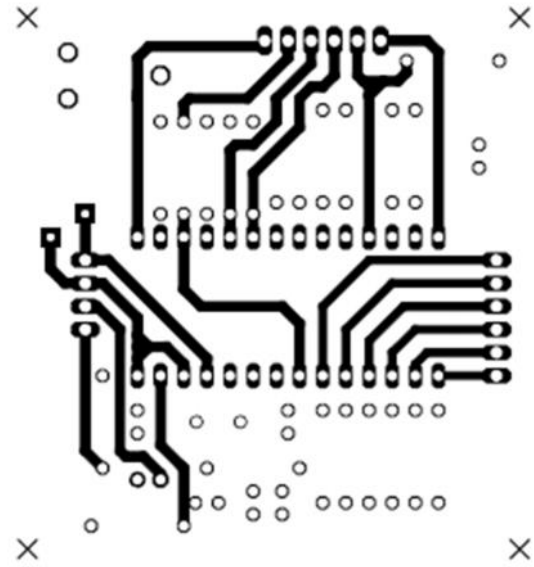
Nomenclature

B1	600v
C1	220nF/400V
C2	470uF/400V
C3	220nF/400V
C4	2,2uF/25V
C5	100nF/50V
C6	220nF/50V
C8	100uF/25V
C9	1uF/16V
C10	100nF/50V
D1	1.5KE400A
D2	STTH1R06RL
D3	STTH1R06RL
D5	zener 16V
D6	zener 18V
F1	8A
support fusible	
IC1	VIPER16LN
IC2	7805
L1	47uH
L2	2,2mH
LED1	
R1	CTN_10R_15A
R2	150k
R3	150k
R4	120
R5	12k
R6	47k
R7	1k5
X1	220V/AC
X2	DC BUS 320V
X3	Bus 15V
X4	Bus 5V

Circuits imprimés du module de commande



Face bas



FACE HAUT

Schéma d'implémentation des composants

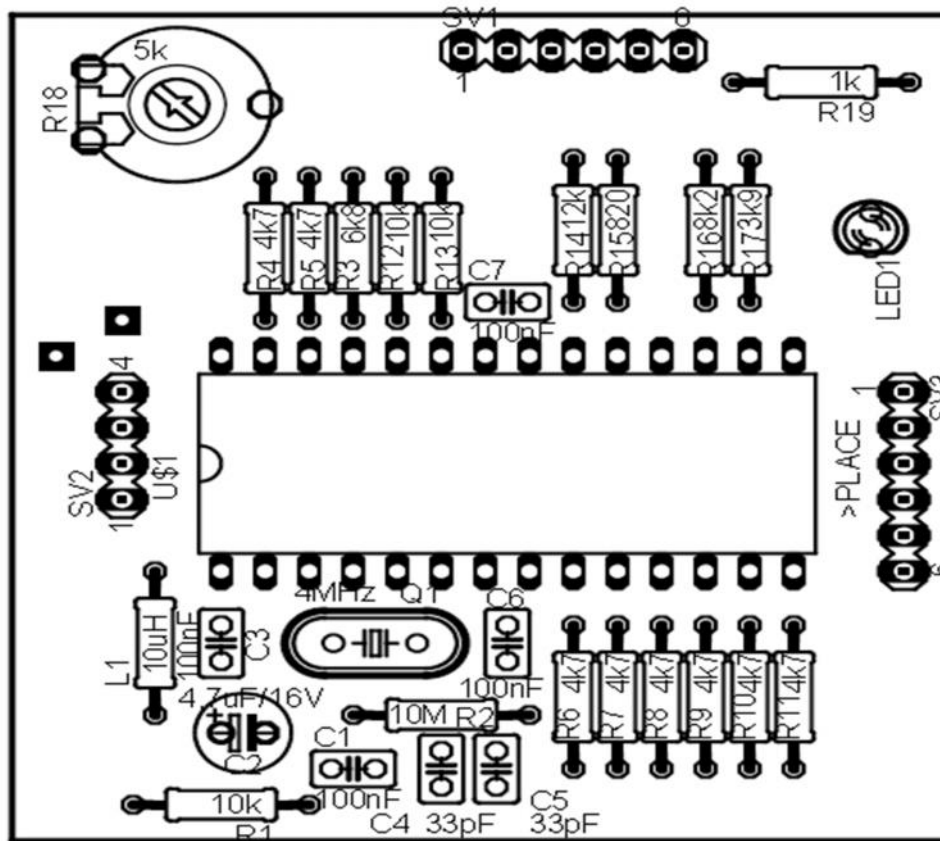


Photo du module de commande



Nomenclature

C1	100nF
C2	4,7uF/16V
C3	100nF
C4	33pF
C5	33pF
C6	100nF
C7	100nF
L1	10uH
LED1	
Q1	4MHz
R1	10k
R2	10M
R3	6k8
R4	4k7
R5	4k7
R6	4k7
R7	4k7
R8	4k7
R9	4k7
R10	4k7
R11	4k7
R12	10k
R13	10k
R14	12k
R15	820
R16	8k2
R17	3k9
R18	5k
R19	1k
SV1	connecteur male
SV2	connecteur male
SV3	connecteur male
U\$1	MC3PHAC

Circuits imprimés du module de puissance

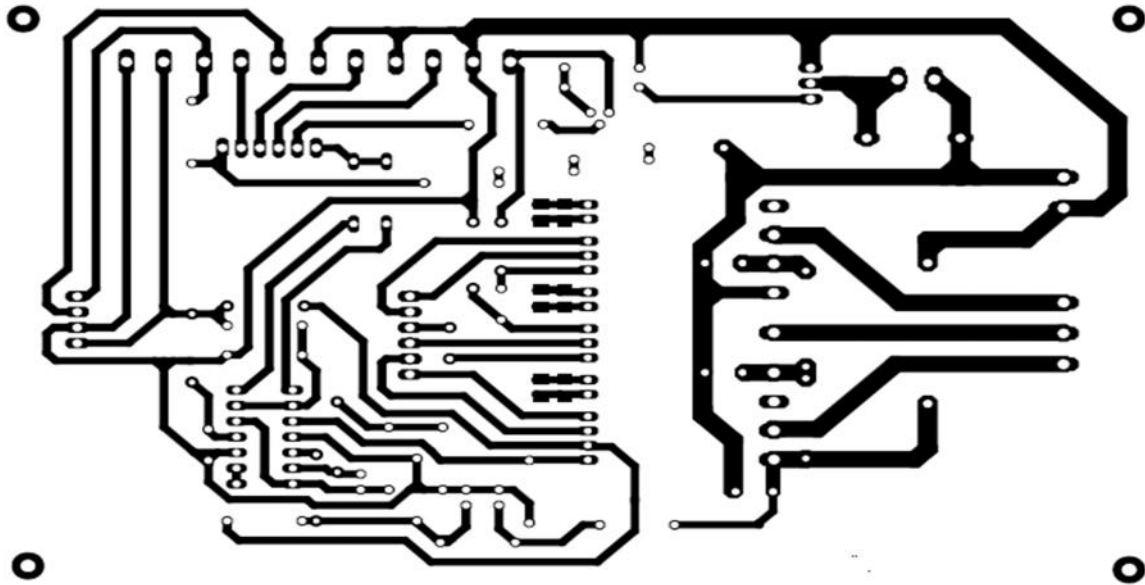


Schéma d'implémentation des composants

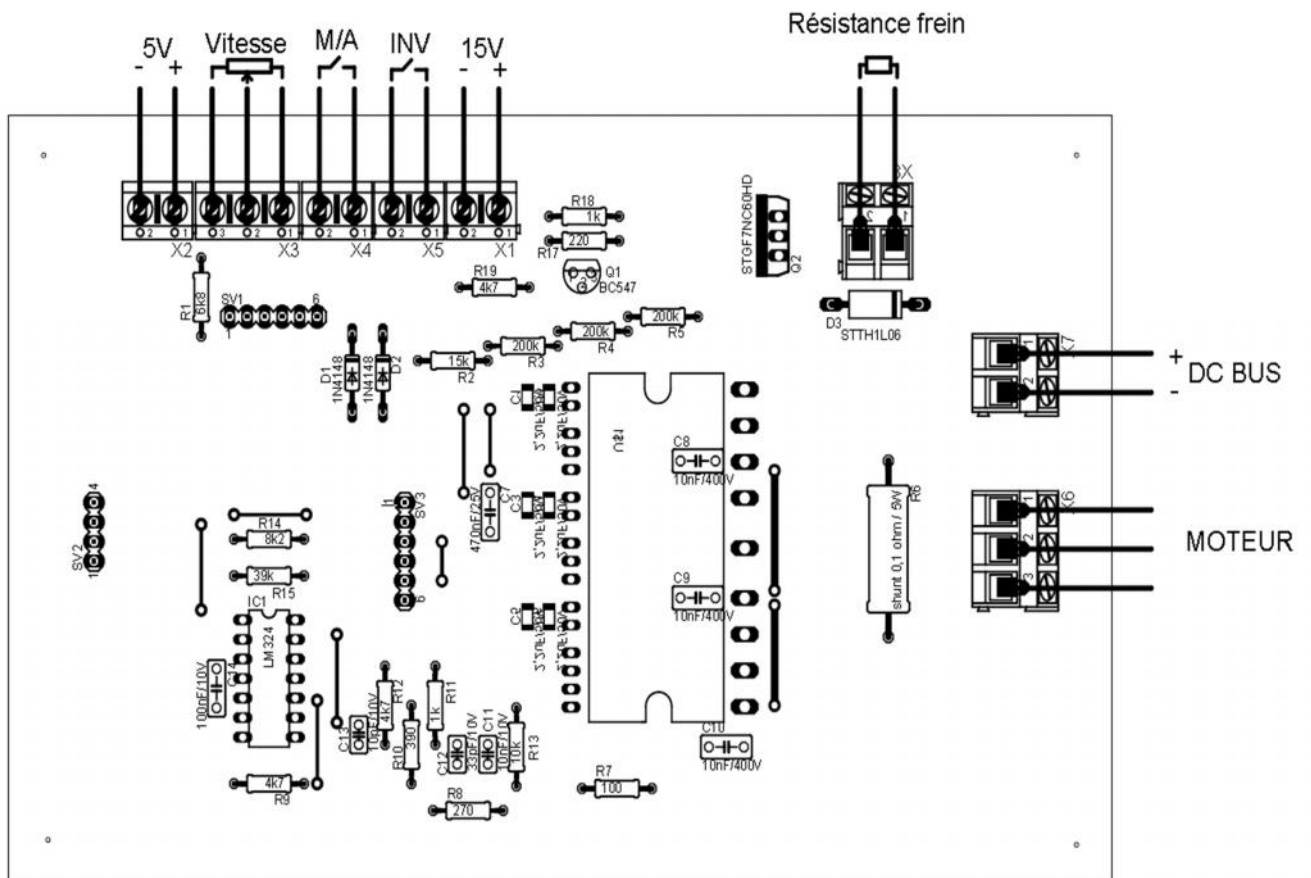
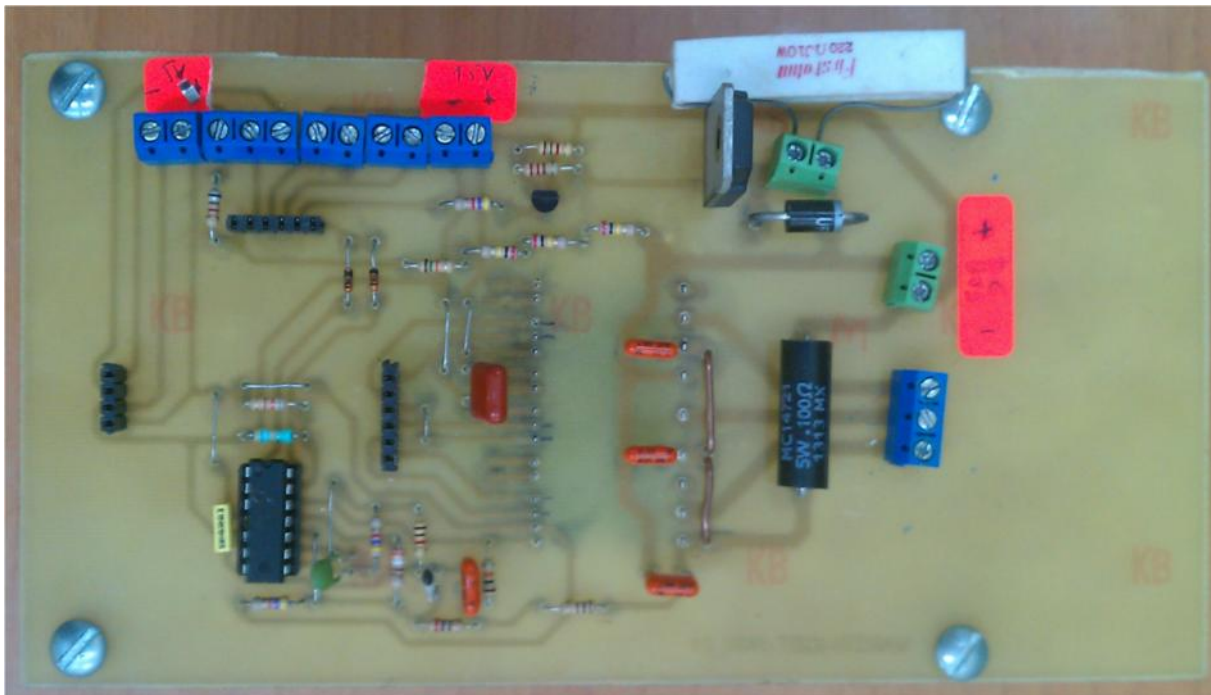


Photo du module de puissance



Nomenclature

C1	2,2uF/50V	C2	2,2uF/50V
C3	2,2uF/50V	C4	2,2uF/50V
C5	2,2uF/50V	C6	2,2uF/50V
C7	470nF/25V	C8	10nF/400V
C9	10nF/400V	C10	10nF/400V
C11	10nF/10V	C12	33pF/10V
C13	10pF/10V	C14	100nF/10V
D1	1N4148	D2	1N4148
D3	STTH1L06	IC1	LM324
Q1	BC547	Q2	STGF7NC60HD
R1	6k8	R2	15k
R3	200k	R4	200k
R5	200k	R6	shunt 0,1 ohm / 5W
R7	100	R8	270
R9	4k7	R10	390
R11	1k	R12	4k7
R13	10k	R14	8k2
R15	39k		
R17	220		
R18	1k		
R19	4k7		
SV1	connecteur femelle		
SV2	connecteur femelle		
SV3	connecteur femelle		
U\$1	STGIPS10K60A		
X1	bornier deux voie		
X2	bornier deux voie		
X3	bornier trois voie		
X4	bornier deux voie		
X5	bornier deux voie		
X6	bornier trois voie		
X7	bornier deux voie		
X8	bornier deux voie		

[1] SMAIL BACHIR

"Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique",
Thèse de Doctorat, Université de Poitiers 2002.

[2] ABDELLI Radia

« PERTURBATIONS SINGULIERES APPLIQUEES AU MODELE DE MACHINE
ASYNCHRONE AVEC DEFAUTS AU STATOR ET AU ROTOR ». Mémoire de Magister
Ecole Nationale Polytechnique d'Alger 2007.

[3] MARCIN ELECHOWSKI

"Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter- Fed Induction
Motor Drive", Thèse de Doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Pologne, 2005.

[4] J. P. CARON, J. P. HAUTIER

"Modélisation et commande de la Machine Asynchrone", Edition Technip1995 ISBN 2-
7108-0683-5.

[5] L .BAGHLI

"Modélisation et Commande De La Machine Asynchrone", IUFM de Lorraine - UHP 2005.

[6] J. CHATELAIN

"Machine électriques", tome I, Edition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8.

[7] ROSENDO PEÑA EGUILUZ

"Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la
Traction ferroviaire", Thèse Doctorat De l'INPT Toulouse 2002.

[8] B.KAFIA

" Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue
pour la réduction du phénomène chattering ".Thèse de magister, Université de Batna [2003].

[9] Mr BOUZID ALLAH EL MOUBAREK

« ONDULEUR TRIPHASE COMMANDE PAR LA STRATEGIE D'ELIMINATION
D'HARMONIQUE SHE». Mémoire de Magister Ecole Nationale SUPERIEURS
D'ENSIENEMENT TECHNIQUE ORAN 2009/2010.

[10] KHALED YAHIA

"Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé", Thèse de
magister université de Biskra [2005].

[11] YAKOUB K

" Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi
niveaux moteur à induction". Thèse de Magistère de l'université de Batna [2005].

[12] WWW.réglage de la vitesse de rotation.htm

.

[13] BENNOUI HASSINA

" Apport De La Logique Floue Et Des Réseaux De Neurones Pour La Commande Avec Minimisation Des Pertes De La Machine Asynchrone" Mémoire de Magister, Electrotechnique, Université de Batna, 2009.

[14] J. CAMILLE DE BARROS

"Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone ", Thèse de Doctorat, Université Marseille, France 2003.

[15] Rezgui salah eddine,

"Commande de Machine Electrique en environnement Matlab\Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone : Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant MRAS', Thèse de Magister en Electrotechnique l'Université de Constantine, 2009

[16] <http://fr.scribd.com/doc/117692869/Chpitre-II-onduleur-triphas>

[17] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives. Engle wood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1986.

[18] M. Daijyo, I. Hosono, H. Yamada, and Y. Tunchiro,

"A method of improving performance characteristics of general purpose inverter," Trans.Inst. Elect. Eng. Jpn., vol. 109-D, no. 5, pp. 339–346, May 1989.

[19] L. Ben-Brahim,

"Improvement of the stability of the V/f controlled induction motor drive systems," in Proc. IEEE ECON'98, 1998, pp.859–864.

[20] B.Bourahla

"Commande Scalaire de la Machine Asynchrone en Temps Réel, Etude et Réalisation " Magister, 21juin 2008, USTO-MB, Oran, Algérie.