



FACULTÉ DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

MÉMOIRE DE MASTER II

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MASTER II EN ÉLECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE DES SYSTÈMES ELECTRIQUES

Thème:

Réalisation d'un onduleur de tension commandé par la carte Dspace 1104



Réalisé par :

- **Mr BENAOUICHA Mounir**
- **Mr GUERROUT Youcef**

Encadré par :

- **Prof RIKIOUA Toufik (Promoteur)**
- **Mr ZIANE Djamel (Co-promoteur)**

Members du jury

President: M^r K. Ouari

Examineur: M^r S. Tamalouzt

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2014/2015

REMERCIEMENT

Nos remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage pour réaliser ce travail.

En préambule à ce mémoire, nous souhaiterions adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à son élaboration, ainsi qu'à la réussite de cette année universitaire des plus remplies.

La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes auxquelles nous voudrions témoigner toute notre reconnaissance.

Notre gratitude va tout d'abord à notre promoteur Monsieur le Professeurs T. Rikjoua, qui nous a honorés de sa confiance, en nous acceptant d'être ses disciples.

Aussi, nous tenons à sincèrement remercier, Monsieur D. Ziane, qui, en tant que Co-promoteur, s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de cette étude, ainsi que pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu nous consacrer et sans qui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.

Au cours de notre travail, nous avons bénéficié du soutien, non sans importance, des doctorants A. Aazib, Z. Mokrani, F. Tazerart, N. Mezai et de l'ingénieur A. G. Azil, qui se sont mis à notre disposition tout au long de la concrétisation de notre projet.

Pour finir, il nous est plus qu'agréable de réserver l'expression de notre gratitude et nos remerciements les plus particuliers, aux membres de nos familles respectives qui ont su nous encourager et nous soutenir, durant toute cette année et celles d'avant. Puissent-ils être fiers de nous.

« La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne. La pratique, c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi. Ici, nous avons réuni théorie et pratique : Rien ne fonctionne... et personne ne sait pourquoi ! »

Albert Einstein.

Dédicace

**Je dédie ce travail à mes très chers parents
pour leurs soutiens inconditionnels.**

**Puisse Dieu, vous procurez santé, bonheur et
prospérité.**

**A ma sœur et à mon frère Zindine qui ont su
me supporter et encourager tout au long de
ma vie.**

**À mes très charmantes nièces Hourhane et
aroud**

A tous mes cousins et cousines.

A tous mes amis(es).

**A mon camarade Mounir, pour son
dévouement, sa patience et sa
compréhension tout au long de ce projet et à
sa famille**

YUCEF

Dédicace

**Je tiens à dédié ce modeste travail avant
tout**

A la mémoire de ma sœur SIHAM

A mes chers parents

A mes grands parents

A mes sœurs et leurs enfants

A mes frères et leurs enfants

A tous mes amis

**Et bien sûr à mon cher camarade YOUSOU,
pour son dévouement, sa patience et sa
compréhension tout au long de ce projet et à
sa famille**

**Et sans oublier ma chère Copine qui m'a
soutenu tout au long de notre relation**

**Enfin à tous les personnes qui m'ont soutenu
de loin et de prêt**

MOUNIR

NOMENCLATURE

v : Tension d'alimentation (V).

R : Résistance (Ω).

i : Courant absorbé (A).

e : Force magnétomotrice (V).

φ : Flux magnétique (Wb)

v_s : Tension aux bornes d'un enroulement statorique (V).

i_s : Le courant d'une phase statorique (A).

v_r : Tension aux bornes d'un enroulement statorique (V).

i_r : Le courant d'une phase statorique (A).

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique (H).

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique (H).

m_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques (H).

m_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (H).

m_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique (H).

$[M_{ss}]$: Matrice d'inductance mutuelle entre deux phases du stator (H).

$[M_{rr}]$: Matrice d'inductance mutuelle entre deux phases du rotor (H).

$[M_{sr}]$: Matrice d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor (H).

$[M_{rs}]$: Transposée de la matrice d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor (H).

φ_s : Le flux statorique (Wb).

φ_r : Le flux rotorique (Wb).

θ : L'angle électrique entre la phase rotorique (a_r) et la phase statorique (a_s).

$\omega_s = \dot{\theta}_s$: Pulsation statorique (rad/s).

$\omega_r = \dot{\theta}_r$: Pulsation rotorique (rad/s).

NOMENCLATURE

$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta}_{gl}$: Pulsation du glissement (rad/s).

g : Le glissement.

Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

N_s : vitesse de synchronisme du stator (tr/mn).

N_r : vitesse de rotation du rotor (tr/mn).

f_s : La fréquence statorique (Hz).

f_r : La fréquence rotorique (Hz).

R_s : Résistance statorique (Ω).

R_r : Résistance rotorique (Ω).

M : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor (H).

L_s : L'inductance cyclique statorique de fuite (H).

L_r : L'inductance cyclique rotorique de fuite (H).

p : L'opérateur de Laplace.

C_{em} : Couple électromagnétique (N.m).

C_r : Couple résistant (N.m).

J : Moment d'inertie (kg/m^2).

f : Coefficient de frottements visqueux.

T_t : La période de la porteuse.

τ : La largeur de l'impulsion.

P : Nombre de paires de pôles

d, q : Indices des axes direct et en quadrature du référentiel lié au champ tournant.

α, β : Indices des axes liés au stator.

V_m : Tension maximale

NOMENCLATURE

U_{dmoy} : La valeur moyenne de la tension redressée

V_{eff} : Tension efficace

V_{ch} : Tension de charge

S_1, S_2 et S_3 : Variable logique correspondant à l'état des interrupteurs de L'onduleur.

V_{an} : Tension simple à la sortie de l'onduleur (V).

U_{ab} : Tension composé à la sortie de l'onduleur (V).

ASI : Alimentation sans interruption.

MAS : Machine asynchrone.

OND : Onduleur.

DC : Direct courant.

AC : Alternatif courant.

A/N: Analogique/ Numérique.

MLI : Modulation de la largeur d'impulsion.

DSP: Digital Signal Processor.

RTC: Réseau Téléphonique Commuté.

R&D : Recherche et développement.

E/S : Entrée/Sortie.

PC : Personal computer.

PCI: Peripheral Component Interconnect.

MOSFET: transistor de puissance Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.

IGBT: Insulated Gate Commutated Transistor.

GTO: Gate Turn Off.

RTI: Real Time Interface

ADC: Analog to Digital Converter.

DAC: Digital to Analog Converter.

RAM : Random Access Memory

TABLEAUX DU CHAPITRE II

Tab II.1. Caractéristique du module IGBT 35

TABLEAUX DU CHAPITRE III

Tab III.1. Table de vérité du Buffer SN74LS245..... 62

Tab III.2. Caractéristique de Buffer..... 62

Tab III.3. Caractéristique de l'optocoupleur 64

Tab III.4. Caractéristique de l'inverseur. 65

Tab III.5. Caractéristique de la carte SEMIKRON SKHI 23/12. 67

Tab III.6. Réglage du temps de verrouillage 67

FIGURES DU CHAPITRE I

Figure I.1. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.	4
Figure I.2. Caractéristique de la Machine asynchrone.	5
Figure I.3. Organisation de la machine asynchrone.....	5
Figure I.4. Stator de la machine asynchrone.....	6
Figure I.5. Rotor de la machine asynchrone.	6
Figure I.6. Construction d'un rotor bobiné.	7
Figure I.7. Construction de la Machine asynchrone à cage d'écureuil.	7
Figure I.8. Schéma simplifier d'un MAS à cage d'écureuil.	8
Figure I.9. Présentation des axes statorique et rotorique.	10
Figure I.10. Représentation des axes statorique et rotorique dans le repère (d, q).	13
Figure I.11. Schéma bloc de la machine asynchrone sous Matlab simulink.....	15
Figure I.12. Courbe caractéristique de la vitesse de rotation.....	16
Figure I.13. Courbe caractéristique du couple électromagnétique	16
Figure I.14. Allure du courant statorique dans une phase.....	17

FIGURES DU CHAPITRE II

Figure II.1. Réglage de la tension d'alimentation par un gradateur.	21
Figure II.2. Réglage de vitesse avec résistance de glissement.	22
Figure II.3. Courbe caractéristique de V/f constant.....	23
Figure II.4. Montage d'un redresseur triphasé non commandé (pont PD3).....	25
Figure II.5. Courbe $V_{ch}=f(t)$	25
Figure II.6. Montage redresseur non commandé relié à un filtre passif.	27
Figure II.7. Courbe $V_{ch}=f(t)$	27
Figure II.8. Schéma explicative d'un convertisseur DC/AC (Onduleur).	29
Figure II.9. Structure d'un onduleur triphasé.	30
Figure II.10. Symbole usuel de l'IGBT.	32
Figure II.11. Air de sécurité d'un transistor.	32
Figure II.12. Structure interne de l'IGBT	33
Figure II.13. Classification des composants de puissance en fonction de la fréquence de découpage et le produit U.I des composants.	34

LISTE DES FIGURES

Figure II.14. Photo d'un module IGBT SKM 150GB 123D.....	34
Figure II.15. Courbe $I_c=f(T)$	35
Figure II.16. Coupe schématique d'un module IGBT monté sur radiateur.....	36
Figure II.17. Principe de fonctionnement de l'onduleur de tension.....	38
Figure II.18. Cellule de commutation d'un onduleur.....	38
Figure II.19. Exemple de période de commutation avec temps mort.	39
Figure II.20. Circuit de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé.	40
Figure II.21. Model d'un onduleur de tension triphasé (commande 180°).	42
Figure II.22. Model de la commande 180°	42
Figure II.23. Allure du signal de sortie V_a	43
Figure II.24. Allure du signal de sortie V_b et V_c	43
Figure II.25. Allure de la tension composée à la sortie de l'onduleur	44
Figure II.26. Model de la commande MLI.....	45
Figure II.27. Allure du signal de sortie de l'onduleur V_a	46
Figure II.28. Allure de la tension composée à la sortie de l'onduleur (commande MLI).....	46
Figure II.29. Schéma bloc de l'ensemble MAS-OND.	47
Figure II.30. Allure de la vitesse de rotation (rad/s).	48
Figure II.31. Allure du couple électromagnétique (N.m).....	48
Figure II.32. Allure de courant statorique.	49
Figure II.33. Allure du spectre des harmoniques de la tension V_a	49
Figure II.34. Allure de la tension de la porteuse et de la modulatrice.	50
Figure II.35. Allure du signal de commande.....	50
Figure II.36. Allure du courant d'alimentation de la MAS.....	51
Figure II.37. Zoom sur l'allure du courant dans le régime établie.....	51
Figure II.38. L'ordre des harmoniques de la tension V_a (MLI).....	52

FIGURES DU CHAPITRE III

Fig III.1. Présentation de la plate forme.	54
Fig III.2. Structure du variateur de vitesse et sa commande.....	55
Fig III.3. La plate forme du variateur de vitesse réalisé.....	56
Fig III.4. Redresseur triphasé non commandé.	57

LISTE DES FIGURES

Fig III.5. Image de l'alimentation utilisée.....	57
Fig III.6. Circuit d'alimentation de 5V.....	58
Fig III.7. Image de la carte d'isolation réalisée.....	59
Fig III.8. Buffer SN74LS245	60
Fig III.9. diagramme fonctionnel du Buffer.....	60
Fig III.10. Image de l'optocoupleur HCPL-3120.....	62
Fig III.11. Diagramme fonctionnel de l'optocoupleur.....	62
Fig III.12. Inverseur (TC4069UB).....	64
Fig III.13. Diagramme fonctionnel de l'inverseur.....	64
Fig III.14. Carte de commande SEMIKRON SKHI23/12.....	65
Fig III.15. Dimensions (en mm) et connexion de la SKHI 23/12.....	67
Fig III.16. Carte d'acquisition de la carte Dspace 1104.....	68
Fig III.17. Constitution de l'interface série de la Dspace 1104.....	68
Fig III.18. Les différentes entrées/sorties de Dspace 1104.....	69
Fig III.19. Schéma bloc de la commande 180°.....	71
Fig III.20. Signaux de commande Sa, Sb et Sc de l'onduleur (commande 180°).....	71
Fig III.21. Tension simple Va à la sortie de l'onduleur (commande 180°).....	72
Fig III.22. Tension composée Uab à la sortie de l'onduleur (commande 180°).....	72
Fig III.23. Allure de courant Ia (commande 180°).....	73
Fig III.24. Tension composée à la sortie de l'onduleur (application à la machine).....	73
Fig III.25. Schéma bloc de commande MLI.....	74
Fig III.26. signaux de commande Sa, Sb et Sc de l'onduleur (commande MLI).....	75
Fig III.27. Tension simple Va à la sortie de l'onduleur (commande MLI).....	75
Fig III.28. Tension composée Uab à la sortie de l'onduleur (commande MLI).....	76
Fig III.29. Allure de courant Ia (commande MLI).....	76
Fig III.30. Tension composée à la sortie de l'onduleur (application à la machine).....	77
Fig III.31. Allure représentatif du temps mort.....	78

TABLE DE MATIÈRES

Introduction générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I

I.1. Introduction	3
I.2. La machine asynchrone (MAS).....	3
I.3. Principe de fonctionnement	4
I.4. Inconvénients de la machine asynchrone.....	4
I.5. Caractéristique de la machine asynchrone.....	5
I.6. Organisation de la machine asynchrone.....	5
I.6.1. Le stator	6
I.6.2. Le rotor.....	6
I.7. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil.....	8
I.7.1. Hypothèses simplificatrices.....	9
I.7.2. Modélisation dans le plan abc	9
I.7.3. Transformation de Park	11
I.7.4. Choix du système d'axes	12
I.7.5. Modèle biphasé de la machine lié au système d'axe lié au champ tournant (d,q)	13
I.8. Simulation sous Matlab Simulink.....	15
I.9. Conclusion	18

CHAPITRE II

II.1. Introduction	19
II.2. Procédés de variation de vitesse des machines asynchrone (MAS)	19
II.2.1. Action sur le nombre de paires de pôles	20
II.2.2. Action sur le glissement	20
II.2.3. Action sur la fréquence de la tension d'alimentation statorique	22
II.3. Variateur de fréquence	24
II.3.1. Le redresseur.....	24
II.3.2. Le circuit intermédiaire	26
II.3.3. L'onduleur	28
II.3.3.1. Définition de l'onduleur de tension triphasé	29
II.3.3.2. Classification des onduleurs.....	29
II.3.3.2.1. Onduleur autonome.....	29

TABLE DE MATIÈRES

II.3.3.2.2. Onduleur non autonome	29
II.3.3.3. Structure de l'onduleur	30
II.3.3.4. Principe de fonctionnement de l'onduleur	37
II.3.3.5. Caractéristique de l'onduleur	39
II.3.3.6. Modélisation de l'onduleur	39
II.3.3.7. Stratégie de commande de l'onduleur	41
II.4. Simulation de l'ensemble Machine - Convertisseur	47
II.5. Conclusion	53

CHAPITRE III

III.1. Introduction	54
III.2. Présentation de la plate forme	54
III.3. Variateur de fréquence	55
III.3.1. Redresseur	57
III.3.2. Alimentation (15v et 5V)	57
III.3.3. Carte d'isolation	59
III.3.3.1. Buffer SN74LS245	59
III.3.3.2. Optocoupleur HCPL-3120	61
III.3.3.3. Inverseur TC4069UB	63
III.3.4. Carte de commande SEMIKRON SKHI 23/12	65
III.3.5. Présentation de la carte Dspace 1104	67
III.4. Application des techniques de commande	70
III.4.1. Commande 180° (Pleine onde)	70
III.4.2. Commande MLI	74
III.5. Conclusion	79
Conclusion générale	80
Bibliographie	81
Annexe	83

Introduction générale

La machine asynchrone, de par sa construction, est la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple [1].

Cependant, de nombreuses applications liées à cette machine exigent plus que la bonne connaissance de son modèle, il est nécessaire de mettre en œuvre une stratégie de contrôle impliquant des termes non linéaires. Il devient alors difficile de mettre en œuvre le contrôle non linéaire en utilisant des dispositifs de base. Une façon de surmonter ce problème consiste à utiliser l'ordinateur pour calculer la loi de commande non linéaire, c'est à dire le contrôle est calculé dans le domaine numérique. En outre, la loi de commande (calculée par ordinateur ou un micro-processeur) doit être convertie du numérique à l'analogique afin de la mettre en œuvre sur le moteur.

Notre travail concerne l'alimentation d'une machine asynchrone par onduleur de tension en utilisant la carte dSPACE 1104. Pour se faire, un banc d'essais expérimental sera réalisé.

Dans le premier chapitre, nous donnerons un aperçu sur la MAS, en mettant en valeur la MAS à cage d'écureuil, suivie de son modèle biphasé lié au système d'axes, liés au champ tournant. Pour pouvoir valider le modèle, il y a des paramètres de la MAS qui seront pris en considération. Cela permettra de visualiser, sous Matlab Simulink, les caractéristiques du couple électromagnétique et de la vitesse.

Au deuxième chapitre et avant d'entamer la commande, une étude brève des procédés de variation de la vitesse sera faite, en favorisant l'action sur la fréquence d'alimentation, pour ses avantages. Pour ensuite, passer aux techniques de la commande 180° et la commande MLI qui a comme prérogative de repousser les harmoniques à des fréquences très élevées. Nous passerons, ultérieurement, à la modélisation de l'onduleur de tension triphasée, utilisé comme convertisseur de fréquence et source de signaux sinusoïdaux.

Une fois le modèle mis au point, la simulation de l'ensemble Machine - Convertisseur permettra d'obtenir les allures du couple électromagnétique et de la vitesse, qui seront comparées à celles obtenues en alimentant la machine sans onduleur.

Le troisième chapitre servira de support, pour expliquer le fonctionnement de chaque composants du variateur de fréquence, qui serviront ensuite, à la réalisation de la plate forme permettant d'obtenir les différentes formes de la tension de commande de l'onduleur (simple et composée) et la mise en œuvre du temps mort.

En clôture, nous commenterons cette étude dans son intégralité, et parlons d'éventuelles perspectives de continuité.

Chapitre I

**Description et Modélisation de la Machine
Asynchrone triphasé (MAS)**

I.1. Introduction

La machine asynchrone est aujourd'hui très utilisée, dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts, cela grâce à sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible coût. Elle a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. Elle est utilisée aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires, automobiles électriques), dans l'industrie (machines-outils) et dans l'électroménager. Uniquement utilisée en moteur à l'origine, mais toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice. C'est par exemple le cas des éoliennes [2].

L'exploitation industrielle de la machine asynchrone nécessite la mise en place des moyens de variation de la vitesse de rotation, dans le but d'entraîner la charge à vitesse variable. Cette application est fondée sur une bonne connaissance du modèle de la machine et de l'expression du couple électromécanique, dépendant des paramètres électriques, aussi du modèle du convertisseur à utiliser [3].

I.2. La machine asynchrone

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f , ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone ($N_s = (60 \cdot f) / p$). On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique. Elles ne fonctionnent en génératrice que lors du freinage en récupération.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types :

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature alimentée à partir d'un réseau de fréquence f (stator).

I.3. Principe de fonctionnement

Au démarrage, le champ tournant balaye les conducteurs de son flux à la vitesse angulaire de synchronisme. Le rotor, mis en rotation, tend à rattraper le champ tournant.

Pour qu'il y ait un couple entretenu au niveau des conducteurs, la variation du flux doit être présente en permanence. La machine est dite asynchrone, car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique, ce qui signifie que si les conducteurs tournent à la vitesse de synchronisme comme le champ tournant, la variation de flux sur les conducteurs devient nulle et le couple moteur disparaît [2] [4].

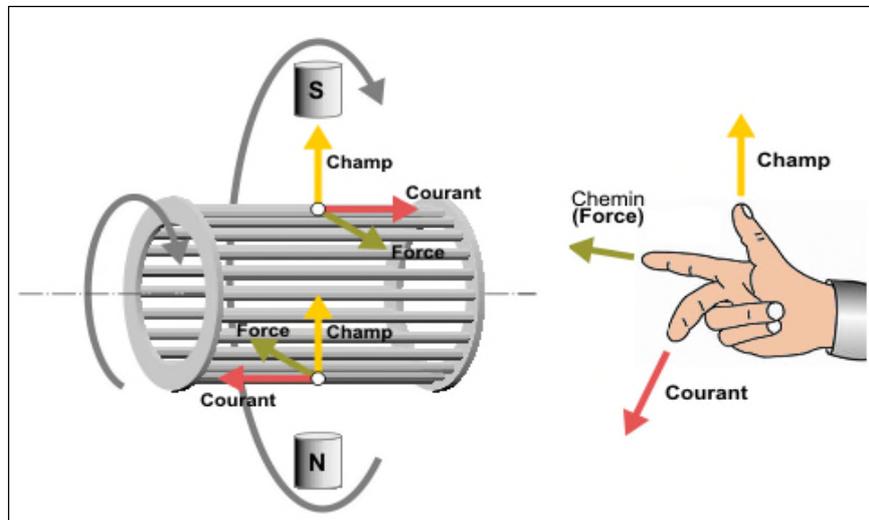


Figure I.1. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

I.4. Inconvénients de la machine asynchrone

Dans un moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple, le découplage naturel de la machine d'induction n'existe plus. D'autres inconvénients sont liés à l'absorption du réactif qu'il faut parfois compenser, à des pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner pratiquement au voisinage de la vitesse de synchronisme.

I.5. Caractéristique de la Machine asynchrone :

Le couple varie avec la fréquence de rotation pour le moteur et pour la charge entraînée. Les caractéristiques du moteur et de la charge se croisent au point de fonctionnement pour lequel les couples moteur et résistant sont identiques.

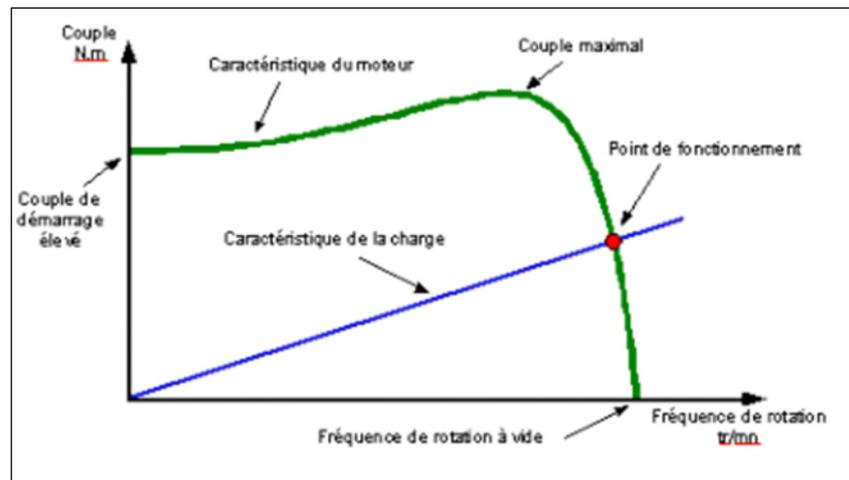


Figure I.2. Caractéristique de la Machine Asynchrone

I.6. Organisation de la machine asynchrone

L'organisation d'une machine asynchrone est constituée essentiellement, d'une partie fixe (stator) et une partie tournante (rotor) et des éléments représentés dans la figure suivante :

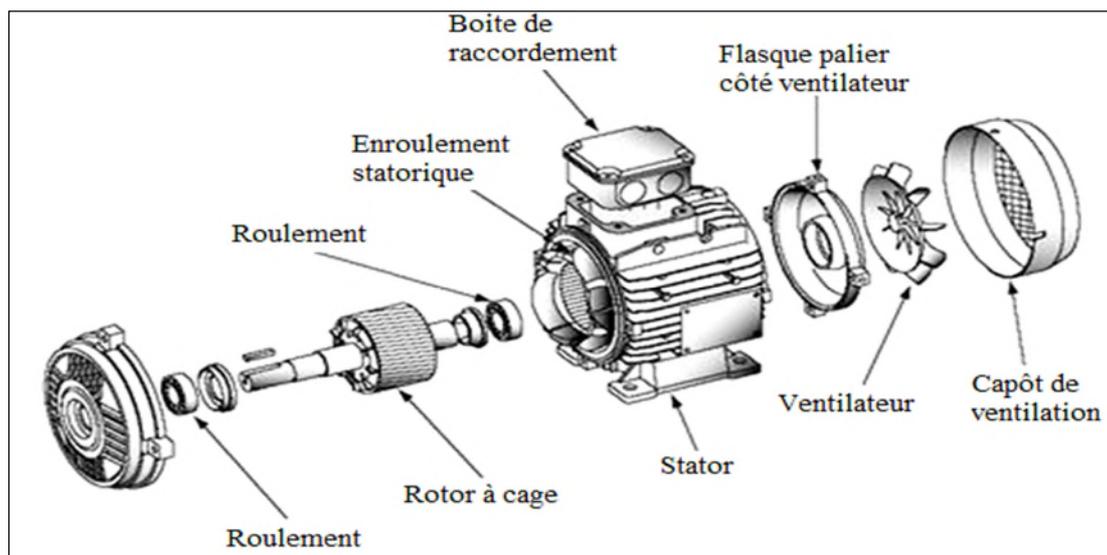


Figure I.3. Organisation de la machine asynchrone

I.6.1. Le stator

Une pièce construite en matériau ferromagnétique, comme son nom l'indique, il représente la partie statique de la machine asynchrone. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statoriques.



Figure I.4. Stator de la machine asynchrone

L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- Un noyau en fer feuilleté de manière à canaliser le flux magnétique,
- Des enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches du noyau. [2] [4]

I.6.2. Le rotor



Figure I.5. Rotor de la Machine Asynchrone

Les différentes machines asynchrones s'identifient par le type du rotor qui entre dans leur construction, et on distingue:

➤ **Machine asynchrone à rotor bobiné**



Figure I.6. Construction d'un rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle, empilés sur l'arbre de la machine [5].

➤ **Machine asynchrone à cage d'écureuil**

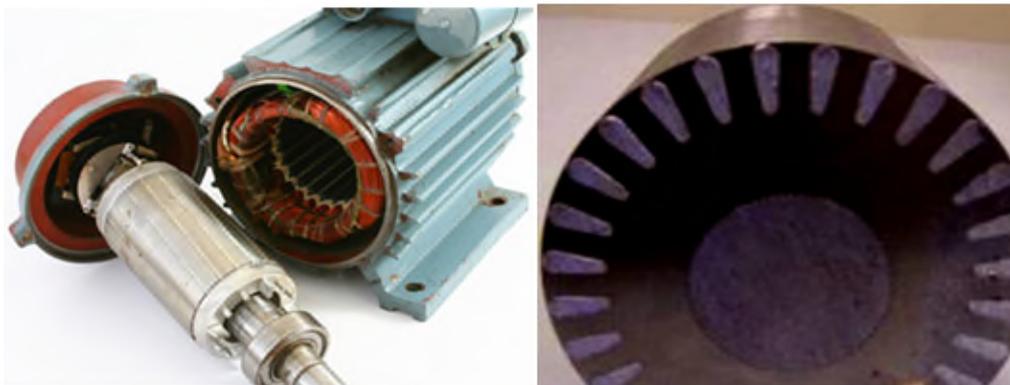


Figure I.7. Construction de la Machine Asynchrone à cage d'écureuil

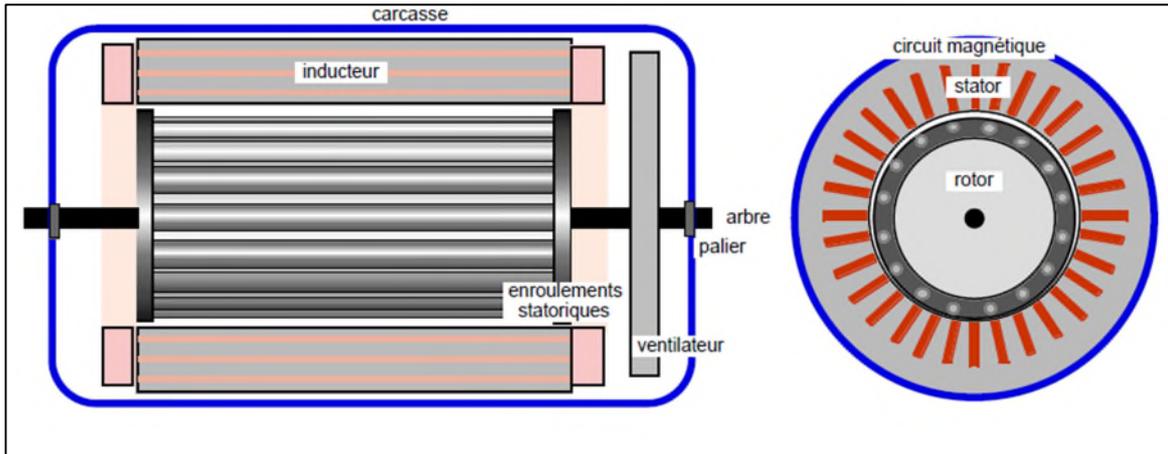


Figure I.8. Schéma simplifié d'un MAS à cage d'écureuil

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.

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 [5].

I.7. Modélisation de la Machine Asynchrone à cage :

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre, est très complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte de quelques hypothèses simplificatrices [6].

I.7.1. Hypothèses simplificatrices [1] [7]

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme ;
- L'effet d'encoche est négligeable ;
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale : Pour la mise en équation de ce moteur, nous supposons que le bobinage est reparti de manière à générer une f.m.m sinusoïdale, s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux ;
- Machine de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et les pertes fer sont négligeables;
- Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié ;

Ces choix signifient, entre autres, que : les flux sont additifs, les inductances propres sont constantes, les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques ont une variation sinusoïde en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.7.2. Modélisation dans le plan abc

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques de la MAS dans l'espace peuvent être représentés, comme indiqué sur la figure ci-après. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. Pour chacun d'eux, nous pouvons écrire d'après Faraday la loi suivante:

$$v = R \cdot i - e = R \cdot i - \frac{d\varphi}{dt} \quad [I.1]$$

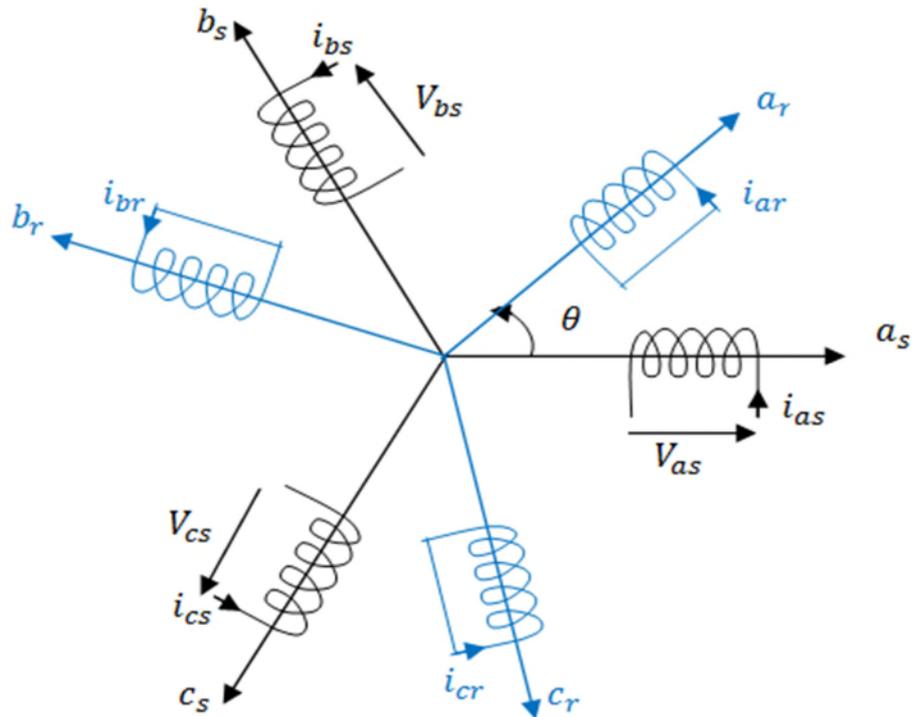


Figure I.9. Présentation des axes statorique et rotorique

L'angle θ , caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

D'après l'équation (I.1), nous résumons les trois phases statoriques et rotoriques par l'écriture matricielle suivante [6] :

Pour le stator nous avons:

$$[v_{abcs}] = R_s[i_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abcs}] \quad [I.2]$$

Et pour le rotor :

$$[v_{abcr}] = R_r[i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abcr}] = 0 \quad [I.3]$$

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre):

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \dots \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ \dots \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{rs}(\theta)] & [M_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \dots \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad [I.4]$$

Pouvant être détaillé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & \vdots & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & \vdots & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & \vdots & m_3 & m_2 & m_3 \\ \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots \\ m_1 & m_2 & m_3 & \vdots & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & \vdots & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & \vdots & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad [I.5]$$

Avec ;

$$\begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos \theta \\ m_2 = m_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ m_3 = m_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad [I.6]$$

I.7.3. Transformation de Park [8] [9]

La modélisation de la machine asynchrone passe par la transformation d'un système triphasé à un système biphasé et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Pour cela on applique la matrice de passage de Park qui repose sur l'invariance des puissances entre les deux systèmes triphasé et biphasé, suivante :

$$[P(\theta_i)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad [I.7]$$

Le changement de variable relatif aux courants, aux tensions et aux flux est :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_i)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ Et } \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta_i)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad [I. 8]$$

Où θ_i représente l'angle entre l'axe "d" et l'axe de référence dans le système triphasé.

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale équilibrée, les composantes homopolaires sont nulles.

La transformation de Park faite pour l'égalité des amplitudes lorsque $\theta_i = 0$ porte le nom de la transformation de Clarke [C].

I.7.4. Choix du système d'axes

Il en existe trois importants. Nous pouvons fixer le repère du système d'axe biphasé au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère est mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r (figure I.10) afin d'effectuer les rotations [8].

➤ Système d'axes lié au stator

$$\text{Immobile par rapport au stator, d'où : } \theta_s = 0 \quad [I. 9]$$

➤ Système d'axes lié au rotor

$$\text{Immobile par rapport au rotor, d'où : } \theta_r = 0 \quad [I. 10]$$

➤ Système d'axes lié au champ tournant

Le champ tournant est créé par le bobinage statorique et tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique, qui permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Ce système d'axe est immobile par rapport au champ électromagnétique créée par les enroulements statoriques donc [8]:

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt \quad [I. 11]$$

I.7.5. Modèle biphasé de la machine lié au système d'axe lié au champ tournant (d, q)

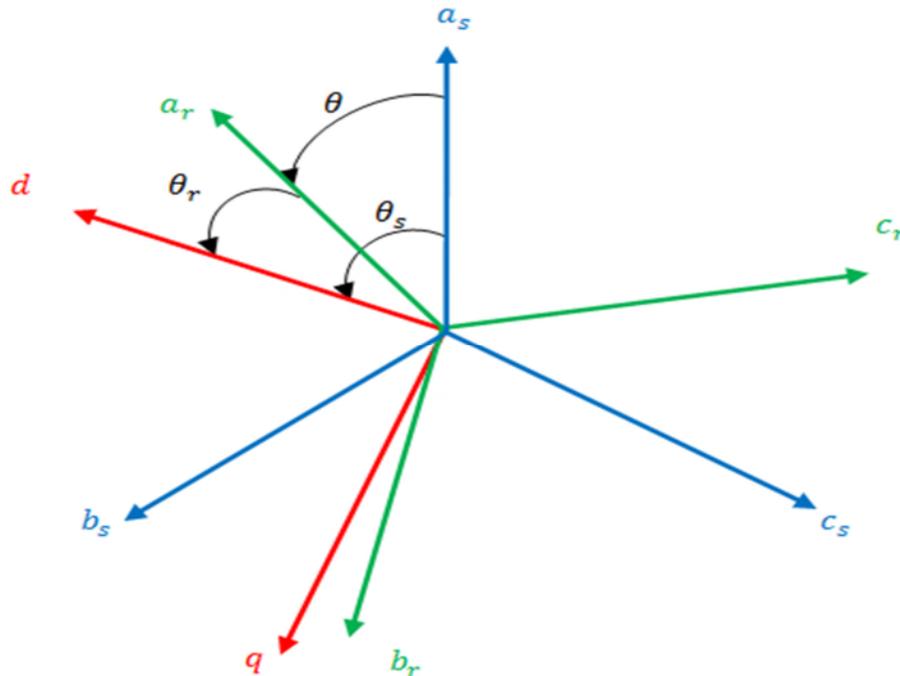


Figure I.10. Représentation des axes statorique et rotorique dans le repère (d, q)

L'application de la transformée de Park directe, tel que le système d'axe soit lié au champ tournant, permet d'avoir les équations électriques, magnétiques, et mécanique [8]. Pour les équations en tension nous aurons le système d'équations électriques suivant :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad [I.12]$$

Et pour les flux statoriques et rotoriques on aura le système d'équations magnétiques :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad [I.13]$$

Avec :

$$\begin{cases} L_s = l_s - m_s \\ L_r = l_r - m_r \\ M = \frac{3}{2} m_{sr} \end{cases} \quad [I.14]$$

En introduisant le système d'équations [I.15] dans [I.14] :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s p i_{ds} + M p i_{dr} - \omega_s (L_s i_{qs} + M i_{qr}) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s p i_{qs} + M p i_{qr} + \omega_s (L_s i_{ds} + M i_{dr}) \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + L_r p i_{dr} + M p i_{ds} - \omega_{gl} (L_r i_{qr} + M i_{qs}) = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + L_r p i_{qr} + M p i_{qs} + \omega_{gl} (L_r i_{dr} + M i_{ds}) = 0 \end{cases} \quad [I.15]$$

Pour l'équation mécanique de la machine, nous obtenons:

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad [I.16]$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \text{ et } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad [I.17]$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé de faire la régulation (exemple : commande vectorielle).

I.8. Simulation sous Matlab Simulink

La bibliothèque Matlab Simulink a permis la conception du schéma bloc de la MAS ci-après, qui nous a permis d'obtenir les caractéristiques de la vitesse et du couple électromagnétique et l'allure des différents courants, et ce, en tenant compte des paramètres de la machine asynchrone.

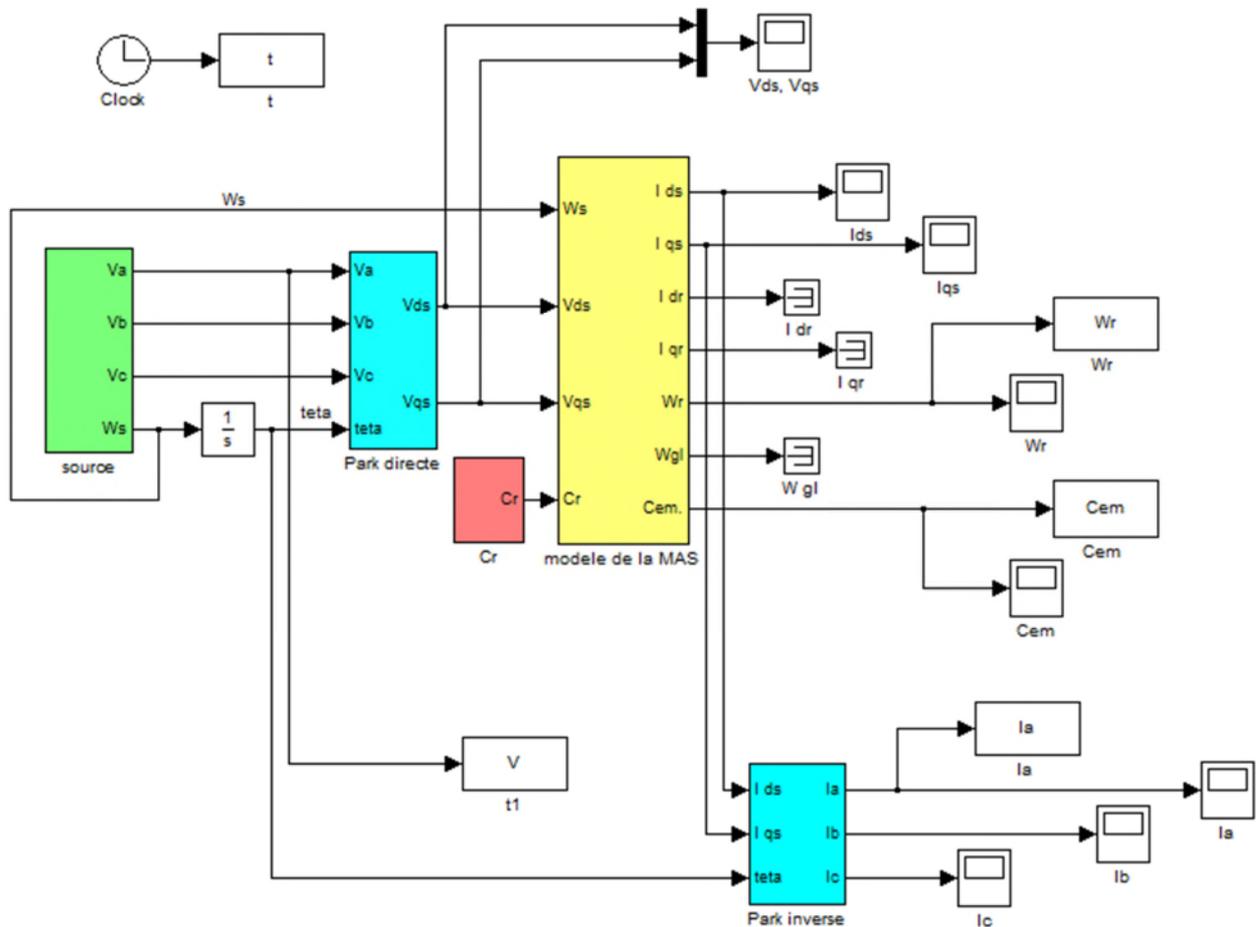
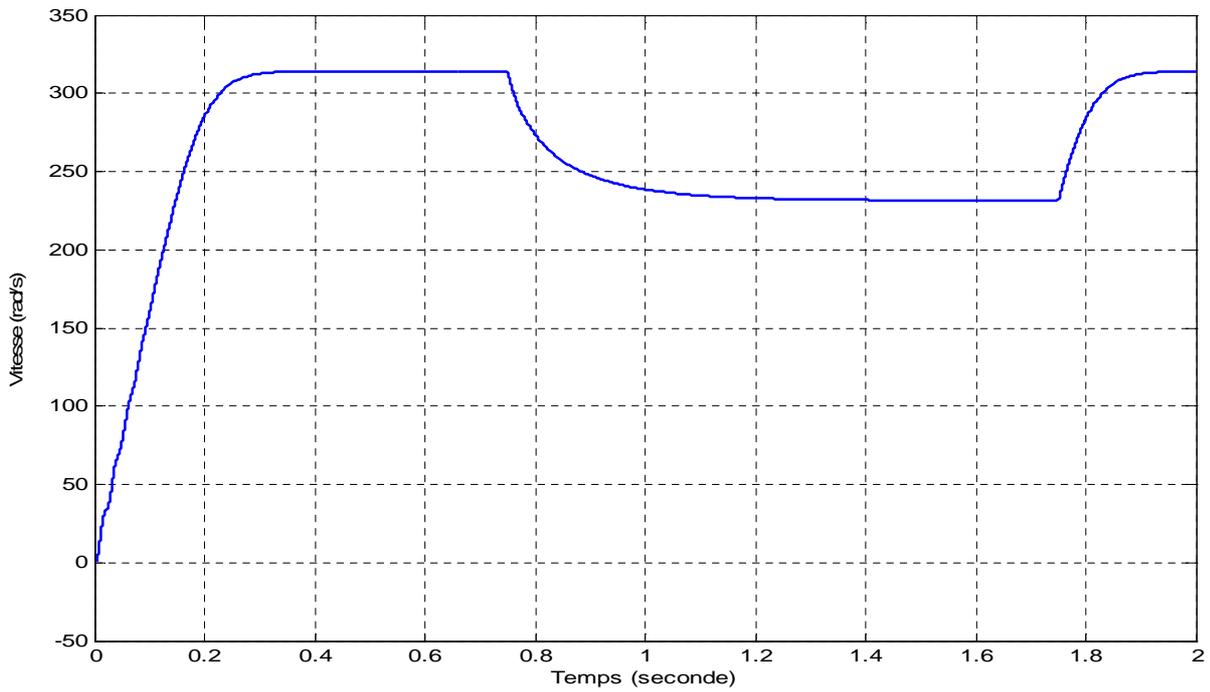
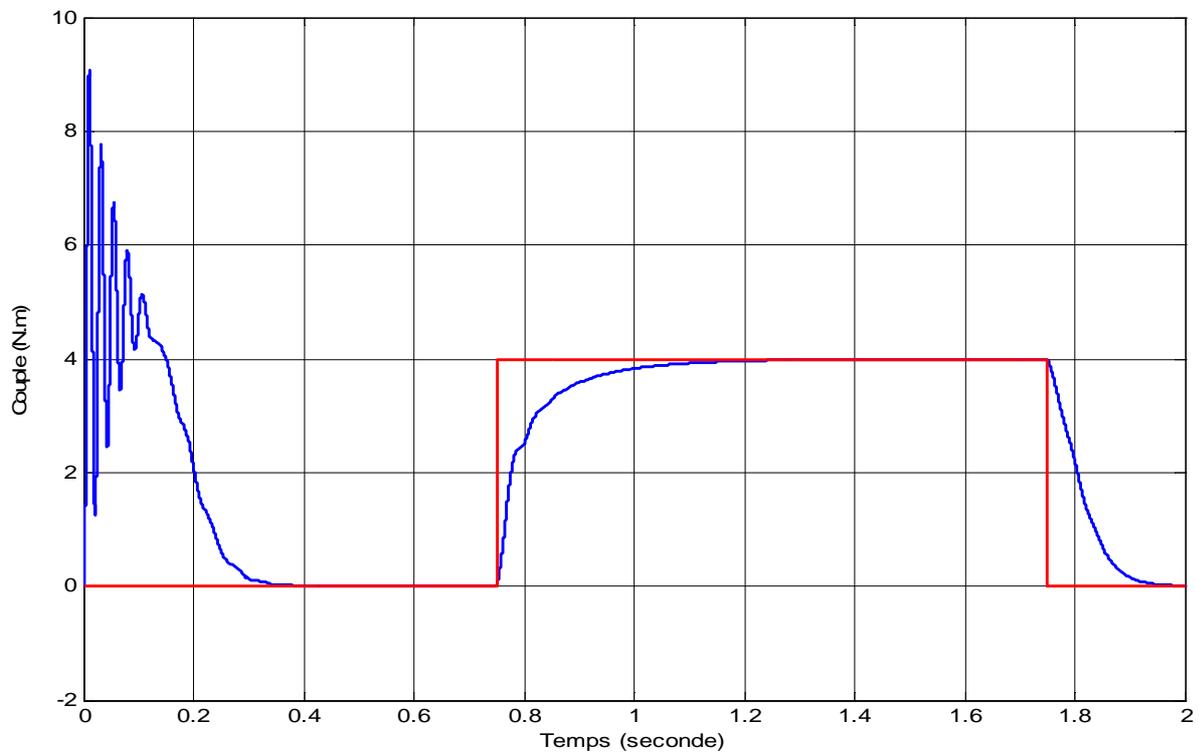


Figure I.11. Schéma bloc de la machine asynchrone sous Matlab Simulink

➤ **Résultat de la simulation du MAS****Figure I.12.** Courbe caractéristique de la vitesse de rotation**Figure I.13.** Courbe caractéristique du couple électromagnétique

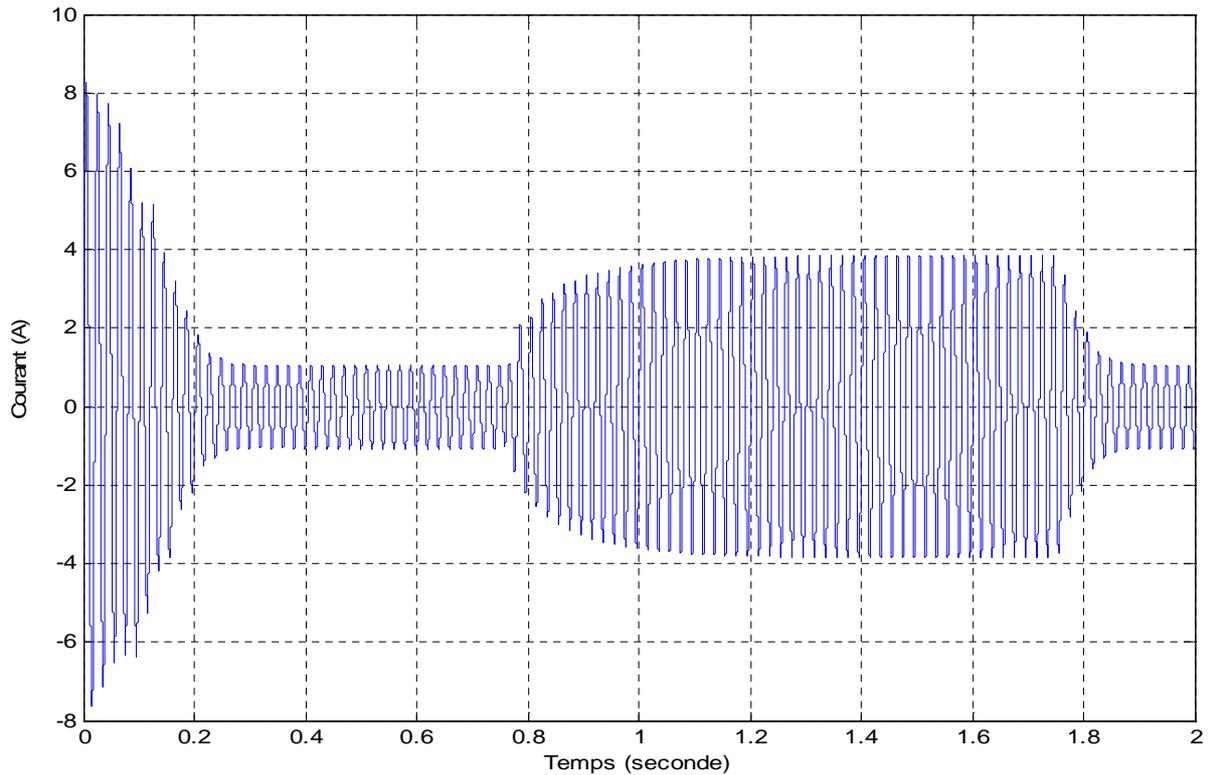


Figure I.14. Allure du courant statorique dans une phase

➤ Interprétation des résultats de simulation

Lors de l'application d'un couple de charge de 04 N.m à $t=0.75s$ et à $t=1.75s$ (Figure I.13), une diminution permanent de la vitesse apparaît (Figure I.12), ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation, après l'annulation du couple de charge à $t=1.75s$ la vitesse regagne sa valeur de consigne. On note des oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une courte durée. Ainsi le couple monte à 09 N.m alors que le couple nominal du moteur est de l'ordre de 10 N.m.

Sur l'allure du courant statorique, on remarque un fort appel de courant qui coïncide avec l'instant de l'application du couple résistant, ce qui s'explique par un besoin plus important en énergie.

I.9. Conclusion

La modélisation joue un rôle important dans le processus de simulation d'un système. En effet, grâce à sa précision, il est possible de déterminer le degré de rapprochement du système réel avant l'implémentation de chaque technique de commande. Ce premier chapitre est consacré à la description, la présentation et la modélisation de la machine asynchrone ainsi que sa simulation en utilisant le module Simulink du logiciel Matlab avec une alimentation directe. Le moteur asynchrone s'impose dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction; par contre, sa commande nécessite des dispositifs électroniques complexes.

Chapitre II

Variateur de vitesse

II.1. Introduction

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis, depuis peu, l'essor des variateurs de vitesse. Aujourd'hui, les machines asynchrones vont se placer au rang de pionniers dans la plupart des entraînements à vitesse variable dans de nombreux secteurs industriels. Il faut donc s'attendre à la disparition progressive des entraînements utilisant la machine à courant continu [10].

Un variateur de vitesse est un équipement électrotechnique alimentant un moteur électrique, de façon à pouvoir faire varier sa vitesse en continu, de l'arrêt jusqu'à sa vitesse nominale. La vitesse peut être proportionnelle à une valeur analogique fournie par un potentiomètre, ou par une commande externe: un signal de commande analogique ou numérique, issue d'une unité de contrôle [2].

II.2. Procédés de variation de vitesse des MAS

La technologie électronique ; variateurs de vitesse ; présente de nombreux avantages comme: diminution des pertes mécaniques, diminution des surintensités et réglage précis et modification facile de la valeur de la vitesse [11].

$$n = n_s(1 - g) = \frac{f^*(1-g)}{p} \quad [\text{II.1}]$$

Avec ;

n : vitesse de rotation [rad/s]

n_s : vitesse du champ tournant [rad/s]

g : glissement

f : fréquence

p : nombre de Paire de pôles

D'après l'équation [II.1], la variation de vitesse d'un MAS, peut se faire à partir de : Action sur la vitesse de synchronisme (vitesse du champ tournant), action sur le glissement, action sur les pôles et action sur la fréquence.

Dans un moteur à courant alternatif, la vitesse mécanique du rotor est liée à la fréquence des courants au stator. Ce lien mathématique rend possible une commande de la vitesse du rotor par la commande de la fréquence du courant au stator [12].

Le glissement compare la vitesse rotorique à celle de synchronisme par rapport à cette dernière en utilisant la relation suivante :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad [\text{II.2}]$$

$$\omega_r = \frac{2\pi * f}{p} (1 - g) \quad [\text{II.3}]$$

L'équation [II.3] vient donc confirmer ce qui a été dit au paravent.

II.2.1. Action sur le nombre de paires de pôles

La vitesse d'un moteur asynchrone est fonction de son nombre de paires de pôles et de la fréquence du réseau.

$$N_s = \frac{60 * f_s}{p} \text{ [tr/mn]} \quad [\text{II.4}]$$

Une paire de pôles $\Rightarrow N_s = 3000 \text{ tr/mn}$;

Deux paires pôles $\Rightarrow N_s = 1500 \text{ tr/mn}$.

Nous modifions le nombre de paires de pôles par commutateurs sans modifier l'implantation des bobinages du stator. Par construction, nous obtenons un stator qui prend plusieurs polarités, et par simple modification du couplage de ces bobines statoriques nous varions la vitesse [13].

Nonobstant qu'elle présente l'inconvénient de la limitation de la plage de variation de la vitesse.

II.2.2. Action sur le glissement

L'action sur le glissement se fait par :

- Action sur la tension d'alimentation statorique (autotransformateur, gradateur).
- Rhéostat de glissement au rotor dans le cas d'une machine à rotor bobiné.

Si la charge (machine entraînée) appliquée au moteur augmente, le rotor va ralentir, et le glissement augmente.

➤ Le gradateur

Surtout utilisé comme procédé de démarrage sur des machines dont le couple résistant est de type parabolique [13].

L'action s'y fait sur la tension statorique. Ce moyen permet une certaine modification de la vitesse, mais la plage des variations reste faible. De plus, le réseau est perturbé par les harmoniques de courants dues au découpage par le gradateur, additionné à cela le risque de décrochage ($C_{em} < C_r$). C'est donc un procédé à ne mettre en œuvre qu'en phases transitoires, un démarrage par exemple, mais à définitivement éviter pour la variation de vitesse [3].

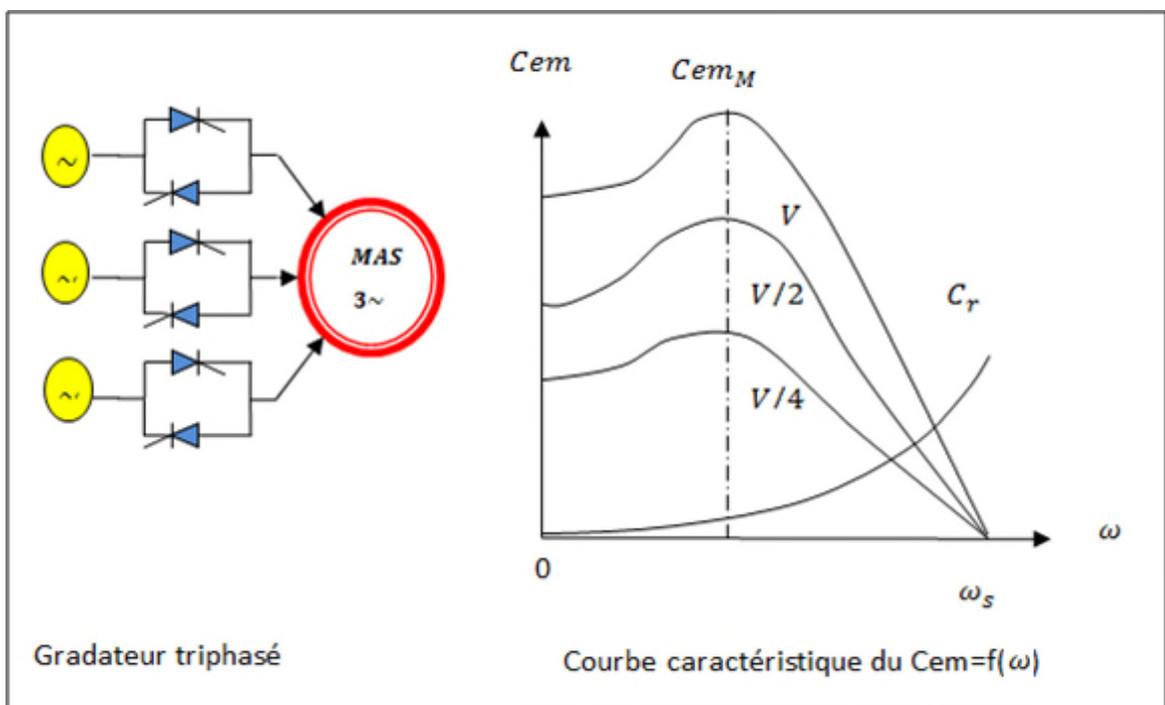


Figure II.1 Réglage de la tension d'alimentation par un gradateur

➤ Rhéostat de glissement rotoriques

Cette technique est utilisée sur le moteur à rotor bobiné. Le couple peut être maximal dans toute la plage de variation de vitesse, mais les pertes dans le rhéostat rotorique sont d'autant plus importantes que la vitesse du moteur est faible [14].

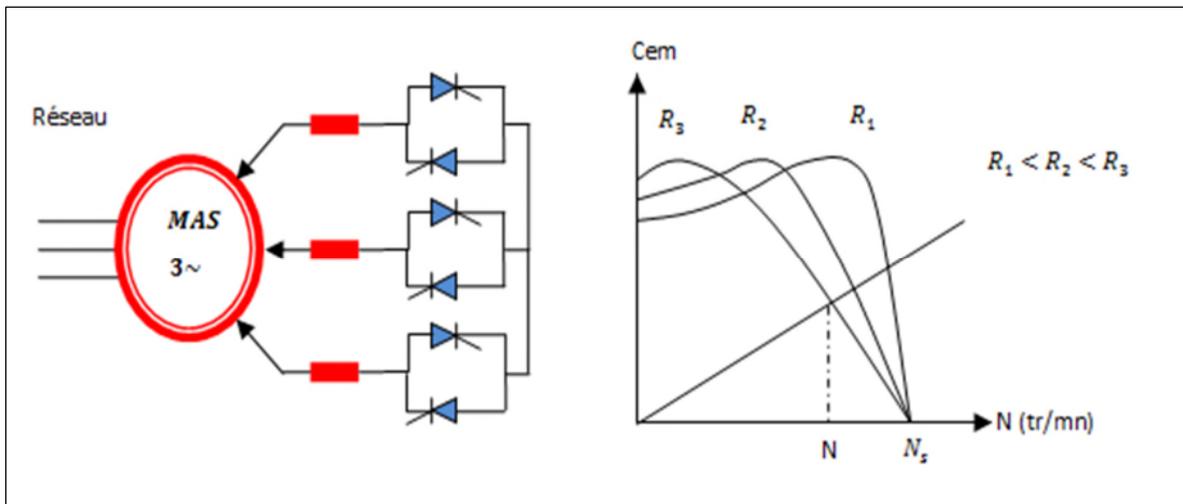


Figure II.2 Réglage de vitesse avec résistance de glissement

La modification de la vitesse est optimale, puisque la plage de variation s'étend d'une vitesse nulle à celle de synchronisme. Cependant, les résistances ne peuvent être insérées ou supprimées que si le rotor est accessible. Il faut donc que la machine dispose d'un rotor bobiné: elle demeure moins répandue. D'autre part, la puissance dissipée dans les résistances altère le rendement de l'entraînement [3].

II.2.3. Action sur la fréquence de la tension d'alimentation statorique

La vitesse de synchronisme ω_s dépend de la fréquence f_s des courants statoriques. Et comme la vitesse de rotation est en fonction de la vitesse de synchronisme, la variation de la vitesse du moteur dépend au fait, de la variation de la fréquence f_s .

Le convertisseur statique, de type onduleur, permet un fonctionnement du moteur avec un couple maximal, par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, tout en conservant le caractère constant du rapport V/f_s . Si nous augmentons la vitesse il faut augmenter la fréquence et la tension d'alimentation dans les limites du bon fonctionnement de la machine. Sur le plan technique, cela permet un très bon réglage de la vitesse. Un moteur asynchrone pouvant fonctionner sous 220V / 50Hz n'est pas sous-alimenté si, à l'aide d'un onduleur, nous lui appliquons qu'une tension de

110V à 25Hz. Il peut ainsi développer, à vitesse réduite, le même couple maximale que celui qu'il peut fournir à vitesse élevée [8] [15].

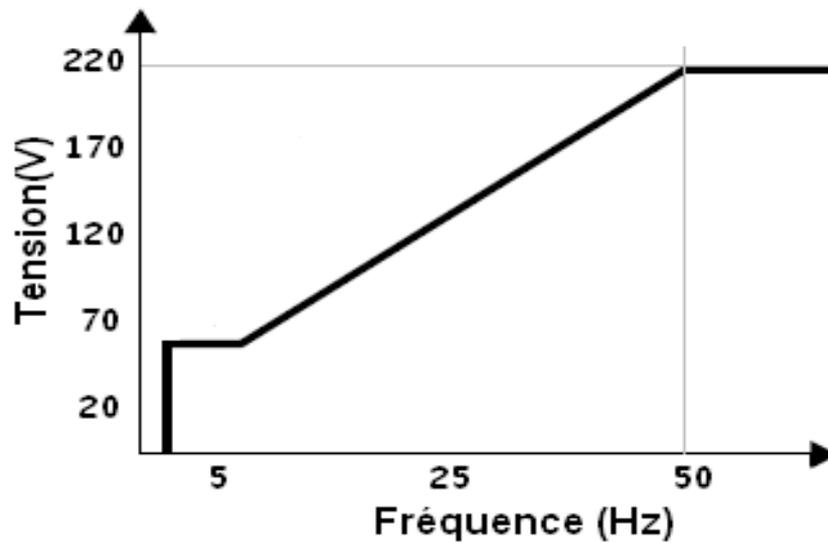


Figure II.3 Courbe caractéristique de V/f_s constant

La commande en V/f_s ne fonctionne qu'à la condition que les pertes par effet Joule au stator, fuite magnétique,... etc. soient négligeables, ce qui est faux à basse vitesse et en régime transitoire: au démarrage, cette commande n'est utilisable qu'à partir d'un certain seuil [15].

➤ Intérêt de l'action sur la fréquence f_s

L'action sur la fréquence f_s tout en conservant le rapport V/f_s constant, permet :

- De translater les courbes du couple par action sur ω_s .
- De maintenir la valeur du couple à sa valeur maximale.

Elle permet donc, la modification de la vitesse de rotation en charge de la machine tout en plaçant le point de fonctionnement là où le couple d'entraînement est le plus satisfaisant pour mouvoir la charge [3].

II.3. Variateur de fréquence

Depuis la venue de la technologie des semi-conducteurs, la variation de vitesse électronique des moteurs électriques a pris le dessus sur les anciens systèmes. Le principe général du variateur de fréquence est de transformer la tension d'alimentation sinusoïdale triphasée du réseau en une tension continue, de façon à disposer d'une «matière première» permettant de générer une nouvelle tension triphasée de la fréquence désirée.

Le variateur de fréquence est composé essentiellement :

- d'un redresseur qui est connecté à une alimentation triphasée (le réseau), génère une tension continue à l'ondulation résiduelle (le signal n'est pas parfaitement continu).

Le redresseur peut être de type commandé ou non commandé.

- d'un circuit intermédiaire agissant principalement sur le "lissage" de la tension de sortie du redresseur (améliore la composante continue). Le circuit intermédiaire peut aussi servir de dissipateur d'énergie lorsque le moteur devient générateur.

- d'un onduleur qui engendre le signal de puissance à tension et/ou fréquence variables.

- d'une électronique de commande pilotant (transmission et réception des signaux) le redresseur, le circuit intermédiaire et l'onduleur [11].

II.3.1. Le Redresseur

La fonction du redresseur est de transformer la tension alternative triphasée du réseau en tension continue. En pratique, il est difficile d'obtenir une tension de sortie parfaitement continue, ce qui donne en général une tension continue comportant une ondulation résiduelle. Suivant le type de technologie utilisé, il est possible de concevoir un circuit redresseur non commandé ou commandé [16].

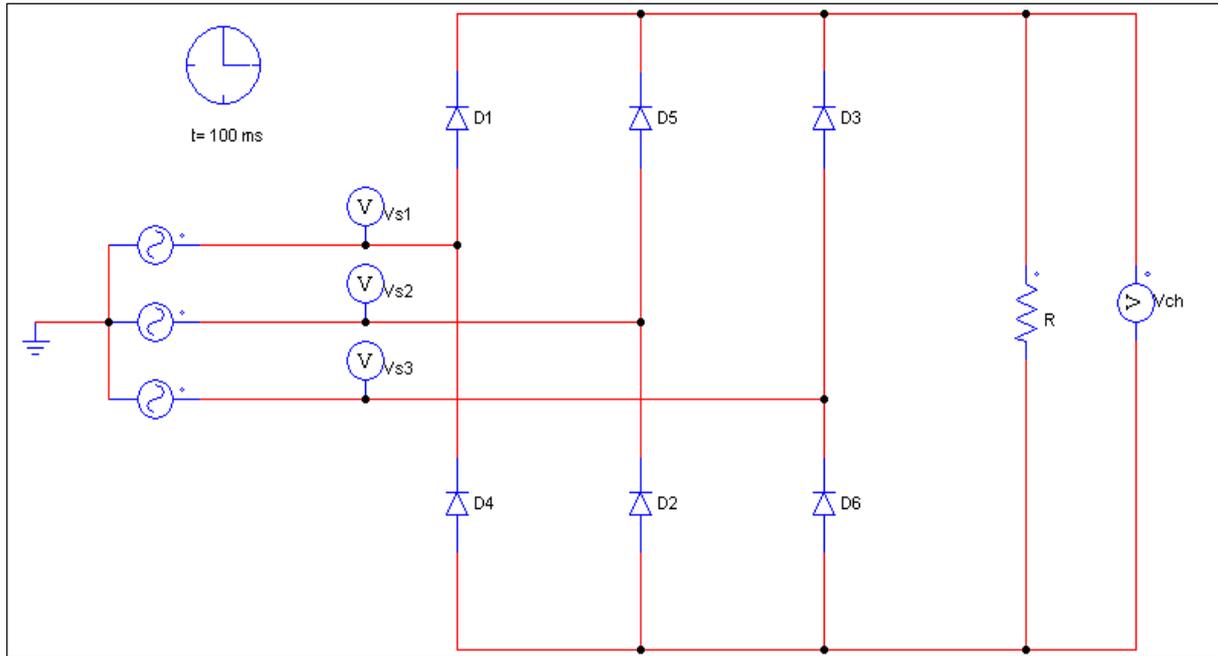


Figure II.4. Montage d'un redresseur triphasé non commandé (pont PD3)

Avec : $V_{\text{eff}} = 220 \text{ volt}$; $R = 20 \Omega$

Dans un redresseur triphasé non-commandé, le pont de diodes permet, comme le montre la figure ci-dessus, de générer une tension continue en redressant l'alternance négative de chaque'une des trois tensions composées. On voit que la tension de sortie n'est pas tout à fait continue et comporte une ondulation résiduelle.

- Courbes $\{V_{ch}, V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}\} = f(t)$

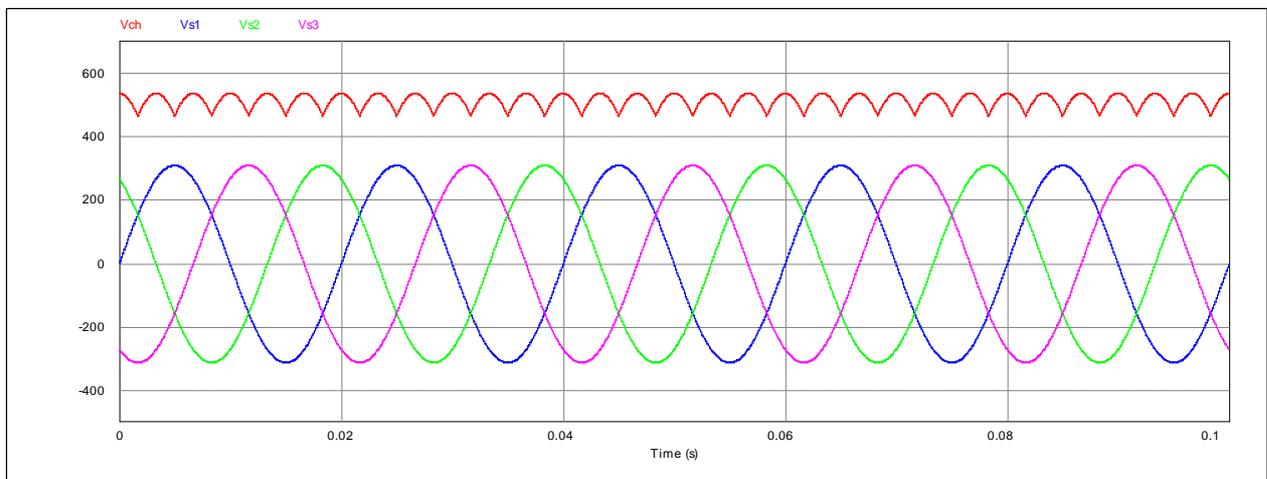


Figure II.5. Courbe $V_{ch} = f(t)$

Chaque diode conduit ainsi pendant un tiers de période (on dira que l'indice de commutation de ce montage est $q = 3$) tandis que la tension redressée se compose de six portions de sinusoïdes par période T (on dira que l'indice de pulsation est $p = 6$) ; ces deux indices avaient des valeurs égales dans le cas des montages parallèles simples.

Valeur moyenne ;

$$U_{d moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad [\text{II.5}]$$

Ce résultat montre clairement que la tension obtenue est continue mais elle présente des ondulations, reste à lisser cette tension en introduisant un étage de filtrage composé principalement d'une capacité.

Le redresseur fournit au circuit intermédiaire (circuit de filtrage) la tension continue présente à sa sortie.

II.3.2. Le circuit intermédiaire

Ce circuit joue plusieurs rôles suivant les options prises sur le type de variateur dont principalement le lissage en courant ou en tension du signal de sortie du redresseur et le contrôle du niveau de tension ou de courant d'attaque de l'onduleur. Il peut aussi servir à :

- découpler le redresseur de l'onduleur.
- réduire les harmoniques.
- stocker l'énergie due aux pointes intermittentes de charge.

On différencie le circuit intermédiaire à :

- À courant continu variable lorsque le redresseur est commandé (variation de la tension de sortie du redresseur).
- À tension continue variable ou constante lorsque le redresseur est respectivement commandé ou pas.
- À tension variable lorsque le redresseur est non-commandé.

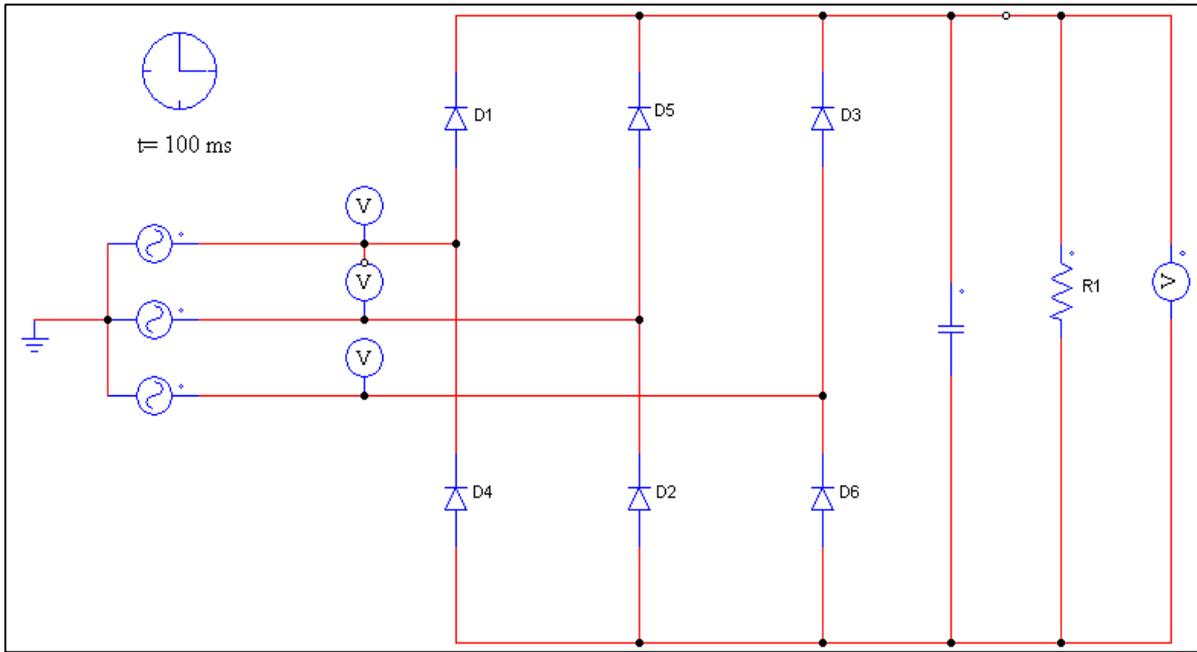


Figure II.6. Montage Redresseur non commandé relié à un filtre passif

Avec, $V_{eff} = 220v$; $C = 1 \mu F$; $R = 20\Omega$

o Courbe $V_{ch} = f(t)$

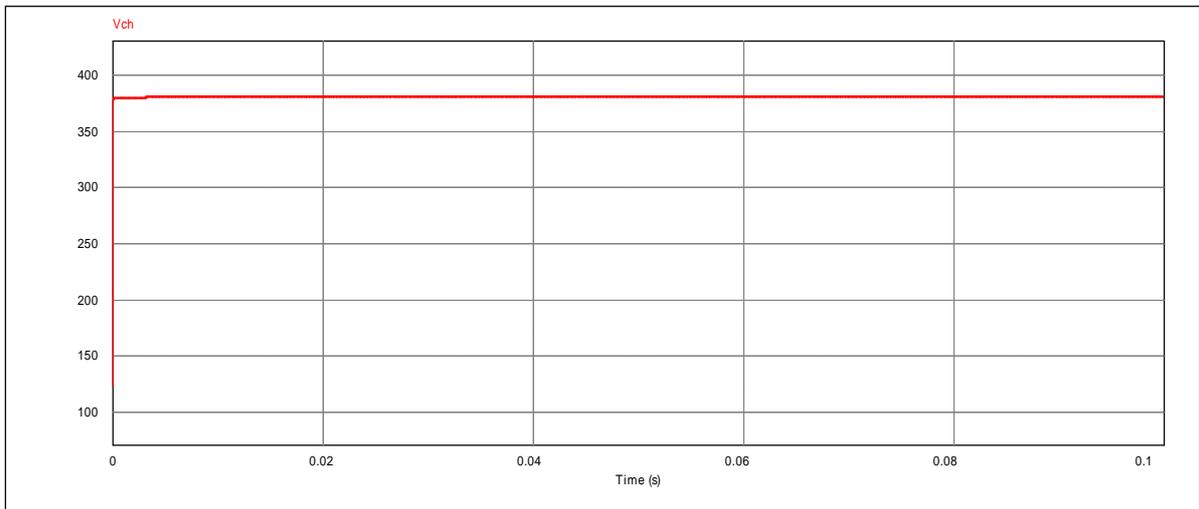


Figure II.7. Courbe $V_{ch} = f(t)$

Après l'insertion d'un filtre à la sortie du redresseur, on obtient une tension de sortie presque parfaitement continue (Lissage de la tension et courant de sortie).

❖ Le circuit intermédiaire à courant continu variable

Ce type de circuit intermédiaire caractérise les variateurs à source de courant. Il est composé d'une bobine (ou self) de lissage "passe bas" (filtration des basses fréquences) permettant de réduire l'ondulation résiduelle. En d'autres termes la bobine transforme la tension de sortie du redresseur à ondulation résiduelle en un courant continu.

❖ Le circuit intermédiaire à tension continue constante ou variable

Ce type de circuit intermédiaire caractérise les variateurs à source de tension. Il est composé d'une bobine (ou self) de lissage "passe bas" (filtration des basses fréquences) et d'un condensateur "passe haut" (filtration des hautes fréquences) permettant de réduire l'ondulation résiduelle.

Pour un redresseur commandé, le circuit intermédiaire transforme la tension de sortie à ondulation résiduelle du redresseur en tension continue d'amplitude variable.

Pour un redresseur non-commandé, la tension à l'entrée de l'onduleur est une tension continue dont l'amplitude est constante.

II.3.3. L'onduleur

L'onduleur est la dernière partie du variateur de fréquence 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 [16].

L'onduleur fournit au moteur une grandeur variable en tension ou en fréquence ou les deux en même temps suivant le cas. En effet, une alimentation de l'onduleur :

- En tension ou en courant continue variable, lui permet de réguler la vitesse du moteur en fréquence.
- En tension continue constante, lui impose de réguler la vitesse du moteur en tension et en fréquence.

II.3.3.1. Définition de l'onduleur

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue. C'est la fonction inverse d'un redresseur (Pour $\alpha > 90^\circ$, le redresseur fonctionne en onduleur assisté). L'onduleur est un convertisseur de type continu/alternatif [17].

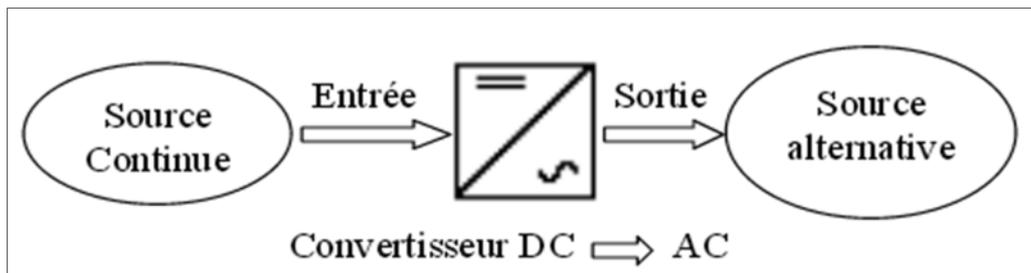


Figure II.8. Schéma explicatif d'un convertisseur DC/AC (Onduleur)

II.3.3.2. Classification des onduleurs [25]

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.

II.3.3.2.1. Onduleur autonome

C'est un système qui nécessite des composants commandés 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 est quelconque, cet onduleur n'est pas réversible.

II.3.3.2.2. 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.

II.3.3.3. Structure de l'onduleur

L'onduleur est composé de six transistors avec une diode antiparallèle pour chacun. Les transistors T1 et T1' comme T2 et T2' et T3 et T3' sont complémentaires en théorie c'est-à-dire que lorsque l'un des deux est ouvert l'autre est fermé et inversement. Dans la théorie seulement car les commutations réelles des interrupteurs de puissance ne sont pas instantanées. La configuration la plus dangereuse est celle où les deux transistors sont fermés, car la tension de bus (de l'ordre de plusieurs centaines de volts) est mise en court-circuit. Un courant très important se déverse alors dans les transistors entraînant leur destruction. C'est donc cette configuration que l'on va éviter. On ouvrira donc l'un des transistors avant de fermer l'autre. Le temps de sécurité entre l'ouverture de l'un et la fermeture de l'autre est appelé « temps mort ». Il doit être parfaitement calibré pour un fonctionnement optimal de l'onduleur. Le moteur étant un circuit inductif qui n'apprécie pas les discontinuités de courants, c'est pour cela que chaque transistor possède une diode en anti parallèle. Pour laisser passer le courant pendant les phases où les deux transistors sont ouverts. [16]

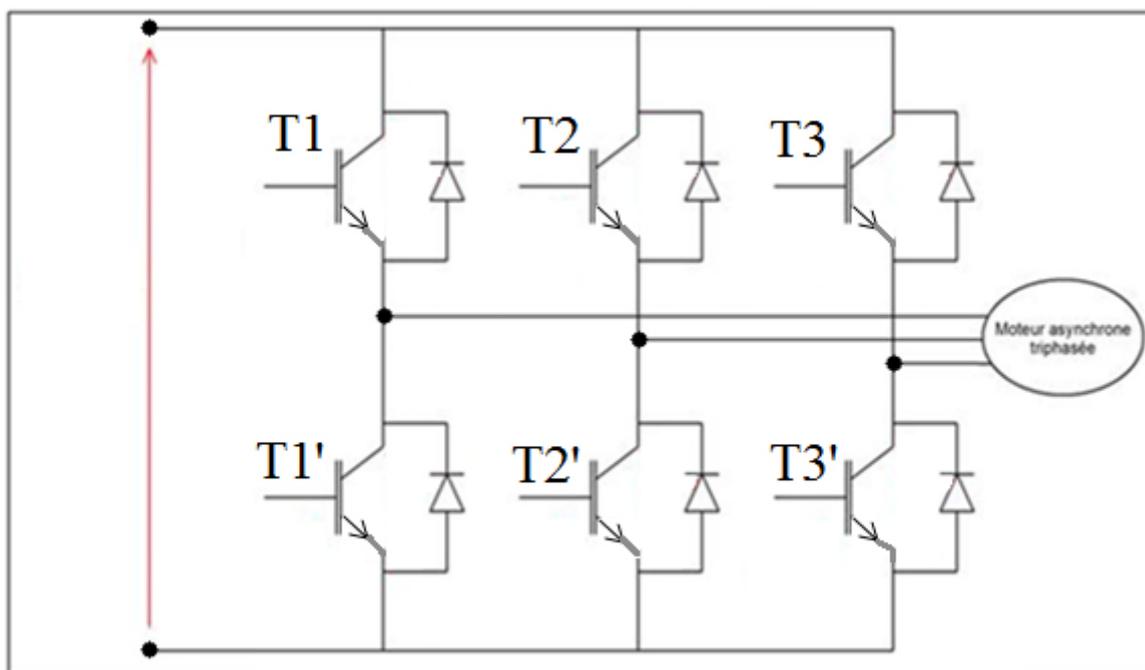


Figure II.9. Structure d'un onduleur triphasé

➤ Les transistors

L'invention du transistor en 1948 a lancé une véritable révolution technologique qui se poursuit aujourd'hui, Le transistor est fondamentalement un composant qui peut être utilisé de deux manières différentes :

- ✚ en amplification
- ✚ en commutation

❖ Les différents types de transistors [18]

○ Le Transistor bipolaire

On distingue deux sortes de transistors bipolaires (PNP et NPN) et c'est le sens du courant, qu'ils laissent passer dans une direction et bloquent dans l'autre, qui les différencie. Pour obtenir des gains d'amplification importants on multiplie et enchaîne simplement les étages (circuits) d'amplification (transistors).

○ Le Transistor à effet de champ MOSFET

Un transistor à effet de champ permet de commander un "grand" courant drain - source I_{DS} à l'aide d'une tension de commande grille - source U_{GS} . Un canal dopé (P ou N) entre Drain et Source est rendu +/- conducteur par une jonction PN entre Grille et Source polarisée en inverse. C'est une commande en tension car il n'y a pratiquement aucun courant demandé par la grille. Ils sont utilisés comme un dispositif semi-conducteur de la famille des transistors. Sa particularité est d'utiliser un champ électrique pour contrôler la forme et donc la conductivité d'un « canal » dans un matériau semi- conducteur. Il concurrence le transistor bipolaire dans de nombreux domaines d'application, tels que l'électronique numérique.

○ Le Transistor IGBT

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) est un dispositif semi-conducteur de la famille des transistors qui est utilisé comme interrupteur électronique, principalement dans les montages de l'électronique de puissance.

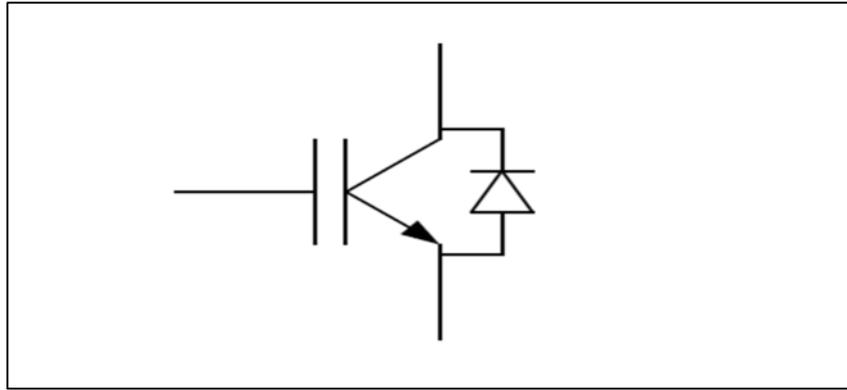


Figure II.10. Symbole usuel de l'IGBT

Pour éviter d'endommager un transistor IGBT il y a plusieurs moyens :

- ✓ Sortir de l'aire de sécurité (figure II.9) avec :
 - Courant I_c trop grand.
 - Tensions V_{ce} trop grandes.
- ✓ Trop de puissance dissipée dans le composant.
- ✓ Tensions et courants inverses.

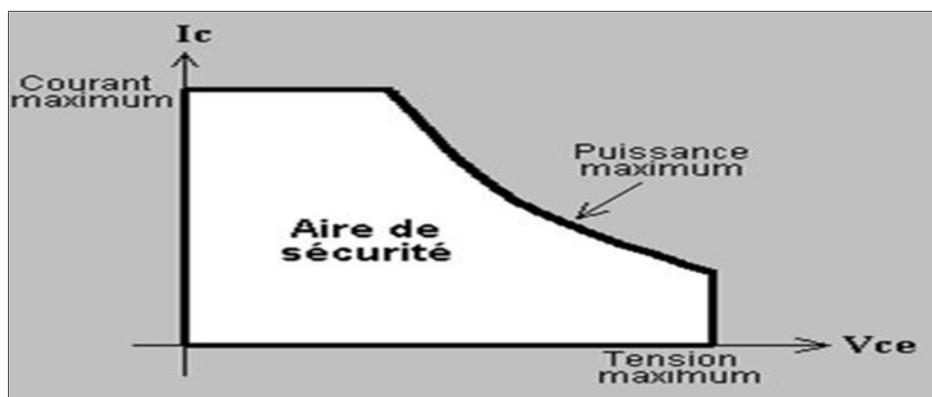


Figure II.11. Air de sécurité d'un transistor

Avec : I_c : Le courant maximal que le transistor peut supporter.

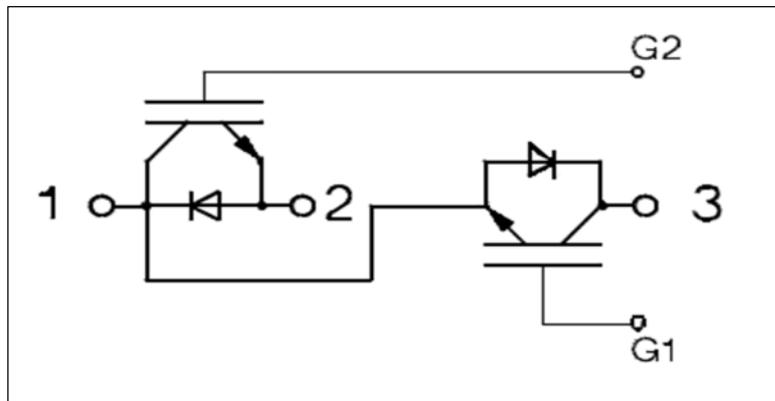


Figure II.12. Structure interne de l'IGBT

Avec ; G1, G2 : gâchette des transistors

1 : Liaison de l'IGBT avec le moteur

2 : Liaison de l'IGBT avec la borne (-) de l'alimentation.

3 : Liaison de l'IGBT avec la borne (+)

❖ Comparaison entre les 3 types de transistors [19]

Le MOSFET est très bien adapté pour les convertisseurs basse-tension et à fréquence élevée (inférieure à 100V et supérieure à 50kHz) alors que l'IGBT est utilisé pour les tensions supérieures à 300V et des fréquences rarement supérieures à 20kHz. Les GTO et thyristors sont dédiés aux applications haute tension (>1kV) fort courant (>1kA). La figure II.13 résume cette classification de composants de puissance en fonction de la fréquence de commutation et du produit U.I des composants.

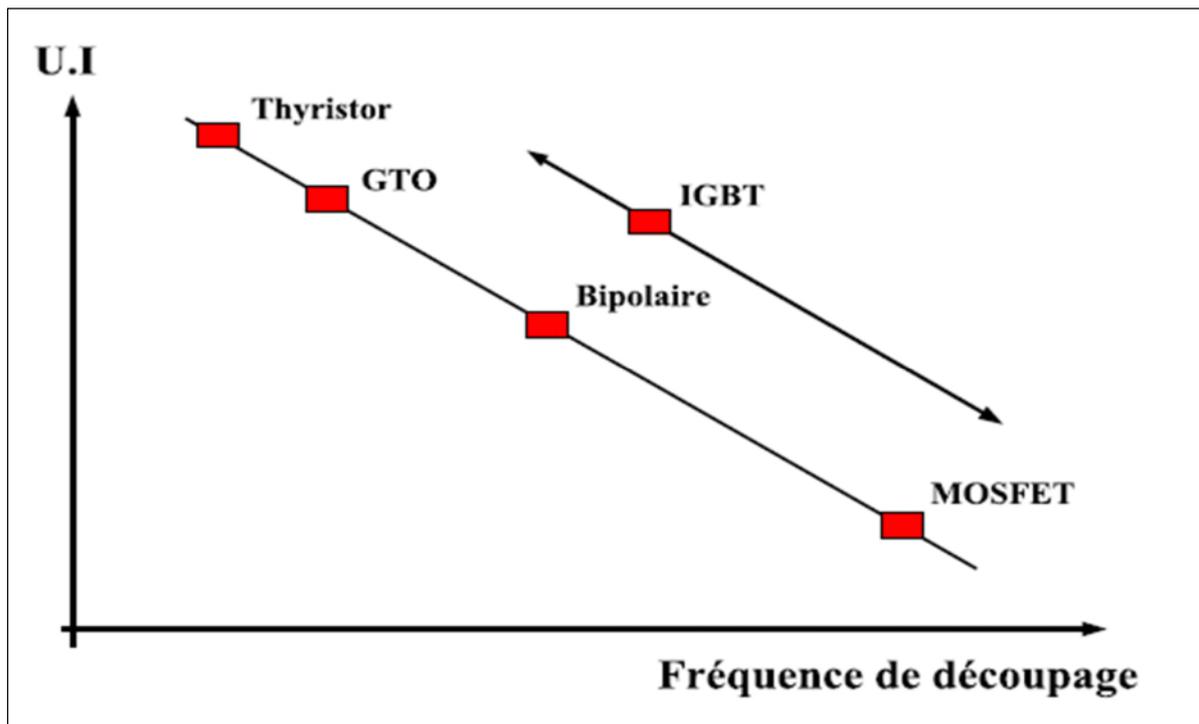


Figure II.13. Classification des composants de puissance en fonction de la fréquence de découpage et le produit U.I des composants

Les modules IGBT ont un domaine d'application qui recouvre totalement celui des transistors bipolaires, partiellement celui des MOSFET et des GTO. C'est pourquoi les modules IGBT sont des composants d'avenir dans les fortes et moyennes puissances.

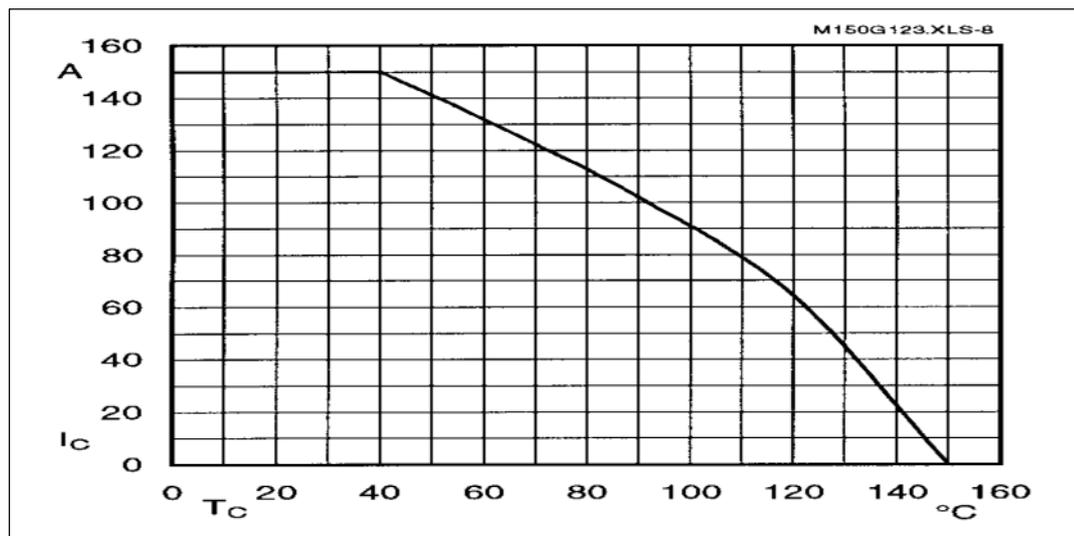
Dans notre travail, on utilisera un IGBT type SKM 150GB 123D



Figure II.14. Photo d'un module IGBT SKM 150GB 123D

Caractéristiques :

Symbole	Conditions	min.	type.	max.	Unité
$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0, I_C = 4 \text{ mA}$	$\geq V_{CES}$	-	-	V
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 4 \text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0 \quad T_j = 25 \text{ °C} - 0,2 \text{ 2 mA}$ $V_{CE} = V_{CES} \quad T_j = 125 \text{ °C}$	-	0,2	2	mA
I_{GES}	$V_{GE} = 20 \text{ V}, V_{CE} = 0$	-	-	1	μA
V_{CEsat}	$I_C = 100 \text{ A} \quad V_{GE} = 15 \text{ V};$ $I_C = 150 \text{ A} \quad T_j = 25 (125) \text{ °C}$	-	2,5(3,1)	3(3,7)	V
g_{fs}	$V_{CE} = 20 \text{ V}, I_C = 100 \text{ A}$	54	-	-	S

Tab II.1. Caractéristique du module IGBT**Figure II.15.** Courbe $I_c=f(T)$

D'après la courbe de la Figure II.15, on remarque qu'à partir de 40°C ; le courant I_c diminue avec l'augmentation de la température (T) de l'IGBT.

❖ Structure d'un boîtier de Module IGBT

La figure II.16 montre la structure d'un boîtier de module IGBT. On voit apparaître la semelle (base plate) qui garantit la rigidité mécanique de l'ensemble et le transfert thermique de l'intérieur vers l'extérieur du boîtier ; les couches d'isolants entre les puces de silicium et la semelle pour l'isolation galvanique des boîtiers ; les "bondings" et les connexions vers l'extérieur [19].

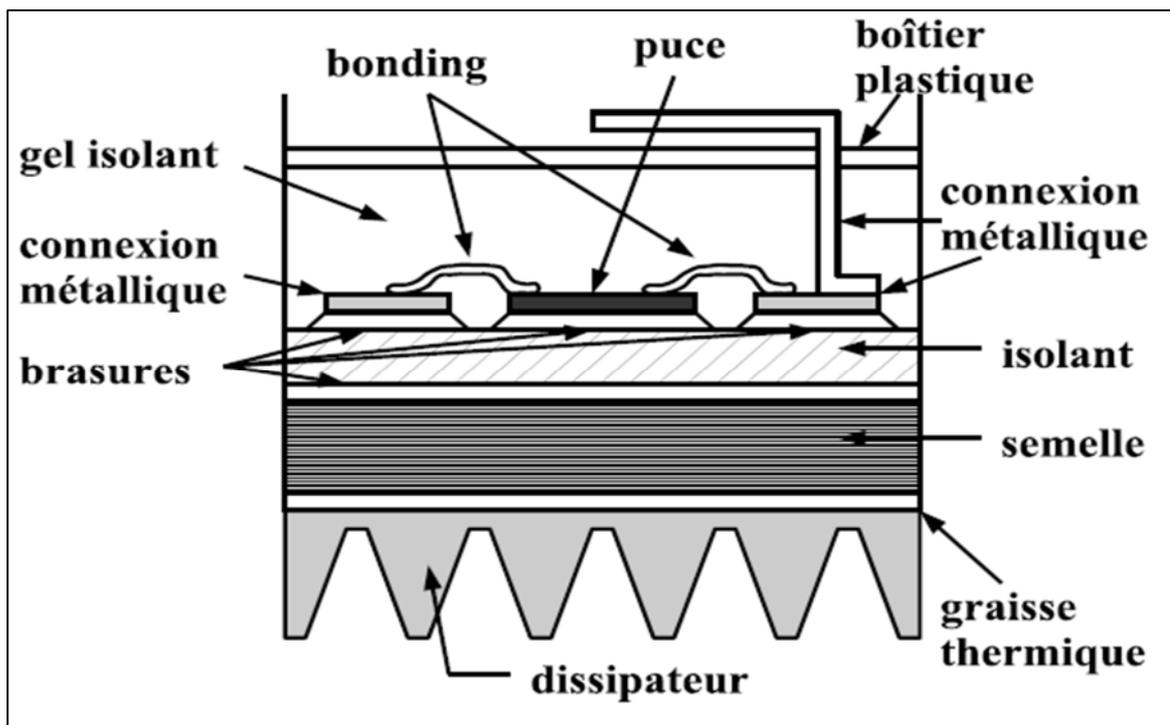


Figure II.16. Coupe schématique d'un module IGBT monté sur radiateur

La fiabilité des modules IGBT en boîtier plastique est limitée par la fatigue des soudures entre "bondings" et puces IGBT ; entre puces IGBT et isolant puis entre isolant et semelle.

Afin de préserver la sureté de cet élément, il est conseillé de lui installer un dispositif de refroidissement.

Dans ce cas, il existe deux types de système de refroidissement :

🚦 Le refroidissement passif

Dans le cas d'un refroidissement passif, un simple dissipateur thermique (aussi appelé dissipateur ou radiateur) est fixé sur l'élément à refroidir. Composé d'un métal à

forte conductivité thermique comme le cuivre ou l'aluminium par exemple, il offre une surface de contact entre le composant et l'air ambiant bien plus importante. La chaleur émise par le composant passe par le dissipateur thermique et est ensuite dissipée dans l'air ambiant.

Afin d'assurer un contact, un transfert thermique efficace entre le composant et le dissipateur thermique, de la pâte thermique est souvent appliquée. Elle permet d'éliminer l'air (qui est un isolant thermique) présent entre les deux surfaces.

Le refroidissement actif

Reprenant le dissipateur du refroidissement à air passif, en refroidissement à air actif un ventilateur est ajouté afin d'être plus performant. Le bloc formé par le dissipateur et le ventilateur est souvent appelé ventirad (**ventilateur-Radiateur**). Ce ventilateur permet d'accélérer le flux d'air sur le dissipateur, et donc d'améliorer le transfert thermique.

Certains ventilateurs sont thermo régulés, c'est-à-dire que leur vitesse de rotation est variable en fonction de la température du composant auquel ils sont rattachés. D'autres encore sont réglables manuellement à l'aide d'un potentiomètre.

II.3.3.4. Principe de fonctionnement de l'onduleur

L'élément de base intervenant dans toute structure d'onduleurs de tension est une cellule de commutation aux propriétés particulières que nous allons maintenant préciser.

Rappelons que les onduleurs de tension sont des convertisseurs direct tension-courant alimentés par une source de tension continue, généralement réversible en courant, au moins de manière instantanée, et permettant à leur tour d'alimenter en tension alternative des charges ayant un comportement de source de courant.

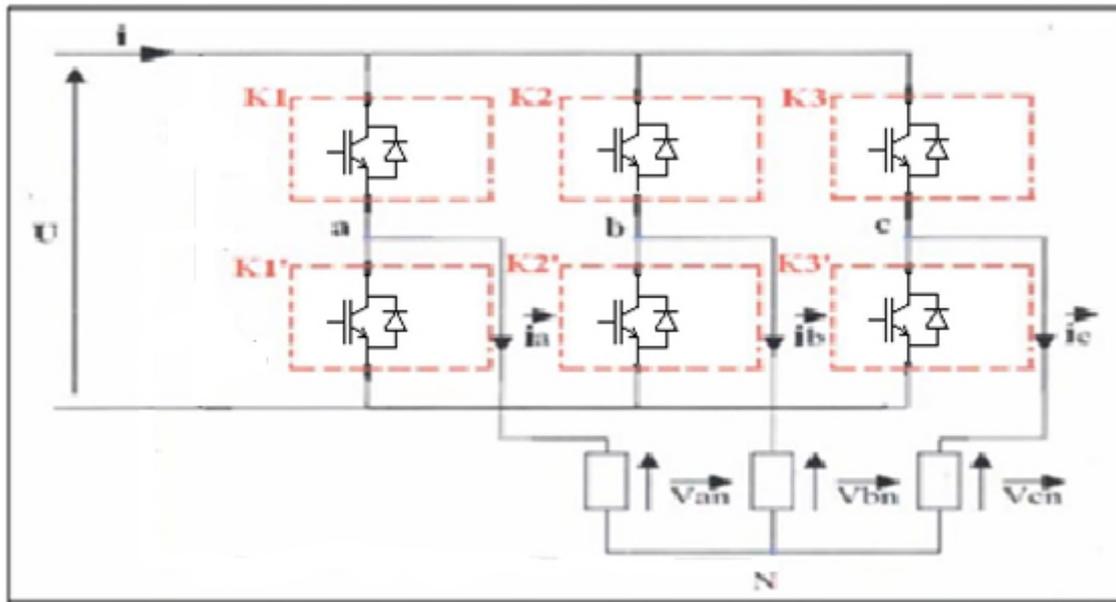


Figure II.17. Principe de fonctionnement de l'onduleur de tension

La synthèse de tels convertisseurs montre que chaque cellule de commutation qui les constitue comprend une paire d'interrupteurs réversibles en courant, comme la source de courant et non réversibles en tension comme la source de tension.

Les mécanismes de commutation de ces interrupteurs dépendent des caractéristiques de la charge et notamment de son facteur de puissance (courant en avance ou en retard de phase par rapport au terme fondamental de tension) ainsi que du type de commande et de réglage de l'onduleur (commande modulé ou non modulé). [17]

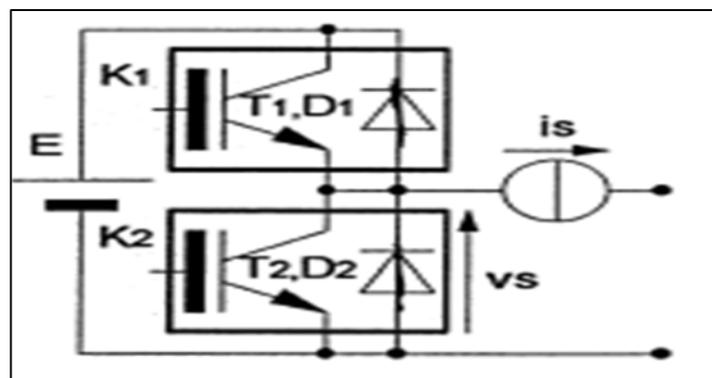


Figure II.18. Cellule de commutation d'un onduleur

II.3.3.5. Caractéristique de l'onduleur

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ces composants de puissance. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et courant maximum commutés, la fréquence maximale de commutation et le temps mort. Ces deux dernières caractéristiques sont particulièrement importantes car elles vont beaucoup influencer la conception.



Figure II.19. Exemple de période de commutation avec temps mort

La fréquence maximale de commutation est déterminée par les temps de commutation (ouverture et fermeture du composant) des interrupteurs et par le temps mort. Sur une période des commutations, un interrupteur commuté au maximum deux fois: à l'ouverture et à la fermeture, Figure II.19. Le temps mort sert à prévenir les risques de court-circuit sur un bras, Figure II.19. Ce temps introduit entre l'ouverture d'interrupteur et la fermeture de son complémentaire, dépend des temps de commutation.

II.3.3.6. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur triphasé dit deux niveaux est illustré par son circuit de puissance de la Figure II.20. On doit distinguer d'une part les tensions de branche V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue V_{dc} , d'autre part, il y a les tensions de phases V_{An} , V_{Bn} et V_{Cn} mesurées par rapport à un point neutre flottant n représentant une charge équilibrée montée en étoile. Des tensions simples on peut tirer facilement les tensions composées V_{AB} , V_{BC} et V_{CA} .

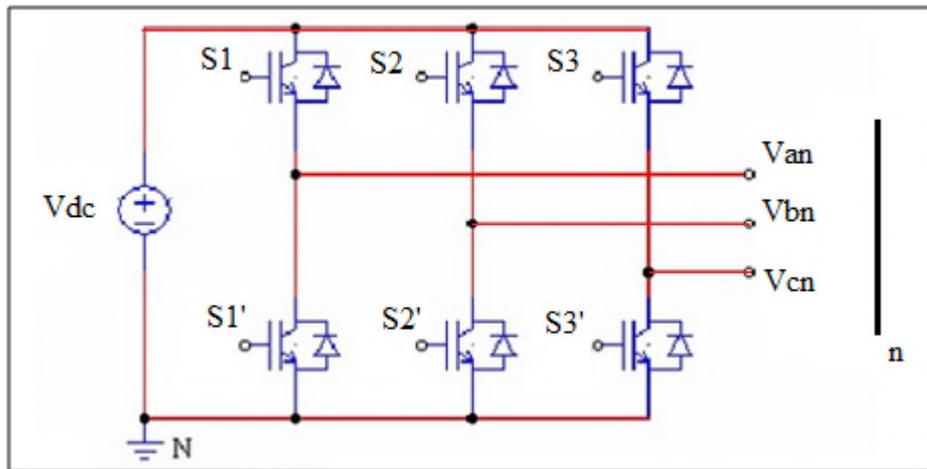


Figure II.20. Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé

On rappelle que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires. En utilisant ces états des interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du côté continu comme suit:

$$\begin{cases} V_{an} = S1 \times V_{dc} \\ V_{bn} = S2 \times V_{dc} \\ V_{cn} = S3 \times V_{dc} \end{cases}$$

Où S_1 , S_2 et S_3 désignent les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement. Et ; V_{dc} est la borne négative de la tension continue. [8]

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} + V_{nb} = V_{an} - V_{bn} = (S_1 - S_2) \times V_{dc} \\ V_{bc} = V_{bn} + V_{nc} = V_{bn} - V_{cn} = (S_2 - S_3) \times V_{dc} \\ V_{ca} = V_{cn} + V_{na} = V_{cn} - V_{an} = (S_3 - S_1) \times V_{dc} \end{cases}$$

Sous la forme matricielle, on a :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad [\text{II.6}]$$

Les tensions simples sont:

$$\begin{cases} V_{an} = \left[\frac{2}{3} \times V_{an} \right] - \left[\frac{1}{3} \times (V_{bn} + V_{cn}) \right] \\ V_{bn} = \left[\frac{2}{3} \times V_{bn} \right] - \left[\frac{1}{3} \times (V_{an} + V_{cn}) \right] \\ V_{cn} = \left[\frac{2}{3} \times V_{cn} \right] - \left[\frac{1}{3} \times (V_{an} + V_{bn}) \right] \end{cases}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad [\text{II.7}]$$

II.3.3.7. Stratégie de commande de l'onduleur

➤ Commande 180°

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type 180°.

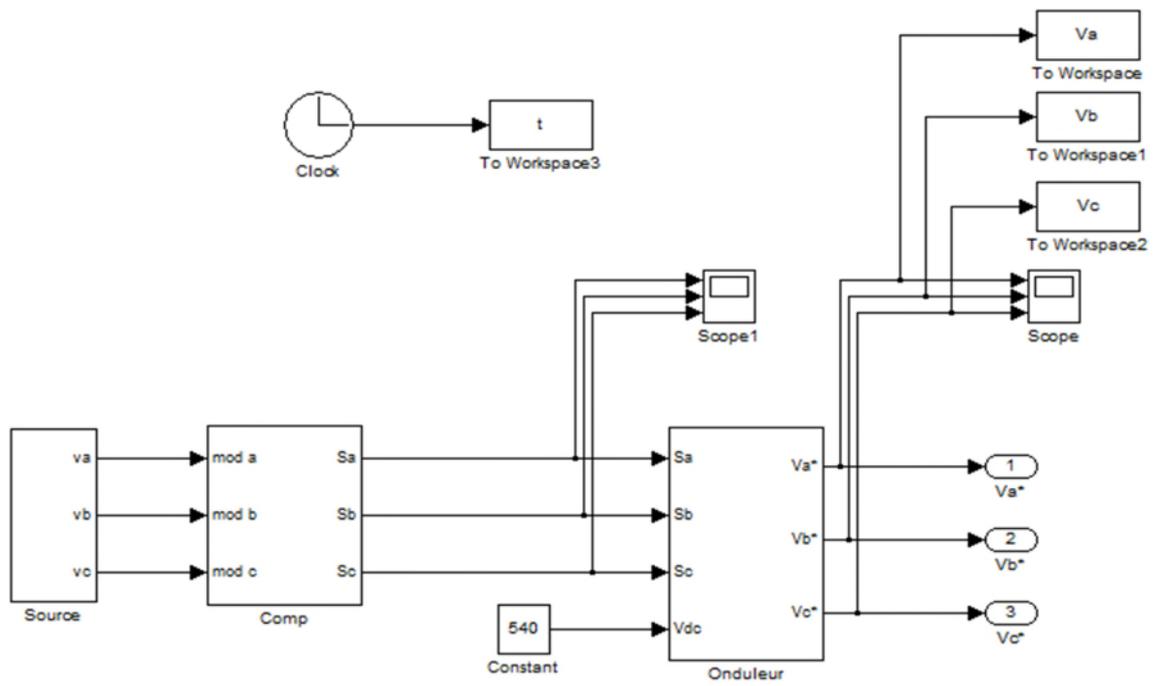


Figure II.21. Model d'un onduleur de tension triphasé (commande 180°)

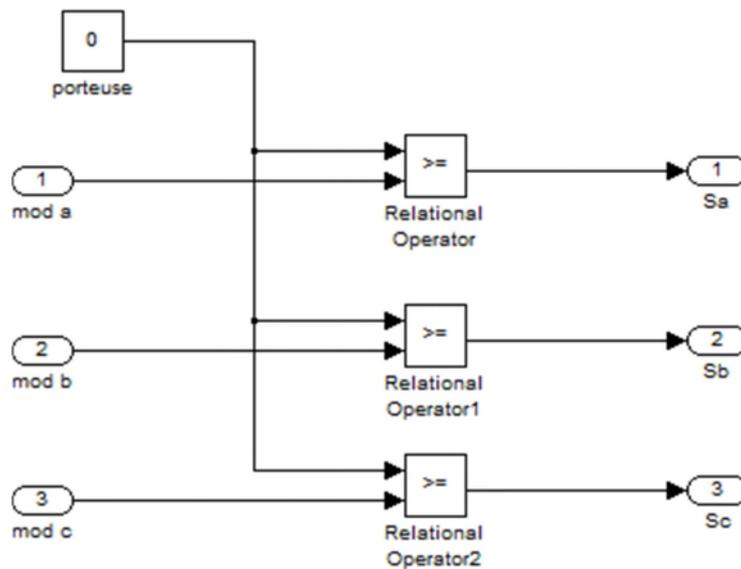


Figure II.22. Model de la commande 180°

En appliquant ce type de commande pour l'onduleur, on obtient un système de tensions alternatives triphasées caractérisées par l'absence des harmoniques de rangs multiples de 3. [17]

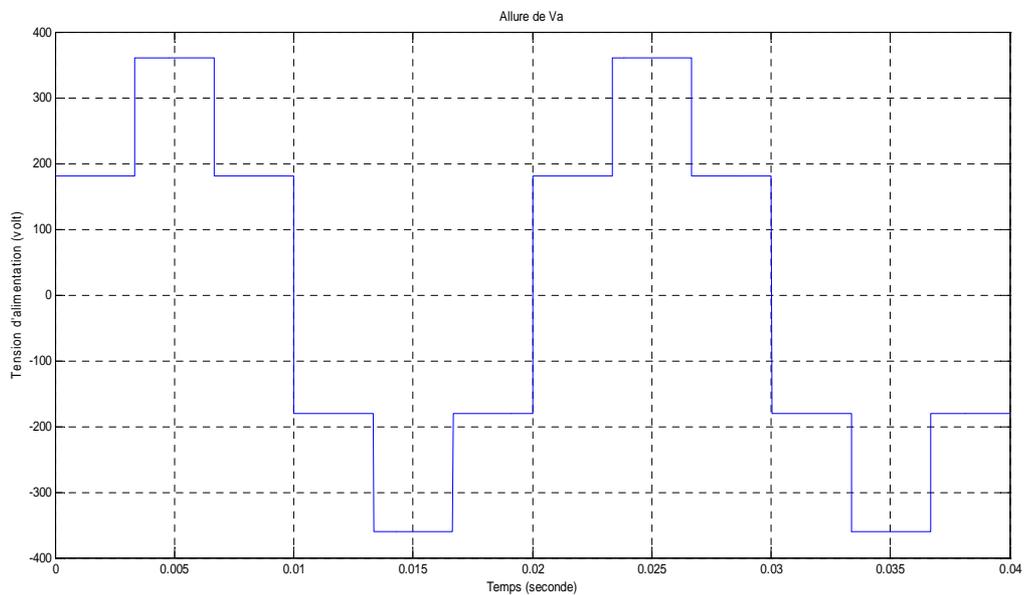


Figure II.23. Allure du signal de sortie Va

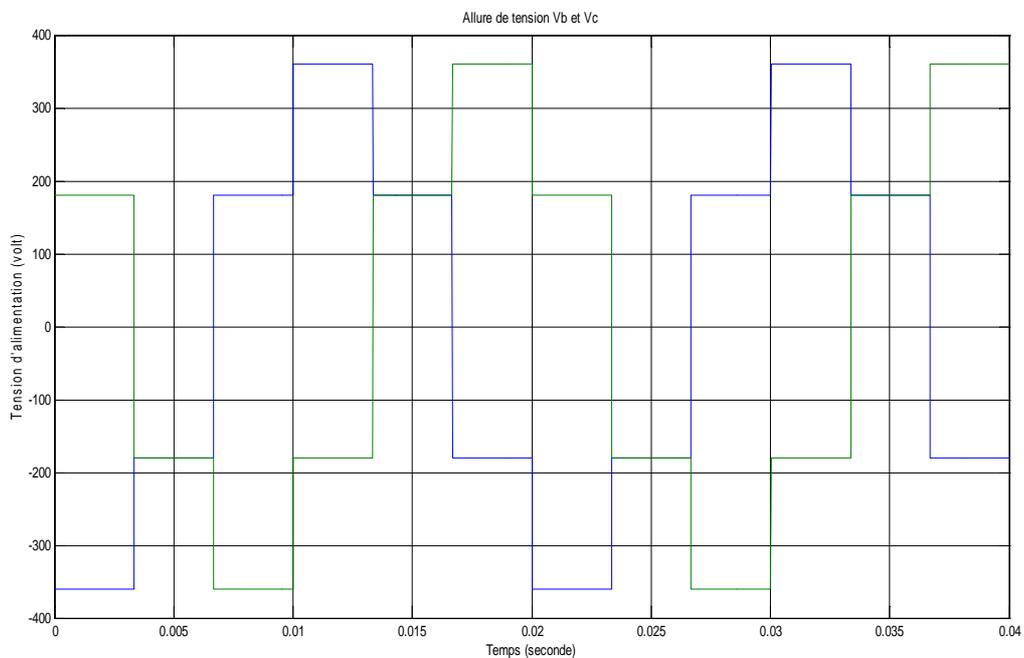


Figure II.24. Allure du signal de sortie Vb et Vc

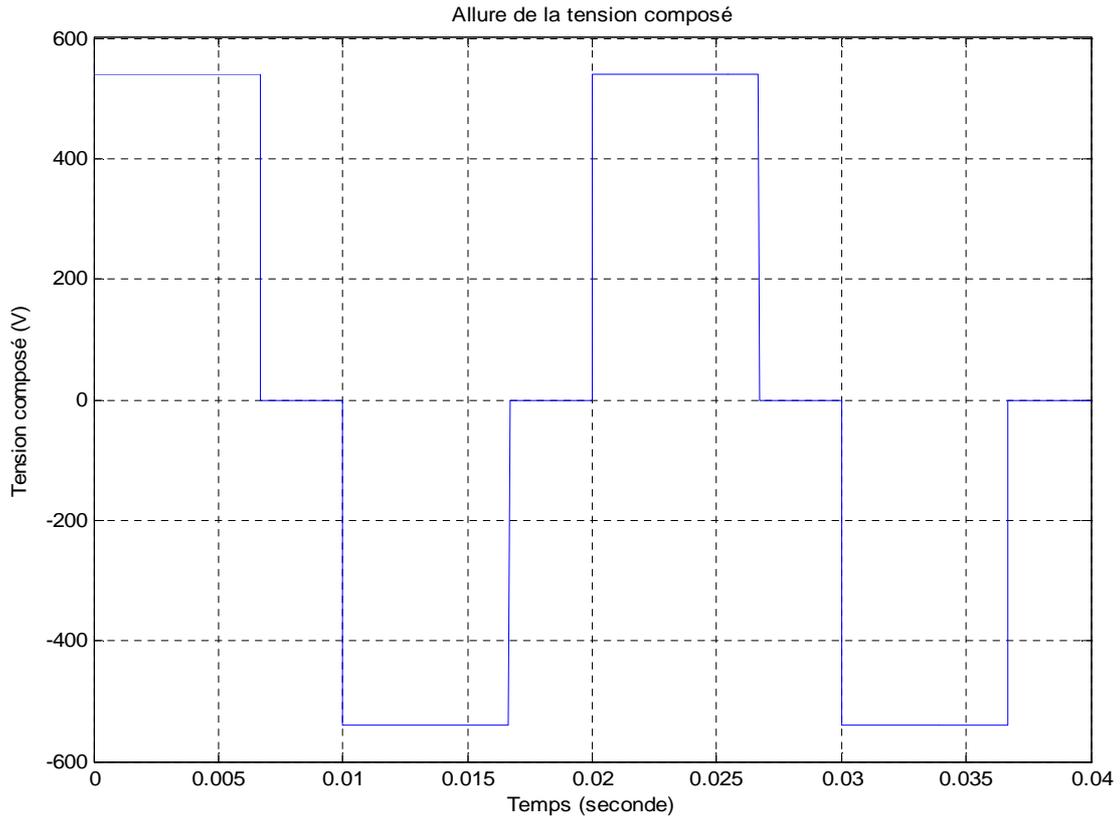


Figure II.25. Allure de la tension composée à la sortie de l'onduleur

La commande 180° veut dire que chaque transistors conduit pendant 180° et la forme d'onde obtenue est en escalier tel que;

$$\begin{cases} Va = \frac{V_{dc}}{3} \times ((2 \times S_1) - S_2 - S_3) \\ Vb = \frac{V_{dc}}{3} \times (-S_1 + (2 \times S_2) - S_3) \\ Vc = \frac{V_{dc}}{3} \times (-S_1 - S_2 + (2 \times S_3)) \end{cases}$$

La tension à la même forme que le courant dans le cas de charge résistive.

➤ **Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)**

Le principe de la méthode MLI repose sur l'échantillonnage du signal contenant l'information devant être transmise, nommé signal modulant, qui devient par suite une série d'impulsion à largeur définie en fonction de l'amplitude du signal modulant aux instants d'échantillonnage. En comparant le signal modulant de fréquence f_m à une porteuse triangulaire de fréquence f_p , nous obtenons les instants d'échantillonnage ainsi que les largeurs des impulsions de commande.

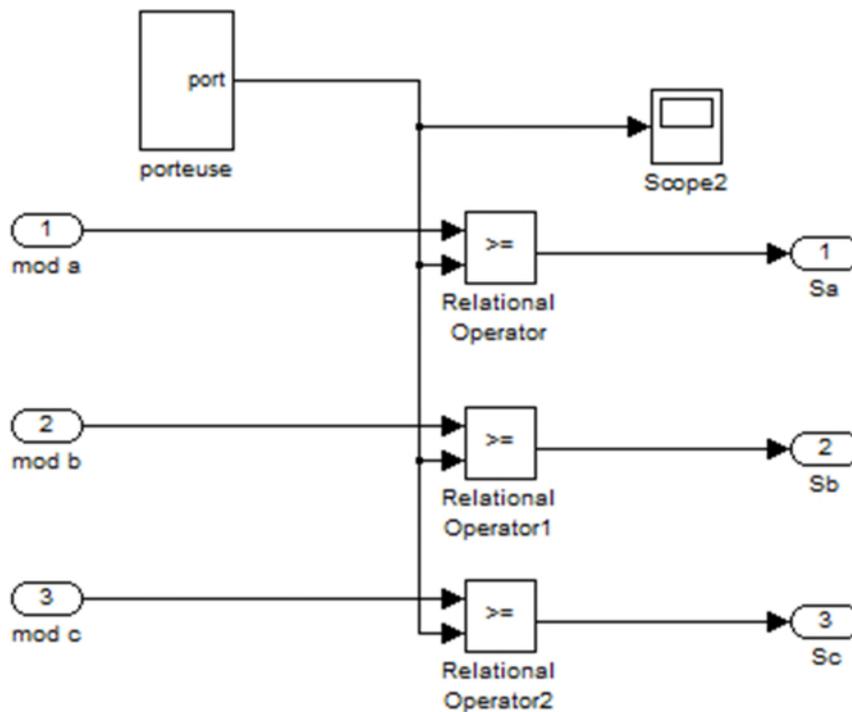


Figure II.26. Model de la commande MLI

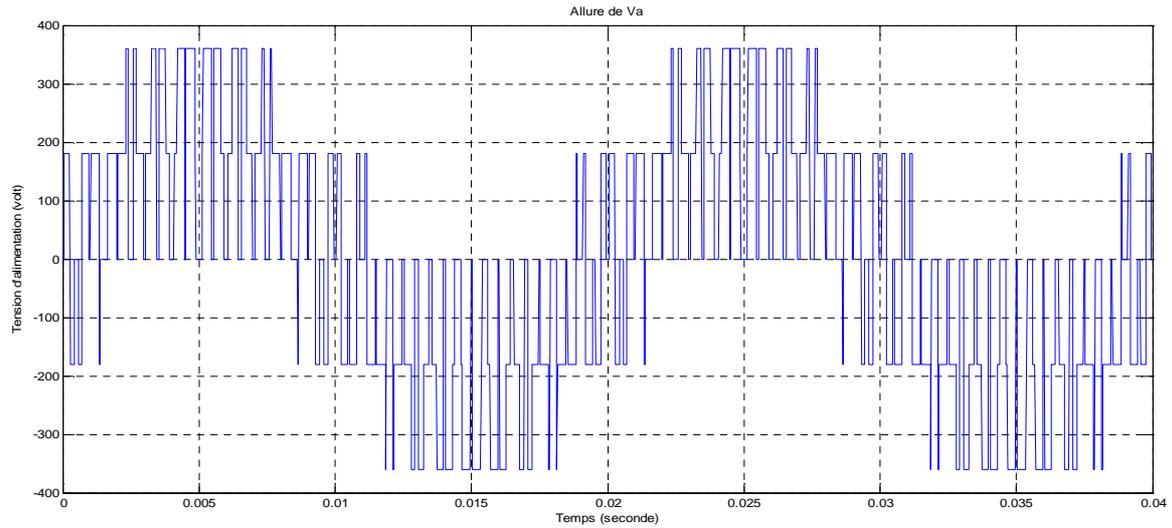


Figure II.27. Allure du signal de sortie de l'onduleur Va

Concernant les allures des tensions Vb et Vc, elles sont décalé de 120° et 240° respectivement par rapport à la tension Va.

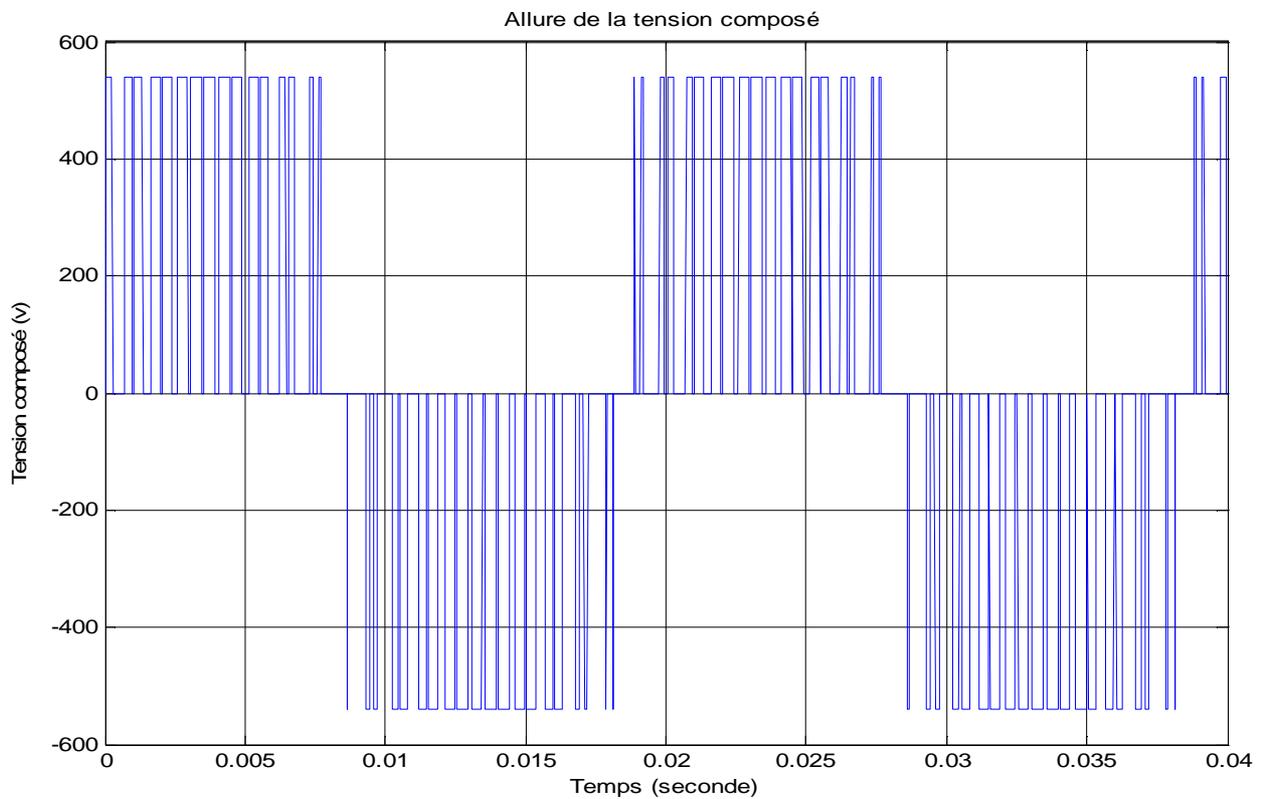


Figure II.28. Allure de la tension composée à la sortie de l'onduleur (commande MLI)

❖ Les avantages de la commande MLI

La commande MLI est utilisée principalement pour pouvoir :

- Repousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage (réalisation plus facile, moins onéreux).
- Permettre le réglage de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.
- Alimenter les machines à courant alternatif par des courants quasi sinusoïdaux.

II.4. Simulation de l'ensemble Machine - Convertisseur

Dans ce qui suit, nous visualiserons les différentes allures, de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique et du courant de l'ensemble Machine-onduleur avec une commande à pleine onde et MLI, en insérant une tension continue de 540 v pour l'onduleur.

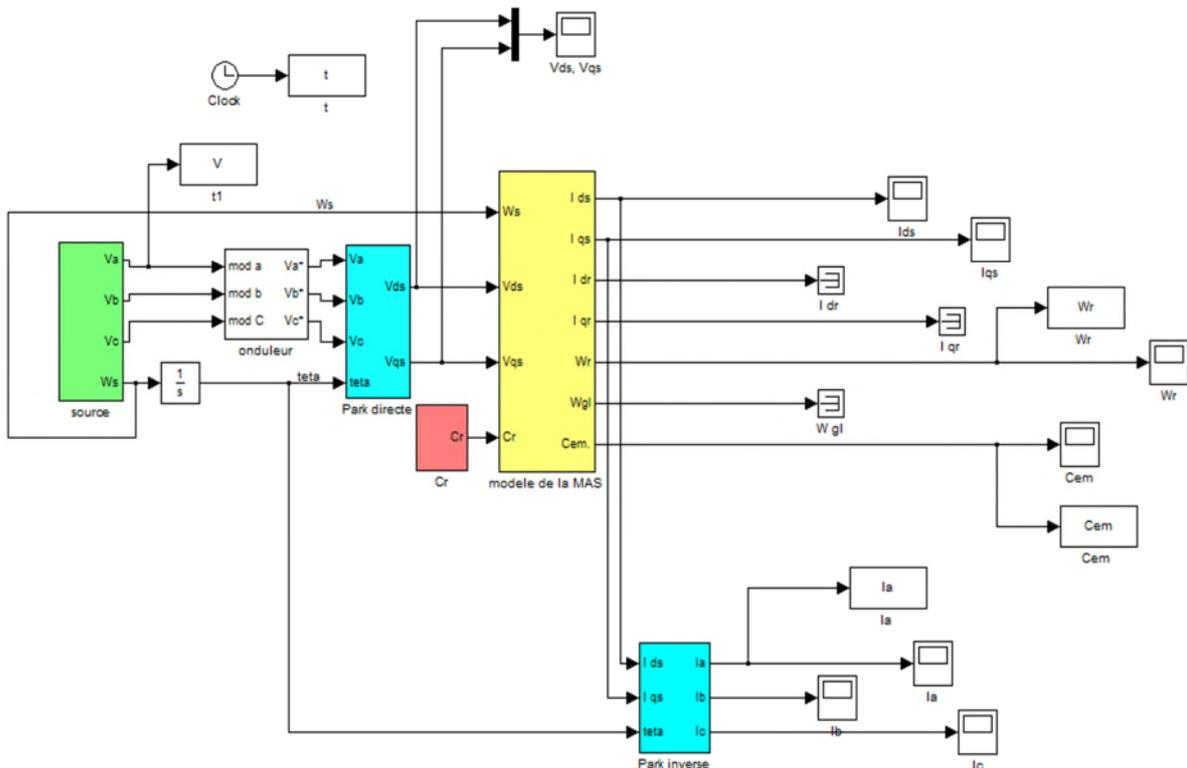


Figure II.29. Schéma bloc de l'ensemble MAS-Onduleur

➤ **Commande pleine onde (180°)**

Après avoir simulé le bloc de la Figure II.29, nous avons obtenu les allures suivantes :

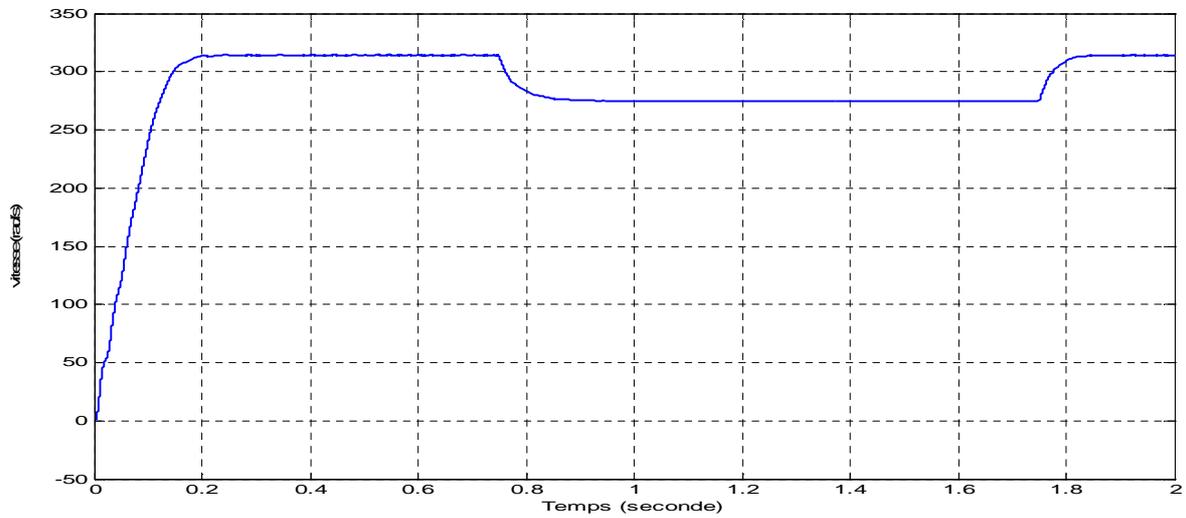


Figure II.30. Allure de la vitesse de rotation (rad/s)

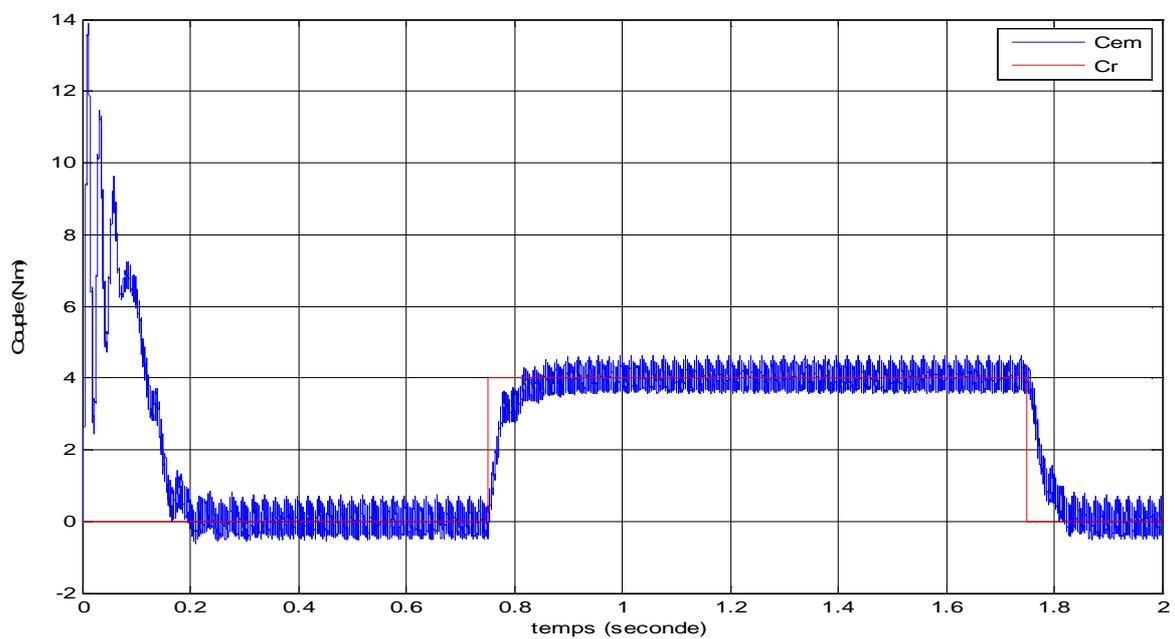


Figure II.31. Allure du couple électromagnétique (N.m)

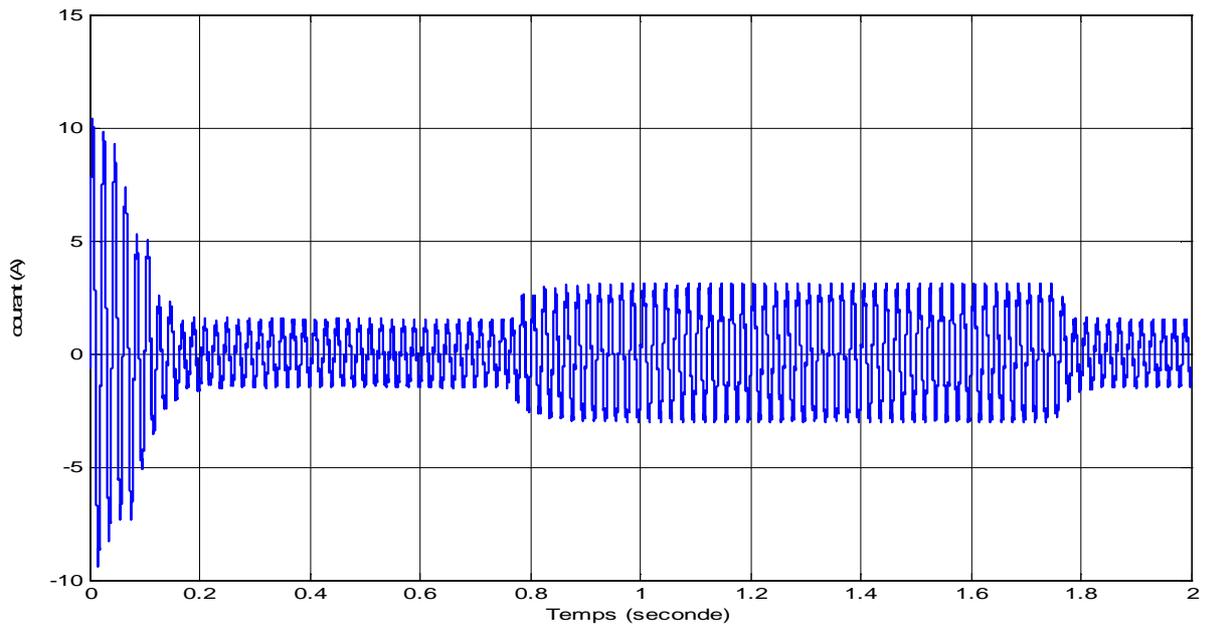


Figure II.32. Allure du courant statorique

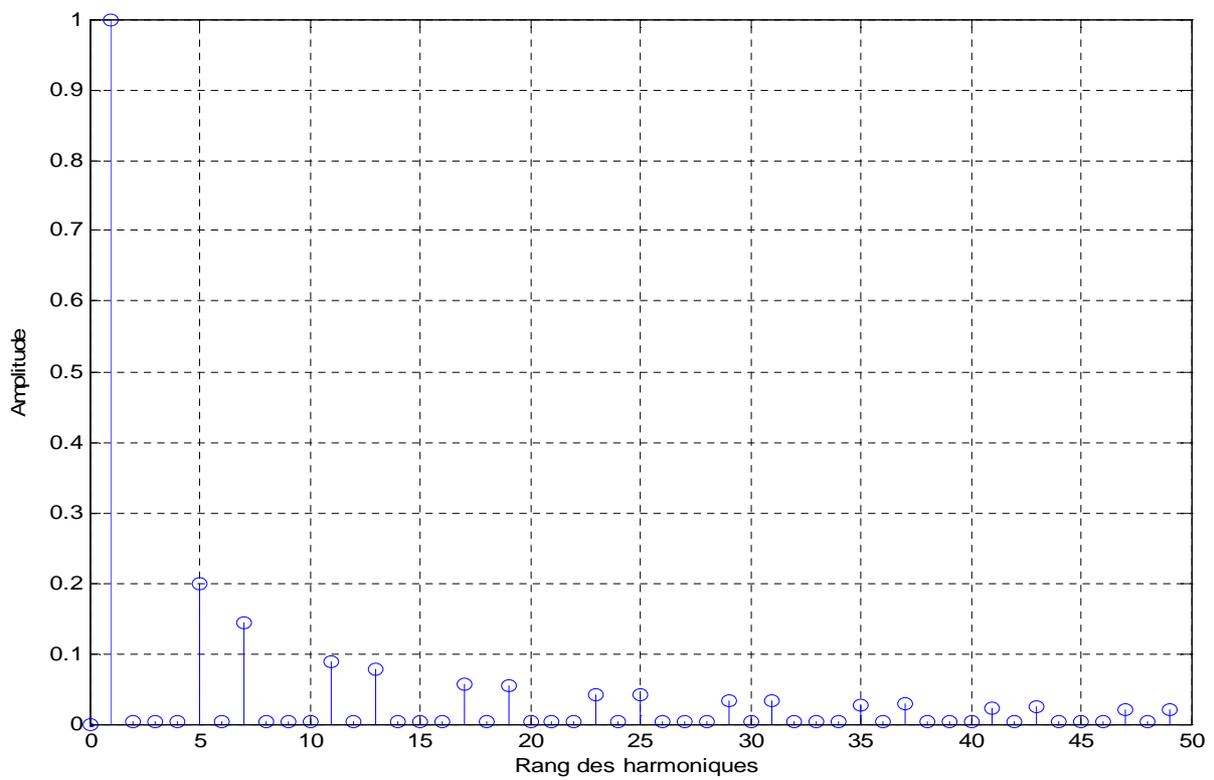


Figure II.33. Allure du spectre des harmoniques de la tension Va

L'onduleur étudié délivre des ondes rectangulaires, ou en créneaux comportant un taux d'harmonique important. On remarque que les tensions de sortie de l'onduleur comporte les harmoniques (5, 7, 11) qui sont des harmoniques proches du fondamental, l'harmonique 5 à une amplitude très importante.

➤ **Commande MLI**

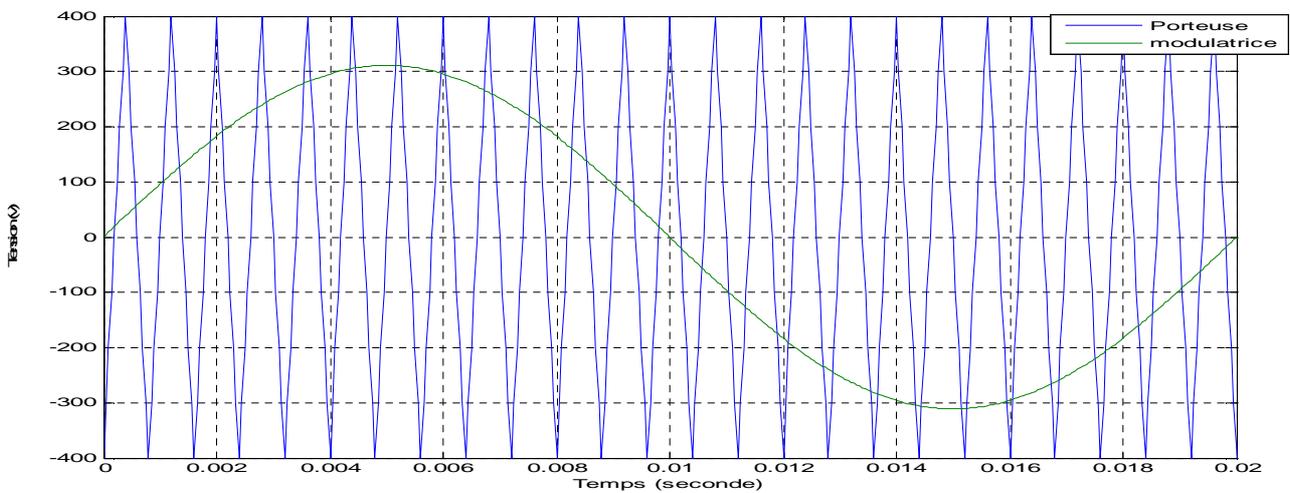


Figure II.34. Allure de la tension de la porteuse et de la modulatrice

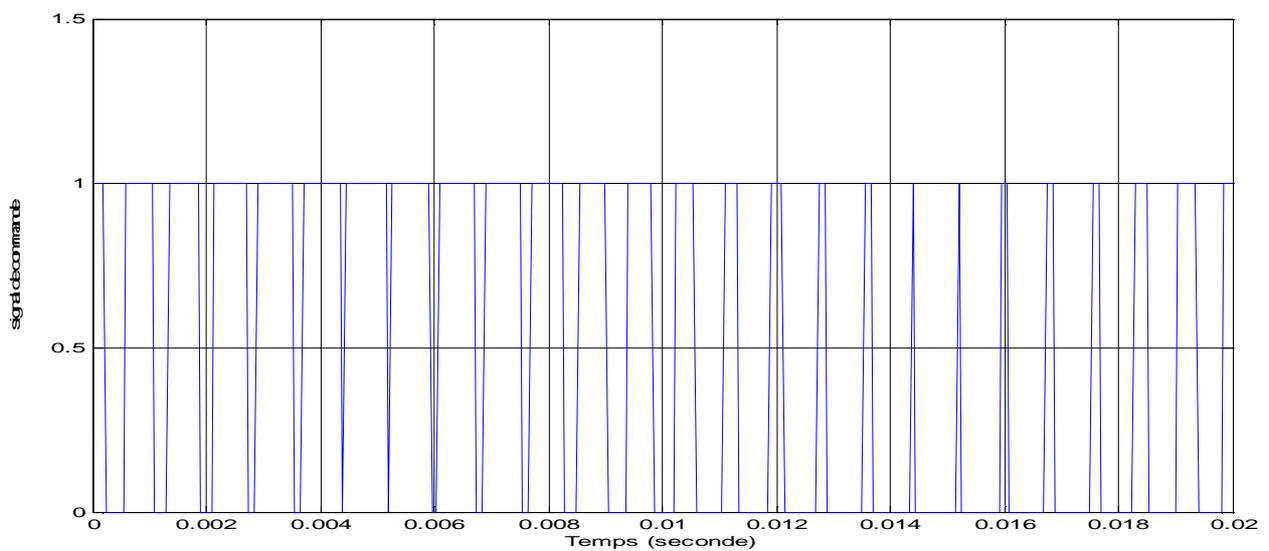


Figure II.35. Allure du signal de commande

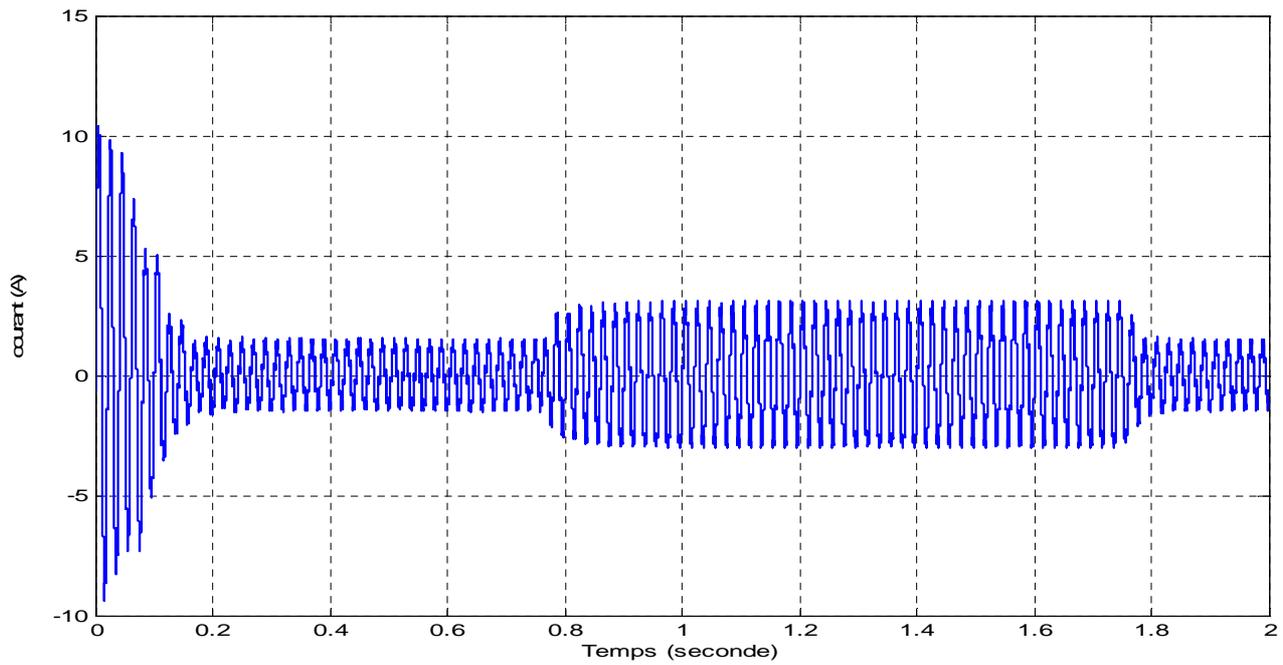


Figure II.36. Allure du courant d'alimentation de la MAS

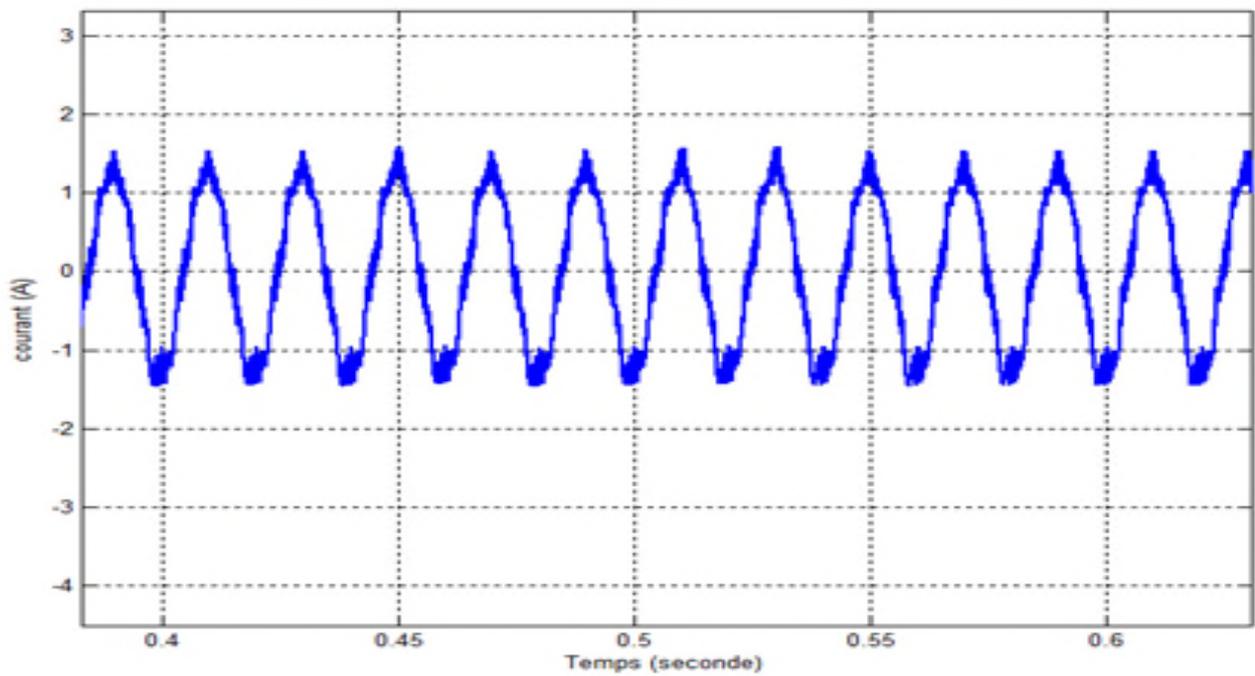


Figure II.37. Zoom sur l'allure du courant dans le régime établie

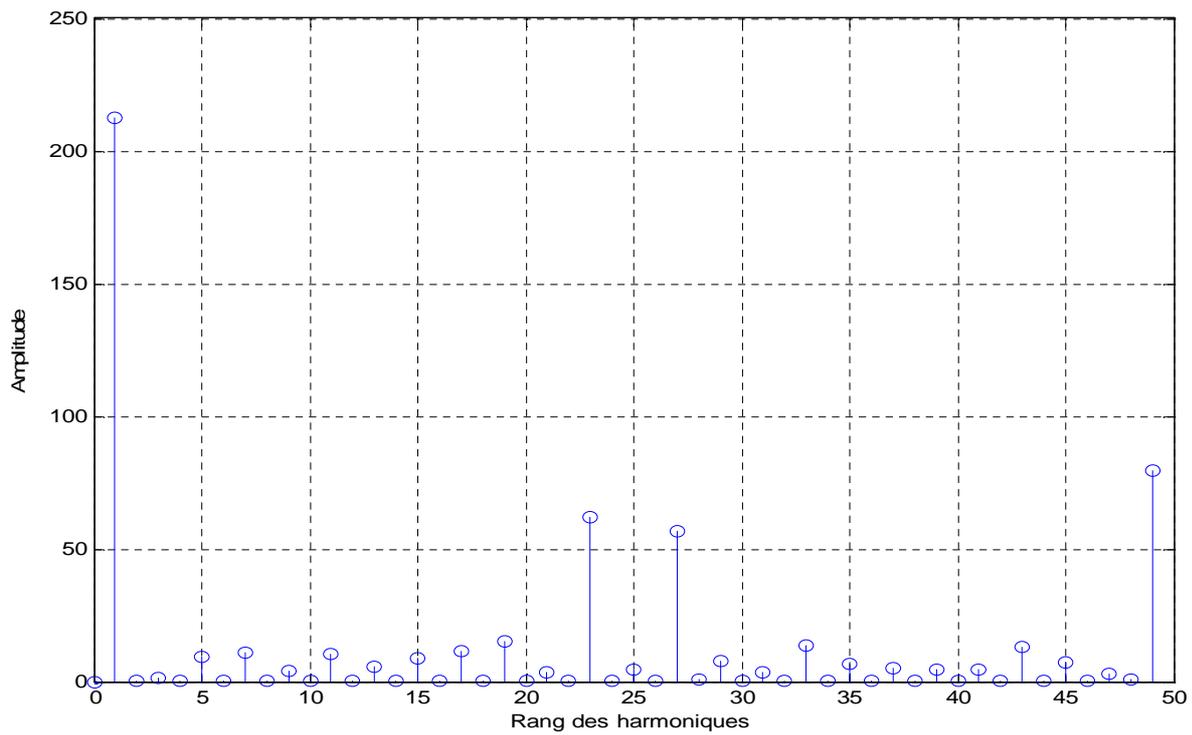


Figure II.38. L'ordre des harmoniques de la tension V_a (MLI)

On remarque que les harmoniques de la tension de sortie sont repoussés vers les fréquences plus élevées regroupées autour de la fréquence de commutation, ce qui facilite le filtrage,

II.5. Conclusion

Ce chapitre a porté sur les différents procédés de la variation de la vitesse. Nous y avons surplombé, les variateurs de fréquence ainsi que leurs commandes à savoir la commande 180° et la commande MLI, en favorisant, comme technique de commande, la MLI car elle permet de repousser les harmoniques vers des fréquences élevées et nous pouvons ainsi contrôler la vitesse du moteur à l'aide du variateur de fréquence.

Chapitre III

**Présentation de la plateforme et application des
techniques de commande**

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous entamerons la partie pratique de l'étude, consistant à réaliser un onduleur de tension triphasé à base d'IGBT commandé par la carte dspace 1104 et appliquer des techniques de commande à s'avoir la commande plein onde (180°) et la commande MLI.

III.2. Présentation de la plate-forme

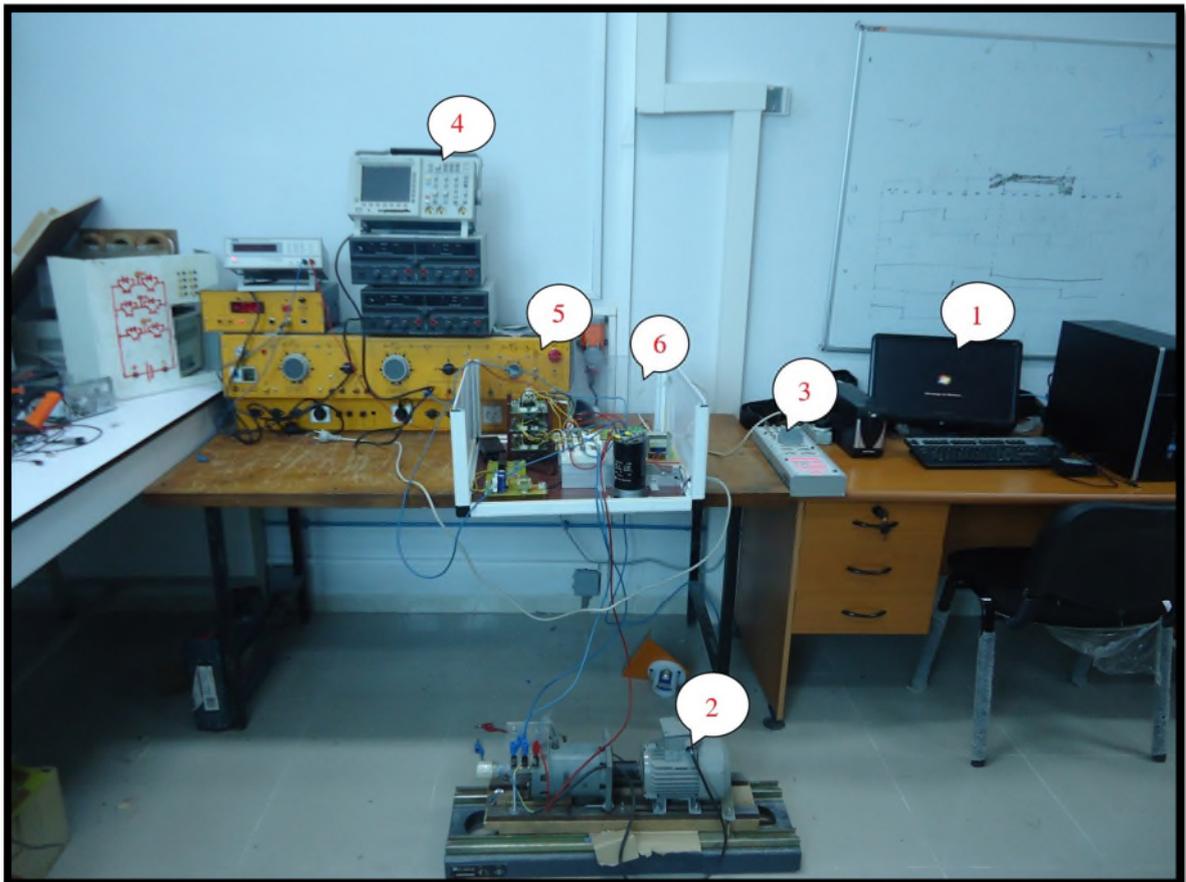


Figure III.1. Présentation de la plate forme

(1) Micro-ordinateur : permet de contrôler les autres parties de la maquette, en introduisant des données et ce, en utilisant des logiciels spécifiques.

(2) La MAS à cage d'écureuil : sur laquelle nous appliquons la commande 180° et MLI en utilisant la DS1104, dont les caractéristiques principales sont :

(3) La carte dSPACE 1104 : le contrôleur qui représente une interface entre l'ordinateur hôte, le circuit d'attaque et les systèmes de convertisseur, comprenant des convertisseurs, des interfaces série,... etc.

(4) L'oscilloscope : utilisé pour l'affichage des différents signaux désirés et les enregistrer sur un support externe (disquette, disk flash) en utilisant un lecteur disquette ou un port USB.

(5) Source de tension triphasée : génère une tension triphasée variable à l'aide d'un potentiomètre.

(6) Onduleur de tension : comme il nous permet de moduler la source afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence variable, il est utilisé comme variateur de vitesse.

III.3. Variateur de fréquence

La figure ci-dessus représente le schéma global du variateur réalisé :

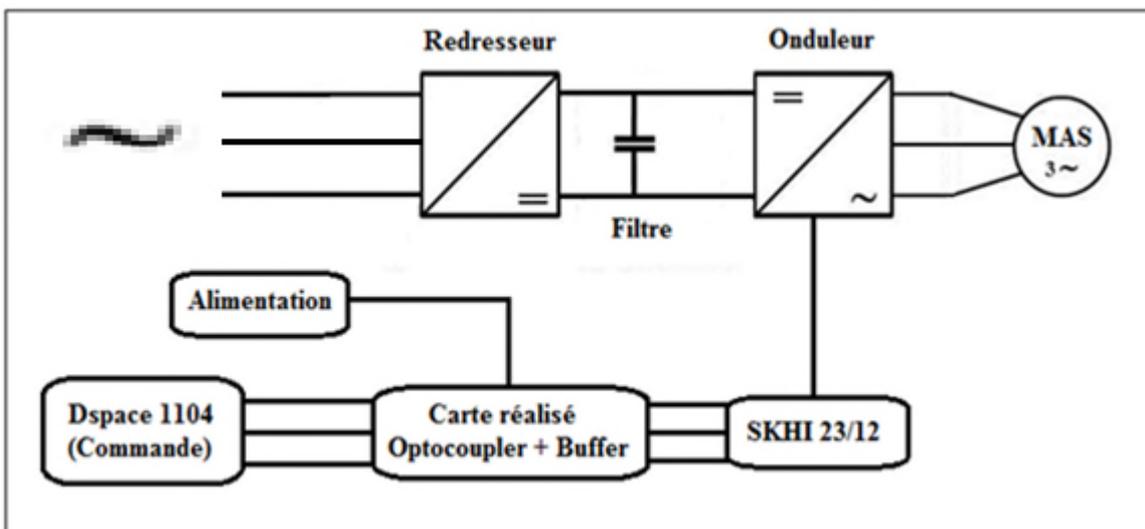


Figure III.2. Structure de variateur de vitesse et sa commande

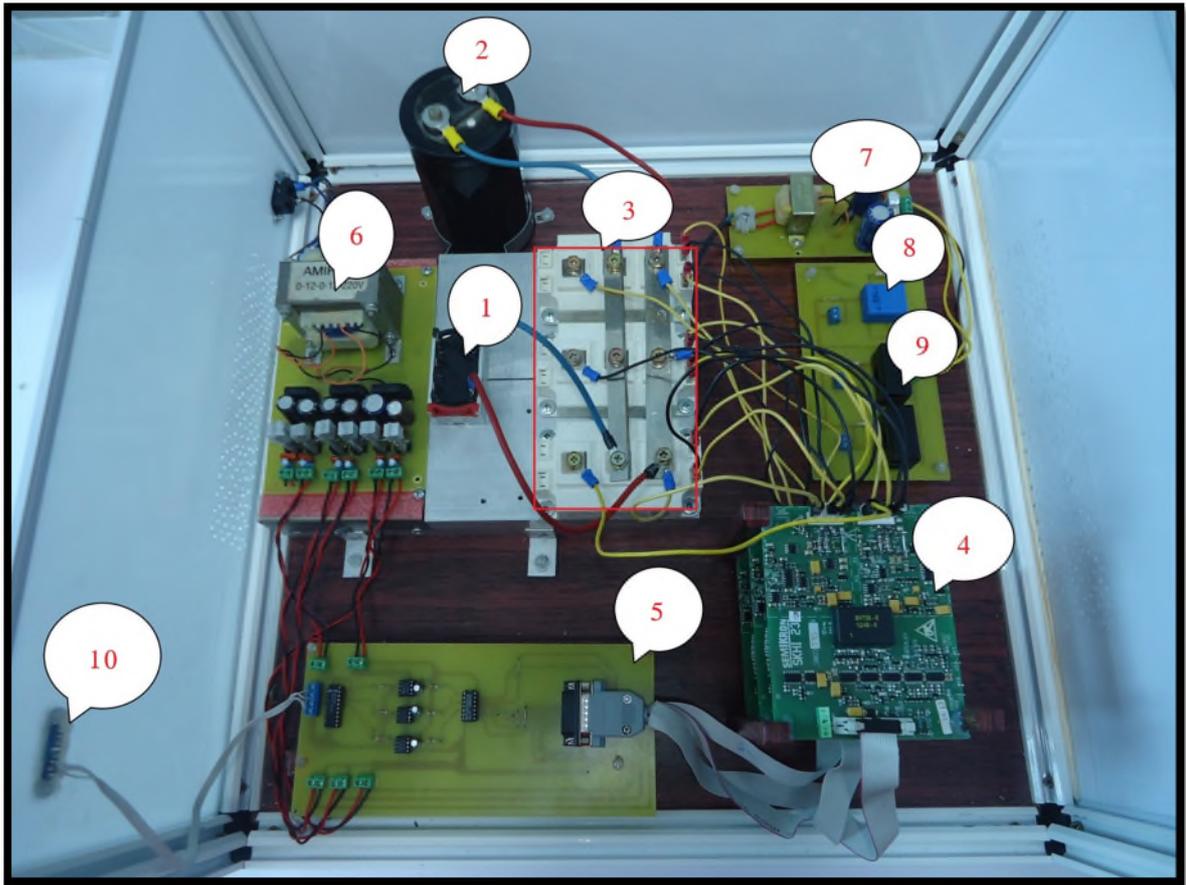


Figure III.3. La plate forme du variateur de vitesse réalisé

- (1)** Redresseur triphasé
- (2)** Capacité (système de filtrage)
- (3)** Onduleur triphasé à base d'IGBT (SKM 150GB123D)
- (4)** Carte de commande SEMIKRON SKHI 23/12
- (5)** Cadre d'isolation (la carte réalisé à base des Buffer, Optocoupleur et inverseur)
- (6)** Alimentation (12v, 5v et 15v)
- (7)** Alimentation (-15v et +15v)
- (8)** Capteur de tension
- (9)** Capteur de courant
- (10)** Connecteur (DB15) à la carte Dspace

III.3.1. Redresseur



Figure III.4. Redresseur triphasé non commandé

Comme on a déjà mentionné dans le chapitre II, le redresseur est un convertisseur statique AC/DC qui permet d'obtenir une tension continue ondulée.

Le redresseur utilisé est à base de diode (non commandé).

$$\text{Sa valeur moyenne est : } U_{dmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \times V_{max} \quad [\text{III. 1}]$$

III.3.2. Alimentation (15v et 5v)



Figure III.5. Image de l'alimentation réalisée

Si on dispose d'un petit transformateur 220V → 12V (qu'on peut récupérer dans pas mal d'appareillages électriques), il est facile de construire sa propre alimentation. Le schéma ci-après est ultra classique.

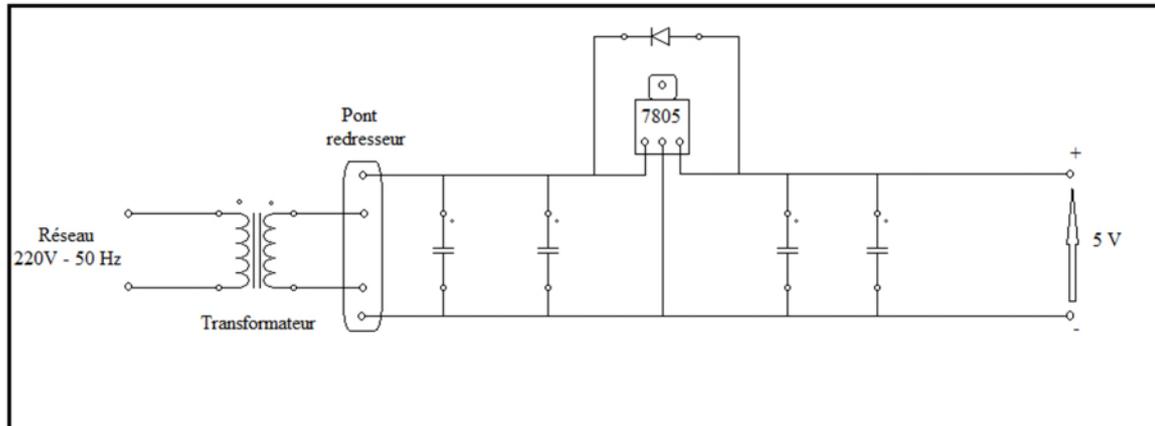


Figure III.6. Circuit d'alimentation de 5V

Le principe de cette alimentation est très simple. La tension alternative de 12V recueilli au secondaire du transformateur est redressée par un pont redresseur, connue pour convertir une tension alternatif à l'entrée a une tension continu à la sortie. Un pont de redresseur est un ensemble de quatre diodes dans une configuration de circuit de pont qui fournit la même polarité de sortie pour chaque polarité de l'entrée.

Le condensateur polarisé de (1000 μ F, 50v) ou plus, accumule les charges électriques. Plus la capacité du condensateur est grande plus la réserve du courant sera importante, sa permet de mieux supporter les brusques demandes de courant provenant du circuit utilisateur. Il faudra choisir un condensateur pouvant supporter la tension maximale du système.

Le régulateur de tension LM7805, c'est un circuit intégré à 3 pattes. Sa caractéristique est de fournir en sortie une tension de 5V. La sortie du LM7805 sera toujours à 5V. Si on fournit au régulateur une tension importante (par exemple 20V) ou qu'on lui demande un courant dépassant 100 mA il va chauffer. Il faut lui ajouter un radiateur vissé à son dos.

Le condensateur céramique non polarisé (ce qui signifie qu'il peut être placé dans n'importe quel sens). Sa capacité est faible mais il réagit très vite à la demande de courant. Dans le cas où il y a un retour de courant, ce composant permet de le consommé afin de protégé le circuit.

III.3.3. Carte d'isolation

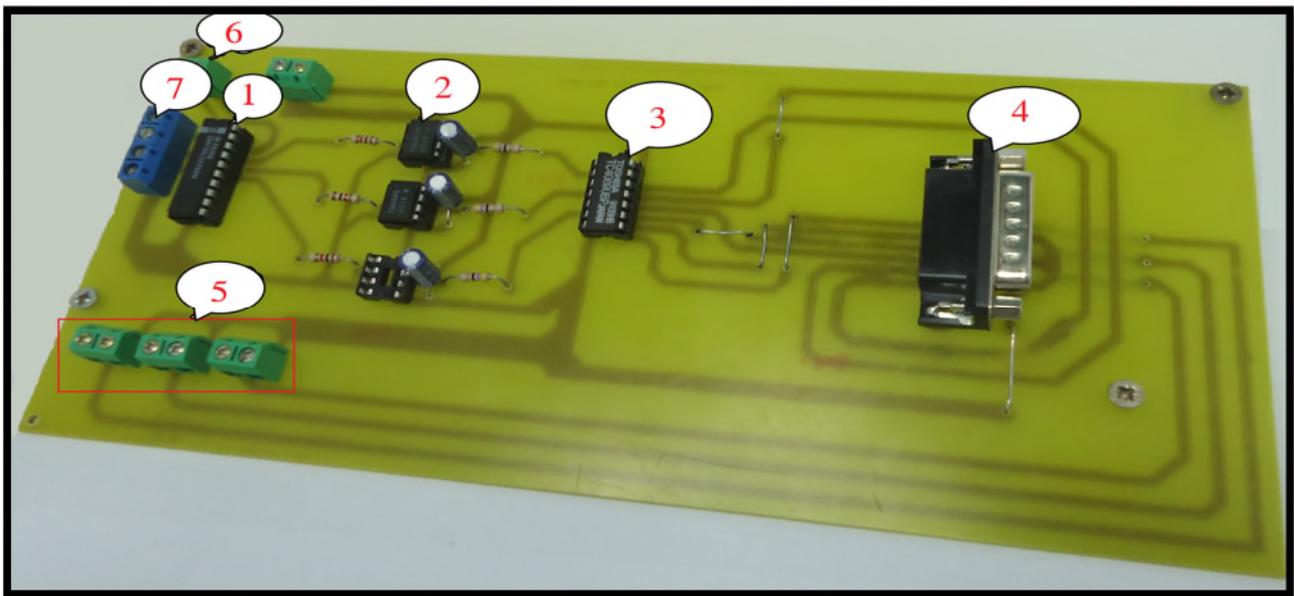


Figure III.7 Image de la carte d'isolation réalisée

- (1) Buffer (Octal Bus Transceiver SN74LS245)
- (2) Optocoupleur (HCPL-3120)
- (3) Inverseur (TC4069UB)
- (4) Fiche de connexion (DB15) à la carte de commande SEMIKRON SKHI 23/12
- (5) Alimentation 15v
- (6) Alimentation 5v
- (7) Borne de connexion des signaux de commande

III.3.3.1 Buffer SN74LS245

Le SN74LS245 est un Transmetteur/Récepteur de Bus Octal conçu à la communication de données asynchrone de 2 voies et de 8 lignes entre les bus de données. La Contribution de direction (DR) contrôle la transmission de données du bus A au bus B ou du bus B au bus A selon son niveau logique (voir Tab III.1). L'entrée de validation (E) peut être utilisée pour isoler les bus.

- Entrées hystérésis pour améliorer immunité au bruit
- Communication de bus de données asynchrone de 2 voies
- Effets de résiliation de grande vitesse de limite de diode de l'entrée

- ESD > 3500 Volts

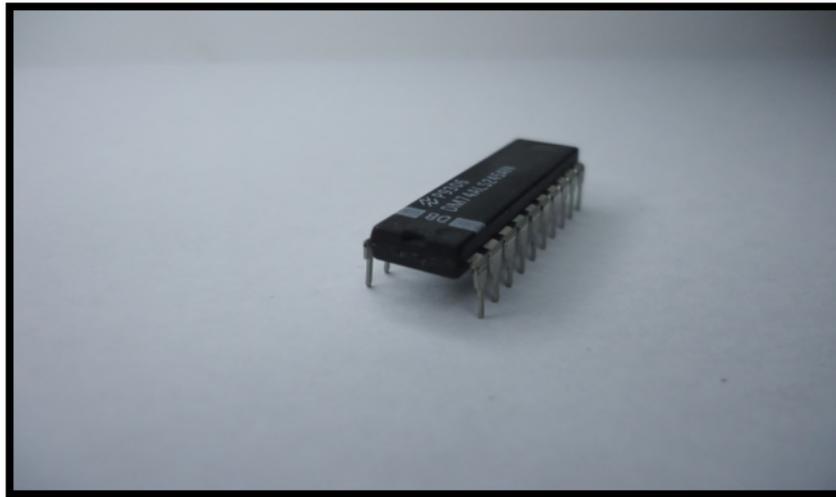


Figure III.8. Buffer SN74LS245

La figure III.9 représente le système intégrer du composant SN74LS245 ;

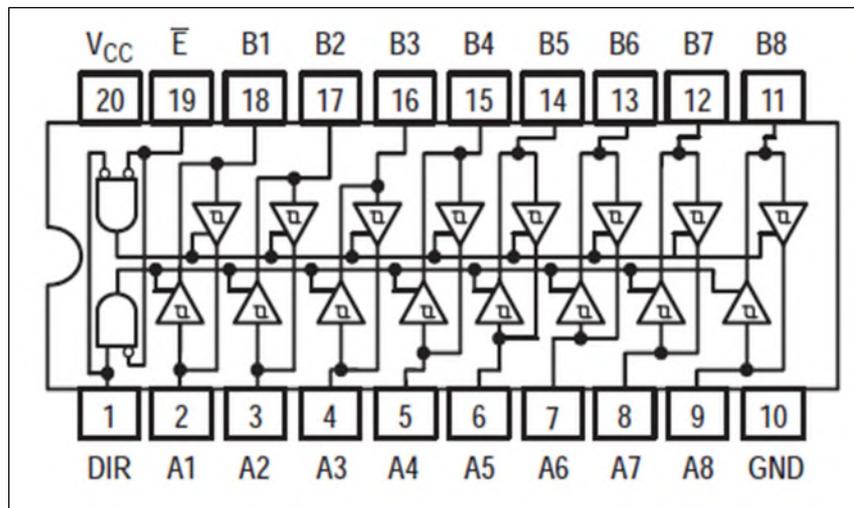


Figure III.9. Diagramme fonctionnel de buffer

Par contre le tableau ci-après indique l'état de transmission de donnée

ENTRÉE		SORTIE
\bar{E}	DIR	
L	L	Données du bus B au bus A
L	H	Données de Bus B au Bus A
H	X	Isolement

Tab III.1. Table de vérité du Buffer

Avec : H = Haut niveau de tension

L = Faible niveau de tension

X = Peu important

Ce composant à quelques caractéristiques qu'il est préférable de les prendre en considération

Symbole	Paramètre	Min	Type	Max	Unité
V_{CC}	tension d'alimentation	4.75	5.0	5.25	V
T_A	Température de fonctionnement ambiante	0	25	70	°C
I_{OH}	Sortie Courant - élevé			-3.0	mA
				-15	mA
I_{OL}	Sortie Courant - Faible			24	mA

Tab III.2. Caractéristique du Buffer

III.3.3.2 Optocoupleur (HCPL-3120)

Un optocoupleur est un composant ou un ensemble de composants qui permet le transfert d'informations entre deux parties électroniques isolées l'une de l'autre d'un point

de vue électrique. La première partie est un émetteur, et la seconde partie est un récepteur. On peut l'assimiler à un composant qui a une entrée (émetteur) et une sortie (récepteur).

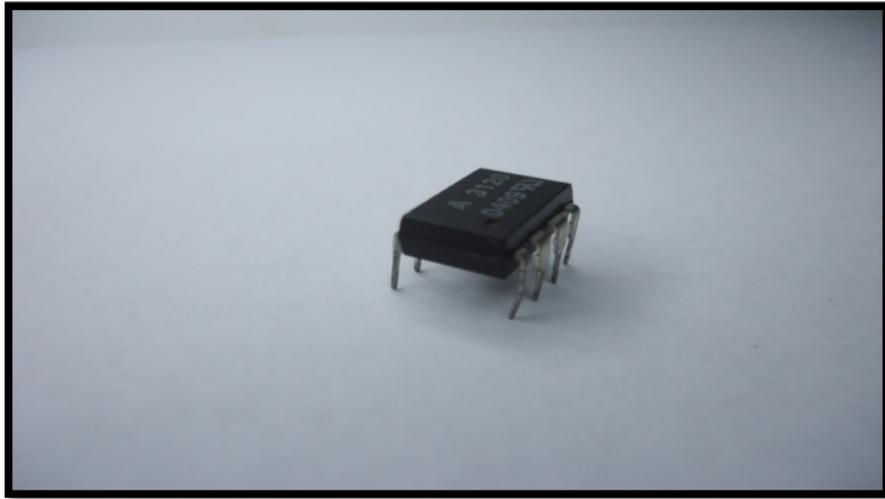


Figure III.10. Image de l'optocoupleur HCPL-3120

La figure III.11 indique le circuit intégré de l'optocoupleur ;

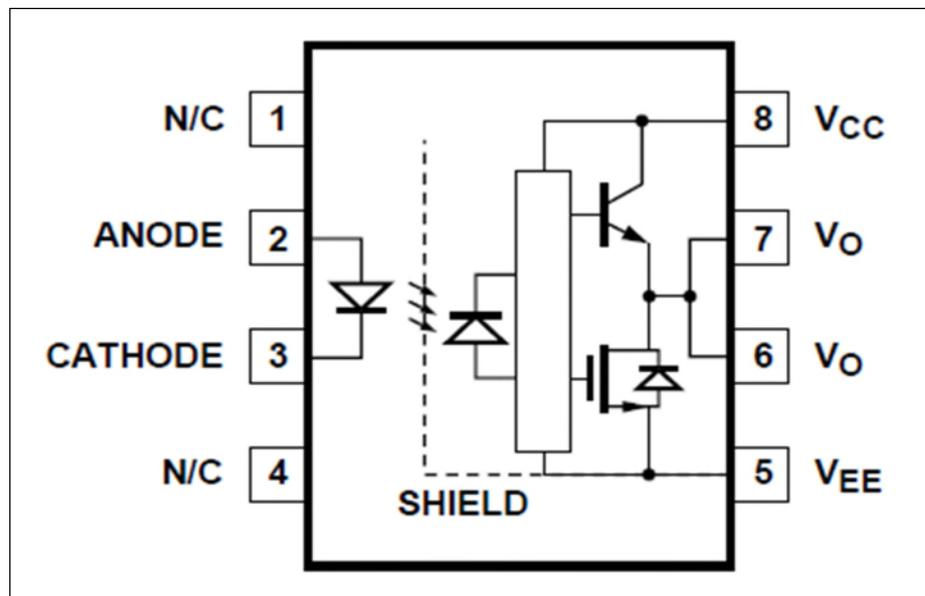


Figure III.11. Diagramme fonctionnel d'Optocoupleur

Paramètre	Symbole	Min	Max	Unité
Tension d'alimentation	$(V_{CC}-V_{EE})$	15	30	Volts
Courant d'entrée (ON)	$I_{F(ON)}$	7	16	mA
Tension d'entrée (OFF)	$V_{F(OFF)}$	-3.0	0.8	V
Temperature d'exploitation	T_A	-40	100	°C

Tab III.3. Caractéristique de l'optocoupleur 3120

Un optocoupleur a deux fonctions :

- ❖ La première, est l'isolation galvanique. Le principe est de déconnecter une partie d'un montage d'une autre partie "sensible", les deux parties peuvent alors communiquer sans aucune liaison électrique mais simplement à l'aide d'une liaison optique. De cette façon, aucun risque d'endommager la première partie ou la deuxième.

Cette liaison est réalisée avec l'aide d'une diode émettrice d'un côté et d'un photorécepteur de l'autre. Le tout est assemblé dans un petit boîtier hermétique à la lumière.

- ❖ La deuxième fonction, c'est l'adaptation de tensions. En effet, comme la seule chose que fait l'optocoupleur c'est de transmettre une information tout ou rien ("1" ou "0") de façon lumineuse. Tu peux très bien le commander en 5V en entrée et avoir une sortie 15V

III.3.3.3 Inverseur TC4069UB

TC4069UB contient six circuits inverseurs. Le circuit intérieur est composé d'un inverseur de l'étage unique, c'est convenable pour les applications de circuits d'oscillateur CR, circuits d'oscillateur en cristal et amplificateurs linéaires en plus de son application comme inverseurs. En raison de la configuration d'une grille de phase, le temps de propagation a été réduit



Figure III.12. Inverseur (TC4069UB)

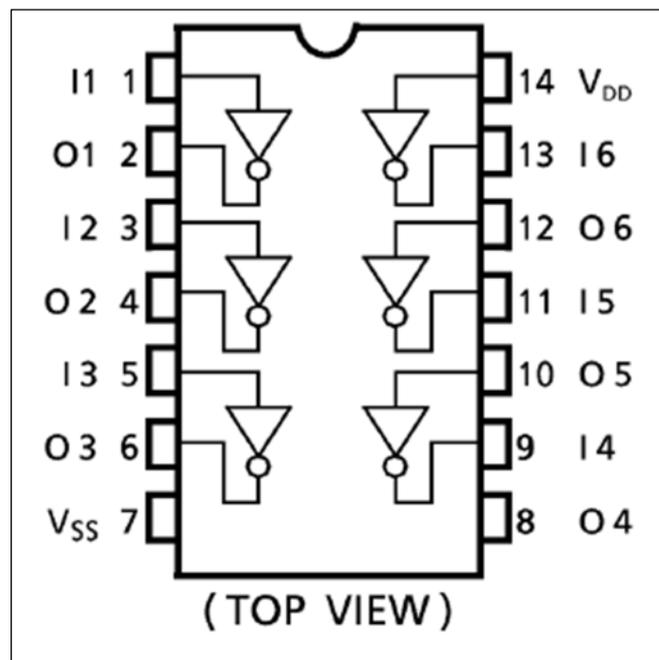


Figure III.13. Diagramme fonctionnel d'inverseur

Caractéristique	Symbole	Min	Type	Max	Unité
Tension d'alimentation DC	V_{DD}	3	-	18	V
tension d'entrée	V_{IN}	0	-	V_{DD}	V

Tab III.4. Caractéristique de l'inverseur TC4069UB

III.3.4. Carte de commande SEMIKRON SKHI 23/12

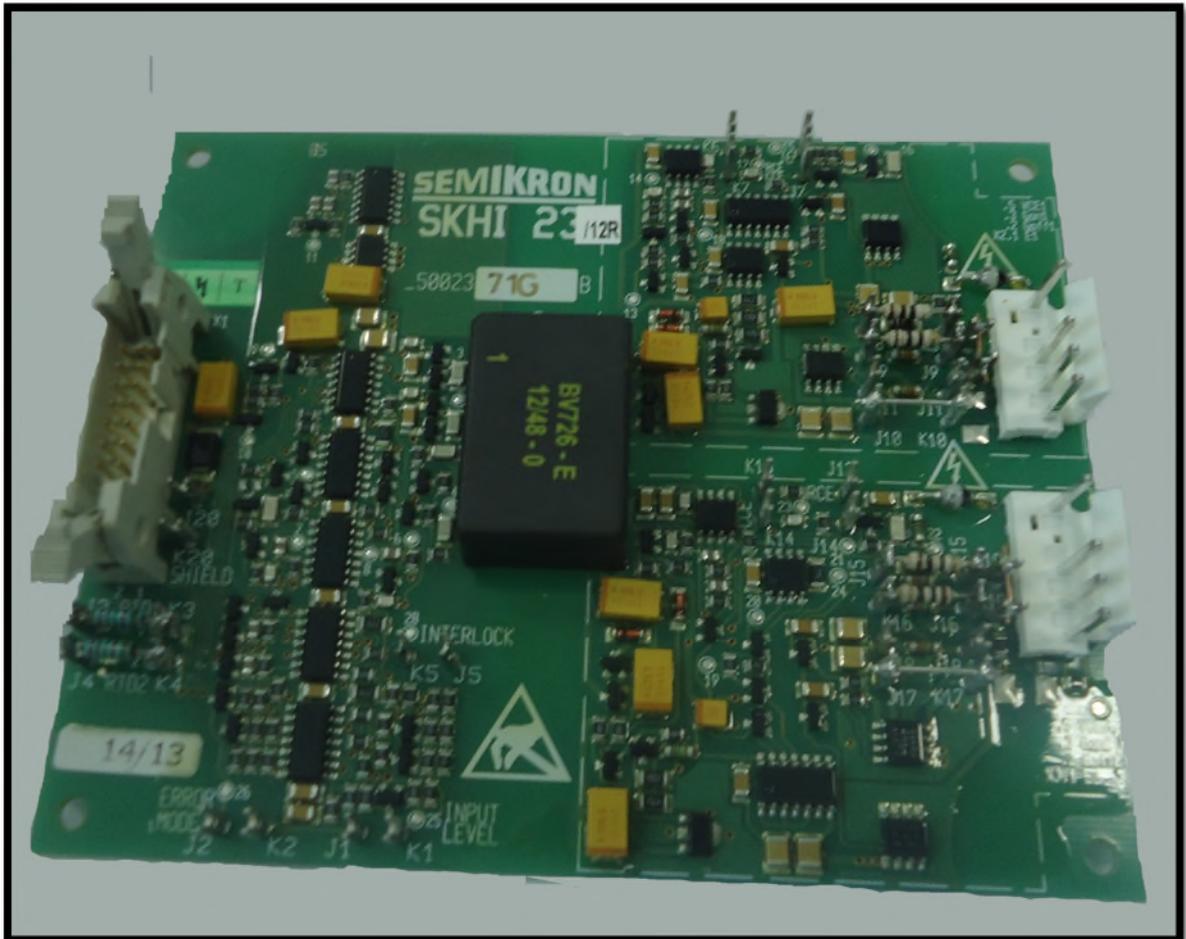


Figure III.14. Carte de commande SEMIKRON SKHI 23/12

La carte SEMIKRON a plusieurs fonctions, l'une de ces fonction et de commandé les bras de l'onduleur de tension elle assure le pilotage des gâchettes de l'IGBT (éviter les courts circuits des deux transistors du même bras de l'onduleur)

Cette carte a des avantages, on cite quelques un,

- Besoin que d'une alimentation +15 non isolé (même en utilisant 3 pilotes dans les systèmes à 3 phases)
- En utilisant des transformateurs magnétiques de très haute capacité dv/dt , jusqu'à 75 kV/ μ s
- Isolement entre le contrôle / l'IGBT jusqu'à 4kv
- La capacité de courant de crête de sortie jusqu'à 30 A
- Verrouillage haut/bas évite deux IGBT de même jambe étant commuté en même temps
- Temps mort, V_{CE} , R_{GON}/OFF séparément réglable à optimiser pour des applications spécifiques de l'utilisateur

- Mémoire de défauts informe le système de contrôle via un signal d'erreur
- Fournir une protection sous-tension

Comme tous les composants électroniques, la carte SEMIKRON a des caractéristiques qui sont bien détailler sur le tableau suivant avec $T_a = 25^\circ$:

Symbole	Conditions	Min	Type	Max	Unité
V_s	Tension d'alimentation de primaire	14.4	15.0	15.6	V
I_s	Courant d'alimentation (max)	///	0.32	///	A
$V_{G(on)}$	Tension de gâchette de sortie à l'ouverture	///	+15	///	V
$V_{G(off)}$	Tension de gâchette de sortie à la fermeture	///	-8	///	V
t_{TD}	Temps mort	///	10	///	μs
V_{CEstat}	Tension de référence pour V_{ce} de surveillance	///	5.2	///	V
$R_{G(on)}$	Résistance de gâchette pour un signal ouvert	///	22	///	Ω
$R_{G(off)}$	Résistance de gâchette pour un signal fermé	///	22	///	Ω
C_{ps}	Capacité de primaire au socondaire	///	12	///	pF

Tab III.5. Caractéristique de la carte SEMIKRON SKHI 23/12

Afin de régler le temps mort, on installe des résistances entre les branches J3,K3 (R_{TD1}) et J4,K4 (R_{TD2}). Les valeurs de ces résistances sont indiqué sur le tableau suivant :

$R_{TD1} = R_{TD2}$	temps verrouillage t_{TD}
10 kW	0,9 ms
22 kW	1,8 ms
33 kW	2,5 ms
47 kW	3,2 ms
68 kW	4,0 ms
100 kW	5,0 ms
330 kW	7,7 ms
pas équipée (réglage par défaut)	10 ms

Tab III.6. Réglage du temps de verrouillage

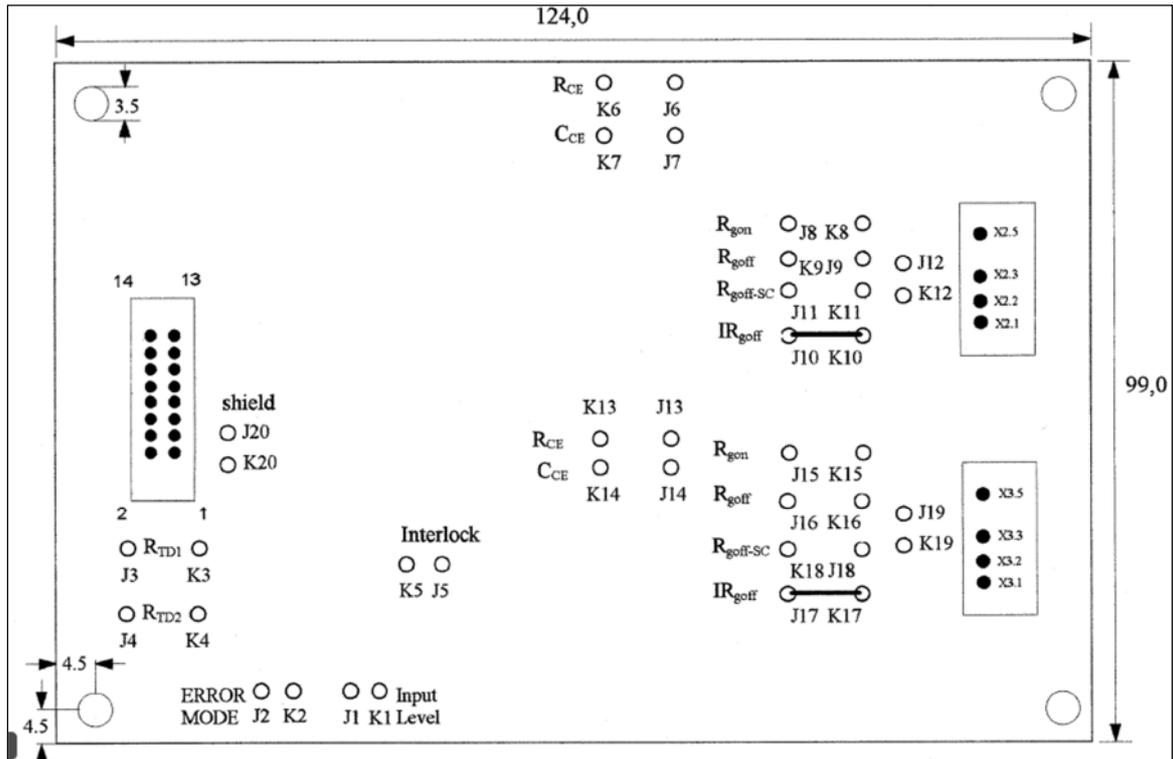


Figure III.15. Dimensions (en mm) et connexions de la SKHI 23

III.3.5. présentation de la carte DsPACE [22] [23] [24].

Développée par la société allemande dSPACE, c'est une carte de prototypage rapide de loi de commande, sa puissance de calcul et ses E/S sont primordiales pour les applications. Utilisée avec le Real-Time Interface (RTI), cette carte est entièrement programmable à partir de l'environnement de Matlab Simulink. On peut configurer toutes les E/S graphiquement en utilisant la RTI. C'est une façon simple et rapide d'implémenter les fonctions de commande.



Figure III.16. Carte d'acquisition de la carte dsPACE 1104

La carte est dotée d'un panneau de connexion qui comporte les périphériques des E/S qui permettent la communication avec le système physique « figure III.17 ».

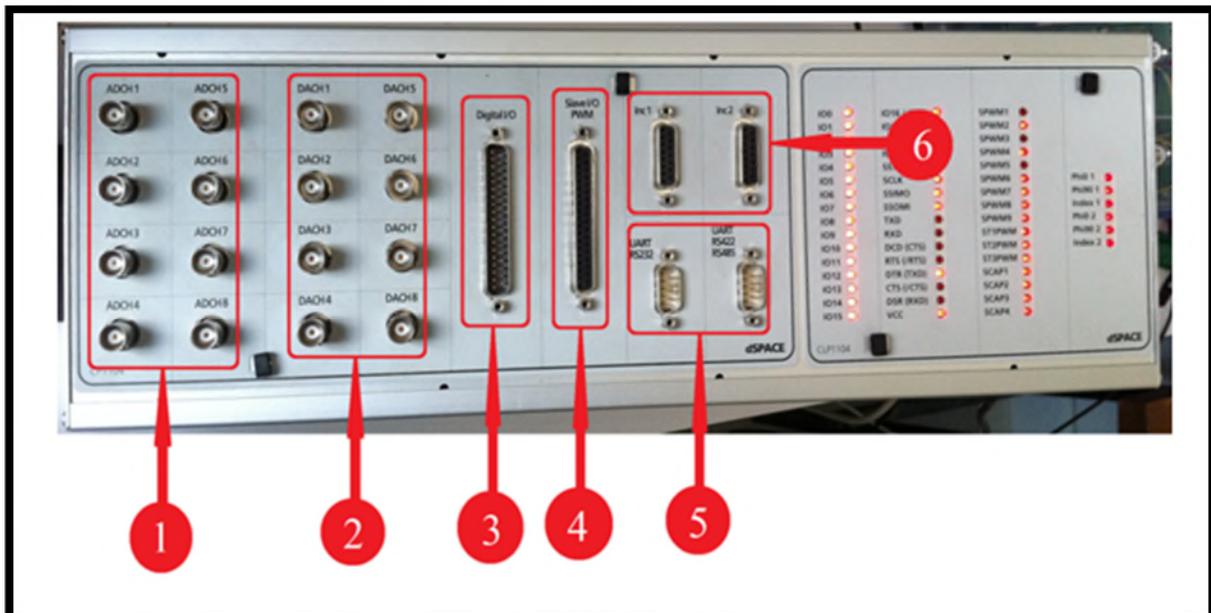


Figure III.17. Constitution de l'interface série de la dsPACE 1104

- (1) 8 convertisseurs analogiques numériques (CAN), 4 en 16 bits, 4 en 12 bits : utilisés pour la récupération de données analogiques à partir d'un système puis leur conversion au numérique et leur affichage sur PC.
- (2) 8 convertisseurs numériques-analogiques (CNA) de 16 bits pouvant délivrer une tension $\pm 10V$, utilisés pour la conversion de données numérique introduites à partir du PC en données analogiques, puis leur injection à un système externe.
- (3) Entré/sortie numérique utilisée lorsque nous avons affaire à un langage de programmation.
- (4) Entré/sortie du DSP esclave chargé de générer les signaux MLI pour la commande de l'onduleur.
- (5) Les ports séries (RS 232, RS 422 et RS 485) : utilisés pour avoir une communication série entre la dsPACE 1104 et les différents appareils électroniques (automate, appareil de mesure, etc.). Ils assurent également la communication entre deux cartes dsPACE.
- (6) 2 codeurs incrémentaux pour la récupération de données à partir de capteurs (capteurs de position).

Elle se compose également de 20 entrées/sorties numériques (de 3 timers (32 bits)) pouvant fonctionner de manière indépendante comme la montre la figures ci-après :

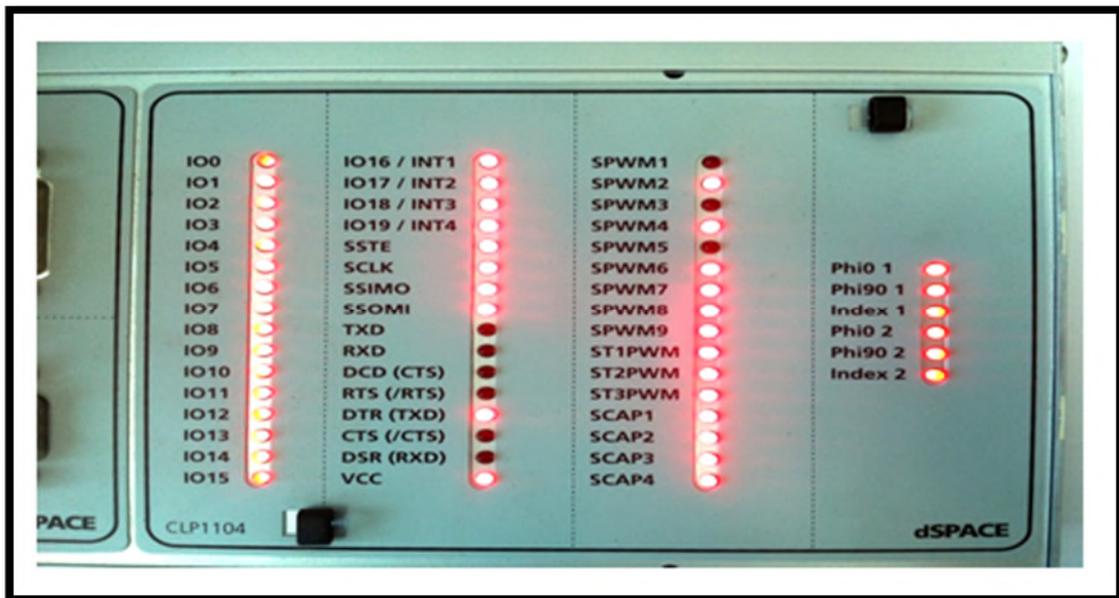


Figure III.18. Les différentes entrées/sorties de la dsPACE 1104

La carte dSPACE1104 nommée également DS1104, peut être installée pratiquement sur tous les PC, possédant une prise PCI libre.

➤ **Composition de la carte DS 1104**

La carte DS 1104 est composée :

- Un processeur maître Motorola MPC8240.
- Un sous ensemble du processeur DSP esclave TMS320F240 de Texas Instruments.
- Une mémoire SDRAM de 32 Mo, une mémoire Flash de 8Mo et un port-dual RAM.
- Une interface série.
- Un bus PCI, qui permet la connexion entre la carte et le connecteur d E/S.
- Un générateur MLI fonctionnant en monophasé et en triphasé.
- 20 E/S numérique.
- Interface d'encodeurs incrémentaux.
- Huit ADC et huit DAC.

➤ **Domaine d'application de la carte DS1104 [24].**

Cette carte contrôleur est conçue pour répondre aux exigences du prototypage rapide et moderne de lois de commande et elle est particulièrement appropriée pour les applications telles, que :

- Contrôle des moteurs électriques.
- Robotique.
- Contrôleurs automobiles.

Dans notre cas, la commande d'un moteur asynchrone, la carte DS1104 est bien adaptée car elle comporte un sous-système pour le traitement numérique des signaux qui est très performant dans le cadre de cette fonction.

III.4. Application des techniques de commande

III.4.1. Commande 180° (pleine onde)

Comme le montre la figure III.19, nous avons réalisé un schéma bloc de la commande 180°

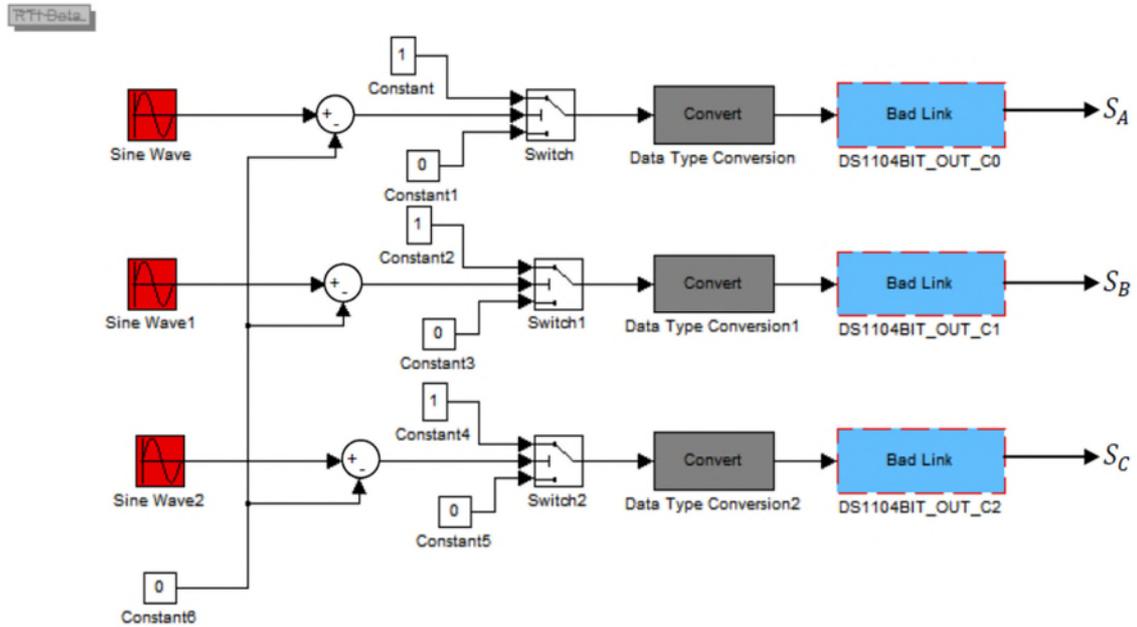


Figure III.19. Schéma bloc de la commande 180°

o Résultats pratiques de l'implémentation de la commande à pleine onde

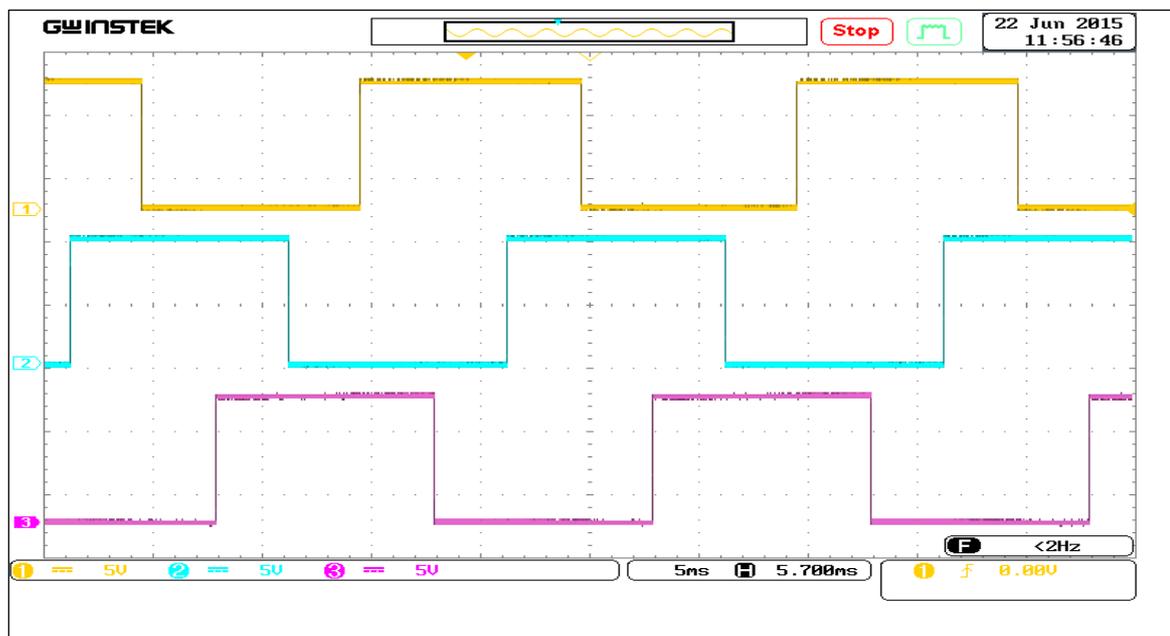


Figure III.20. Signaux de commande Sa, Sb et Sc de l'onduleur (commande 180°).

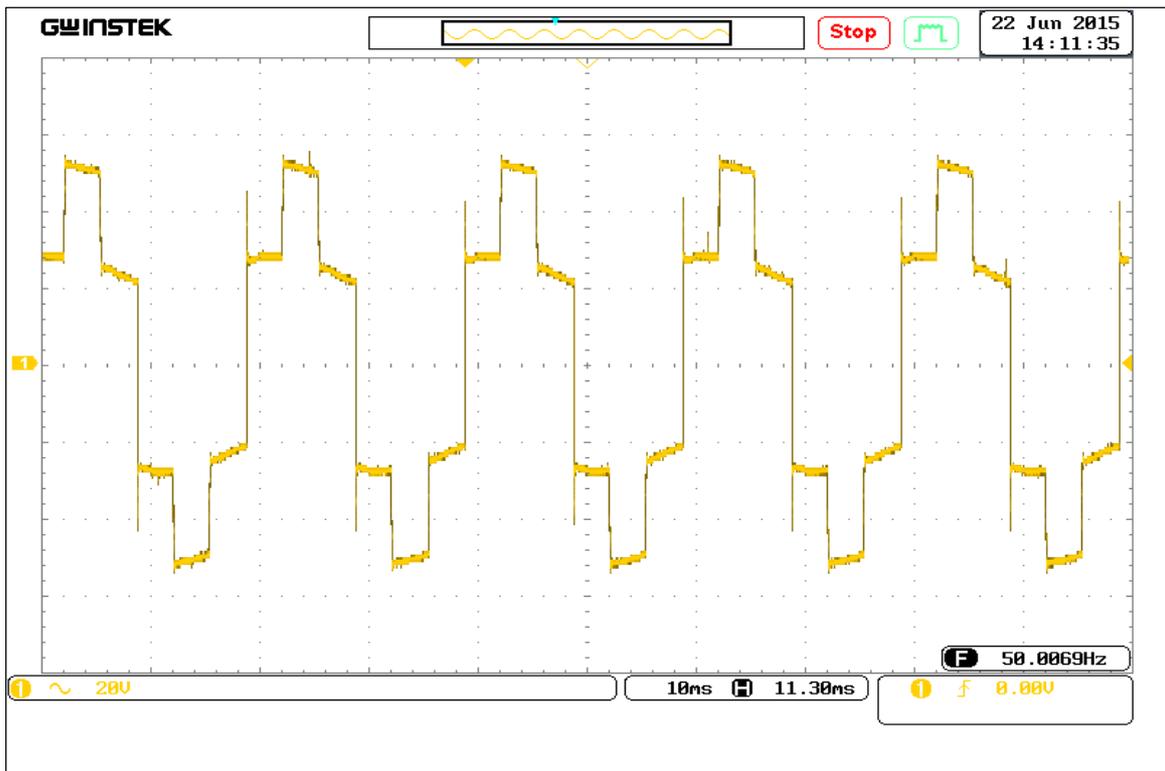


Figure III.21. Tension simple V_a à la sortie de l'onduleur (commande 180°).

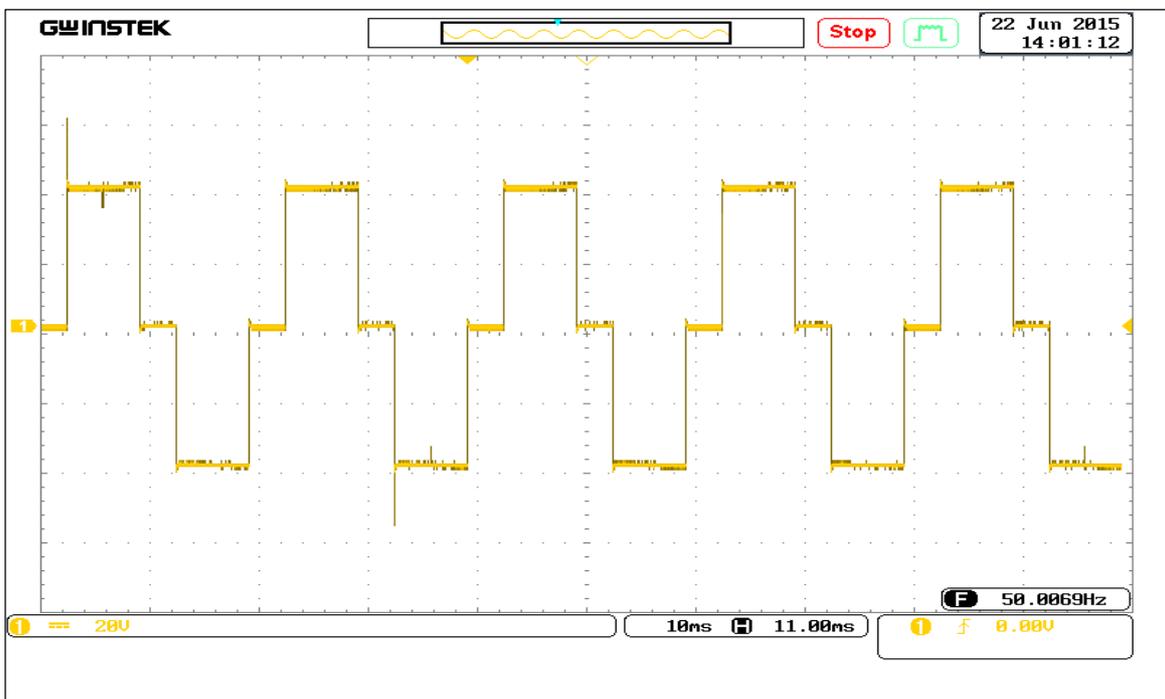


Figure III.22. Tension composée U_{ab} à la sortie de l'onduleur (commande 180°).

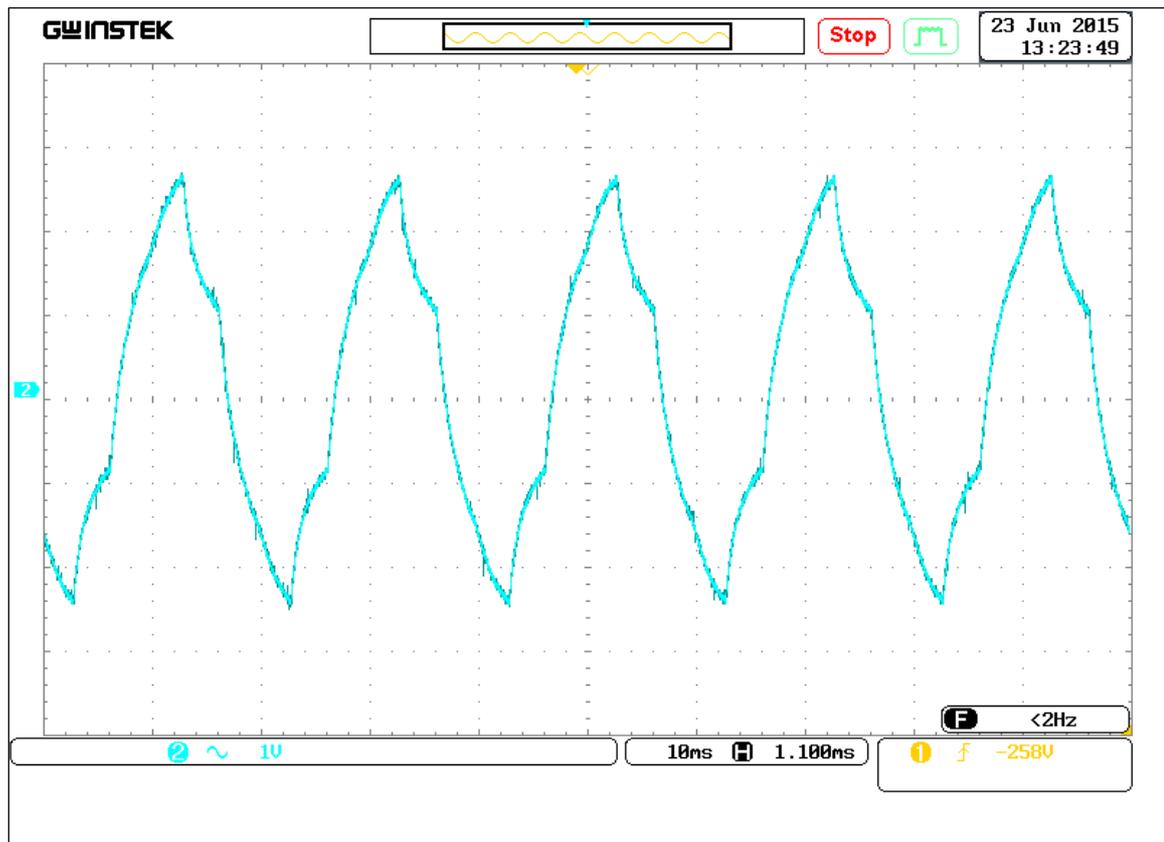


Figure III.23. Allure de courant I_a (commande 180°)

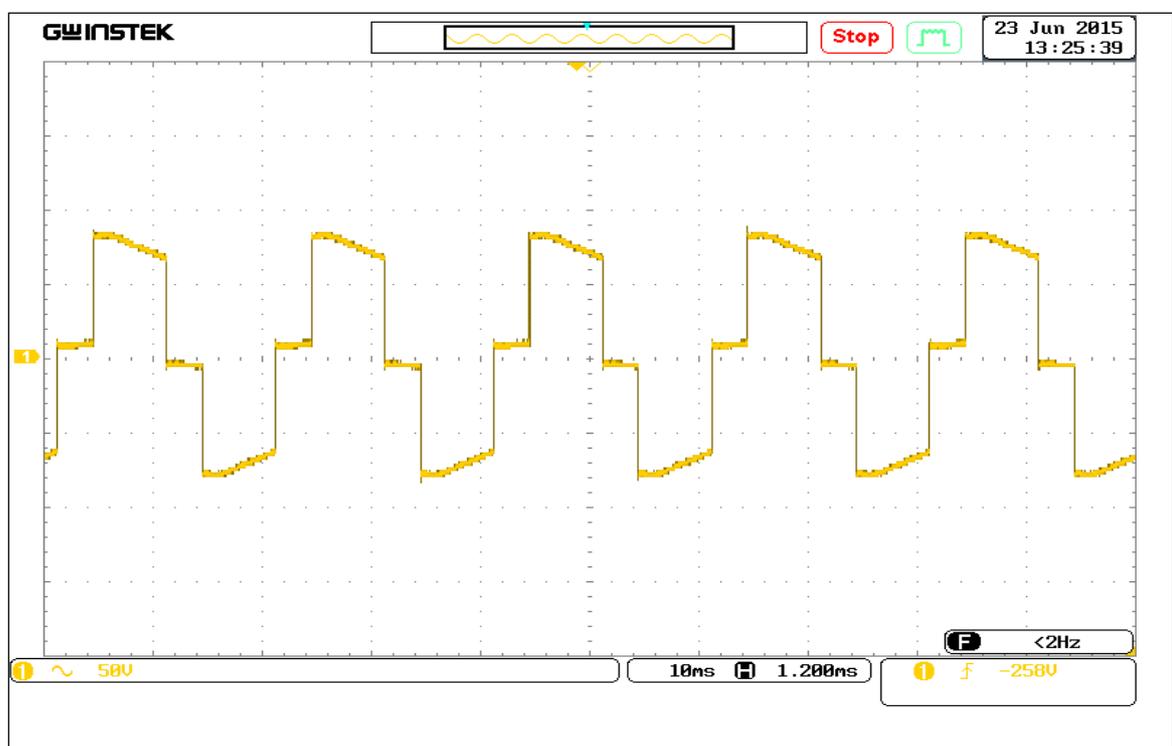


Figure III.24. Tension composée à la sortie de l'onduleur (application à la machine)

○ **Discussion des résultats de l'implémentation de la commande à pleine onde**

Les résultats de l'implémentation de la commande à pleine onde ne font que confirmer les résultats de la simulation et par conséquent la validation du modèle de notre commande. En effet les allures des tensions simples et composées captées pendant l'implémentation sont similaires à celles captées durant la simulation.

III.4.2. Commande MLI

Selon la « figure III.25 » nous avons réalisé un schéma bloc de la commande MLI

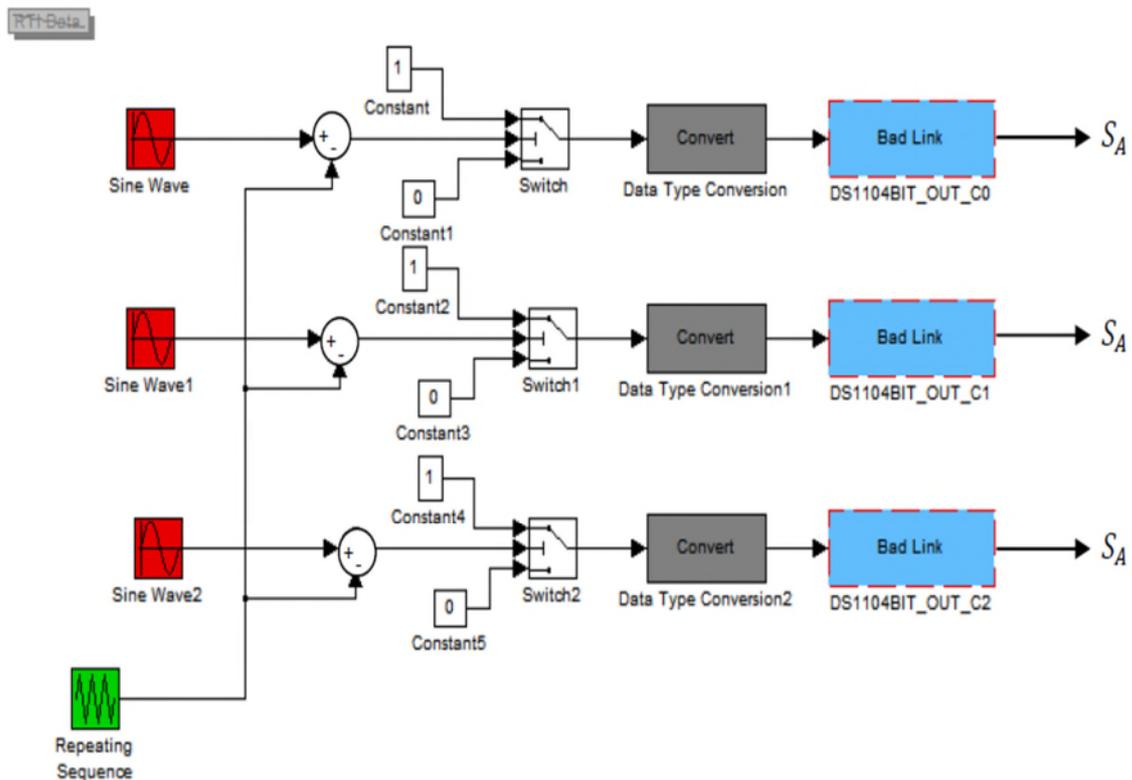


Figure III.25. Schéma bloc de commande MLI

○ Résultats pratiques de l'implémentation de la commande MLI

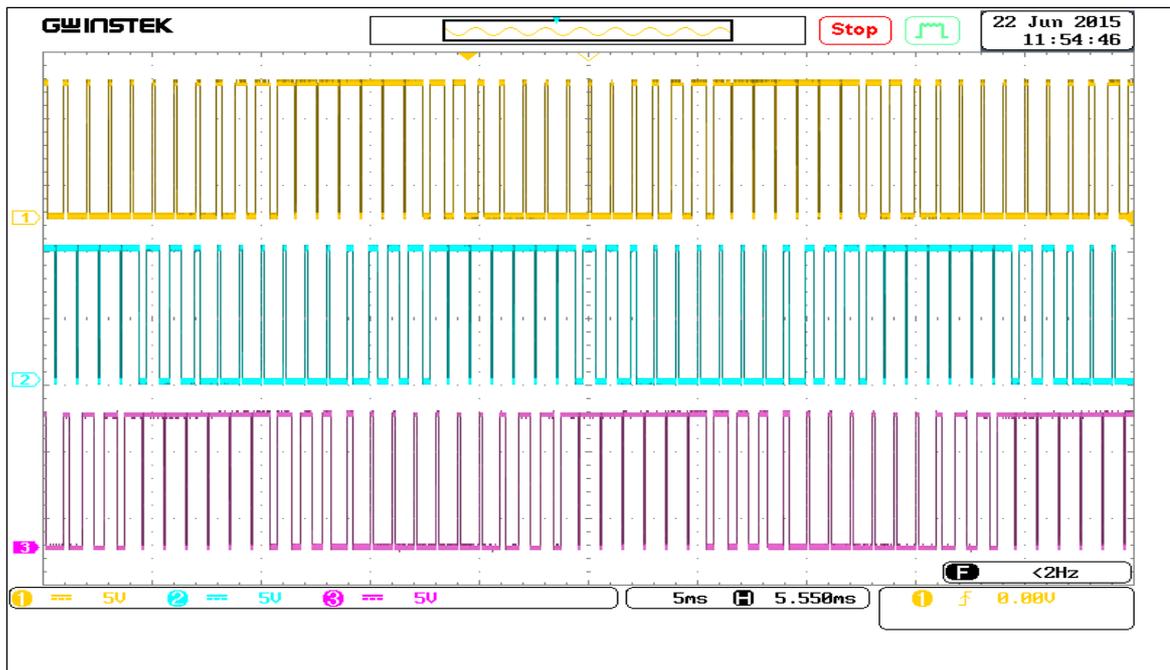


Figure III.26. Signaux de commande Sa et Sb Sc de l'onduleur (commande MLI).

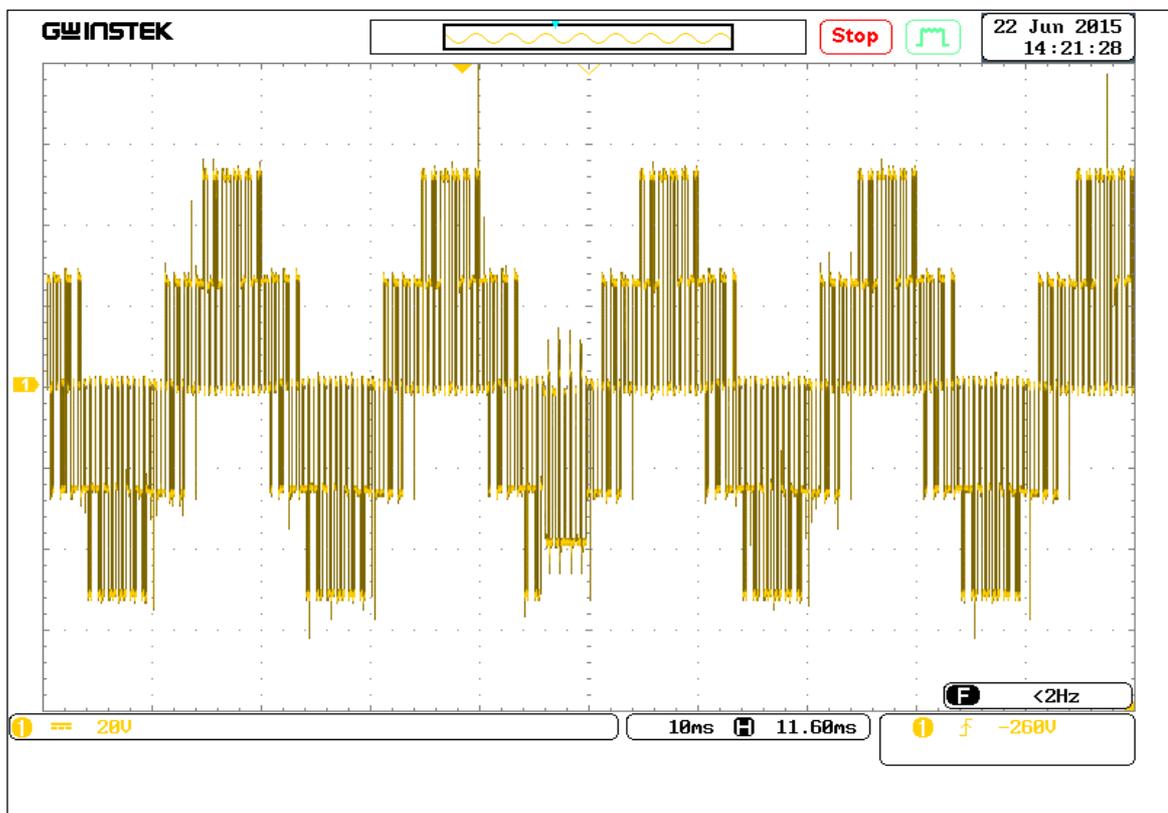


Figure III.27. Tensions simples Va à la sortie de l'onduleur (commande MLI).

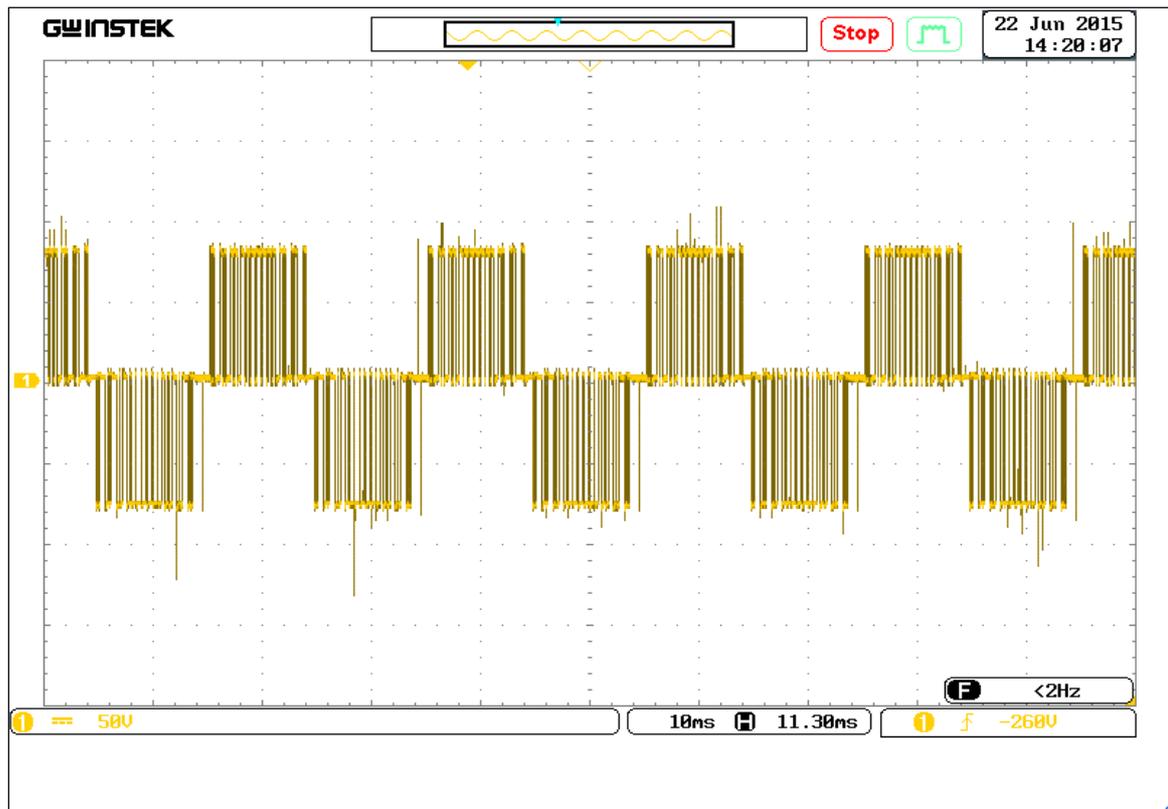


Figure III.28. Tension composée U_{ab} à la sortie de l'onduleur (commande MLI).

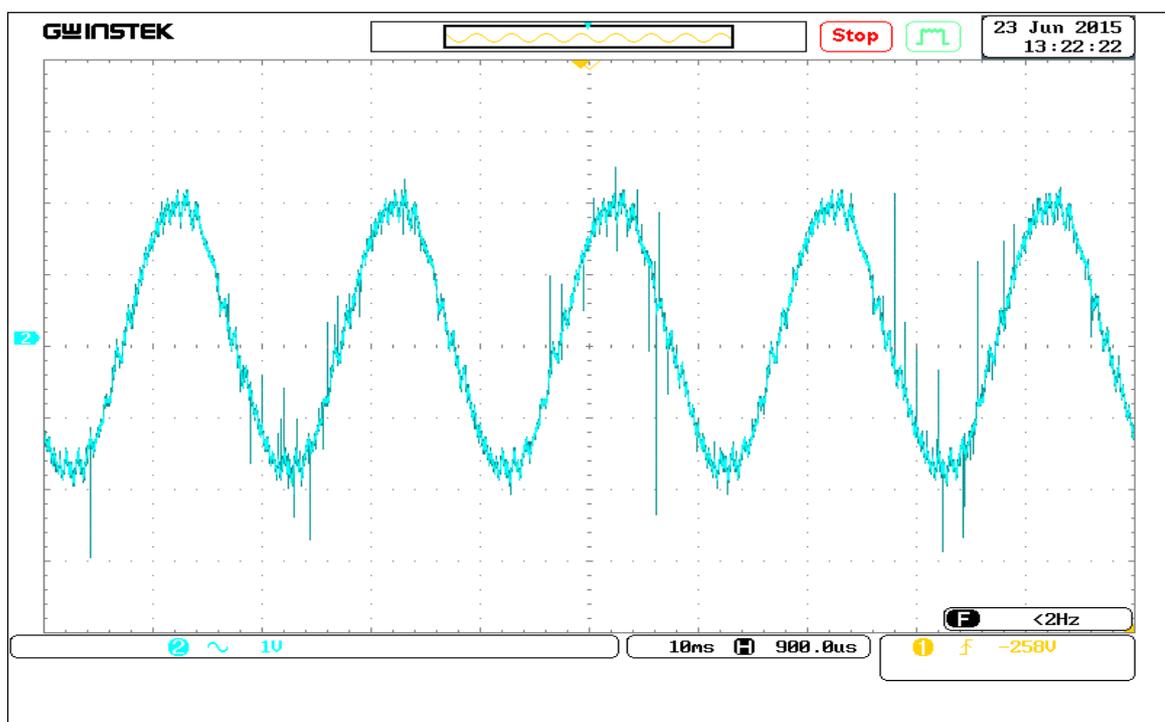


Figure III.29. Allure de courant I_a (commande MLI)

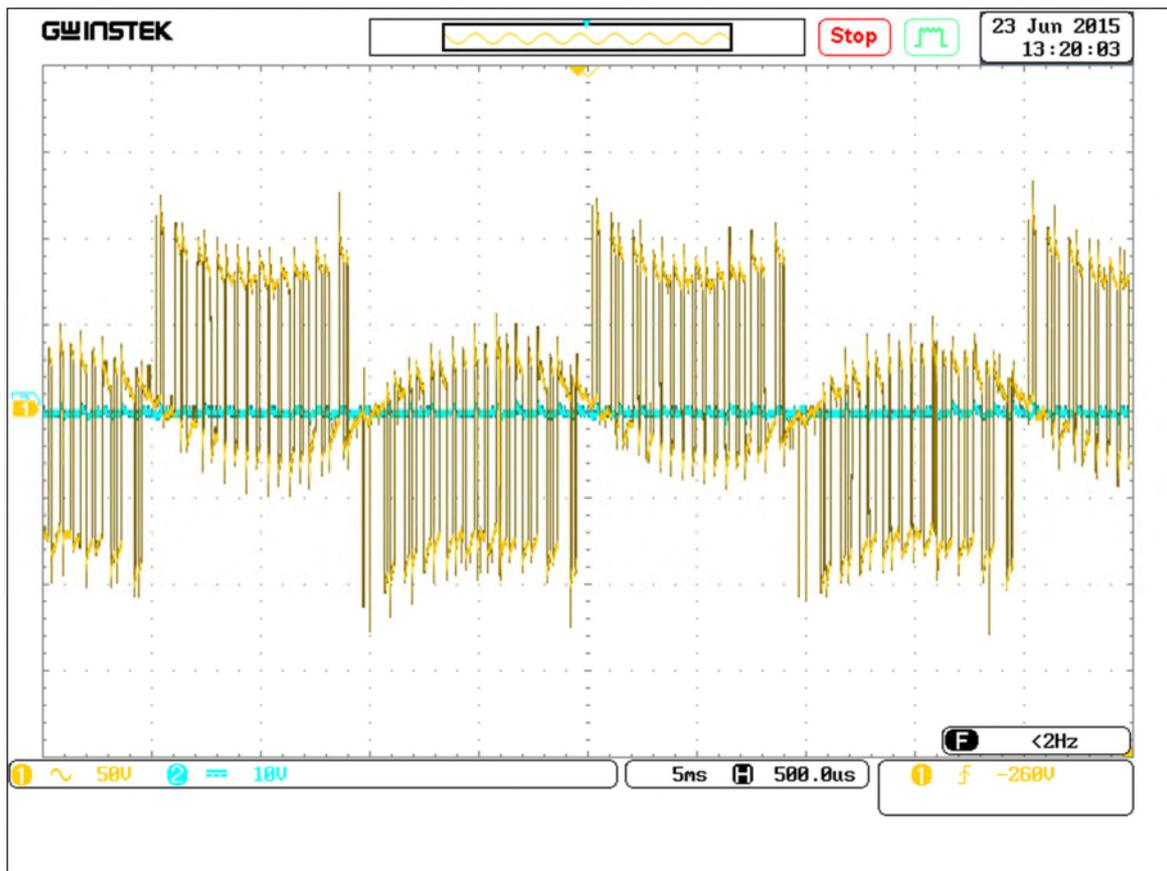


Figure III.30. Tension composée à la sortie de l'onduleur (application à la machine)

- **Discussion des résultats de l'implémentation de la commande MLI**

La similitude des résultats de l'implémentation et de la simulation de la commande MLI nous a permis de valider le modèle de notre commande qui pourra être utilisé ultérieurement pour diverses applications. En plus nous avons remarqué que la commande MLI nous permet d'avoir une allure de courant beaucoup plus proche de la sinusoïde.

Identification du temps mort

La configuration de la carte de commande SEMIKRON SKHI 23/12, nous a permis d'obtenir la valeur du temps mort identifier sur la figure ci-après

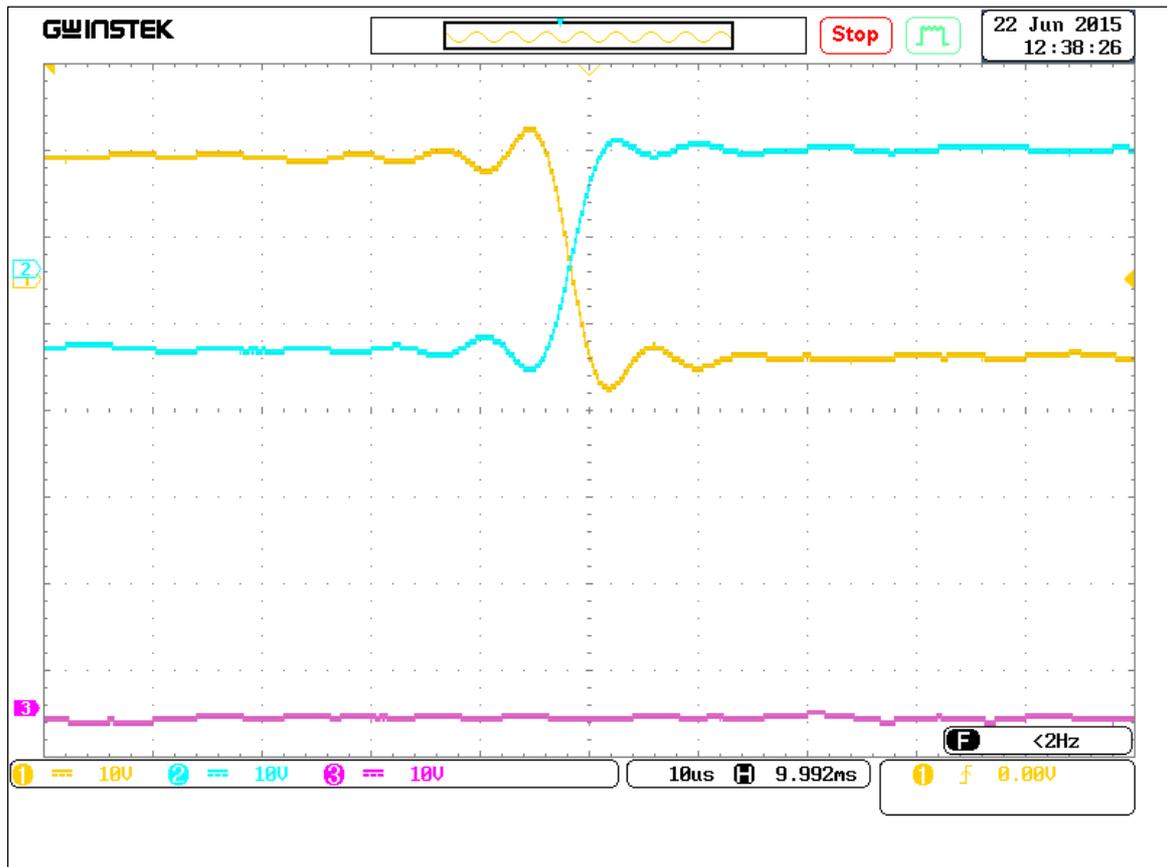


Figure III.31. Allure représentatif de temps mort

D'après la figure III.31 On peut déterminer la valeur du temps mort : $t_m = 5 \mu s$

III.5. Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté les différents organes qui constituent notre banc d'essai réalisé. Nous avons essayé d'expliquer au mieux les étapes suivies pour la réalisation de l'onduleur, à chaque passage, nous avons utilisé nos connaissances théoriques afin de surmonter les obstacles au quels la réalisation pratique nous faisait face. Grace à cette réalisation, nous avons amélioré et renforcé nos connaissances théoriques.

Une fois le banc d'essai été réalisé, nous l'avons mis à l'épreuve en alimentant une machine asynchrone triphasée commandé par deux techniques distinguées, à savoir : la commande pleine onde et la commande MLI. Identiquement à la partie simulation (chapitre II), nous avons visualisé les diverses allures de la commande 180° et MLI. Ces dernières, si nous les comparons à celles obtenues dans ce troisième chapitre, nous constaterons alors, que les résultats sont similaires, plus spécialement, la forme des tensions à la sortie de l'onduleur.

Cependant ce dernier chapitre, nous a permet aussi de mettre en évidence l'importance et la performance de commande MLI (technique la plus utilisée pour les variateurs de vitesse) par rapport au d'autre commande, Ceci dit, les modèles réalisés ont été validés.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une meilleure exploitation des variateurs de vitesse, et a comme visée principale, la connaissance et la bonne maîtrise des deux méthodes de commandes des onduleurs de tension à savoir la 180° et la MLI.

En premier lieu, nous nous sommes prêtés à une étude théorique de l'ensemble convertisseur-machine, en commençant par une présentation concise de la machine asynchrone, en abordant sa construction et son principe de fonctionnement.

Ensuite nous l'avons modélisée et mise en équations dans un repère biphasé, en s'appuyant sur quelques hypothèses simplificatrices, pour pouvoir concevoir un modèle de simulation sous Matlab-Simulink, qui nous a permis de tirer quelques caractéristiques de notre machine, en introduisant les paramètres de la MAS. En parallèle, comme convertisseur, nous avons choisi un onduleur de tension triphasée à deux niveaux que nous avons réalisé et exposé en expliquant son principe de fonctionnement et ses domaines d'utilisation. Après l'avoir modélisé et implémenté sous Matlab-Simulink, nous l'avons associé au modèle de la machine et procédé à une simulation de l'ensemble.

Pour une adaptation de la machine aux diverses applications qu'exige l'industrie, nous avons mis en évidence les différents procédés qui nous permettent d'assurer la variation de la vitesse et ce, en exploitant l'expression de la vitesse rotorique.

Dans nos jours, la pollution des signaux d'alimentation (les harmoniques) reste gênante et indésirable. Pour se faire, le choix de l'application de la commande MLI est avéré. Son application a permis d'atteindre de meilleures performances des caractéristiques de la machine, ce qui est approuvé par les résultats de simulation.

Comme notre thème est intitulé *Réalisation d'un onduleur de tension commandé par Dspace*, effectivement, on a pu concevoir et réalisé un onduleur à base d'IGBT qui alimente une MAS à cage d'écureuil commandé par la carte Dspace 1104.

Grâce à la carte dSPACE 1104 développe notre PC à un moyen de prototypage robuste de lois de commande, aussi ; nous permet d'exécuter et d'adapter des programmes réalisés avec Matlab en temps réel.

Bibliographie

-
- [1] L. BAGHLI, “Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques”, Thèse de doctorat, Université Henry Poincaré, Nancy-I en génie électrique, Nancy, 1999.
- [2] www.wikipédia.com, “Machine Asynchrone”, 19 janvier 2012.
- [3] YC / RN, “Machine Asynchrone Triphasée : Pilotage à Vitesse Variable”, 2003.
- [4] <file:///K:/spes%20MAS/Le%20moteur%20asynchrone.htm?reload>.
- [5] M. MARTY, D. DIXNEUF, D. G. GILBERT, “Principes D’Electrotechnique”, Paris, 2005, DUNOD
- [6] I. HIMDI, “Observation et Commande de Moteurs Asynchrones”, Projet personnel, ENSICAEN, Caen, France, 2009.
- [7] A.CUNIERE et G. FELD, “Modélisation de la Machine Asynchrone”, Cours sur la machine asynchrone, Cachan, France.
- [8] L. BAGHLI, “Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone”, Cours personnel, IUFM de Lorraine-UHP, France, 2005.
- [9] G.O. CIMUCA, “Système Inertiel de Stockage d’Energie Associé à des Générateurs Eoliens”, Thèse de Doctorat de l’ENSAM, Centre de Lille, 2005.
- [10] P. LADOUX, “Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif”, Réseau Nationale de ressources en Electrotechnique.
- [11] L. P. LA CHAUVINIERE, “Variation de Vitesse des Moteurs Asynchrones”.
- [12] <https://sites.google.com/site/1stigetone/varv>.
- [13] P. LE BRUN, “Variation de Vitesse des Machine Asynchrone”, Travail personnel sur l’Etude des Solutions de Variation de Vitesse pour une Machine Asynchrone de Puissance Inferieur à 1MW.
- [14] P. ABATI, “Réglage de la Vitesse de Rotation des Moteurs Asynchrones Triphasés”, 2002.

-
- [15] C. DIVOUX, “Moteur Asynchrone Triphasé”, 1999.
- [16] Henri FOCH, François FOREST et Thierry MEYNARD, « Onduleurs de tension - Structures. Principes. Applications », technique de l'ingénieur d3176 (article), 1998.
- [17] BOUKAROURA Abdelkader, « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond-Graph », Magister en électrotechnique 2009, Université Ferhat Abbas de Setif..
- [18] Florian Jean « les transistors », 4^{ème} C.
- [19] Pierre LEFRANC, T. Meynard, « Étude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance.
- [20] S. L. CAPITANEANU, “Optimisation de la Fonction MLI d'un onduleur de Tension Deux-niveau”, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [21] P. SEIXAS, “Commande Numérique d'une Machine Synchrone Autopilotée”, Thèse de Doctorat de l'Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 1988.
- [22] H. Razik, L. Baghli, A. Rezzoug, “ Neuro-fuzzy speed control of an induction motor ”, In proc. IMACS-CESA'98, Nabeul-Hammamet Tunisie, vol. 1, page, 1026-1030, 1998.
- [23] L. Baghli, “ Description des cartes DS1102 et DS1104 ”, 2014.
- [24] J.C. BEKALE and F. TARTARIN, “ Etudier et Réaliser des Applications Temps Réel pour une Carte DSP DS1104 ”, Projet Technique, 2004.
- [25] M^{me} A. Merhoum, M^r Allali. A, « Optimisation des techniques de MLI pour les équipements FACTS a base d'onduleur », Diplôme magister, université d'Oran, 2013

Annexes

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

GRANDEURS NOMINALES

Puissance nominale **$P_n = 0.37 \text{ kW}$**

Nombre de paire de pôles **$P = 1$**

Tension efficace nominale simple **$V_n = 220\text{V}$**

Fréquence nominale **$F = 50 \text{ Hz}$**

Courant efficace nominale **$I_n = 1.9 \text{ A}$**

Vitesse de rotation nominale **$N_n = 2765 \text{ tr/mn}$**

Facteur de puissance **$\text{Cos}(\varphi) = 0.79$**

PARAMETRES ELECTRIQUES

Résistance de l'enroulement statorique **$R_s = 21.6 \Omega$**

Résistance de l'enroulement rotorique **$R_r = 15.95 \Omega$**

Inductance de l'enroulement statorique **$L_s = 0.923 \text{ H}$**

Inductance de l'enroulement rotorique **$L_r = 0.923 \text{ H}$**

Inductance mutuelle **$M_{sr} = 0.908 \text{ H}$**