

République Algérienne Démocratique Et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur Et de la Recherche Scientifique



Université Abderrahmane Mira de Bejaia

Faculté De Technologie

Département De Génie Electrique

# Mémoire de fin d'études

En Vue D'obtention Du Diplôme Master

En Electrotechnique

*Option : Commande Des Systèmes Electriques*

*THEME :*

**ETUDE PRATIQUE D'UN VARIATEUR  
DE VITESSE DEDIE A  
L'ALIMENTATION D'UNE MACHINE  
ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE**

**Présenté par :**

Mr. Salem MAOUCHI

Mr. Atmane BAILLA

**dirigé par :**

Mr. A.AZIB

Mr. D.ZIANE

Année universitaire 2012/2013

## *Remerciements*

*Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à nos promoteur **A. AZIB** et **D. ZIANE** pour leurs soutiens et pour les conseils qu'ils ont apportés pour l'accomplissement de ce mémoire.*

*Nous tenons également à remercier l'ensemble de membres de jury monsieur **ALITOUCHE Karim** et monsieur **BEN CHIKH Bachir** qui nous ont fait l'honneur de juger ce travail.*

*Que tous les enseignants surtout (**MELAHI, ADLI, TAIBE, TAZERART, GHEDAMSI** et **OUZELAGH**) pour leurs sérieux au travaille, les étudiants du département d'électrotechnique trouvent ici l'expression de nos reconnaissances et respect.*

*Nous tenons également à remercier toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, **Rabah** et **Nassim**.*

## DÉDICACES

À la mémoire de mon amie, *Lyse* et mes *grands parents* et à mon cousin *Mohand ousaadi*, qu'Allah ait leurs âmes.

À celle qui a tant veillé sur moi : À ma très chère *mère*.

À celui qui m'a indiqué la bonne voie : À mon cher *Père*.

À qui j'adresse mes vœux les plus ardents de santé et de longue vie

À mes chères sœurs et frères surtout mon gentil *MAHMOUD*.

À ma chère fiancée *AZIZA*.

À mon binôme *Atmane*.

À mon oncle et tante, en particulier : *Abderrahmane* pour sa présence et son soutien tout au long de ces années.

Je ne saurais terminer sans citer mes chers amis : *Sabrina, elkhawa, Settar, Nassim, Lamia, Loucif, Mouloud, Yousef....etc.*

À tout, je dédie ce travail

*Salém MAOUCHI.*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à tous ceux qui sont chers à  
mon égard*

*A celle qui m'a appris le sens de la patience , et celle qui n'a  
jamais cessé de me donner de l'aide à chaque fois que j'en ai  
besoin.*

*A celui qui m'inspire toujours son courage ,sa tolérance et sa  
noblesse, ainsi que ses sacrifices et sa patience, mon chère  
père , que j'espère sera toujours fier de moi.*

*- A ma grand-mère pour ses prières.*

*- A mes frères et mes sœurs.*

*- A mes oncles et mes tantes.*

*- A tous mes amis en particulier Djamel, Mourad, Nassim,  
Mokhtar et Amel.*

*Ainsi qu'a mon camarade Salem*

*Atmani.*

---

*LES PRINCIPALES NOTATIONS  
ET ABREVIATIONS*

---

## Principales notations et abréviations

---

$q_\alpha$  : Nombre équivalent de phases ;

$\alpha$  : L'angle de décalage entre étoiles

$a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}$  : Phases de la première étoile ;

$a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$  : Phases de la deuxième étoile ;

$a_r, b_r, c_r$  : les phases de rotor.

$[P(\theta)]$ : Matrice de transformation de Park ;

$[P(\theta)^{-1}]$  : Matrice de transformation inverse de Park ;

$R_{sk}$  : Résistance d'une phase de l'étoile k (k=1 ou 2) ;

$R_{rk}$  : Résistance d'une phase du rotor k (k=1 ou 2) ;

$L_{sa1}, L_{sb1}, L_{sc1}, L_{s1}$  : Inductance propre de l'étoile 1.

$L_{sa2}, L_{sb2}, L_{sc2}, L_{s2}$  : Inductance propre de l'étoile 2.

$L_{ra}, L_{rb}, L_{rc}, L_r$  : Inductance propre du rotor.

$L_{ms}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statoriques.

$L_{mr}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

$L_{sr}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

$L_{s1r}, L_{s2r}$  : Inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique ;

$L_{s1s2}$  : Inductance mutuelle entre phase stator 1 et 2 ;

$L_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator 1 et 2 et le rotor ;

$L_{ms}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;

$L_{mr}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;

$L_{sr}$  : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor. ;

$\varphi_{s1}, \varphi_{s2}, \varphi_r$  : Flux statoriques, rotoriques;

$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$  : Flux statorique de la MASDE suivant l'axe d, q ;

$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$  : Flux rotorique de la MASDE suivant l'axe d, q ;

$\varphi_m$  : Flux magnétisant ;

## Principales notations et abréviations

---

$\varphi_{ref}$  : Flux rotorique de référence ;

J : Le moment d'inertie de la machine ;

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique ;

$C_r$  : Le couple résistant (couple de la charge) ;

$F_r$  : Le coefficient de frottement ;

$\Omega$  : Vitesse angulaire de rotation ;

P : Étant le nombre de paires de pôles.

$\theta$  : Angle électrique du rotor par rapport au stator de la machine ;

$\omega_s, \omega_r$  : Angle électrique du rotor par rapport au stator de la machine ;

$n_s$  : vitesse de synchronisme

$g$  : Le glissement.

$f_s$  : La fréquence de synchronisme.

$f$  : La fréquence du réseau.

$U_{red}$  : La tension de sortie du redresseur

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

LC : filtre passe-bas.

$C_f$  : Capacité du filtre.

$L_f$  : Inductance du filtre.

$f_c$  : La fréquence de coupure

$\omega$  : la pulsation d'utilisation

$v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}$  : Les tensions de branche de l'onduleur de tension ;

$v_a, v_b, v_c$  : les tensions de phases mesurées par rapport au neutre N ;

$s_{11}, s_{21}$  et  $s_{31}$  : les signaux de commande.

MASDE : Machine Asynchrone Double Etoile.

MLI : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

## **Principales notations et abréviations**

---

SVM : Space Vector Modulation.

AC : courant alternative.

DC : courant continue.

GTO: Gate Turn-Off.

IGBT: Insulated Gate Bipolar Thyristor.

CAD : conversion analogique numérique.

DAC : conversion numérique analogique.

# *SOMMAIRE*

	Page
Introduction générale	1
<b>Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées et modélisation de la MASDE</b>	
I.1.Introduction	3
I.2. Caractéristiques des machines multiphasées	3
I.2.1. Machines multiphasées de "Type 1	3
I.2.2. Machines multiphasées de "Type 2	4
I.3.Domains d’application	5
I.4. Avantages des machines multiphasées	6
I.4.1.Segmentation de puissance	6
I.4.2. Fiabilité	6
I.5. Inconvénients des machines multiphasées	6
I.6. Choix de la machine double étoile	6
I.7.Machine asynchrone double étoile	7
I.7.1 Introduction	7
I.7.2.Description de la MASDE	7
I.7.3. Hypothèses simplificatrices	8
I.7.4. Modèle triphasé de MASDE	9
I.7.4.1. Equations des tensions	9
I.7.4.2. Equations magnétiques	10
I.7.4.3. Equation mécanique	11
I.7.5. Modèle de la MASDE dans le repère de Park	12
I.7.5.1.Transformation de Park	12
I.7.5.2.Choix de référentiel	13
I.7.5.3.Application de la transformation de Park à la MASDE	13
I.7.5.3.1. Equations des tensions	14
I.7.5.3.2. Equations des flux	14
I.7.5.4. Puissance absorbée et couple électromagnétique	14
I.8. Simulation et interprétation	15
I.9.Conclusion	18

## SOMMAIRE

---

### Chapitre II : les variateurs de vitesse pour la MASDE

II.1. Introduction	19
II.2. Action sur le nombre de paires de pôles	19
II.3. Action sur le glissement	19
II.4. Action sur la fréquence de la tension d'alimentation statorique	20
II.5. Les convertisseur de fréquence	20
II.5.1. Le Cycloconvertisseur	20
II.5.1.1. Avantages de Cycloconvertisseur	21
II.5.1.2. Inconvénients de Cycloconvertisseur	21
II.5.2. Onduleur de tension	21
II.5.2.1. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasée	21
II.5.3. Le Convertisseur matriciel	22
II.5.3.1. Principe de fonctionnement	22
II.5.3.2. Avantages de convertisseurs matriciels	24
II.6. Comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines à courant alternatif	24
II.7. Alimentation de la machine asynchrone double étoile	25
II.7.1. Système d'alimentation	25
II.7.1.1. Modélisation du redresseur	25
II.7.1.2. Modélisation de l'onduleur	27
II.8. Les différentes techniques de commande d'un onduleur de tension	28
II.8.1. Commande pleine onde( 180°)	28
II.8.1.1 Introduction	28
II.8.1.2. Résultats de simulation de la commande 180°	30
II.8.1.3. Interprétation des résultats de simulation de la commande 180°	32
II.8.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	32
II.8.2.1. Principe de la commande MLI	32
II.8.2.2. Caractéristique de la MLI	33
II.8.2.3. Résultats de simulation de la commande MLI	33
II.8.2.4. Avantages de la commande MLI	36
II.8.3. La commande SVM (Space Vector Modulation)	37
II.8.3.1. Introduction	37

## SOMMAIRE

---

II.8.3.2. Principe de la SVM (Space Vector Modulation)	37
II.8.3.3. Résultats de simulation de la commande SVM	39
II.8.3.4. Avantages de la MLI vectorielle	41
II.9. Simulation avec la MASDE	42
II.9.1. Résultat de simulation de la commande 180° avec MASDE	42
II.9.1.1. Interprétation des résultats de MASDE_commande pleine d'onde (180°)	42
II.9.2. Résultats de simulation de l'association MASDE-onduleur MLI	43
II.9.2.1. Interprétation des résultats de l'onduleur MLI_MASDE	43
II.9.3. Résultats de simulation de la MASDE_SVM (space vector modulation)	43
II.9.3.1. Interprétation des résultats de simulation MASDE-SVM	44
II.10. Conclusion	44

### **Chapitre III : Réalisation de la plateforme et l'application des différentes techniques de commande**

III.1. Introduction	45
III.2. Présentation de la plateforme	45
III.3. Présentation des différentes parties du banc d'essais	47
III.3.1. Carte de commande (dSpace DS1104)	47
III.3.1.1. Introduction	47
III.3.1.2. Architecture interne du DS1104	48
III.3.1.3. les caractéristiques de la carte Dspace1104	50
III.3.1.4. Les différentes entrées/sorties de la DSpace 1104	51
III.3.1.5. Domaines d'application	52
III.3.1.6. Avantages majeurs de la carte DSpace 1104	52
III.3.1.7. Fonctionnement de la carte dSpace DS1104	53
III.3.2. Carte d'interface	53
III.3.2.1. Carte d'alimentation	54
III.3.2.2. Le circuit optocoupleur	55
III.3.2.2.1. Caractéristique de HCPL 3120	55
III.3.2.3. Driver	56
III.3.2.3.1. Caractéristiques de driver IR2111	56
III.3.3. Circuit de puissance	57
III.3.3.1. Les modules IGBT (SKM 150GB 123 D)	57

## SOMMAIRE

---

III.3.3.2. Caractéristiques de bras SKM 150GB 123D	58
III.4. Résultats expérimentaux	58
III.4.1. Commande 180°	59
III.4.1.1. Interprétation des résultats de la 180°	61
III.4.2. Commande MLI	60
III.4.2.1. Interprétation des résultats de la MLI	66
III.4.3. Commande SVM	66
III.4.3.1. Interprétation des résultats de la SVM	69
III.5. Conclusion	69

*LISTE DES FIGURES  
ET TABLEAUX.*

# Listes des figures

---

<b>Chapitre I</b>		Page
Figure. I.1.	Représentation des enroulements de la MASDE	8
Figure. I.2.	Représentation des enroulements de la MASDE selon le repère de Park	13
Figure. I.3. (a)	Allure de la vitesse en fonction du temps ;	16
	(b) Allure de couple électromagnétique en fonction du temps ;	
Figure. I.4. (c)	Allure des courants statorique $i_{as1}$ et $i_{as2}$ en fonction du temps ;	16
	(d) Zoom des courants $i_{as1}$ et $i_{as2}$ .	
Figure. I.5. (a1)	Allure de la vitesse en fonction du temps ;	17
	(b1) Allure de couple électromagnétique en fonction du temps ;	
Figure. I.6. (c1)	Allure des courants statorique $i_{as1}$ et $i_{as2}$ en fonction du temps ;	17
	(d1) Zoom des courants $i_{as1}$ et $i_{as2}$ .	
<b>Chapitre II</b>		
Figure. II.1:	Structure d'un Cycloconvertisseur	20
Figure. II.2 :	Onduleur de tension	22
Figure. II.3 :	Convertisseur matriciel triphasé	23
Figure. II.4.	Interrupteur Bidirectionnels	23
Figure. II.5.	Schéma synoptique de l'alimentation de la MASDE.	25
Figure. II.6.	Représentation du redresseur a diodes.	25
Figure. II.7.	Représentation de la tension redressée.	26
Figure. II.8:	Onduleur triphasé	27
Figure. II.9.	Schéma globale de simulation en PSIM.	29
Figure. II.10.	Les vecteurs de commutation de l'onduleur de tension	29
Figure. II.11.	Allures des tensions de branche pour l'onduleur 1 $180^\circ$ .	30
Figure. II.12.	Allures de la tension simple et composée pour l'onduleur1 $180^\circ$ .	31
Figure. II.13.	Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur 1 $180^\circ$ .	31
Figure. II.14.	Allures des tensions de branches pour l'onduleur 2 $180^\circ$ .	31
Figure. II.15.	Allures de la tension simple et composée pour l'onduleur2 $180^\circ$ .	32
Figure. II.16.	Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur2 $180^\circ$ .	32
Figure. II.17.	Schéma bloc de MLI	33
Figure. II.18.	Les Signaux de commande pour l'onduleur1 MLI.	34

## Listes des figures

---

Figure. II.19. Allure de la tension simple VAN pour l'onduleur1 MLI.	34
Figure. II.20.Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur1 MLI.	35
Figure. II.22.Allure de la tension simple VA1N1 pour l'onduleur2 MLI.	36
Figure. II.23. Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur2 MLI.	36
Figure. II.24.Principe de la SVM	38
Figure. II.25.Composantes du vecteur de référence dans le secteur I	38
Figure. II.26.Bloc de la SVM	39
Figure. II.27.Allure de tension simple pour l'onduleur1 SVM.	40
Figure. II.28.Allure de tension composée pour l'onduleur1 SVM.	40
Figure. II.29.Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur1 SVM.	40
Figure. II.30.Allure de tension simple pour l'onduleur2 SVM.	41
Figure. II.31.Allure de tension composée pour l'onduleur2 SVM.	41
Figure.II.33. comportement de la MASDE_180° .	42
Figure.II.34. comportement de la MASDE-onduleur MLI	43
Figure. II.35. Comportement de la MASDE_SVM (space vector modulation)	44

### Chapitre III

Figure. III.1.Schéma fonctionnel du banc d'essai.	45
Figure. III.2.Présentation de la plate forme	46
Figure. III.3.La machine asynchrone double étoile	46
Figure. III.4.Présentation de la carte Dspace1104	48
Figure. III.5:Schéma de la carte DS1104 contrôleur et caractéristique	49
Figure. III.6:Constitution de l'interface série de la DSpace 1104	51
Figure. III.7:La signalisation des entrées/sorties de la Dspace1104	52
Figure. III.8.Interface de Matlab Simulink	53
Figure. III.9.La carte d'interface	54
Figure. III.10.Schéma de la carte d'alimentation	54
Figure. III.11.Schémas interne d'un optocoupleur.	55
Figure. III.12.Schéma fonctionnel du driver IR2111.	56
Figure. III.13.Circuit de puissance (deux onduleurs)	57
Figure. III.14.Bras de l'onduleur (SKM 150GB 123 D).	58
Figure. III.15.Signal de commande pour la 180°	59

## Listes des figures

---

Figure. III.16.Allures des courants de phase pour la 180°.	59
Figure. III.17.Courant de phase et la tension simple pour l'onduleur 1 180°.	60
Figure. III.18.Allure de la tension simple pour l'onduleur1 180°.	60
Figure. III.19.Tension simple pour l'onduleur 2 180°.	61
Figure. III.20.Tension composée pour l'onduleur2 180°.	61
Figure. III.21.Le signal de commande pour la MLI.	62
Figure. III.22.Allure des courants de phase pour la MLI.	63
Figure. III.23.Allure de la tension simple et le courant de phase pour l'onduleur1 MLI.	63
Figure. III.24.Tension simple pour l'onduleur1 MLI.	64
Figure. III.25.Allure de la tension composée pour l'onduleur1 MLI.	64
Figure. III.26.Tension simple pour l'onduleur2 MLI.	65
Figure. III.27.Allure de la tension composée pour l'onduleur2 MLI.	65
Figure. III.28.Le signal de commande SVM.	66
Figure. III.29.Allure de courant de phase pour la SVM.	67
Figure. III.30.La tension simple avec le courant de phase pour l'onduleur1 SVM.	67
Figure. III.31.Allure de tension composée pour l'onduleur1 SVM.	68
Figure. III.32.Tension simple pour l'onduleur2 SVM.	68
Figure. III.33.Tension composée pour l'onduleur2 SVM.	69

## LISTE DES TABLEAUX

---

	<b>page</b>
<b>Chapitre I</b>	
Tableau. I.1. Machines multiphasées de Type 1	4
Tableau. I.2. Machines multiphasées de Type 2	5
<b>Chapitre II</b>	
Tableau II.1. Comparaison des trois convertisseurs	24
<b>Chapitre III</b>	
Tableau. III.1. Caractéristiques de la DSPACE1104	51

*INTRODUCTION*  
*GENERALE.*

## Introduction générale

Le secteur industriel fait largement appel aux entraînements électriques à vitesse variable. Ces entraînements exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue et un coût réduit.

Les machines à courant continu, caractérisées par une grande souplesse de fonctionnement et ne nécessitent qu'un équipement électronique de faible importance, répondent en partie à ces exigences.

Cependant, la présence du système balais-collecteur les pénalise. Elles ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute l'entretien que nécessite le collecteur [1].

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones, celles-ci ont en effet de nombreux avantages :

- Elles sont de construction relativement simple, supportent les surcharges, n'exigent pas d'entretien permanent et leur prix à l'achat est acceptable.
- L'absence du collecteur leur confère une grande fiabilité et une vitesse de rotation plus élevée. Néanmoins, l'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [1].

Cependant, lorsqu'une machine n'est pas alimentée directement par le réseau, mais par l'intermédiaire d'un convertisseur statique, la contrainte fixant le nombre de phases statoriques à trois disparaît. Augmenter le nombre de phases au-delà de trois phases et de limiter les contraintes électriques subit par les semi-conducteurs ce qui permet des applications pour les gammes de forte puissance [2].

Actuellement les structures de machines multiphasées les plus utilisées sont les machines asynchrones doubles étoiles (MASDE). On trouve leurs applications dans les systèmes embarqués comme la traction des trains et la propulsion des navires [3].

Notre travail concerne l'alimentation d'une machine asynchrone double étoile par deux onduleurs en parallèle en utilisant la carte dSpace 1104. Pour ce faire, un banc d'essai expérimental sera réalisé.

Le premier chapitre est consacré à quelques généralités sur les machines multiphasées et à la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques.

Le second chapitre est réservé aux variateurs de vitesse pour la MASDE, nous présenterons ensuite la modélisation de l'onduleur de tension pour l'alimentation de la machine ainsi que ces quelques stratégies de commande à savoir la commande pleine onde, la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et la modulation vectorielle (SVM).

Puis pour chaque stratégie, nous donnerons la forme et le spectre des tensions de sortie des onduleurs 1 et 2. Aussi, nous présenterons la caractéristique de réglage et les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile alimentée onduleurs de tension pour chacune des trois stratégies.

Dans le dernier chapitre et en vue de l'application pratique de ces différentes stratégies de commande une présentation de la plate forme ainsi que les différentes parties constituant le banc d'essai seront élaborées. A la fin les résultats expérimentaux seront exposés.

On terminera par une conclusion générale de l'étude effectuée.

---

*CHAPITRE I :*  
*GENERALITES SUR LES*  
*MACHINES MULTIPHASEES ET*  
*MODELISATION DE LA MASDE*

---

## I.1. Introduction :

Les machines asynchrones triphasées sont les machines les plus utilisées dans l'industrie. Elle domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, robuste, la moins couteuse, la moins exigeante en termes d'entretien à cause de l'absence du collecteur mécanique.

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines multiphasées qui sont apparues dès le début de 19<sup>ième</sup> siècle [2] [11].

## I.2. Caractéristiques des machines multiphasées :

Les machines multiphasées contiennent comme toutes machines électriques tournantes un stator et un rotor, la seule différence est au niveau du stator que celui-ci comporte un nombre de phases supérieur à trois.

On distingue deux types de machines Multiphasées [2] :

- machines Multiphasées de Type 1
- machines Multiphasées de Type 2

### I.2.1. Machines multiphasées de « Type 1 » :

Les machines multiphasées de « Type 1 » sont des machines dont le nombre de phases statoriques  $q$  est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en  $\eta$  étoiles triphasées :  $q=3n$  ( $n=1, 2, 3,4\dots$ ).

Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire  $\alpha$  qui correspond au décalage entre étoiles. En effet, une machine double étoile ( $q = 6$ ) dont les étoiles sont décalées de  $\alpha = \pi/6$  à des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de  $\alpha = \pi/3$ . Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un « nombre équivalent de phases », noté  $q_\alpha$ , dont la définition est la suivante :

$$q_\alpha = \pi/\alpha \tag{I.1}$$

Le tableau (I.1) donne le détail de quelques exemples de machines multi étoiles.

<i>Nombre de phases (q)</i>	<i>Nombre équivalent de phases (q<sub>α</sub>)</i>	<i>Décalage entre les étoiles (α)</i>	<i>Représentation schématique des bobines</i>
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	

Tableau. I.1. Machines multiphasées de Type 1

### I.2.2. Machines multiphasées de « Type 2 » :

Les machines multiphasées de « Type 2 » sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si  $\alpha$  désigne le décalage angulaire entre deux bobines

adjacentes, les  $q$  phases sont alors régulièrement décalées de  $2\pi/q = 2\alpha$ . On a donc toujours :  
 $q = q_\alpha = \pi/\alpha$

Le tableau (I.2) donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de Type 2.

<i>Nombre de phases (<math>q</math>)</i>	<i>Nombre équivalent de phases (<math>q_\alpha</math>)</i>	<i>Décalage entre les étoiles (<math>\alpha</math>)</i>	<i>Représentation schématique des bobines</i>
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	
13	13	$\pi/13$	

Tableau. I.2. machines multiphasées de Type 2

### I.3. Domaines d'application

Les machines multiphasées sont utilisées dans les applications de puissances élevées, par exemple dans les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs,

les compresseurs, les moulins du ciment, la propulsion navale, véhicules électriques/hybrides, système d'énergie éolienne [5] [6] [7] [12].

#### **I.4. Avantages des machines multiphasées**

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages on peut citer : la segmentation de puissance et la fiabilité [5] [8] [9].

##### **I.4.1. Segmentation de puissance :**

L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations du courant et de couple.

##### **I.4.2. Fiabilité :**

Pour la machine multiphasée, la contrainte d'avoir une ou plusieurs phases au moins déconnectées ne pose pas de problème tant que trois phases restent actives. On peut avoir jusqu'à  $(q-3)$  phases ouvertes, tandis que la perte d'une phase dans une machine triphasée provoque des ondulations du couple de forte amplitude [10].

#### **I.5. Inconvénients des machines multiphasées [2]**

- L'inconvénient majeur des machines multiphasées est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension ;
- Le cout : le nombre de semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le cout de l'ensemble convertisseur-machine ;
- Complication du système de commande, cela est dû à la multiplication du nombre de semi-conducteurs.

#### **I.6. Choix de la machine double étoile**

La machine double étoile est la machine multiphasée la plus courante, parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué.

## **I.7. Machine asynchrone double étoile**

### **I.7.1 Introduction :**

Le modèle mathématique d'une machine électrique est un moyen de représentation de la machine réelle permettant d'avoir une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et de prévoir le comportement de la machine dans des situations impossibles de les avoir expérimentalement (exploitation du matériel au voisinage de leurs limites technologiques). Pour modéliser la MASDE on doit prendre en considération des hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle exploitable.

### **I.7.2. Description de la MASDE**

La MASDE se compose de deux enroulements triphasés identiques décalés l'un par rapport à l'autre d'un angle électrique  $\alpha$ . Les phases de l'étoile une et de l'étoile deux sont décalées d'un angle  $2\pi/3$ , le rotor est identique à celui d'une machine asynchrone triphasée (rotor à cage d'écureuil).

La figure (I.1) représente la MASDE dont  $(a_{s1}, b_{s1}, c_{s1})$  étant les phases de la première étoile  $(a_{s2}, b_{s2}, c_{s2})$  les phases de la deuxième étoile et  $(a_r, b_r, c_r)$  les phases du rotor.

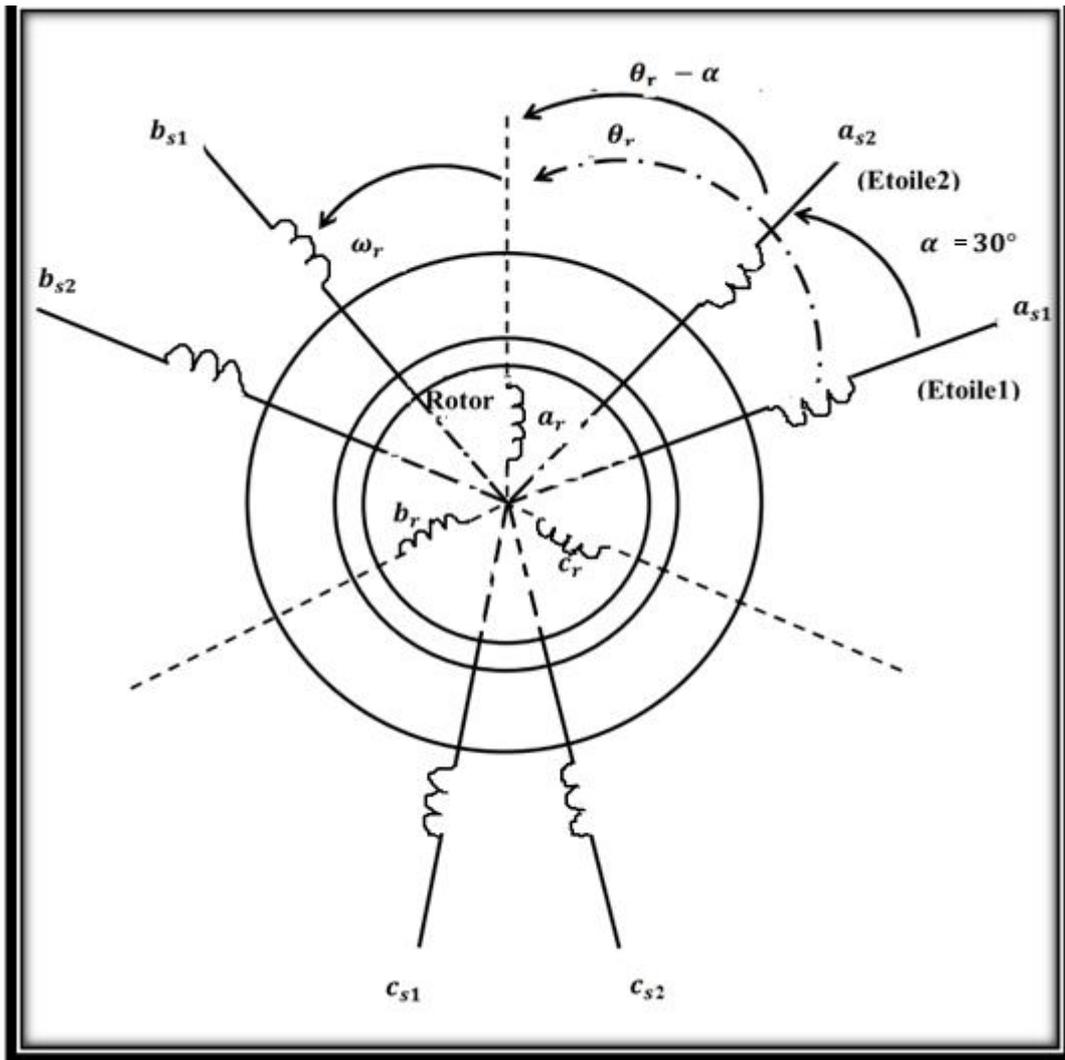


Figure. I.1.Représentation des enroulements de la MASDE

### I.7.3. Hypothèses simplificatrices :

Pour étudier les effets transitoires ainsi que le régime réglé d'une machine asynchrone double étoile(MASDE), on présentera son modèle sous forme d'équation, en effet La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes [11] :

- La force magnétomotrice est à répartition sinusoïdale ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme (l'effet d'encoche est négligeable) ;
- La machine est de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'effet d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;

- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;

#### I.7.4. Modèle triphasé de MASDE [5] [11] :

##### I.7.4.1. Equations des tensions :

Les équations électriques de l'étoile 1, de l'étoile 2 et du rotor sont exprimées par :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} i_{sa1} + \frac{d\varphi_{sa1}}{dt} \\ V_{sb1} = R_{sb1} i_{sb1} + \frac{d\varphi_{sb1}}{dt} \\ V_{sc1} = R_{sc1} i_{sc1} + \frac{d\varphi_{sc1}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} i_{sa2} + \frac{d\varphi_{sa2}}{dt} \\ V_{sb2} = R_{sb2} i_{sb2} + \frac{d\varphi_{sb2}}{dt} \\ V_{sc2} = R_{sc2} i_{sc2} + \frac{d\varphi_{sc2}}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = 0 = R_{ra} i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_{rb} i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_{rc} i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.4)$$

On pose :

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$$

Avec :  $R_{s1}$  : Résistance d'une phase de l'étoile 1

$$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$$

$R_{s2}$  : Résistance d'une phase de l'étoile 2

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

$R_r$  : Résistance d'une phase du rotor

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Sous forme matricielle :

$$[V_{s,abc1}] = [R_{s1}][i_{s,abc1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc1}]$$

$$[V_{s,abc2}] = [R_{s2}][i_{s,abc2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc2}]$$

$$[V_{r,abc}] = [R_r][i_{r,abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{r,abc}]$$

#### I.7.4.2. Equations magnétiques :

Les flux sont exprimés en fonction des courants par:

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s,abc1}] \\ [\varphi_{s,abc2}] \\ [\varphi_{r,abc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s,abc1}] \\ [i_{s,abc2}] \\ [i_{r,abc}] \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{sa1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{sb1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{sc1} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{sa2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{sb2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{sc2} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_{ra} + L_{mr} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{rb} + L_{mr} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{rc} + L_{mr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t, \quad [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t, \quad [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t$$

$L_{sa1} = L_{sb1} = L_{sc1} = L_{s1}$ : Inductance propre de l'étoile 1.

$L_{sa2} = L_{sb2} = L_{sc2} = L_{s2}$ : Inductance propre de l'étoile 2.

$L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = L_r$ : Inductance propre du rotor.

$L_{ms}$ : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statoriques.

$L_{mr}$ : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

$L_{sr}$ : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

### I.7.4.3. Equation mécanique :

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (I.6)$$

Avec :

$J$  : Le moment d'inertie de la machine ;

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique ;

$C_r$  : Le couple résistant (couple de la charge) ;

$F_r$  : Le coefficient de frottement ;

$\Omega$  : Vitesse angulaire de rotation ;

### I.7.5. Modèle de la MASDE dans le repère de Park :

#### I.7.5.1. Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes à, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes (d, q) Figure (I.2).

Les matrices de passage de Park direct et inverse sont faites à base des égalités des puissances entre les deux systèmes triphasés et biphasés, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système [13].

Elles s'expriment comme suit :

Pour l'étoile 1 :

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

$$[P(\theta)^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Pour l'étoile 2 et le rotor on remplace l'angle  $\theta$  par  $(\theta - \alpha)$  puis par  $(\theta - \theta_r)$  respectivement.

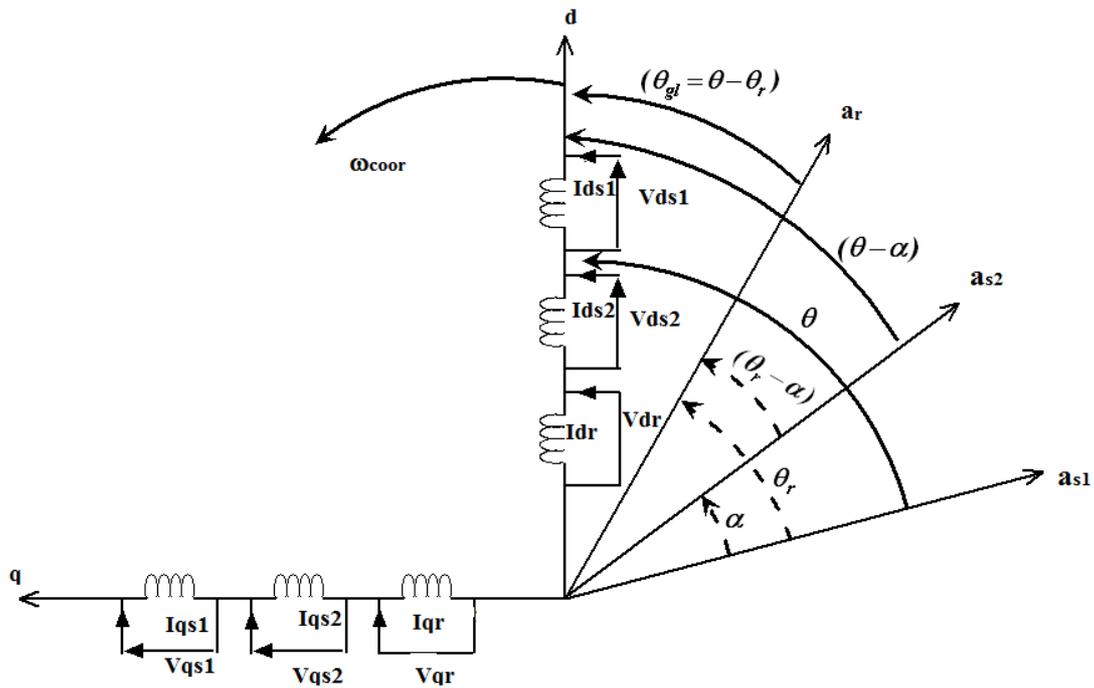


Figure. I.2. Représentation des enroulements de la MASDE selon le repère de Park

### I.7.5.2.Choix de référentiel [13] :

➤ **Référentiel lié au stator**

Les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator  $\omega_{coor} = 0$  d'où  $\dot{\theta} = 0$

➤ **Référentiel lié au rotor**

Les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor  $\omega_{coor} = \omega_r$  d'où

$$\theta = \int_0^t \omega_r dt$$

➤ **Référentiel lié au champ tournant**

Les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant crée par les deux étoiles  $\omega_{coor} = \omega_s$  d'où  $\dot{\theta} = \omega_s$

### I.7.5.3.Application de la transformation de Park à la MASDE :

On choisit le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations des tensions (I.2), (I.3), (I.4) et aux équations des flux (I.5), nous obtenons le système d'équations suivant :

**I.7.5.3.1. Equations des tensions :**

$$\begin{cases} v_{sd1} = R_{s1}i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq1} \\ v_{sq1} = R_{s1}i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd1} \\ v_{sd2} = R_{s2}i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq2} \\ v_{sq2} = R_{s2}i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd2} \end{cases} \quad (I.9)$$

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{g1} \varphi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{g1} \varphi_{rd} \end{cases}$$

**I.7.5.3.2. Equations des flux :**

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec:

$$L_m = \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}L_{sr} \quad \text{Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.}$$

**I.7.5.4. Puissance absorbée et couple électromagnétique :**

La puissance absorbée par la MASDE est donnée par l'expression suivante :

$$P_a = V_{sa1}i_{sa1} + V_{sb1}i_{sb1} + V_{sc1}i_{sc1} + V_{sa2}i_{sa2} + V_{sb2}i_{sb2} + V_{sc2}i_{sc2}$$

Comme la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire :

$$P_a = V_{sd1}i_{sd1} + V_{sd2}i_{sd2} + V_{sq1}i_{sq1} + V_{sq2}i_{sq2} \quad (I.11)$$

En remplaçant les tensions ( $V_{sd1}, V_{sq1}, V_{sd2}, V_{sq2}$ ) par leurs expressions dans (I.11), On obtient:

$$P_a = [R_{s1}i_{sd1}^2 + R_{s2}i_{sd2}^2 + R_{s1}i_{sq1}^2 + R_{s2}i_{sq2}^2] + \left[ \frac{d\phi_{sd1}}{dt} i_{sd1} + \frac{d\phi_{sd2}}{dt} i_{sd2} + \frac{d\phi_{sq1}}{dt} i_{sq1} + \frac{d\phi_{sq2}}{dt} i_{sq2} \right] + \left[ \omega_s (\phi_{sd1} i_{sq1} + \phi_{sd2} i_{sq2} - \phi_{sq1} i_{sd1} - \phi_{sq2} i_{sd2}) \right] \quad (I.12)$$

L'expression ci-dessus se compose de trois termes:

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;
- Le deuxième terme correspond à la variation de l'énergie électromagnétique ;
- Le dernier terme représente la puissance électromagnétique ;

$$\text{On a: } c_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{P}{\omega_s} P_{em} \quad (I.13)$$

En introduisant l'équation de la puissance électromagnétique dans (I.13) on trouve :

$$c_{em} = P \left( \phi_{sd1} i_{sq1} + \phi_{sd2} i_{sq2} - \phi_{sq1} i_{sd1} - \phi_{sq2} i_{sd2} \right) \quad (I.14)$$

P : Etant le nombre de paire de pôle.

### I.8. Simulation et interprétation

La MASDE est alimentée par deux sources de tension sinusoïdales et équilibrées.

Pour la première et deuxième étoile :

$$\begin{aligned} V_{ask} &= v_m \sin \left( \omega t - \frac{(k-1)\pi}{6} \right) \\ V_{bsk} &= v_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{(k-1)\pi}{6} \right) \\ V_{csk} &= v_m \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} - \frac{(k-1)\pi}{6} \right) \end{aligned} \quad (I.15)$$

Avec :  $k = 1, 2$

$$v_m = \sqrt{2} V_{eff} \quad (I.16)$$

Pour le rotor : Les tensions rotorique sont nuls (rotors à cage d'écureuil).

❖ A vide

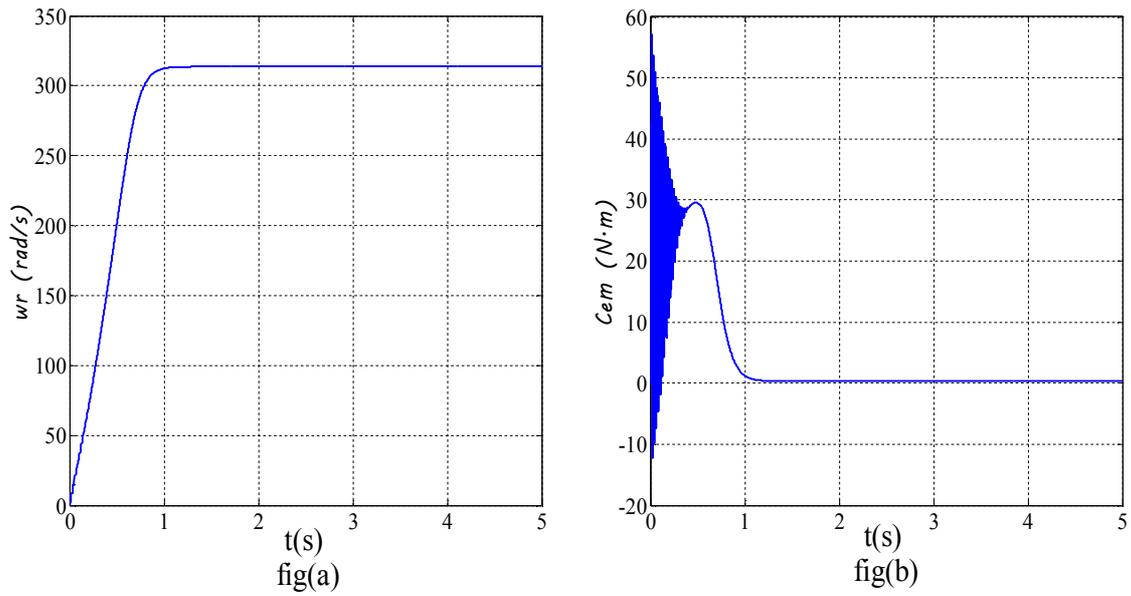


Figure. I.3 : (a)Allure de la vitesse en fonction du temps ;

(b) Allure de couple électromagnétique en fonction du temps ;

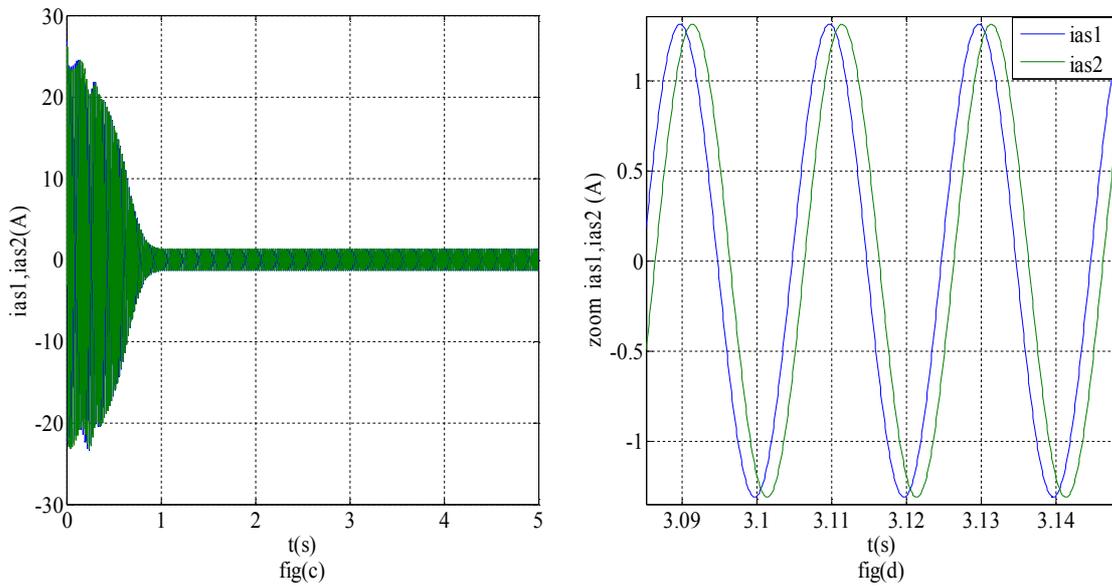


Figure. I.4 : (c) Allure des courants statorique ias1 et ias2 en fonction du temps ;

(d) Zoom des courants ias1 et ias2.

❖ En charge

En appliquant une charge de  $C_r=14 \text{ N.m}$  à  $t=3\text{s}$ .

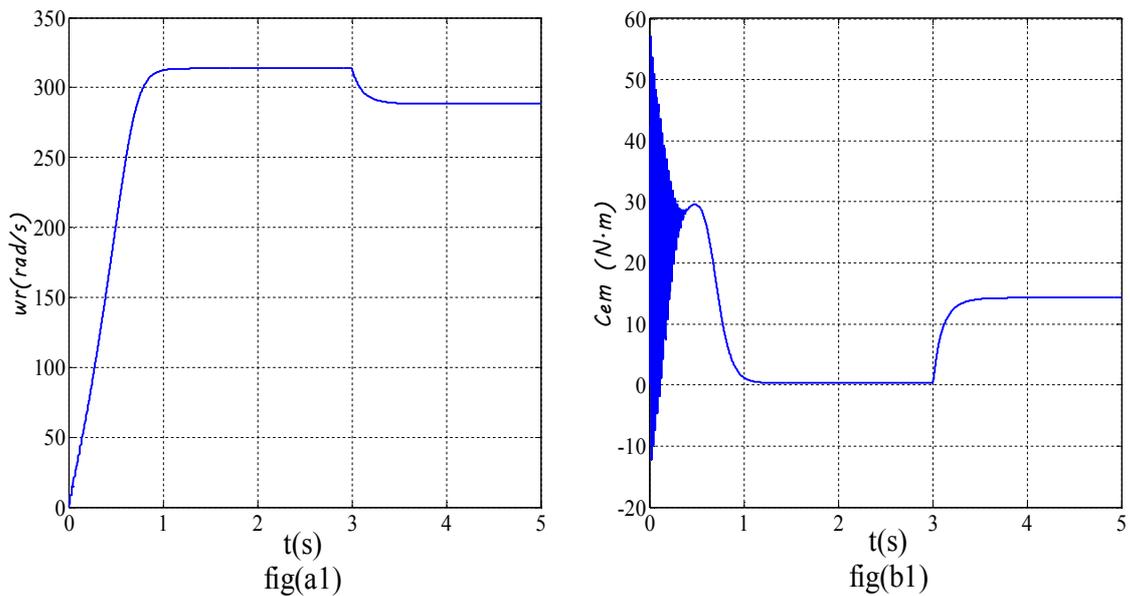


Figure.I.5 : (a1) Allure de la vitesse en fonction du temps ;

(b1) Allure de couple électromagnétique en fonction du temps.

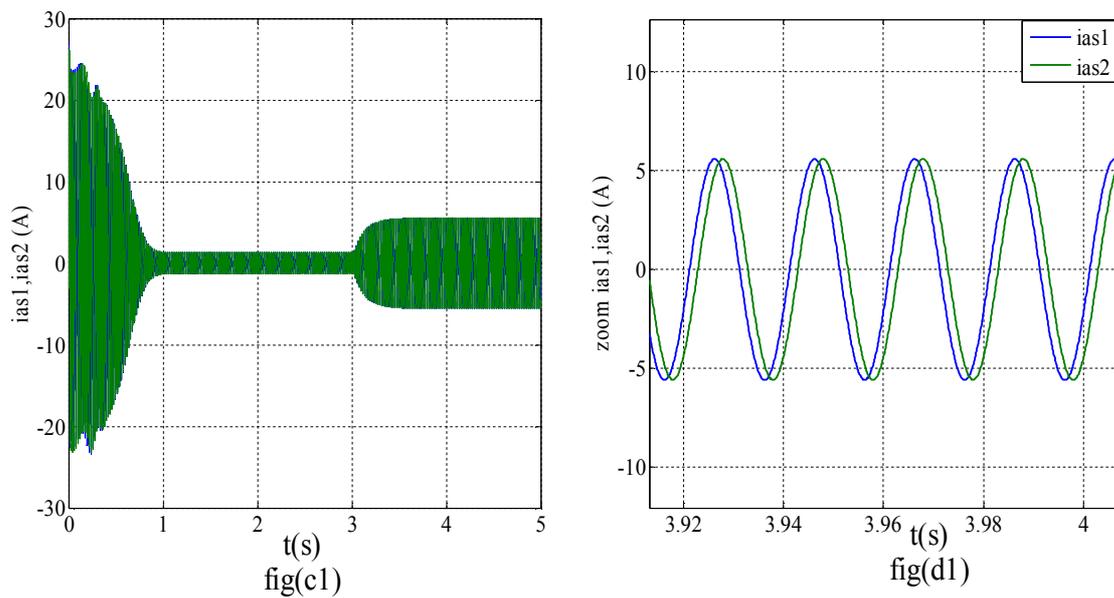


Figure.I.6. (c1) Allure des courants statoriques  $ias1$  et  $ias2$  en fonction du temps ;

(d1) Zoom des courants statoriques  $ias1$  et  $ias2$ .

**A vide**

Lors de démarrage a vide : les courants statorique  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  ont une forme sinusoidale et de même amplitude . dans le regime transitoire la machine consomme des courants très importants, leurs amplitudes atteignent la valeur de 25A. après le regime transitoire les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête de 1.4A d'amplitude. Le couple electromagnétique  $c_{em}$  présente des oscillations pendant le regime transitoire, sa valeur crête est de 57 N.m. et se stabilise à 0.313 N.m qui est due aux frottements. La vitesse de rotation  $\omega_r$  évolue d'une manière linéaire et atteint une valeur proche de celle de synchronisme (314 red/s).

**En charge**

Lors de l'application de la charge, les courants  $i_{as1}$  ,  $i_{as2}$  augmentent et stabilisent à 6A. La vitesse de rotation chute et se stabilise à  $\omega_r=288.32$  rad/s. Le couple electromagnétique  $c_{em}$  stabilise à une valeur de 14.26 N.m qui correspond à la compensation du couple de charge et les pertes par frottement.

**I.9.Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile dont la complexité à été réduite en utilisant certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de PARK.

Ensuite on à effectué la simulation sur matlab/Simulink pour étudier le comportement de la machine asynchrone double étoile a vide et en charge.

Dans le chapitre suivant nous aborderons les variateurs de vitesse pour la MASDE, ainsi que leurs différentes techniques de commandes.

---

*CHAPITRE II :*  
*LES VARIATEURS DE VITESSE*  
*POUR LA MACHINE*  
*ASYNCHRONNE DOUBLE ETOILE*

---

## II.1.Introduction

Un variateur de vitesse est un équipement électrotechnique alimentant un moteur électrique de façon à pouvoir faire varier sa vitesse de manière continue, 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.

La variation de la vitesse de la machine asynchrone est donc obtenue en agissant soit sur : la tension d'alimentation, le nombre de paires de pôles, le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine.

## II.2. Action sur le nombre de paires de pôles

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

$$n_s = \frac{60f_s}{p} \text{ [tr/min]} \quad (\text{II.1})$$

Avec P : nombre de paire de pôles.

Une paire de pôles donc  $n_s = 3000\text{tr/mn}$  ; deux paire de pôles donc  $n_s = 1500\text{tr/mn}$

Nous modifions le nombre de paire de pôle par commutateur sans modifier l'implantation des bobinages de stator.

Par construction, nous obtenons un stator qui prend plusieurs polarités, et par simple modification du couplage de ses bobines statoriques nous varions la vitesse. Malgré qu'elle présente l'inconvénient de la limitation de la variation de la vitesse, car cette dernière se fait d'une manière discrète.

## II. 3. Action sur le glissement

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II.2})$$

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

L'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 appliquée au moteur augmente, le rotor va se ralentir et donc le glissement augmente.

#### II.4. Action sur la fréquence de la tension d'alimentation statorique

La vitesse de synchronisme  $\omega_s$  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  $f_s$ .

#### II.5. Convertisseurs de fréquence

Parmi les solutions permettant d'obtenir la variation de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone, la plus performante consiste à modifier la fréquence du réseau d'alimentation.

##### II.5.1. Cycloconvertisseur

C'est un convertisseur direct, de forte puissance, dont la fréquence de sortie est limitée.

Il est utilisé dans des applications simples et dans des procédés à grandes dynamiques à la métallurgie où l'on recherche des performances en couple. Il peut alimenter aussi bien des machines synchrones que des machines asynchrones. Malgré sa simplicité apparente, ce convertisseur présente l'inconvénient souvent disqualifiant de perturber son réseau d'alimentation par des harmoniques et fluctuations de puissance réactive figure (II.1) [14].

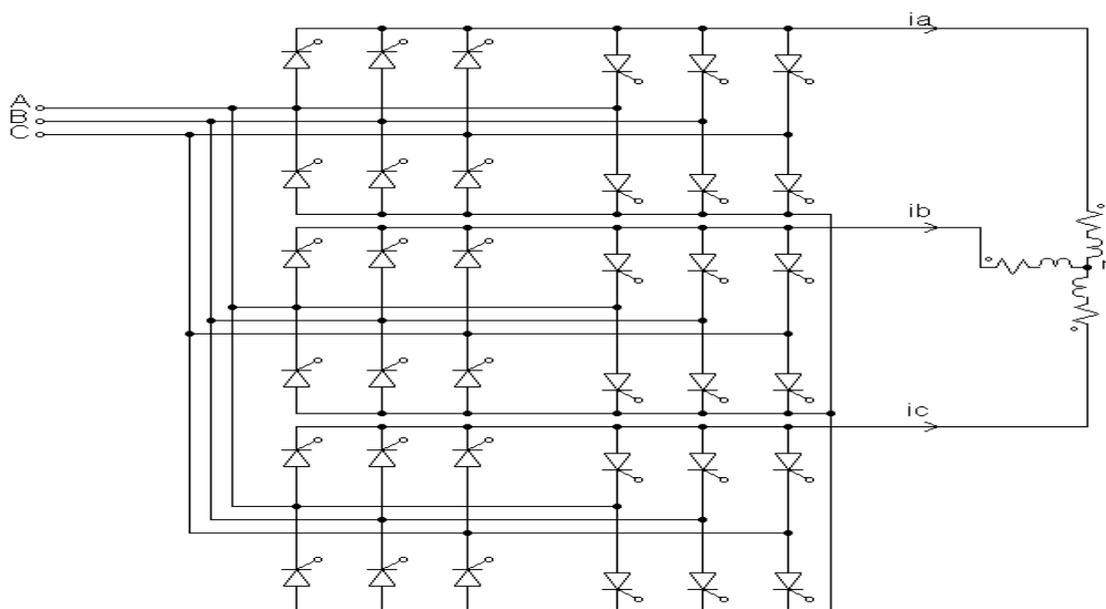


Figure. II.1 : structure d'un Cycloconvertisseur

### **II.5.1.1. Avantages du Cycloconvertisseur**

- ❖ Fonctionnement en commutation naturelle, il ne nécessite pas de circuit auxiliaire de blocage des thyristors ;
- ❖ La commande et la protection des semi-conducteurs ne présentent pas de difficultés  
Etant un convertisseur direct, il a un très bon rendement [14].

### **II.5.1.2. Inconvénients du Cycloconvertisseur**

Comme tout convertisseur direct, il est « perméable » aux harmoniques : les harmoniques des tensions de sortie entraînent l'existence d'harmoniques dans les courants d'entrée. Ces harmoniques sont la cause principale des bruits ainsi que des vibrations existants dans les machines entraînées par ce type de convertisseur. Le montage nécessite beaucoup de thyristors. Pour une sortie triphasée, il en faut au moins 36.

Le Cycloconvertisseur consomme une puissance réactive importante ; il présente une limitation : sa fréquence de sortie est variable mais doit rester nettement inférieur à sa fréquence d'entrée [14].

### **II.5.2. Onduleur de tension**

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternatif, l'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours...etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [15].

#### **II.5.2.1. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasée**

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, la sortie correspondant au point milieu du bras. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants [15].

L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable, sa tension n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie figure (II.2) [15].

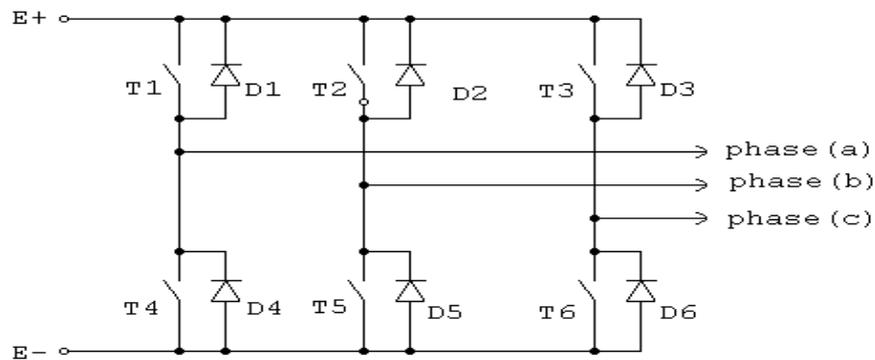


Figure II.2 : onduleur de tension

### II.5.3. Convertisseur matriciel

Un convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence qui permet d'obtenir un système triphasé de tension variable en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel [14].

Les convertisseurs matriciels consistent en une matrice dont les éléments sont des interrupteurs bidirectionnels disposés de telle sorte que chaque ligne de sortie du convertisseur peut être connectée à n'importe quelle ligne d'entrée, toute en évitant le court-circuit des lignes d'entrée et l'ouverture du circuit des lignes de sortie.

#### II.5.3.1. principe de fonctionnement

Le convertisseur matriciel permet d'obtenir un système triphasé des tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel. Ceci est réalisé par une matrice de neuf commutateurs de puissance reliant chaque phase d'entrée (A, B, C) à chaque phase de sortie (a, b, c). Le schéma de principe du convertisseur matriciel est montré sur la figure (II.3).

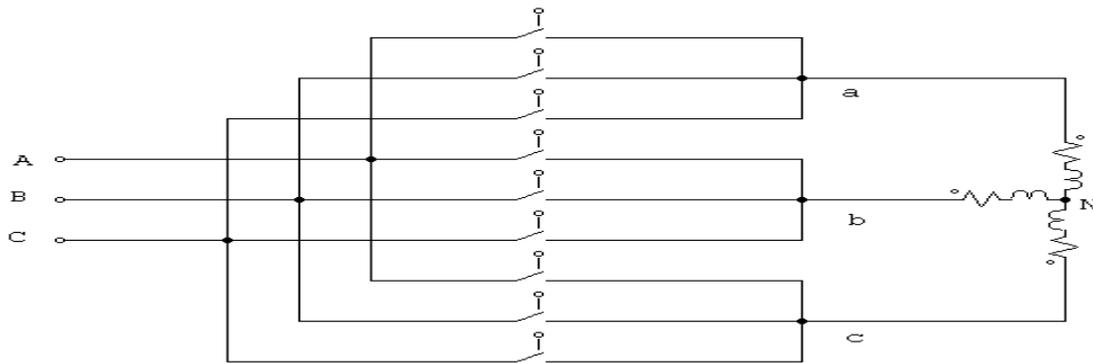
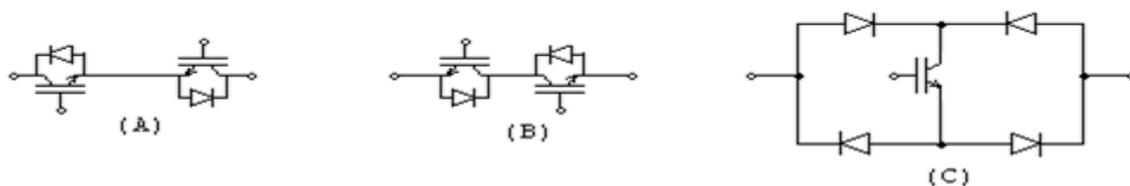


Figure. II.3 : convertisseur matriciel triphasé

Les commutateurs de puissance de la matrice sont bidirectionnels, c'est-à-dire qu'ils permettent de conduire le courant symétriquement dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités. On parle d'une conversion directe de fréquence parce que la conversion est réalisée sans circuit intermédiaire servant à un stockage d'énergie. Dans le cas idéal, les tensions aux bornes de la charge correspondent à chaque instant à une des trois tensions d'alimentation. En pulsant les neuf commutateurs selon une séquence de pulsation adéquate et avec une fréquence de pulsation fixe, la conversion de fréquence est réalisée.

L'inconvénient est le manque d'interrupteurs bidirectionnels, ce qui explique l'utilisation, en général, de 2 transistors (IGBT) et 2 diodes pour la réalisation de chaque interrupteur bidirectionnel. On peut également avoir un montage avec 1 transistor (IGBT) et 4 diodes figure (II.4.C.). Les deux transistors (IGBT) sont montés soit en collecteur commun figure (II.4.A) ou en émetteur commun figure (II.4.B) ; alors que le montage à émetteur commun est le plus utilisé car celui à collecteur est difficile à réaliser physiquement à cause des tensions différentes [14].



- (A) - montage à emetteur commun
- (B) - montage en collecteur commun
- (C) - montage à pont de diode

Figure. II.4. Interrupteur Bidirectionnels

### II.5.3.2. Avantages des convertisseurs matriciels :

- ❖ Une large gamme de variation de fréquence ;
- ❖ Un spectre de fréquence faible pour les grandeurs d'entrée aussi bien que pour les grandeurs de sortie ;
- ❖ Le facteur de puissance à l'entrée peut être amélioré, de plus il peut être imposé par la commande ;
- ❖ Possibilité de travailler dans les deux sens donc dans les quatre quadrants du tension-courant, ce qui permet d'avoir le fonctionnement moteur, aussi bien le fonctionnement générateur [14].

### II.6. Comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines à courant alternatif.

L'étude comparative entre les trois structures de convertisseurs les plus utilisés est présentée dans le tableau suivant [14].

	Cycloconvertisseur	Onduleur à MLI	Convertisseur Matriciel
<b>Technologie</b>	Ancienne	Moderne	En cours de développement
<b>conversion</b>	AC-AC	AC-DC-AC	AC-AC
<b>Fréquence limite</b>	40% de $f_{entrée}$	Illimitée	Illimitée
<b>N<sup>bre</sup> d'interrupteurs</b>	36 unidirects	06 unidirects	09 bidirects
<b>Qualité du signal de sortie</b>	Acceptable	Bonne	Très Bonne
<b>Quadrant de fonctionnement</b>	4 quadrants	4 quadrants	4 quadrants
<b>complexité</b>	Moyenne	Grande	Grande
<b>pertes</b>	Faible	Grandes	Potentiellement faibles
<b>Poids physique</b>	Lourd	Moyen	Léger tout-silicon

Tableau II.1. Comparaison des trois convertisseurs

## II.7. Alimentation de la machine asynchrone double étoile :

### II.7.1. Système d'alimentation :

Le convertisseur qui assure l'alimentation de MASDE est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau triphasé symétrique, et de fréquence constante, un filtre qui permet de réduire les ondulations de la tension, et deux onduleurs qui permettent d'alimenter la machine par un système de tension alternative figure (II.5).

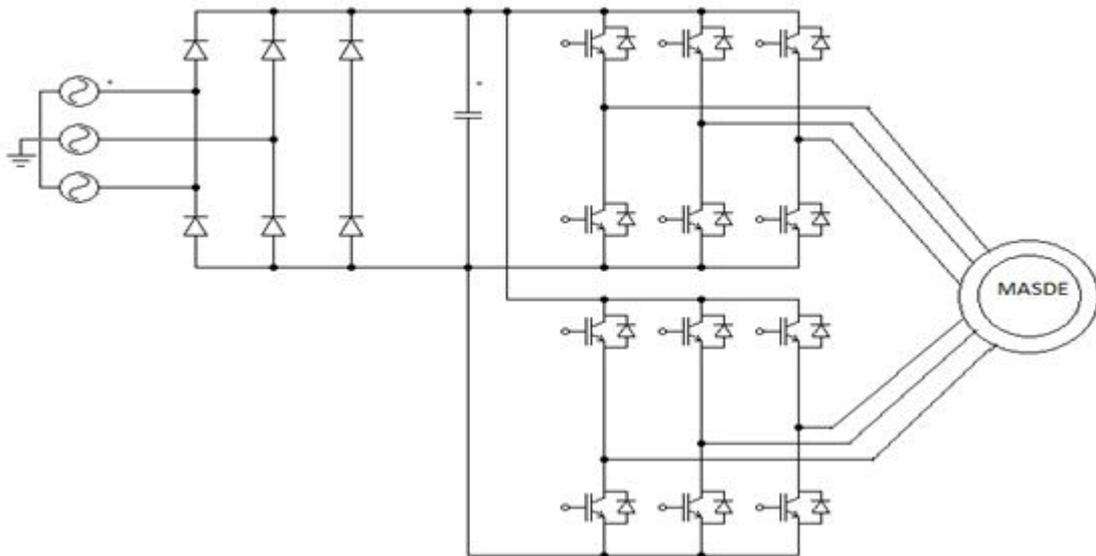


Figure. II.5. Schéma synoptique de l'alimentation de la MASDE.

#### II.7.1.1. modélisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue.

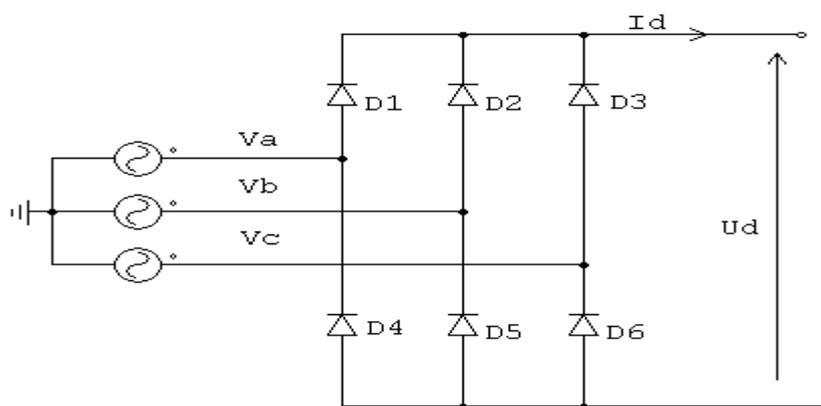


Figure. II.6 Représentation du redresseur a diodes.

Les diodes :  $D_1, D_2$  et  $D_3$  sont à cathode commune, assurant l'allée du courant.

Les diodes :  $D_4, D_5$  et  $D_6$  sont à anode commune, assurant le retour du courant.

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement et aux pertes dans les diodes. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_A = v_m \sin(\omega t) \\ v_B = v_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_C = v_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.4)$$

La tension a la sortie du redresseur est donnée par :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[v_A(t), v_B(t), v_C(t)] - \text{Min}[v_A(t), v_B(t), v_C(t)] \quad (II.5)$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$U_{dmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_m \quad (II.6)$$

La tension redressée est représentée dans la figure (II.7)

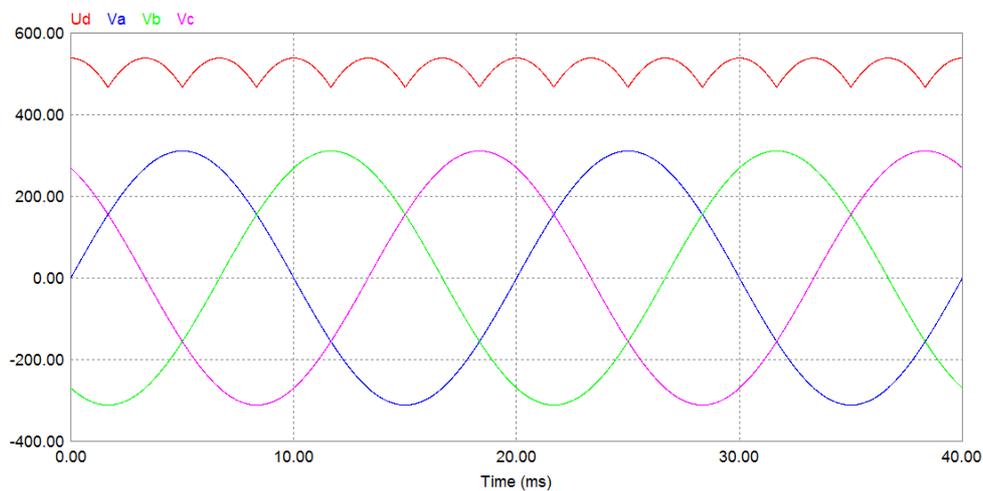


Figure. II.7. Représentation de la tension redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer les ondulations de tension, par la mise en parallèle d'un condensateur dans le bus continu.

**II.7.1.2. Modélisation de l'onduleur**

Pour modéliser l'onduleur on doit distinguer d'une part les tensions de branches  $v_{a0}$ ,  $v_{b0}$  et  $v_{c0}$  mesurées par rapport à la borne(-) de la tension continue E, la tension d'entrée de l'onduleur. D'autres part, il y a les tensions de phases  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  mesurées par rapport au neutre N. ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple) figure (II.8) [5].

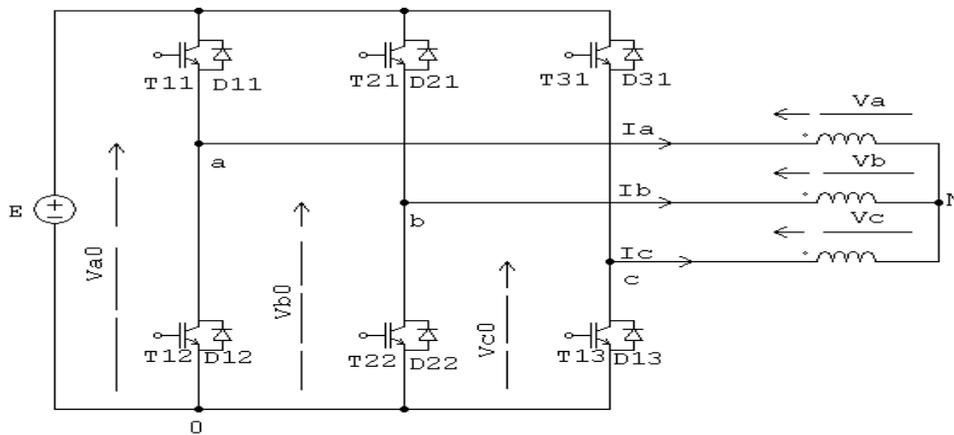


Figure. II.8 : onduleur triphasé

Chaque interrupteur (transistor + diode), ( $K_{ij} : i=1,2 \text{ ou } 3 \text{ } j=1 \text{ ou } 2$ ), supposé idéalisé. On peut établir les relations :

$$v_{a0} - v_a + v_b - v_{b0} = 0 \tag{II.7}$$

$$v_{a0} - v_a + v_c - v_{c0} = 0 \tag{II.8}$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{a0} - 2v_a + v_b + v_c - v_{b0} - v_{c0} = 0 \tag{II.9}$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre la somme des courant  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition :

$$v_a + v_b + v_c = 0$$

Dans (II.9), on peut remplacer  $v_b + v_c$  par  $-v_a$  et on tire :

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{1}{3}(2v_{a0} - v_{b0} - v_{c0}) \\ v_b &= \frac{1}{3}(-v_{a0} + 2v_{b0} - v_{c0}) \\ v_c &= \frac{1}{3}(-v_{a0} - v_{b0} + 2v_{c0}) \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteur  $K_{ij}$  les tensions de branche  $v_{j0}$  peuvent être égales à  $E$  ou à  $0$ . on introduit d'autres variables  $s_{11}$ ,  $s_{21}$  et  $s_{31}$  qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur  $K_{i1}$  respectivement. L'équation (II.10) peut être réécrite comme suite :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{11} \\ s_{21} \\ s_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

## II.8. Les différentes techniques de commande d'un onduleur de tension

Dans cette partie, nous présenterons trois stratégies de commande de l'onduleur de tension : la commande pleine d'onde ( $180^\circ$ ), MLI naturelle et la modulation vectorielle afin d'illustrer les performances de chaque stratégie.

### II .8.1. Commande pleine onde( $180^\circ$ )

#### II.8.1.1 Introduction

Dans ce type de commande, les six semi-conducteurs sont conduits pendant la moitié de la période. On dit que la commande est adjacente, puisque pour le même bras de l'onduleur (par exemple IGBT1 et IGBT2 ) de la figure (II.9), l'ouverture de l'un est suivie immédiatement par la fermeture de l'autre. Là nous apparaît l'inconvénient majeur de ce type de commande qui risque un court-circuit de la source de tension continue pendant la commutation et surtout dans notre cas où on a des moteurs asynchrones (charge inductive) [19].

La figure (II.9) donne le schéma global de la simulation en PSIM de l'onduleur triphasé.

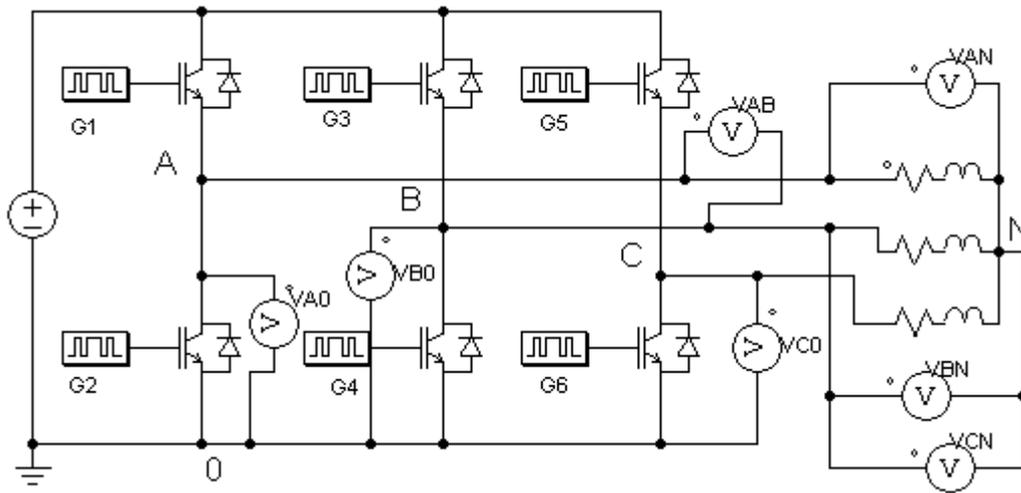


Figure. II.9. schéma globale de simulation en PSIM.

Les commutateurs de l'onduleur sont modulés et basés sur la contrainte que les commutateurs (interrupteurs) de chaque bras ne doivent jamais être actifs (état 1) ou inactifs (état 0) simultanément et ceci pour éviter un court-circuit de la tension continue.

Une analyse combinatoire de tous les états (ouvert ou fermé) des interrupteurs de l'onduleur permet d'avoir seulement huit combinaisons possibles pour éviter le court circuit de la tension continue. La figure (II.10) montre les différents vecteurs de commutation de l'onduleur de tension.

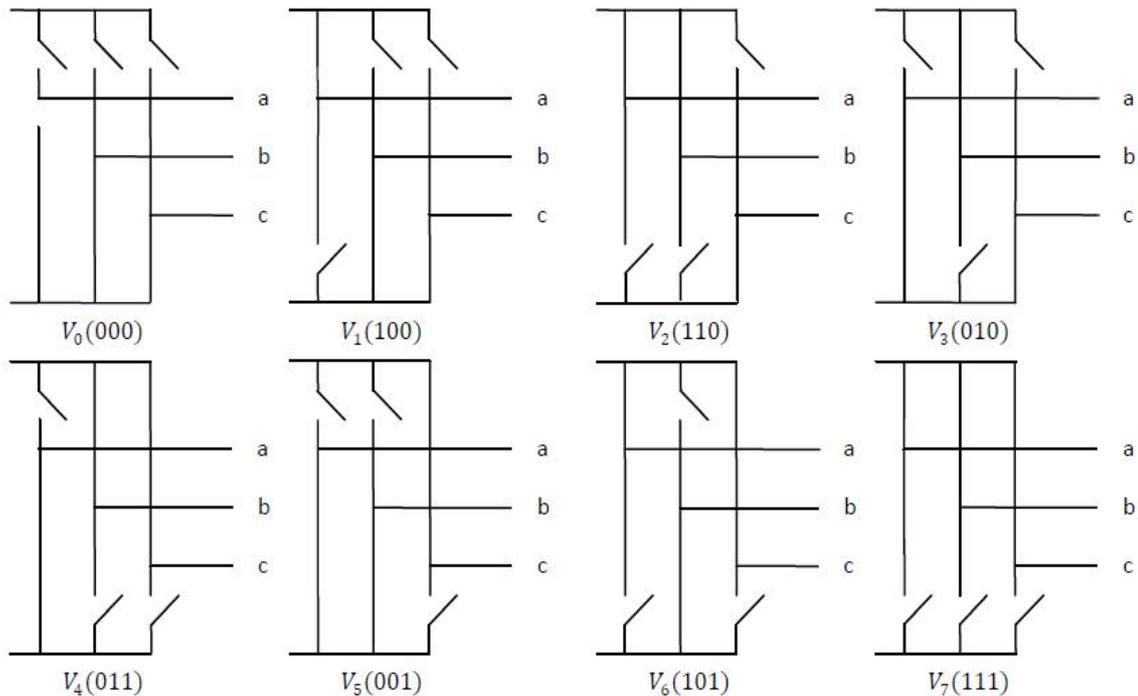


Figure II.10. Les vecteurs de commutation de l'onduleur de tension

La tension de phase d'un onduleur de tension VAN alimentant le moteur peut être exprimé par la série de Fourier comme :

$$U_A = \frac{2}{\pi} U_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t) = U_{m(n)} \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n\omega t) \tag{II.12}$$

Avec  $U_{dc}$  la tension continue de l'onduleur.

$$U_{m(n)} = \frac{2}{n\pi} U_{dc} \text{ L'amplitude max de n harmonique}$$

$$n = 1 + 6k, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

### II.8.1.2. Résultats de simulation de la commande 180°

Pour étudier les performances de l'onduleur commandé par la commande pleine onde alimentant une charge résistance, on a utilisé les paramètres de simulation suivants :

$U_{dc} = 488.7V$  ,  $R = 10\Omega$  et la fréquence de commutation  $f_c = 50Hz$

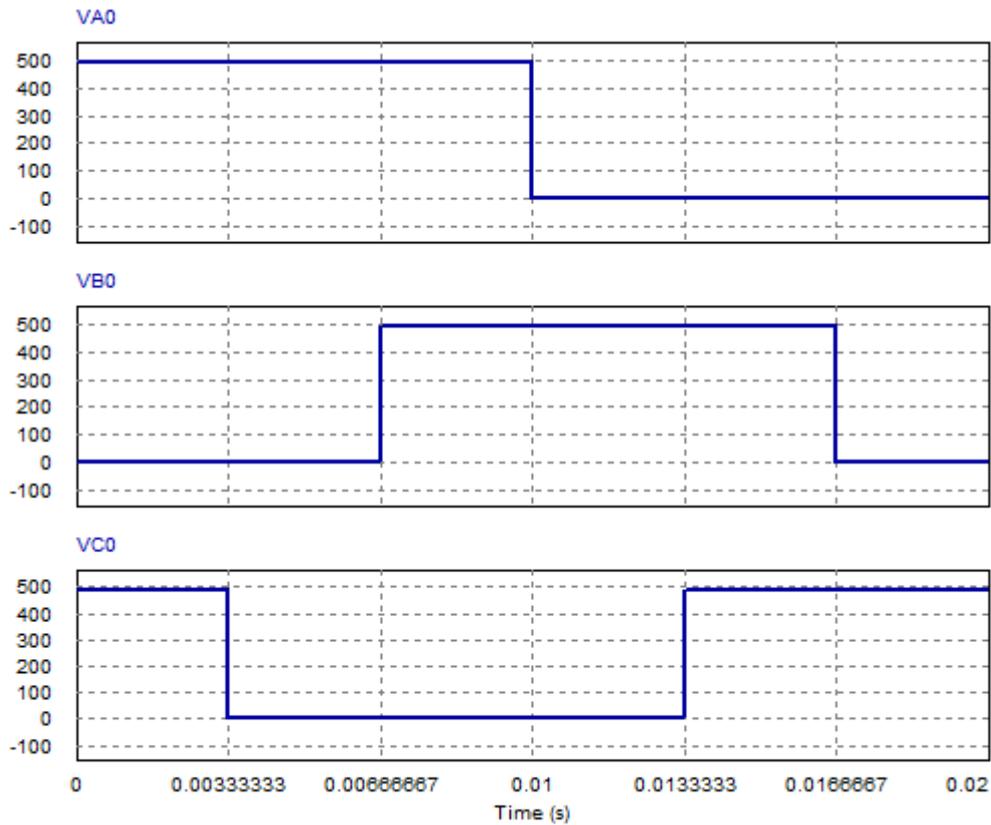


Figure. II.11.Allures des tensions de branche pour l'onduleur1 180°.

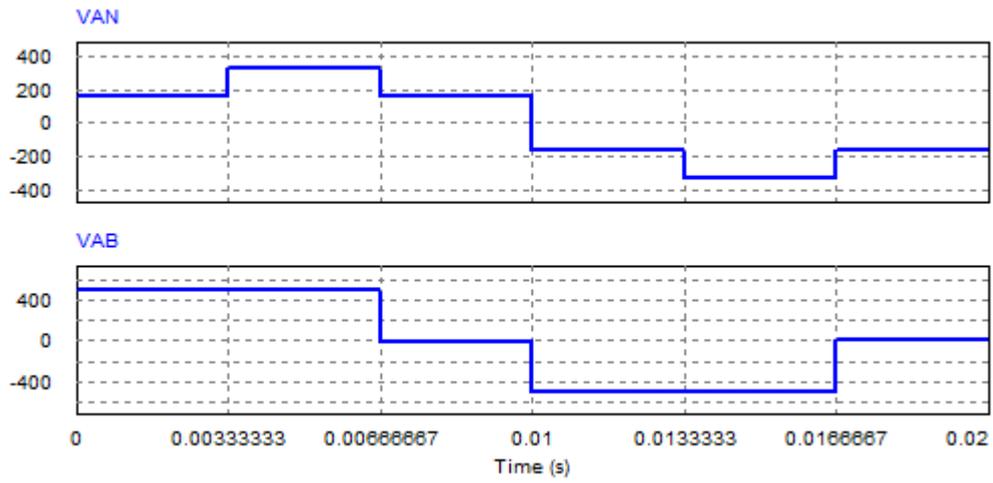


Figure. II.12. Allure de la tension simple et composée pour l'onduleur1 180°.

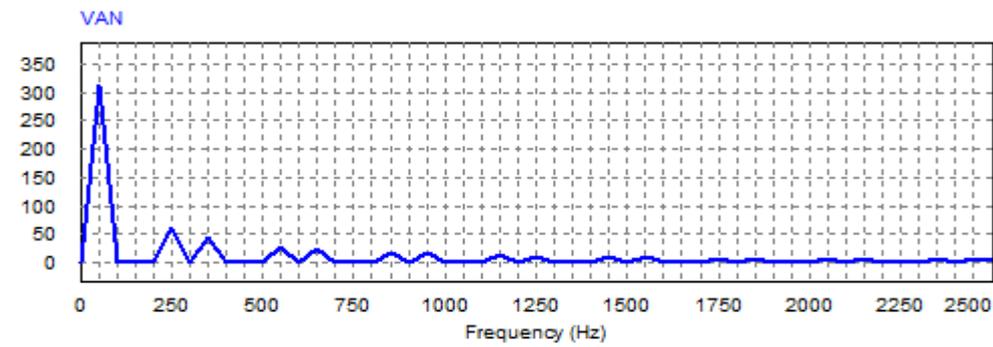


Figure. II.13. Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur1 180°.

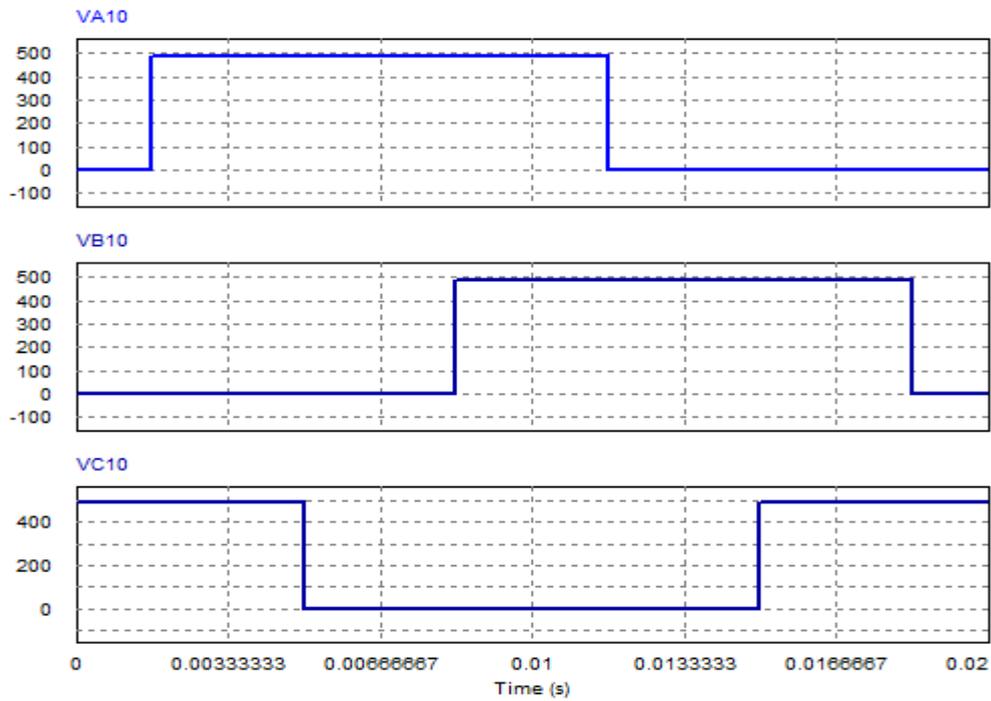


Figure. II.14. Allures des tensions de branches pour l'onduleur 2 180°.

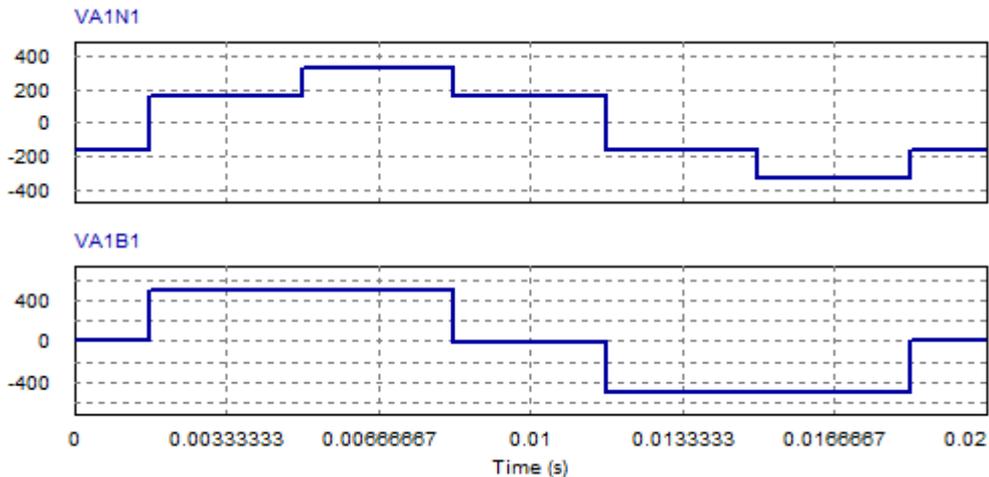


Figure. II.15. Allure de la tension simple et composée pour l'onduleur2 180°.

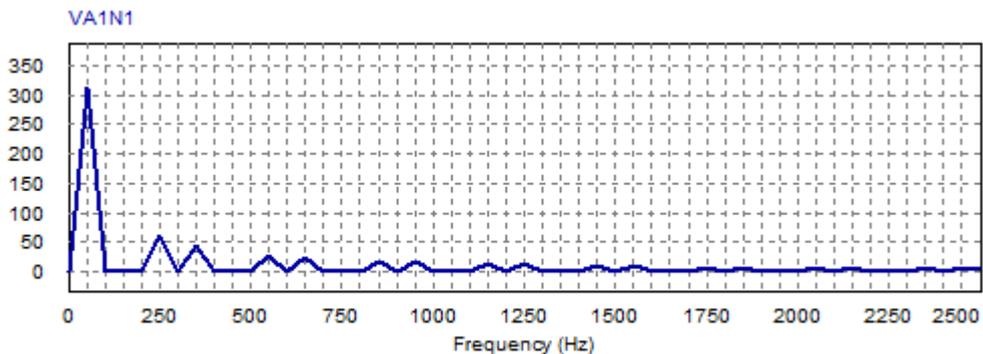


Figure. II.16. Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur2.

### II.8.1.3. Interprétation des résultats de simulation de la commande 180°

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 comportent les harmoniques (5, 7, 11) qui sont des harmoniques proches de la fondamentale. L'harmonique 5 a une très importante amplitude. Et en plus l'amplitude de l'onde fondamentale est fixe et de l'ordre de  $\frac{2U_{dc}}{\pi}$ .

## II.8.2. commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

### II.8.2.1. principe de la commande MLI

La technique MLI appelée en anglais (*Pulse Width Modulation PWM*). Elle est utilisée pour générer un signal qui contrôle les interrupteurs, la MLI délivre un signal de commande en créneaux, il est généré par l'intersection de deux signaux, signal de référence,

généralement sinusoïdale qui est de basse fréquence, et le signal de porteuse qui est de haute fréquence de forme généralement triangulaire d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale figure (II.18) [23].

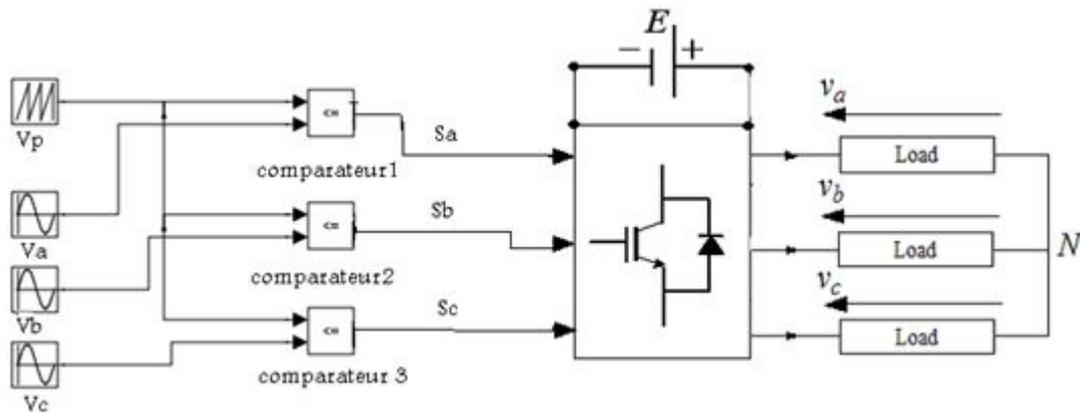


Figure II.17. Schéma bloc de MLI

### II.8.2.2. Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande:

- 1)  $m = \frac{f_p}{f_r}$
- 2)  $r = \frac{V_r}{V_p}$

Avec :

- ❖ «  $m$  » : l'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la référence.
- ❖ «  $r$  » : le taux de modulation (ou le coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur de crête  $V_p$  de la porteuse.

### II.8.2.3. Résultats de simulation de la commande MLI

Pour tester les performances de la commande MLI appliquée sur l'onduleur de tension, on a utilisé les paramètres de simulation suivants

- La tension continue :  $U_{dc} = 488.7V$ ,
- La fréquence de la porteuse  $f_p = 2000Hz$ ,
- La fréquence de la modulatrice  $f_m = 50Hz$ ,
- Le coefficient de réglage  $r = 0.86$ ,
- La charge résistive  $R = 10\Omega$

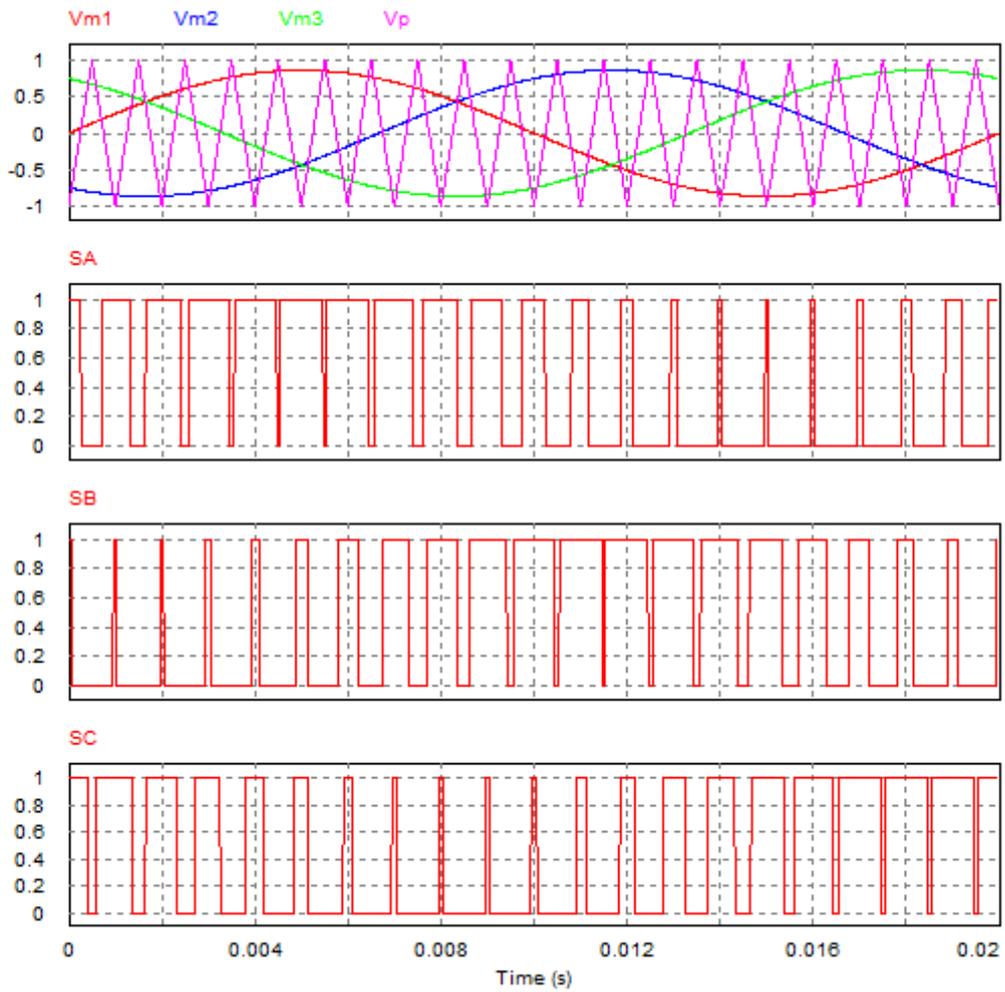


Figure.18. les signaux de commande pour l'onduleur1 MLI

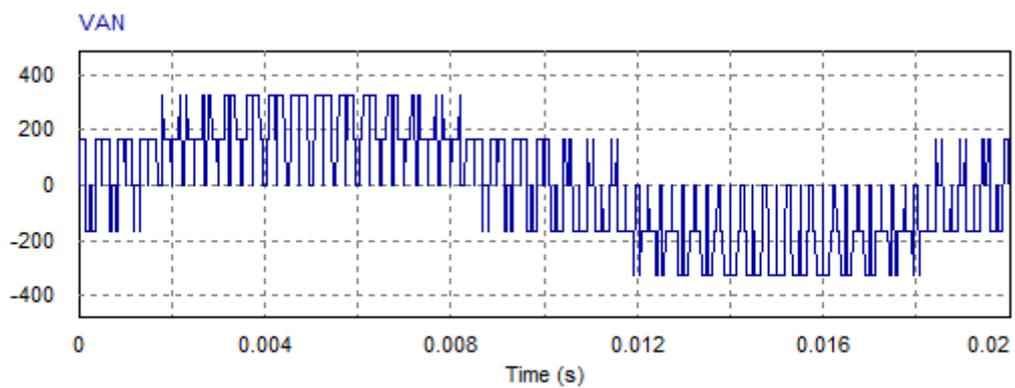


Figure. 19. Allure de la tension simple VAN pour l'onduleur 1 MLI.

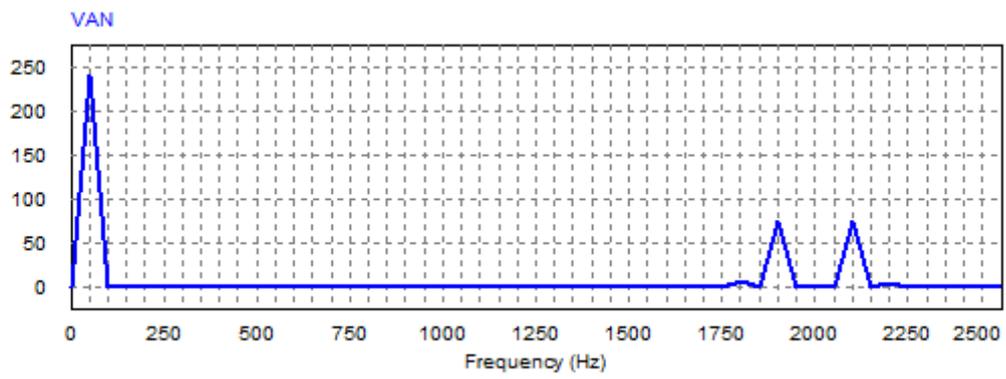


Figure. II.20. Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur 1 MLI.

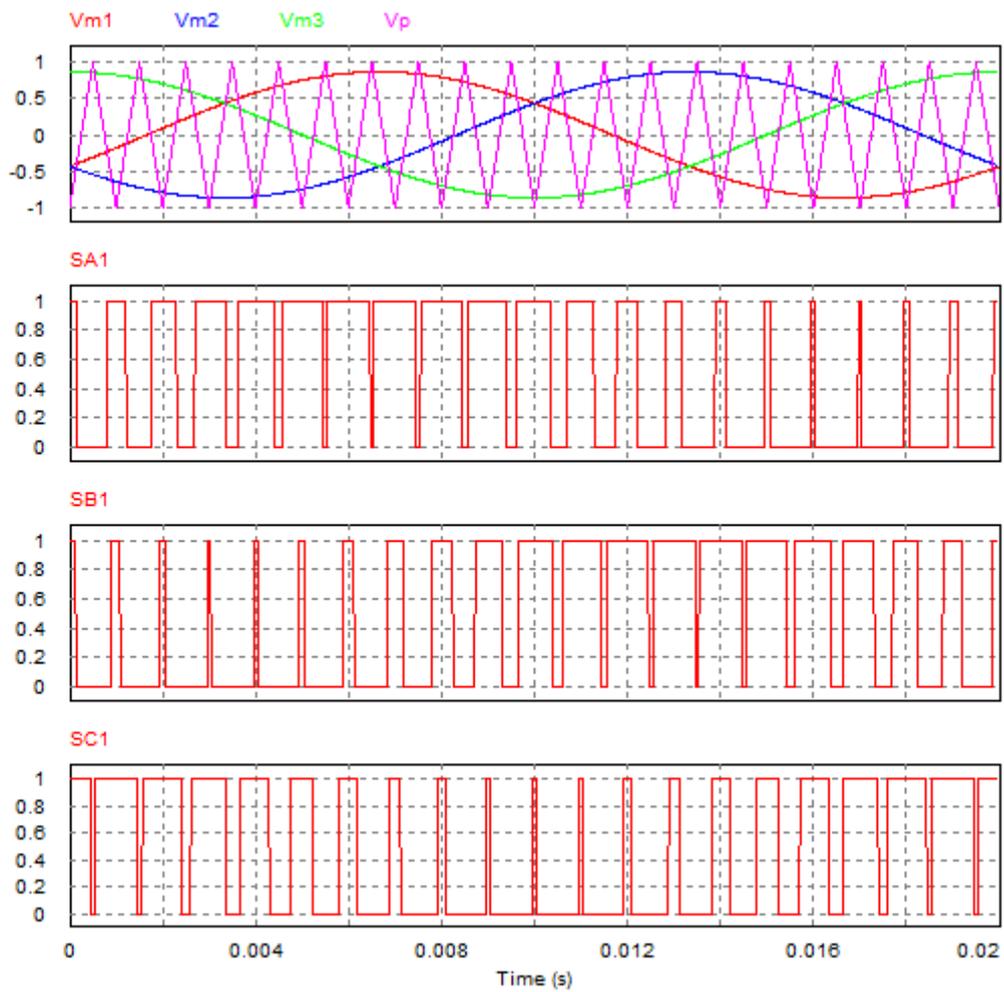


Figure. II.21. Les signaux de commande pour l'onduleur 2 MLI.

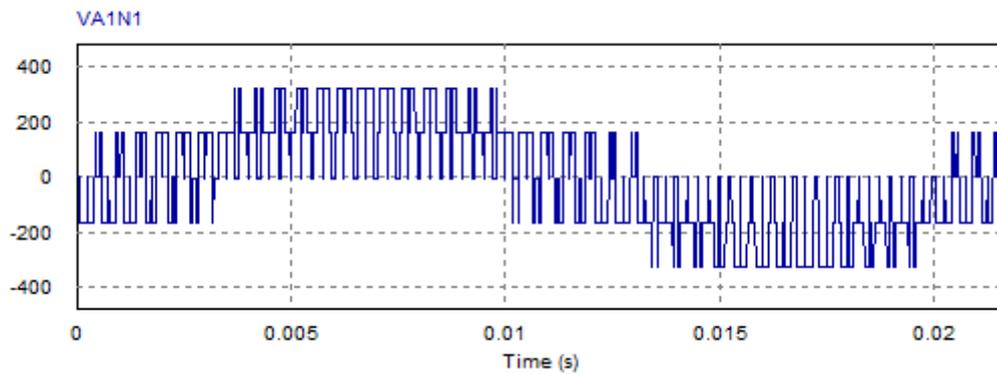


Figure. II.22. Allure de la tension simple VA1N1 pour l'onduleur 2 MLI.

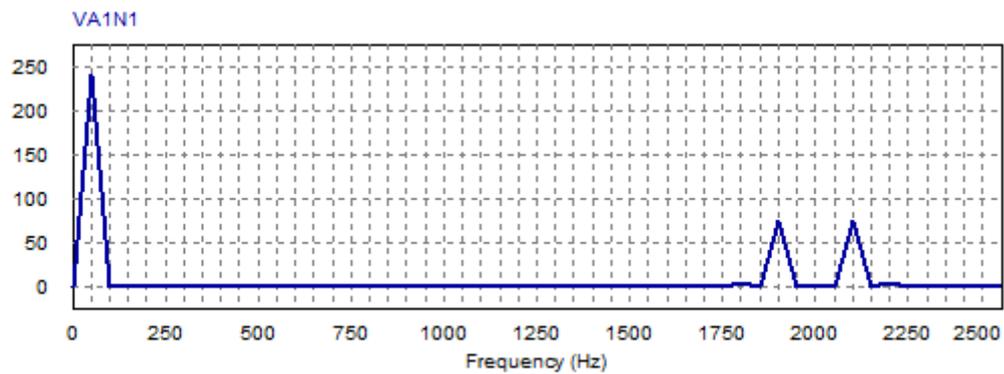


Figure. II.23. Spectre d'harmonique de la tension VA1N1 pour l'onduleur 2 MLI.

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, et l'amplitude de l'onde fondamentale égale à  $0.78 \frac{2U_{dc}}{\pi}$ .

#### II.8.2.4. Avantages de la commande MLI :

Loin d'être un élément accessoire dans la chaîne de variation de vitesse (variateur électrique associé à une machine électrique), l'étage MLI joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances des systèmes : les performances d'entraînement, les pertes dans l'onduleur ou dans la machine, le bruit acoustique, le bruit électromagnétique [19].

L'avantage majeur de la technique est d'imposer une fréquence de commutation parfaitement définie aux interrupteurs de l'onduleur [18].

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 ;
- ❖ Permettre le réglage de l'amplitude du fondamental de tension de sortie ;
- ❖ Alimenter les machines à courant alternatif par des courants quasi sinusoïdaux.

### II.8.3. La commande SVM (Space Vector Modulation)

#### II.8.3.1. Introduction

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmoniques possible. Pour l'onduleur de notre système de commande nous utilisons la technique de modulation vectorielle.

#### II.8.3.2. Principe de la SVM (Space Vector Modulation)

La SVM est basée sur la représentation, par des vecteurs obtenus des états des interrupteurs de l'onduleur. Le système triphasé de tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans un plan ( $\alpha \beta$ ). Elle propose un calcul direct des temps de commutation de l'onduleur, en considérant que le vecteur de tension à obtenir tourne dans le plan ( $\alpha \beta$ ). En modulation sinusoïdale, cette commande donne des résultats similaires à la MLI naturelle à porteuse triangulaire. Néanmoins, elle peut être plus facile à implanter dans un microcontrôleur, et, disjointe d'harmonique 3, elle permet de maximiser la puissance disponible, ce qui justifie son usage [16] [17]. La technique SVM est basée sur six secteurs de fonctionnement. Les tensions  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  sont converties en un vecteur d'espace, et placées dans un système de coordonnées polaires, les six secteurs correspondent aux vecteurs  $\vec{v}_1$  à  $\vec{v}_6$  [17].

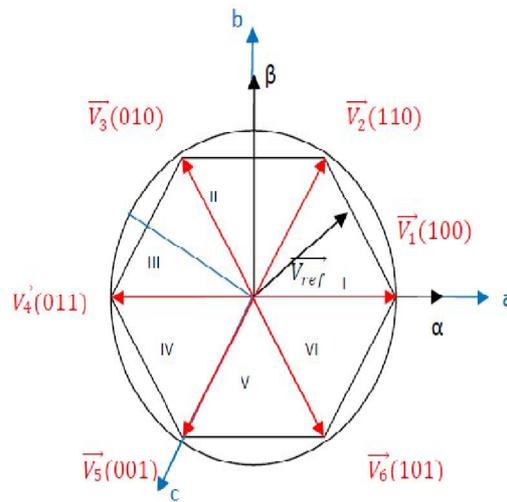


Figure. II.24. Principe de la SVM

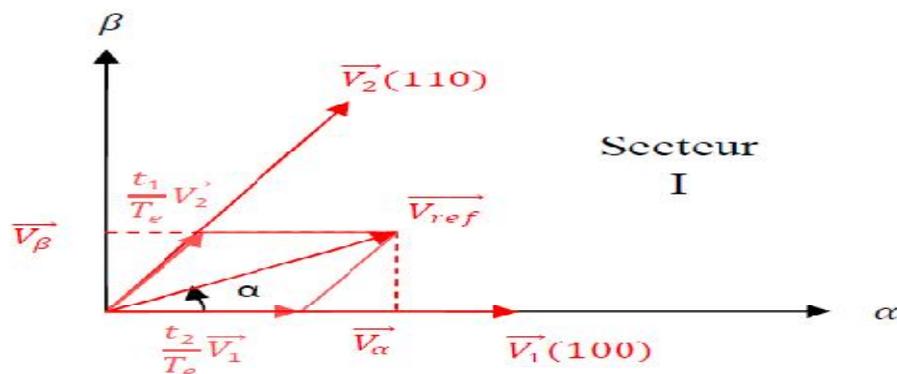


Figure. II.25. Composantes du vecteur de référence dans le secteur I

Nous calculons les coordonnées du vecteur de tension dans la base formée par les vecteurs adjacents (vecteurs délimitant le secteur) grâce à l'équation :

$$\vec{v}_{ref} = \frac{t_1}{T_e} \cdot \vec{v}_1 + \frac{t_2}{T_e} \cdot \vec{v}_2 + \frac{t_0}{T_e} \cdot \vec{v}_0 \tag{II.13}$$

Avec  $T_e$  : la période d'échantillonnage.

Pour généraliser cette étude à tous les secteurs, la notation  $t_1$  représente le temps d'application du vecteur limitrophe avec le secteur précédent. Il en est de même pour  $t_2$  du vecteur limitrophe avec le secteur suivant.

Et les expressions de  $t_1$  et de  $t_2$  définies par l'équation, peuvent être déduites de la Figure (II.25) [20].

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{t_1}{T_e} = m_v \sin \left( \frac{\pi}{3} - \alpha \right) \\ \frac{t_2}{T_e} = m_v \sin (\alpha) \\ m_v = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{V_m}{E} \\ \frac{t_0}{T_e} = \frac{T_e - t_1 - t_2}{T_e} \end{array} \right. \quad (II.14)$$

$m_v$ : L'indice de modulation de la tension.

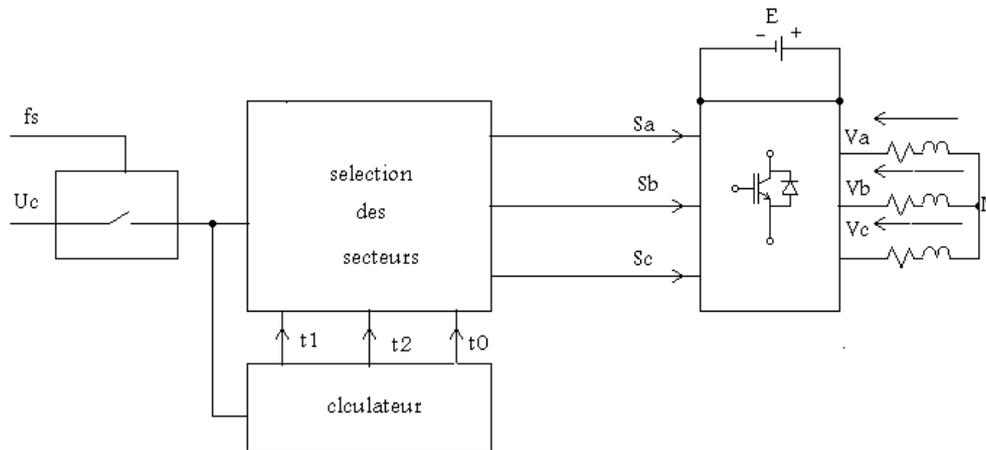


Figure II.26. Bloc de la SVM

Le schéma PWM de la SVM génère une commande dédiée à la commutation. L'onduleur à deux niveaux possède six interrupteurs, il y a donc huit états de commutations possibles Figure (II.24).

Les vecteurs tensions de  $\vec{v}_1$  à  $\vec{v}_6$  sont appelés **vecteurs actifs**, tandis que  $\vec{v}_0$  et  $\vec{v}_7$  sont appelés **vecteurs nuls**, parce qu'ils n'ont aucun angle ni aucune phase. Chaque bras de commande a besoin d'être complémentaire. Cela veut dire d'avoir, sur un même bras, lorsque le transistor de l'étage supérieur est fermé, celui du bas doit obligatoirement être ouvert, et vice versa. Chaque état conduit le courant dans les trois phases du moteur, produisant les vecteurs de tensions.

### II.8.3.3. Résultats de simulation de la commande SVM

Pour tester les performances de la commande SVM appliquée sur l'onduleur de tension, on a utilisé les paramètres de simulation suivants

- La tension continue :  $U_{dc} = 488.7V$ ,
- La fréquence de la porteuse  $T_e = 1/2000S$ ,
- La charge résistive  $R = 10\Omega$

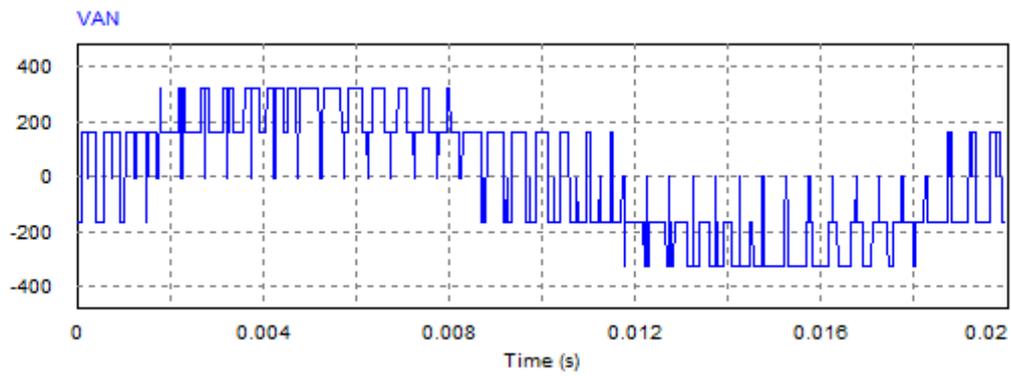


Figure. II.27. Allure de tension simple pour l'onduleur1 SVM.

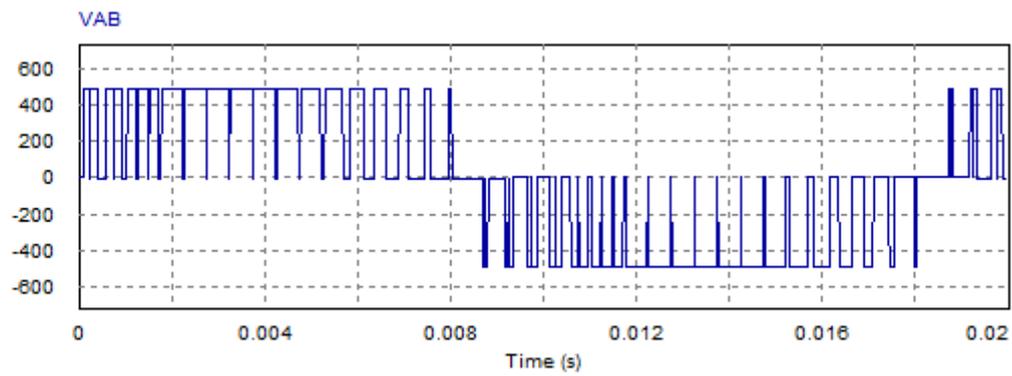


Figure. II.28. Allure de tension composée pour l'onduleur1 SVM.

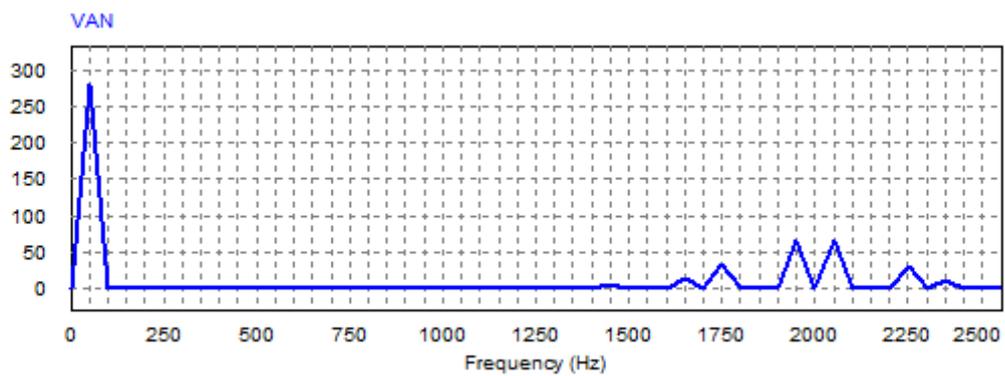


Figure. II.29. Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur 1

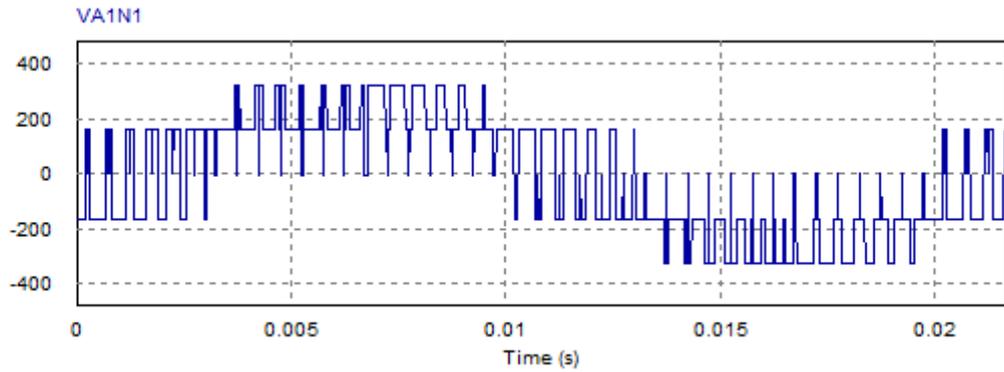


Figure. II.30. Allure de tension simple pour l'onduleur 2 SVM.

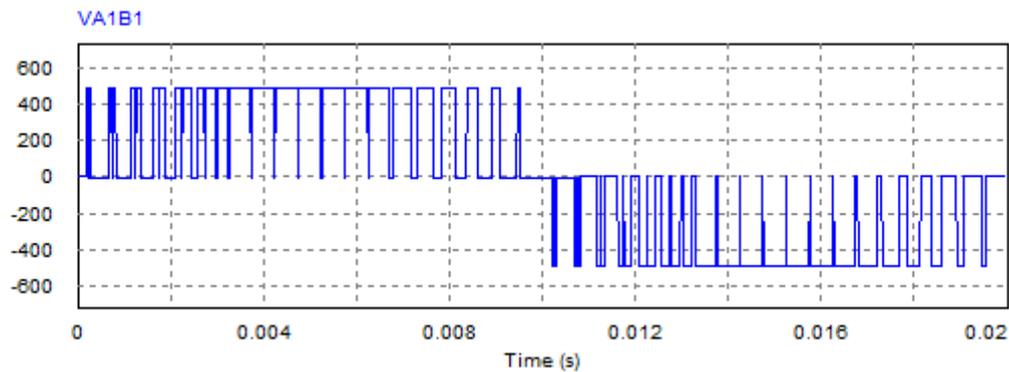


Figure. II.31. Allure de tension composée pour l'onduleur 2.

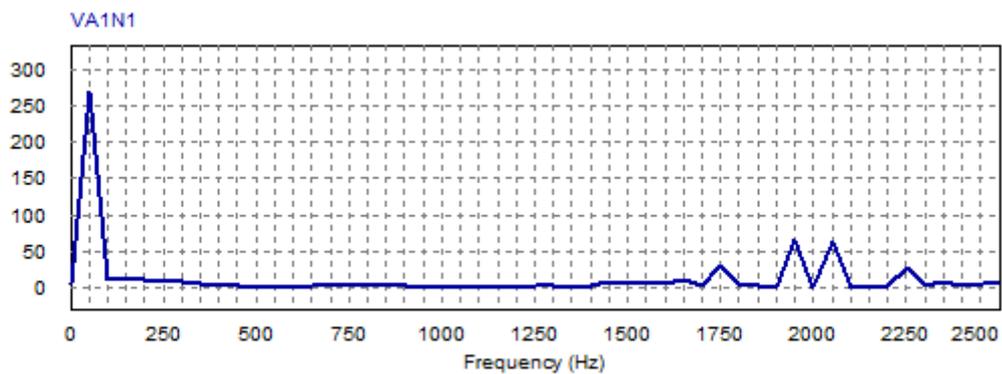


Figure. II.32. Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur 2.

#### II.8.3.4. Avantages de la MLI vectorielle [21]

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

- ❖ L'amplitude de la tension composée peut atteindre la valeur  $V_{dc}$ . donc, une utilisation maximale de la tension d'entrée est possible dans la zone de fonctionnement linéaire. L'onde fondamentale de la tension simple atteint  $0.90 \frac{2U_{dc}}{\pi}$ .

- ❖ Seulement un vecteur de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales ;
- ❖ L'implantation de la MLI vectorielle en temps réel est plus facile ;
- ❖ La flexibilité de sélectionner les états inactifs (état 0) et leurs distributions sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.

## II.9. Simulation avec la MASDE

### II.9.1. Résultat de simulation de la commande 180° avec MASDE

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire  $\alpha = 30^\circ$  Et on applique une charge nominale ( $C_r=14$  Nm) a  $t=3$ s figure (II.33).

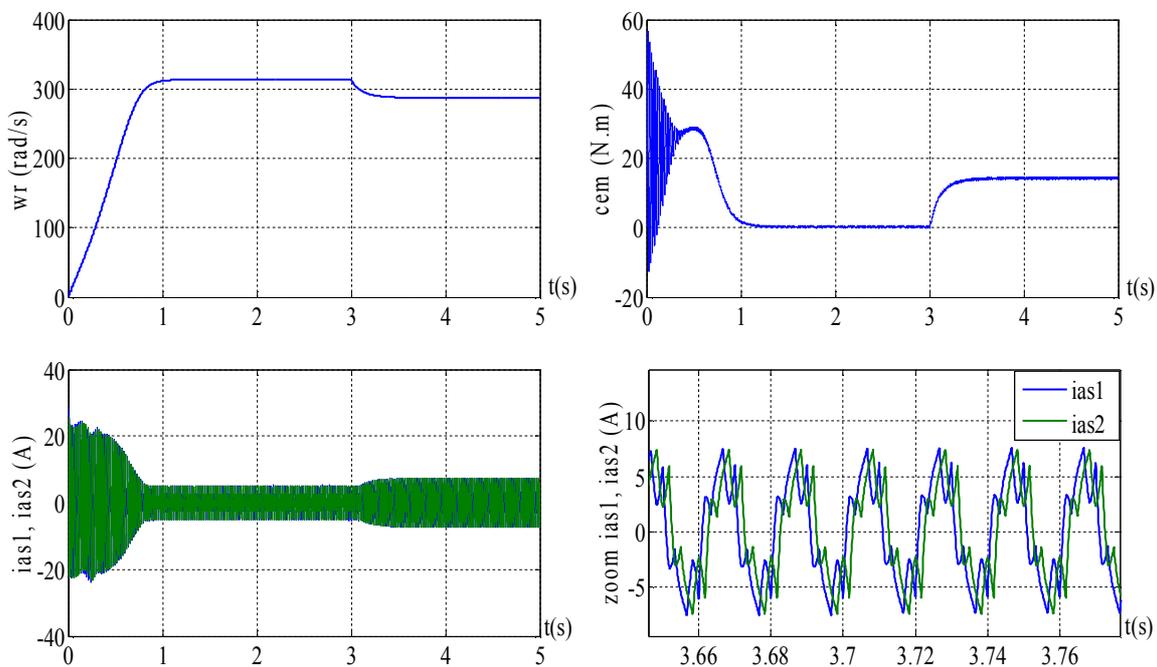


Figure.II.33. comportement de la MASDE\_180° .

#### II.9.1.1. Interprétation des résultats de MASDE\_ command pleine d'onde (180°)

La figure (II.33) représente les résultats de simulation de la commande pleine onde (180°) avec la MASDE.

Lors de démarrage a vide les courants  $i_{as1}$ ,  $i_{as2}$  n'ont pas une forme sinusoïdale, après régime transitoire les courants statoriques atteignent la valeur crête de 5.13 A d'amplitude. Le couple électromagnétique avec une valeur crête de 56.6 N.m, la présence des harmoniques. la vitesse est proche de celle de synchronisme (314 rad/s).

Après avoir appliqué une charge de  $C_r=14$  N.m à  $t=3$  s, le courant augmente jusqu'à une valeur crête de 7.38 A, la vitesse chute jusqu'à 287.15 rad/s et se stabilise, le couple électromagnétique atteint une valeur crête de 14.4 N.m.

### II.9.2. Résultats de simulation de l'association MASDE-onduleur MLI

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire  $\alpha = 30^\circ$ . Et on applique une charge  $C_r=14$ N.m à  $t=3$ s figure (II.34)

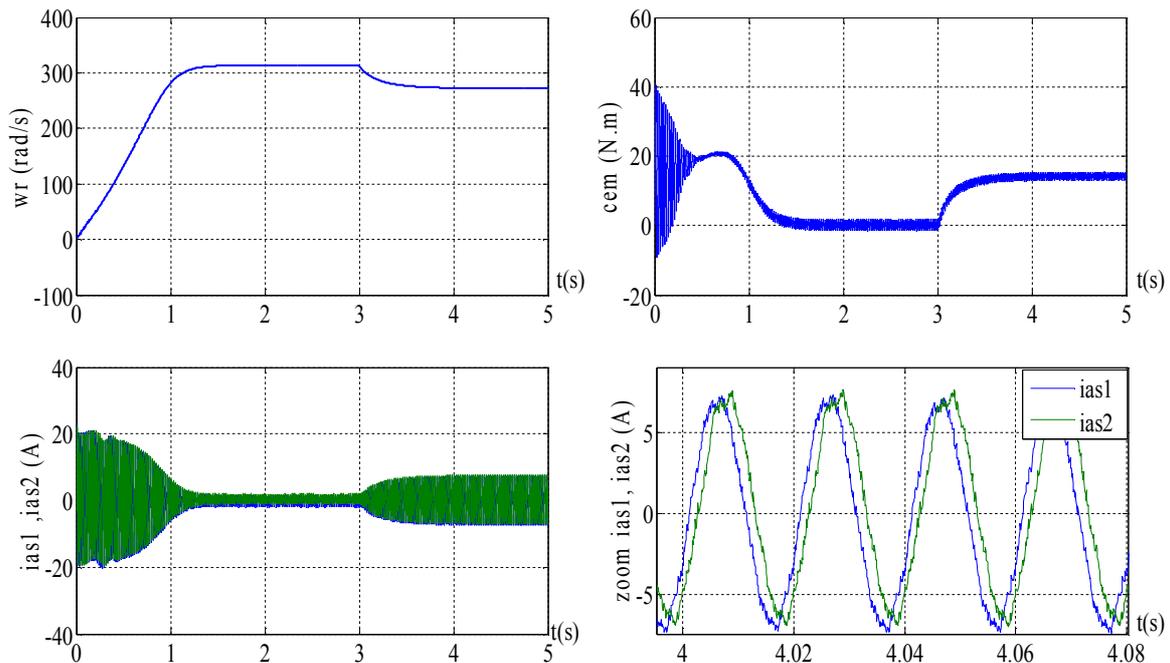


Figure.II.34. comportement de la MASDE-onduleur MLI

#### II.9.2.1. Interpretation des résultats de l'onduleur MLI\_MASDE

Les résultats de simulation sont approximativement similaires aux résultats avec ceux obtenus par l'alimentation directe, en termes de valeurs des différentes grandeurs (courant, vitesse et couple en régime établi etc.), les courants statoriques ( $i_{as1}, i_{as2}$ ) ont une forme pratiquement sinusoïdale. Le régime permanent est atteint après une durée de temps supérieure à celle lors de l'alimentation par onduleur à commande 180 puisque la valeur de l'onde fondamentale de la tension est diminuée.

### II.9.3. Résultats de simulation de la MASDE\_SVM (space vector modulation)

Nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique, les courants ( $i_{as1}, i_{as2}$ ). nous avons utilisé une fréquence d'échantillonnage égale à 2kHz, et cela afin de comparer ces résultats avec ceux obtenus en chapitre 3 avec banc d'essai pratique figure (II.35).

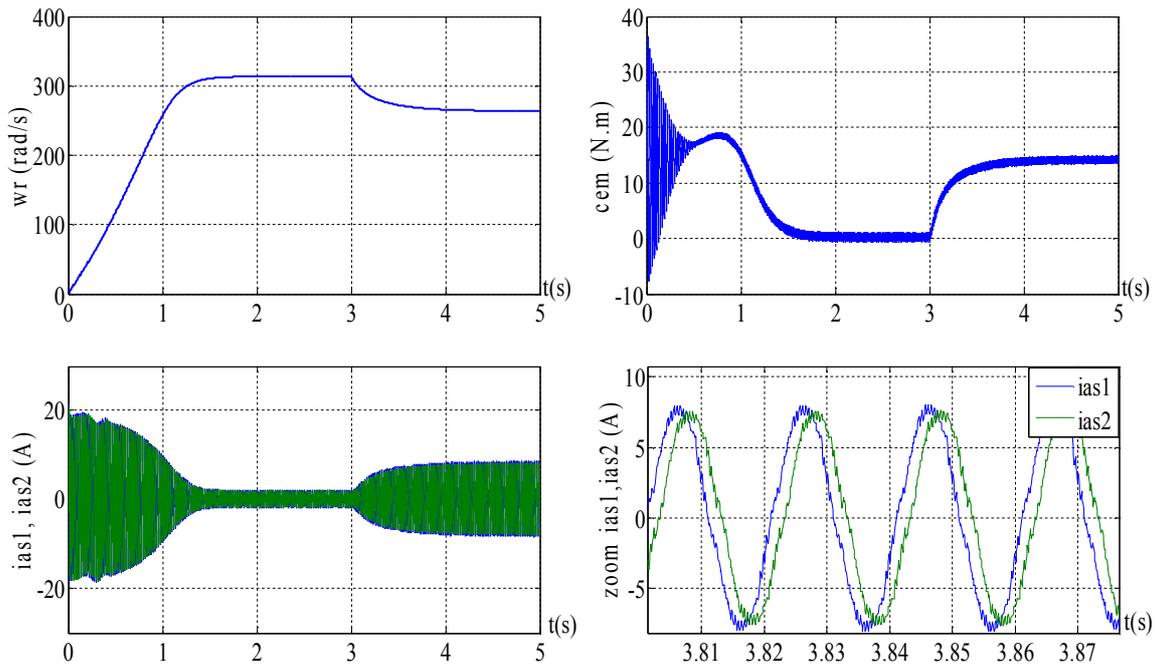


Figure. II.35. Comportement de la MASDE\_SVM (space vector modulation)

### II.9.3.1. Interprétation des résultats de simulation MASDE-SVM

La figure (II.35) représente les résultats de simulation de l'association MASDE-onduleur-SVM. Lors de démarrage à vide on a obtenu les mêmes résultats dans le cas de l'alimentation direct. Après avoir appliqué une charge de  $C_r=14\text{N.m}$  à  $t=3\text{s}$  : les courants ( $i_{as1}, i_{as2}$ ) augmentent et atteint une valeur de crête de 7.6 A d'amplitude. La vitesse de rotation chute jusqu'à atteint la valeur 263.9 rad/s. le couple électromagnétique atteint une valeur de 14.9 N.m.

## II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par présenter les différents types de variateurs de vitesse pour la machine asynchrone double étoile, Ensuite on a passé à la modélisation des différents étages du système d'alimentation pour la machine asynchrone double étoile.

Nous avons présenté aussi les stratégies de commande de l'onduleur de tension. Nous avons détaillé les trois fameuses techniques de commande, à savoir la commande  $180^\circ$ , la MLI naturelle et la commande SVM. En terminant par une simulation de l'ensemble commande-onduleur-MASDE.

Dans le chapitre suivant nous appliquons les techniques de commandes sur un banc d'essai.

---

*CHAPITRE III:*  
*PRESENTATION DE LA PLATE*  
*FORME ET APPLICATION DES*  
*DIFFERENTES TECHNIQUES DE*  
*COMMANDE*

### III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous entamerons les commandes MLI naturelle ,180° et SVM. Il est intéressant de pouvoir valider en temps réel les modèles et les techniques de commande proposés, avec un processeur numérique qui peut allier à la fois simplicité de programmation, rapidité d'exécution et acquisition d'un nombre assez élevé d'entrée/sortie. Ces avantages sont offerts par la carte DS1104 de DSpace. Qui peut être considérée parmi les meilleurs pour les applications d'électronique de puissance.

Cette réalisation permet l'expérimentation de quelques techniques de commande de la machine asynchrone double étoile. Pour passer d'une commande à une autre, il suffit de changer le programme au niveau de la dSpace sans passer par la modification de la configuration physique de la maquette d'essai.

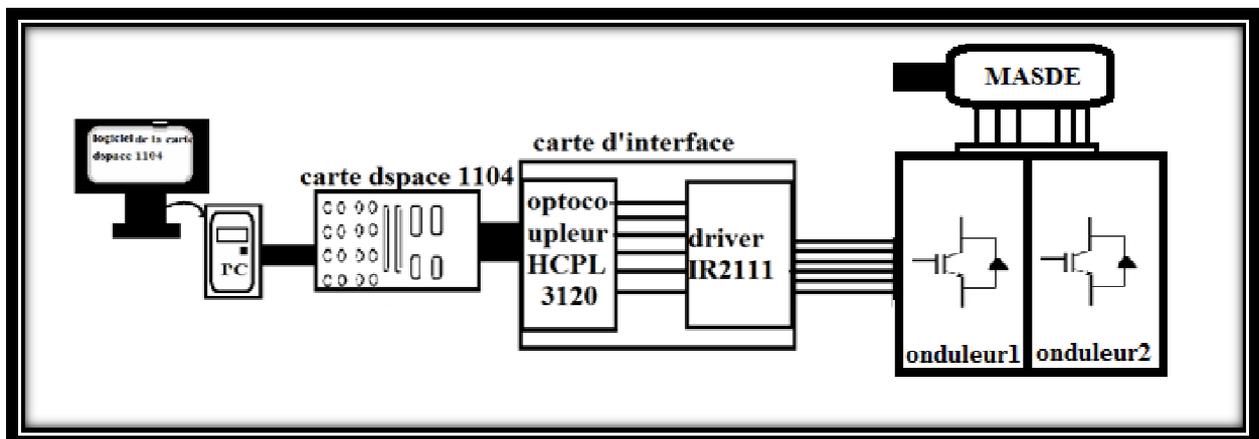


Figure.III.1.Schéma fonctionnel du banc d'essai.

### III.2. Présentation de la plate forme

Cette maquette est composée de quatre parties, partie commande (la DSpace), un circuit d'isolation ou d'interface, un circuit de puissance (onduleur de tension, moteur asynchrone) et capteur de tension. La figure (III.2), représente la maquette des essais.

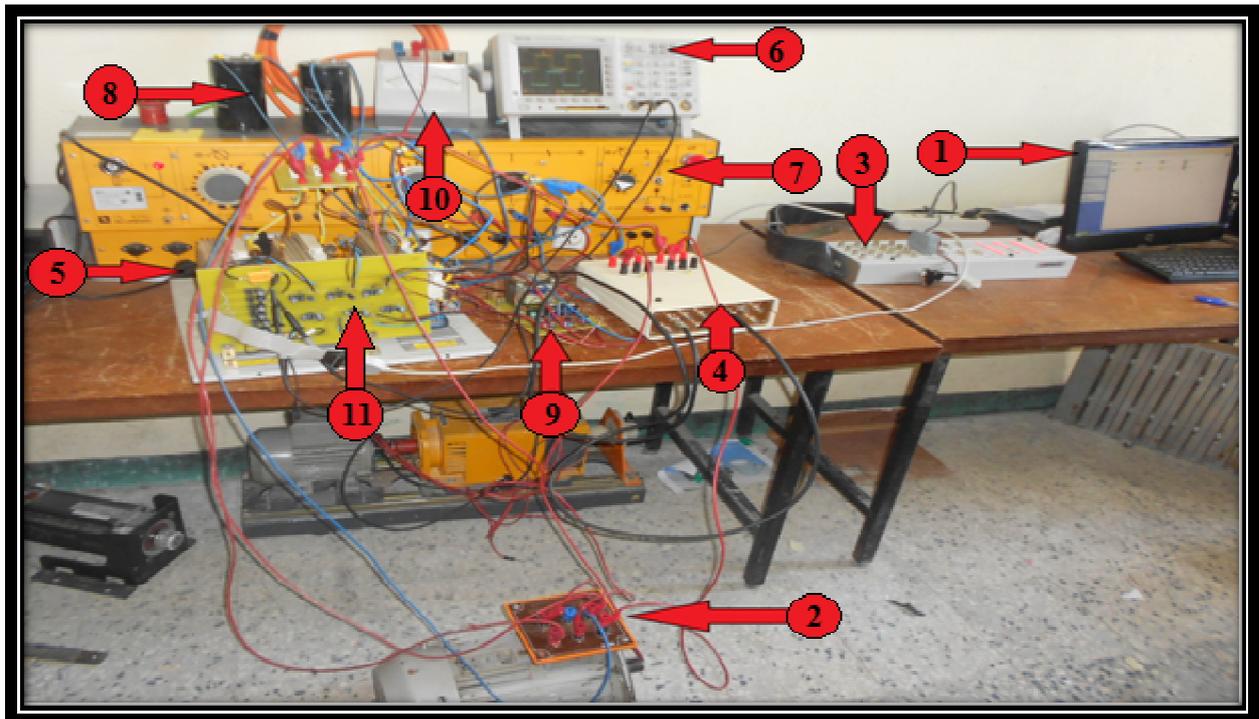


Figure. III.2. Présentation de la plate forme

- (1) Micro-ordinateur : permet de contrôler les autres partie de la maquette, en introduisant des données et ce, en utilisant matlab/simulink.
- (2) La MASDE : sur laquelle nous appliquons les commandes MLI, commande pleine d'one ( $180^\circ$ ) et la SVM en utilisant la DS1104.



Figure III.3. La machine asynchrone double étoile.

- (3) La carte d'interface de la dSpace : L'interface de la carte DS 1104 comprend plusieurs modules d'entrées/sorties et des convertisseurs CAN/CNA, et les ports séries pour la communication entre la DS1104 et les autres appareils électroniques.

- (4) Les capteurs de tension/courant : utilisés pour la récupération des signaux de tensions et courants a partir de la source réel en exploitant ses sorties, il comprend 6capteurs de tension et 6 capteurs de courant, en suite les afficher sur un oscilloscope.
- (5) Deux Onduleurs de tension : comme ils nous permettent de moduler la source afin d’obtenir un signale alternatif de fréquence variable, ils sont utilisés comme variateur de vitesse.
- (6) L’oscilloscope : utilisé pour l’affichage des différents signaux désirés et les enregistrer sur un support externe (disquette) en utilisant un lecteur disquette.
- (7) Source de tension triphasée : génère une tension triphasée variable à l’aide d’un potentiomètre.
- (8) Condensateur : permet d’obtenir à l’entrée de l’onduleur une tension  $U$  constante, et d’absorber le courant négatif restitué par la charge.
- (9) Carte d’alimentation : pour l’alimentation de la carte de commande par un signal de 15v.
- (10) Voltmètre : pour voir et pouvoir contrôler la tension d’alimentation.
- (11) Carte d’isolation: assure l’isolation entre le circuit de puissance et le circuit de commande.

### **III.3. Présentation des différentes parties du banc d’essais :**

#### **III.3.1.Carte de commande (dSpace DS1104)**

##### **III.3.1.1.Introduction**

La carte DS1104 est un outil assez puissant et à cout raisonnable pour le développement des prototypes de commande rapides. Ceci la rend intéressante pour les applications pédagogiques. L’interface temps réel offre des blocs Simulink/matlab pour une configuration adéquate des CAD, CDA, bits I/O, encodeurs incrémentaux et signaux MLI. Cet interfaçage graphique simplifie énormément la conception et l’implantation des différents algorithmes, tout en offrant la possibilité de les vérifier à la fois hors et en ligne, avec quasiment la même configuration [21].



Figure. III.4. Présentation de la carte Dspace1104

### **III.3.1.2. Architecture interne du DS1104**

L'architecture interne de la carte DS1104 se présente comme illustrée dans la figure (III.5).

Elle est constituée de [24] :

- ❖ Un microprocesseur maître MPC8240
- ❖ Un DSP esclave TMS320F240
- ❖ Un contrôleur d'interruptions matérielles et logicielles
- ❖ Un contrôleur de Mémoires SDRAM et Flash
- ❖ Des Timers ou temporisateurs

Le microprocesseur principal est le MPC8240 constitué d'un processeur PowerPC-603 de MOTOROLA fonctionnant à une fréquence de 250 MHz. Quant au DSP esclave, c'est le TMS320F240 de TEXAS INSTRUMENTS fonctionnant à une fréquence de 20 MHz. Le kit ACE 1104 dispose également d'un panneau de sortie, connecté à la carte DS 1104 via un câble blindé et permettant la connexion de celle-ci avec les dispositifs externes, facilitant ainsi les procédures de tests [24].

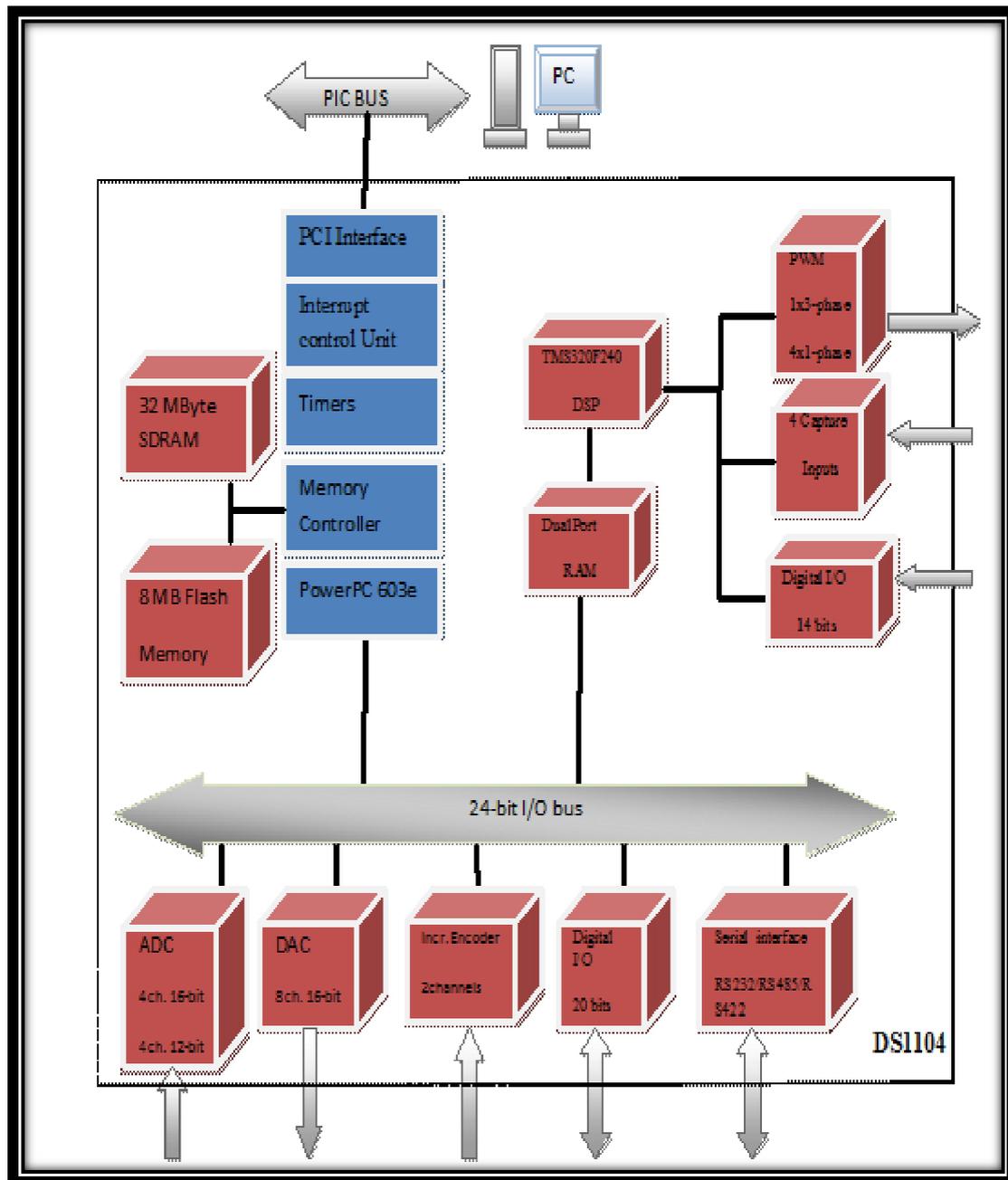


Figure. III.5 : Schéma de principe de la carte DS1104 contrôleur et caractéristique

### III.3.1.3. Les caractéristiques de la carte Dspace1104 [25]

désignation	Caractéristiques
Processeur	<ul style="list-style-type: none"> <li>• MPC8240 processeur avec le noyau PPC603e et périphériques sur puce</li> <li>• 64-bits virgule flottante du processeur</li> <li>• 250 MHz CPU</li> <li>• 2 x 16 Ko de cache ; sur puce</li> <li>• Pont surpuce PCI (33 MHz)</li> </ul>
mémoire	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Mémoire globale : 32 Mo de SDRAM</li> <li>• Mémoire Flash : 8 Mo</li> </ul>
minuteur	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 1 minuterie taux d'échantillonnage (décrémentant) : 32-bits décompteur, recharge par le logiciel, une résolution de 40 ns</li> <li>• 4 temporisatrices à usage général : 32-bits décompteur, recharge en matériel, résolution de 80 ns</li> <li>• 1 base de compteur de temps</li> </ul>
DSP Esclave	<ul style="list-style-type: none"> <li>• DSP Texas Instruments TMS320F240</li> <li>• 20 MHz de fréquence d'horloge</li> <li>• 1 x 3-sortie PWM</li> <li>• 1 x 1-phase sortie PWM</li> <li>• 4 entrées de capteur</li> <li>• SPI (Serial Peripheral Interface).</li> <li>• Max, 14-bits digital I/O</li> <li>• TTL entrée/sortie pour tous les niveaux E/S numériques broches</li> <li>• <math>\pm 13</math> mA de courant de sortie maximum</li> </ul>
Interface série	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 1 port série UART</li> <li>• Mode émetteur-récepteur sélectionnable : RS232/RS422/RS485</li> <li>• Max. baud rate RS232 : 115,2K Baud</li> <li>• Max. RS422/RS485 baud rate : 1M Baud</li> </ul>
Refroidissement	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Le Refroidissement actif par ventilateur</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• +5V <math>\pm 5\%</math>, 2,5A</li> </ul>

Alimentation	<ul style="list-style-type: none"> <li>• +10V <math>\pm</math>5%, 0,3A</li> <li>• -10 V <math>\pm</math>5%, 0,2 A</li> </ul>
Consommation	• 18,5W

Tableau. III.1. Caractéristiques de la DS1104

### III.3.1.4. Les différentes entrées/sorties de la DS 1104

L'interface de la carte DS 1104 comprend plusieurs modules d'entrées/sorties montrés sur la figure (III.6) :

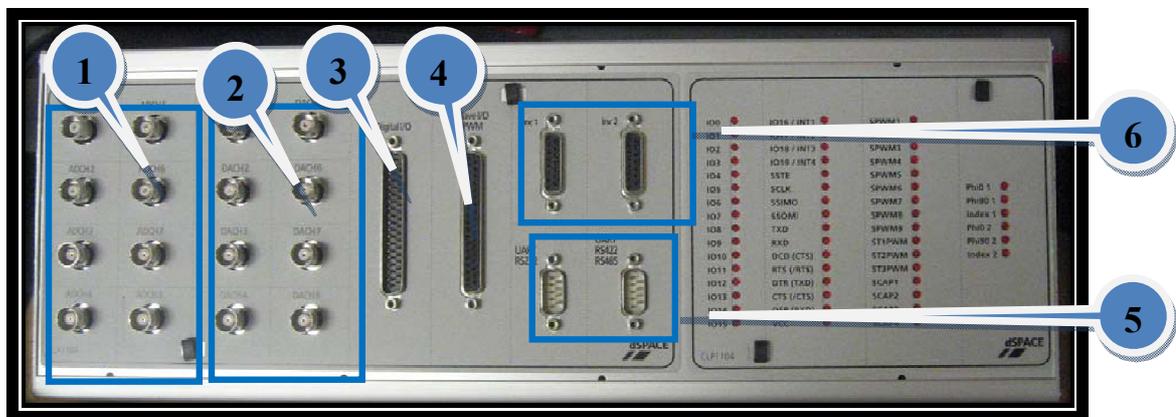


Figure. III.6 : Constitution de l'interface série de la DSpace 1104

- (1) 8 convertisseurs analogiques numériques (CAN), 4 en 16 bits, 4 en 12 bits : utilisés pour la récupération des 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 numériques introduites à partir du PC en données analogiques, puis leur injection à un système externe.
- (3) Entrée/sortie numérique utilisée lorsque nous avons affaire à un langage de programmation.
- (4) Entrée/sortie du DSP esclave chargée 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 commutation série entre la Dspace1104 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 (IO<sub>0</sub> : IO<sub>19</sub>), de 3 Timers (32 bits) pouvant fonctionner de manière indépendante comme la montre la figure (III.7).

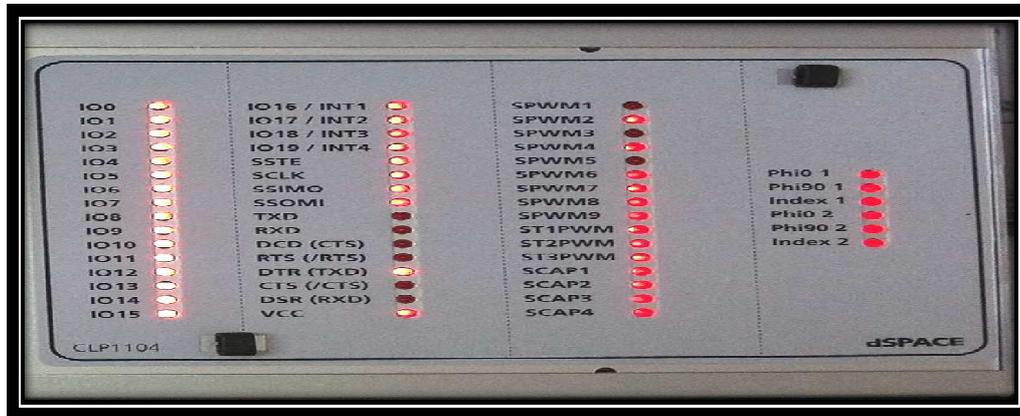


Figure. III.7 : La signalisation des entrées/sorties de la Dspace1104

### III.3.1.5. Domaines d'application :

Le système temps réel basé sur la technologie PowerPC et son jeu d'interfaces d'E/S font de cette carte contrôleur une solution idéale pour le développement de contrôleurs dans divers domaines, tels que la technique des entraînements, la robotique, l'aérospatiale. La DS1104 est utilisée dans plusieurs laboratoires universitaires [22].

### III.3.1.6. Avantages majeurs de la carte DSpace 1104 [22] :

- ❖ Son avantage majeur est qu'avec la Real-Time Interface « RTI », nous pouvons facilement faire fonctionner les modèles sur la carte DS1104, Configurer toutes les E/S graphiquement, insérer les blocs dans un schéma-bloc Simulink et générer le code du modèle via le Simulink coder « Real-Time-Workshop ». Le modèle en temps réel est alors compilé, téléchargé et démarré automatiquement ce qui réduit notre temps d'implémentation.
- ❖ La carte DSpace 1104 (R&D) fait de notre PC un système de développement puissant pour le prototypage rapide de lois de commande.
- ❖ La DS1104 est une carte Controller de bon rapport qualité-prix, comprenant un jeu complet de modules d'E/S fréquemment utilisés au sein des systèmes de commande et pour le développement de contrôleurs.

- ❖ Elle est considérée comme un système mono carte avec matériel en temps réel d'E/S complètes.

### III.3.1.7. Fonctionnement de la carte dSpace DS1104

On peut le faire fonctionner avec deux méthodes :

- ❖ Programmation de DSP avec un compilateur : on utilise des logiciels de programmations comme le C, C++, assembleur... etc.
- ❖ Programmer avec des blocs à l'aide de Matlab Simulink : il faut réaliser tout d'abord le schéma de la commande dans l'environnement Simulink de matlab. il est préférable de se placer dans son répertoire de travail pour élaborer le fichier Simulink, car la compilation génère de nombreux fichiers contenus dans un nouveau répertoire générés à chaque étape de compilation.

Dans "Simulink Library Browser" on trouve une librairie nommée "dSPACERT1104" dans laquelle on peut choisir les composants utilisés pour la réalisation du schéma Simulink figure(III.8).

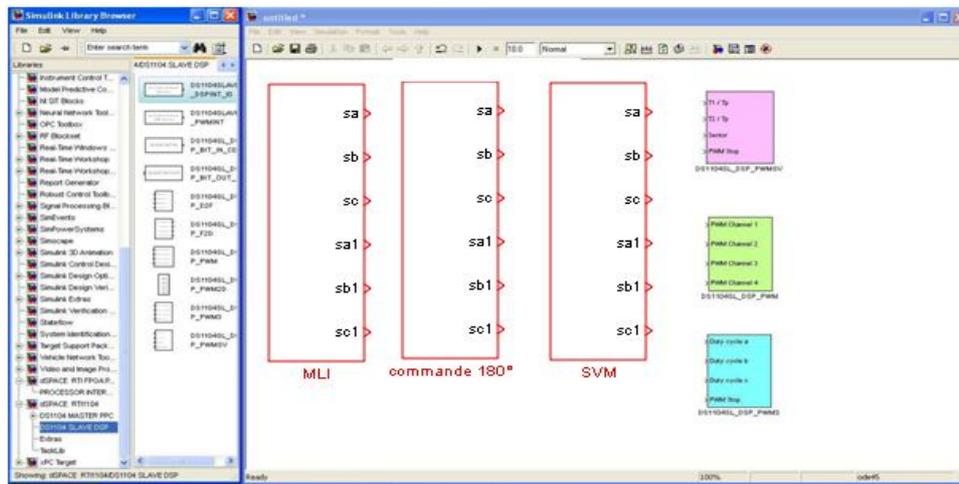


Figure. III.8. Interface de Matlab Simulink

### III.3.2. Carte d'interface

Les signaux générés à la sortie de la carte DSP sont faible pour être exploité directement par le circuit de puissance, d'où ces signaux sont amplifiés, isolé et mise en forme par la carte d'interface des interrupteurs de puissance.

Cette carte comporte les optocoupleurs qui assurent l'isolation galvanique, ainsi que les drivers qui protègent le circuit de puissance contre tout court-circuit ou variation brusque du courant figure (III.9).



Figure.III.9.La carte d'interface

- (1) L'entrée des signaux de commande.
- (2) Driver IR2111
- (3) L'optocoupleur HCPL 3120

### III.3.2.1. Carte d'alimentation

L'architecture interne de la carte d'alimentation se présente comme illustré dans la Figure (III.10).

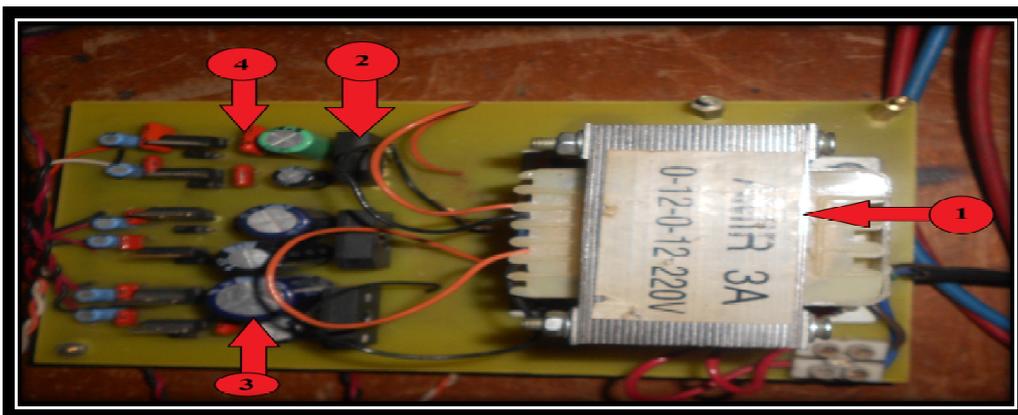


Figure.III.10. Schéma de la carte d'alimentation

Elle est constituée de :

- (1) Un transformateur 2\*18V (220/2\*18V) ;
- (2) Redresseur de tension ;

- (3) Des condensateurs polarisés pour maintenir le sens positif de courant ;
- (4) Des condensateurs non polarisés pour dissiper les courants du coupeur ou les courants de court circuit.

### III.3.2.2.Le circuit optocoupleur

Le fait d'employer un optocoupleur pour activer l'IGBT contribue a la sécurité du montage, ainsi il permet d'amplifier le signale et d'assurer un haut niveau d'isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance, d'où la carte DSP est protégée contre tout court circuit éventuel dans la partie puissance.

Dans notre cas on a utilisé l'Optocoupleur Driver HCPL 3120 qui a comme tension d'isolation 1500 V, sous une tension d'alimentation de 15 à 30 V et un courant de sortie (peak output current) qui peut atteindre 2A, la figure suivante montre le circuit utilisé Figure (III.11).

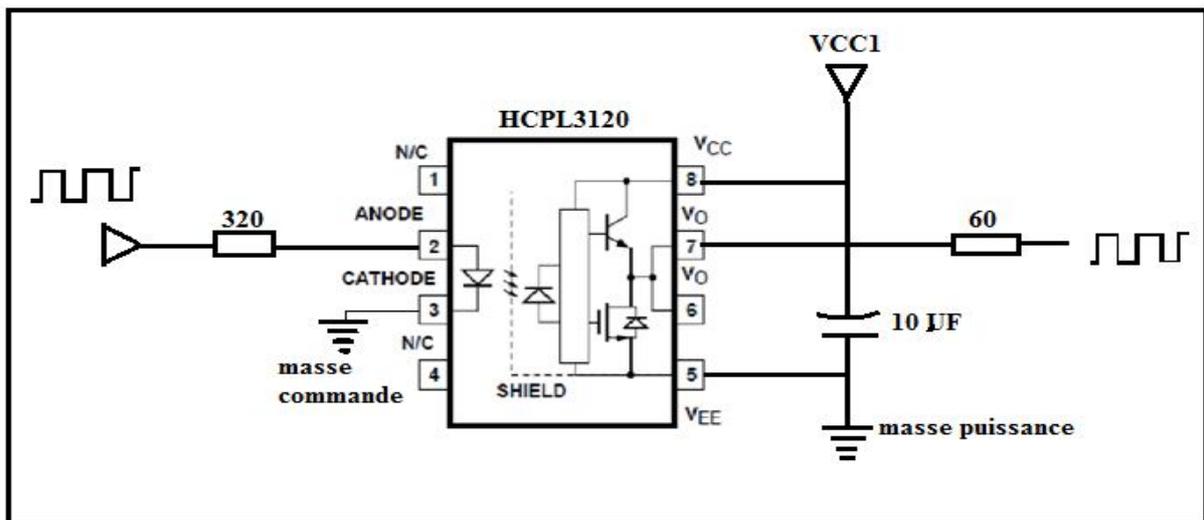


Figure.III.11.Schémas interne d'un optocoupleur.

#### III.3.2.2.1.Caractéristique de HCPL 3120

- ❖ 2,5A courant de sortie de crête maximum ;
- ❖ 2.0A courant de sortie minimum de pointe ;
- ❖ 25Kv/ms minimum rejet du mode commun(CMR) à VCM=1500V ;
- ❖ Icc= 5mA courant d'alimentation maximum ;
- ❖ Large gamme Vcc d'exploitation : 15à30 volt;
- ❖ 500ns vitesse maximales de commutation ;

- ❖ Sous la protection LOK-OUT tension (UVLO) avec hystérésis ;
- ❖ Plage de température industrielle : -40°C à 100°C.

### III.3.2.3. Driver

Le signal amplifié obtenu à la sortie de ce circuit précédent est appliqué à un driver (IR2111), ce dernier permet au premier temps d'amplifier le signal une seconde fois et le fixe à 15 volts avant d'être appliqué aux IGBT, il permet de créer une masse flottante dans un bras et enfin, il crée le temps mort afin d'éviter tout court-circuit dans l'onduleur Figure (III.12).

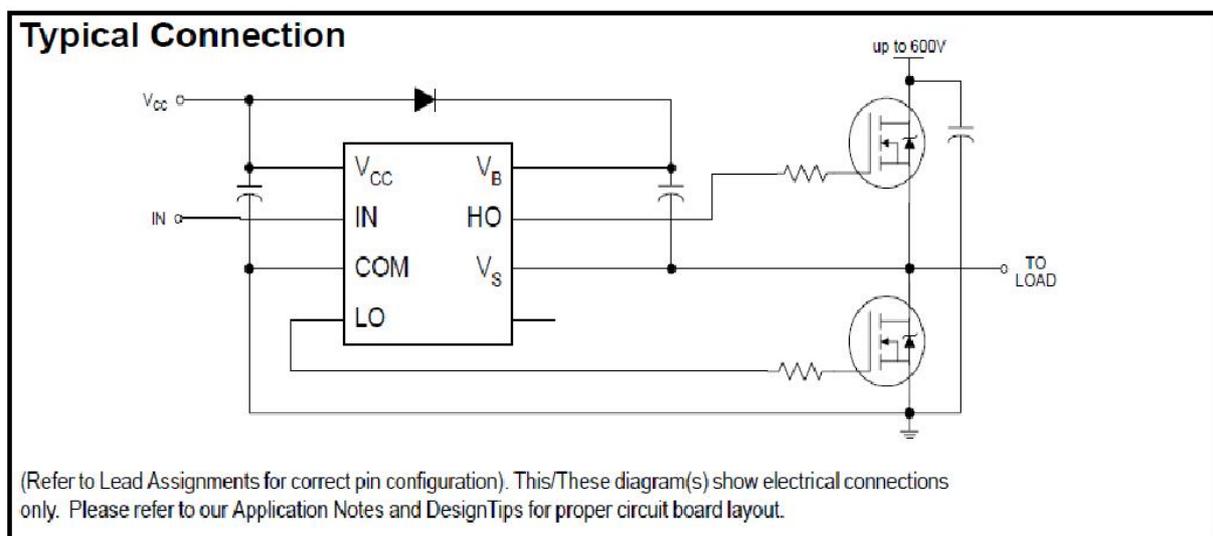


Figure.III.12.Schéma fonctionnel du DRIVER IR2111.

#### III.3.2.3.1. Caractéristiques de driver IR2111

- ❖ Tension d'alimentation  $V_{cc}=15V$  ;
- ❖ Le temps **off** de fermeture des IGBT est de 150ns ;
- ❖ Le temps **on** d'ouverture des IGBT est de 750ns ;
- ❖ Il peut offrir un temps mort de 650ns ;
- ❖ Tension de sortie de 10 à 20V ;
- ❖ Courant de sortie  $I_0$  +/- de 200mA/420Ma ;
- ❖ Verrouillage de sous-tension pour les deux canaux ;
- ❖ Entrées CMOS Schmitt déclenché avec pull-Down ;
- ❖ Délai de propagation assortie pour les deux canaux ;
- ❖ Sortie côté haut en phase avec l'entrée ;

- ❖ La voie flottante peut être utilisée pour entrainer un dispositif à canal N. MOSFET de puissance IGBT ou dans la configuration de coté haut, qui fonctionne jusqu'à 600 volts.

### III.3.3. Circuit de puissance

Le circuit de puissance contient une source de tension  $U_s$ , deux onduleurs de tension en parallèle et machine asynchrone double étoile. Ce moteur contient deux enroulements décalés entre eux de  $30^\circ$ . Les deux onduleurs réalisés à base des modules SKM 150GB 123D (SEMIKRON) qui sont des bras de l'onduleur, avec une tension d'alimentation de 400V et une puissance nominale de 4.5KW.

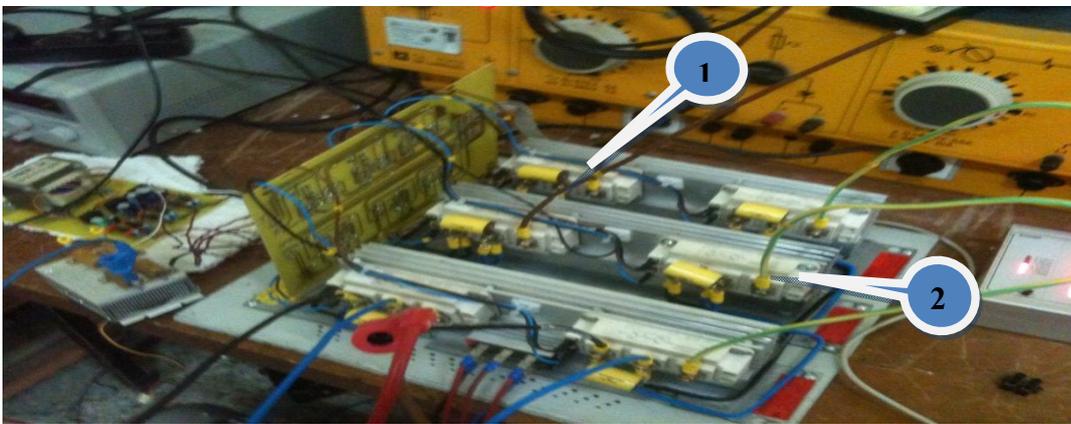


Figure. III.13.Circuit de puissance (deux onduleurs)

- (1) Module du bras de l'onduleur 1 ;
- (2) Module du bras de l'onduleur 2 ;

#### III.3.3.1. Les modules IGBT (SKM 150GB 123 D)

Chacun de ces modules est un bras d'onduleur, et est composé de deux IGBT avec une diode antiparallèle pour chacun, connectée en série, dont le point central est au terminal 1. Le sommet collecteur IGBT est à la borne 3 et l'émetteur du bas est au terminal 2. Les IGBT sont forcés fermés par un signal de 15V entre l'entrée (bornes 4 réis 6) et l'émetteur associé (porte 5 réis 7) et une ouverture forcée par un signal de -15 V sur les mêmes bornes Figure (III.14).

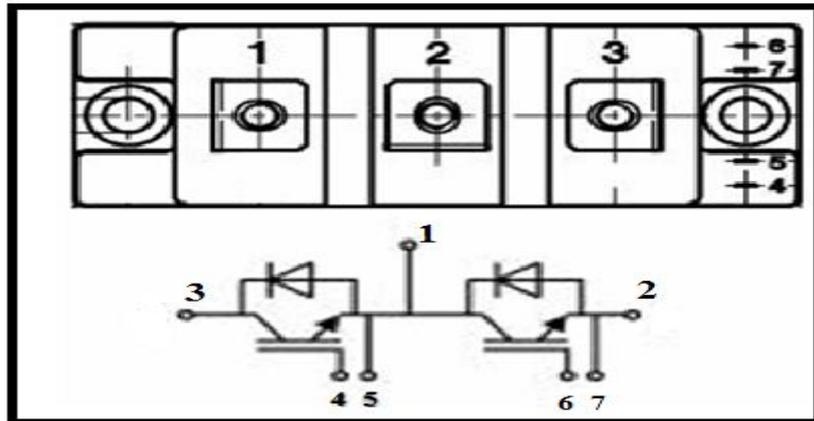


Figure.III.14. Bras de l'onduleur (SKM 150GB 123 D).

### III.3.3.2.Caractéristiques de bras SKM 150GB 123D

- ❖ Chaque bras compose de deux interrupteurs hôte et bas (chaque interrupteur est composé d'un IGBT en parallèle avec une diode de rue libre), embase (enfermer) en cuivre isolé en utilisant DBC (Connexion en Cuivre Directe) ;
- ❖ Il a une faible perte de commutation à haute  $di/dt$  ;
- ❖ Température conseiller  $T_C = 125^\circ\text{C}$ , limité à  $T_j = 150^\circ\text{C}$  ;
- ❖ Courant maximal de 150A ;
- ❖ Tension aux borne d'un bras  $V_{cc} = 600\text{V}$ .

### III.4. Résultats expérimentaux

Pour tester les performances du banc d'essai réalisé, nous avons fait quelques essais sur les différentes techniques de commande, et quelques essais sur la MASDE d'une puissance de 4.5kw en boucle ouverte. Le dispositif fonctionne à fréquence variable. Par contre, nos essais réalisés ont été faits à une fréquence de 20Hz.

En reliant la carte d'interface de la dSpace avec le circuit de puissance (deux onduleurs), nous avons capté les signaux de commande, les tensions simple et composée, et les courants de phase pour les différentes techniques de commande avec un oscilloscope.

### III.4.1. Commande 180°

Les essais effectués concernent les relevés expérimentaux des allures de signal de commande pour les deux onduleurs, tension simple, tension composée et le courant de phase. Les résultats obtenus sont montrés dans les figures (III.15-16-17-18-19-20) :

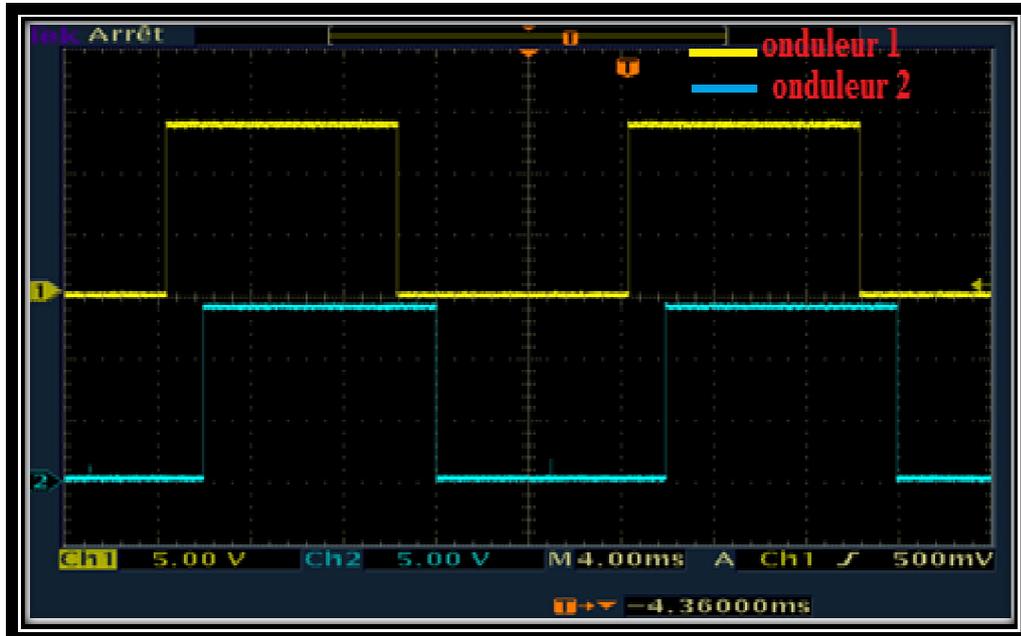


Figure.III.15. Signal de commande pour la 180°.

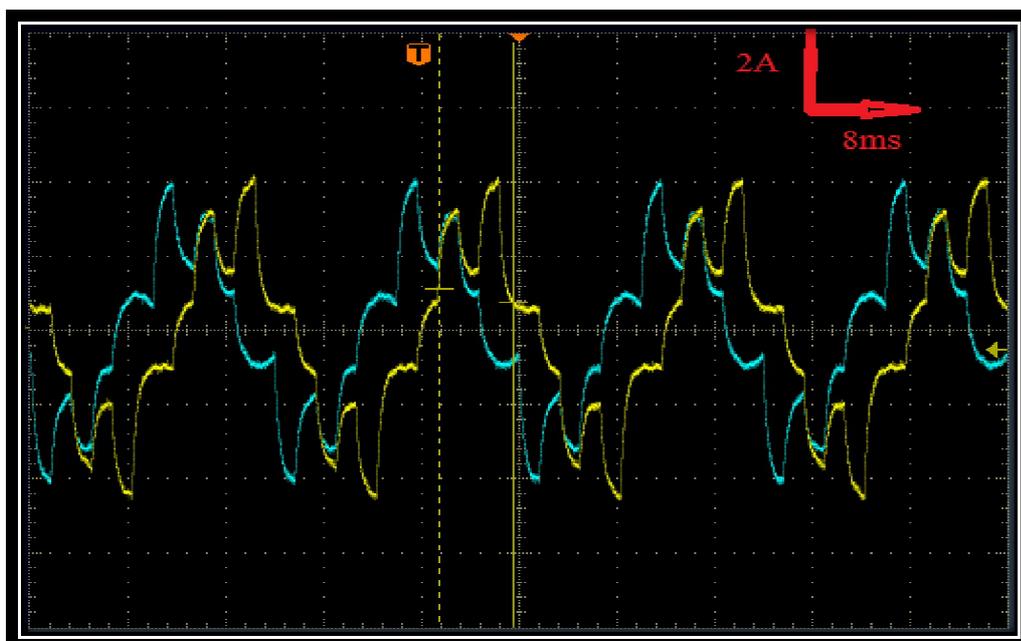


Figure.III.16. Allures des courants de phase pour la 180°.

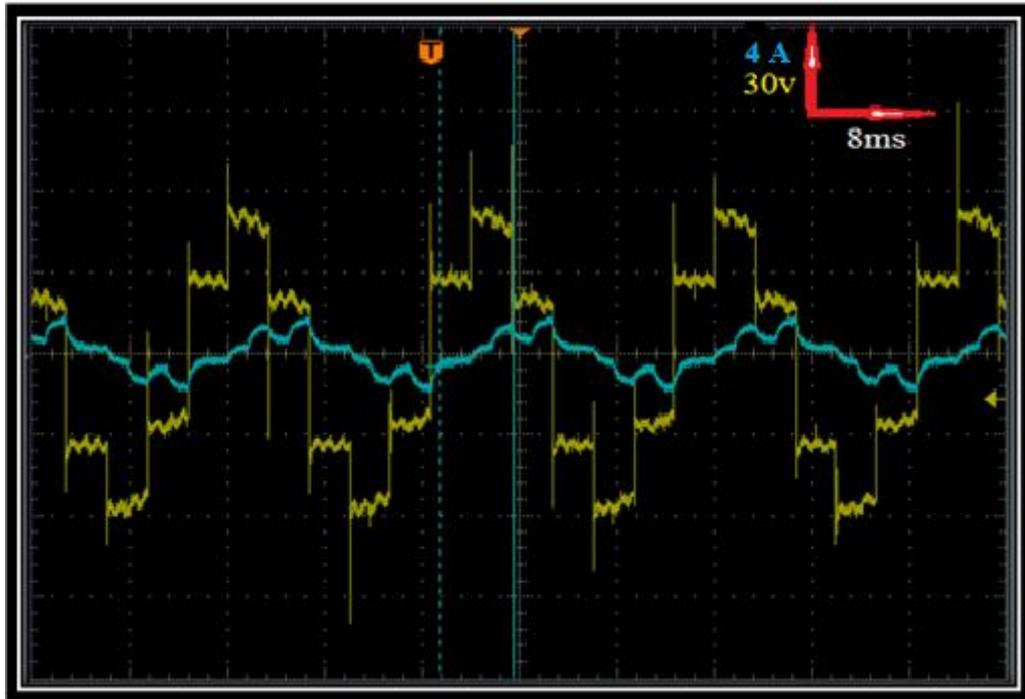


Figure.III.17. Courant de phase et la tension simple pour l'onduleur 1 180°.

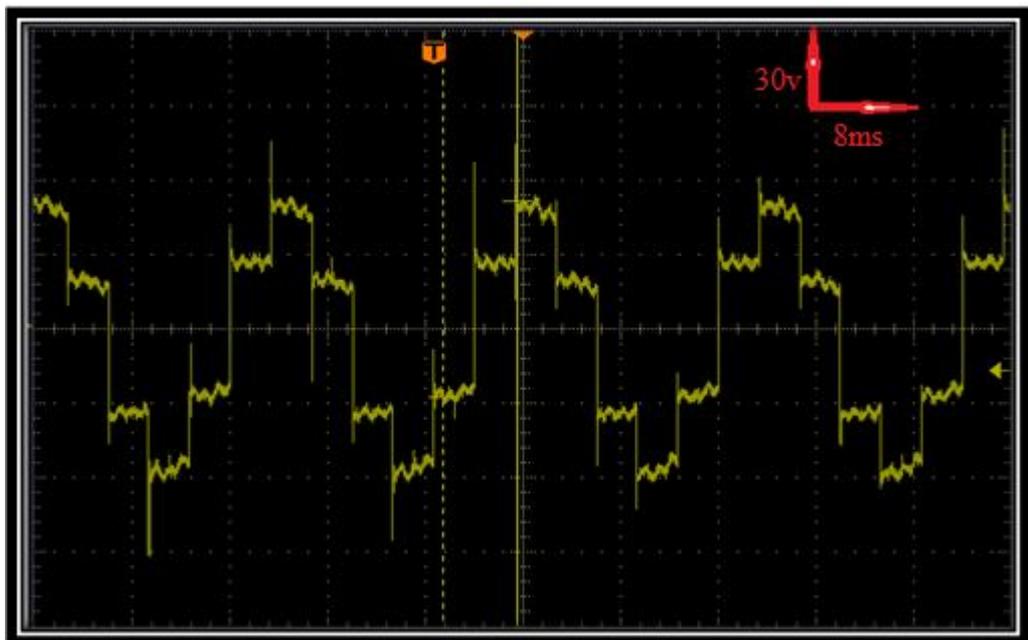


Figure.III.18. Allure de la tension simple pour l'onduleur1 180°.

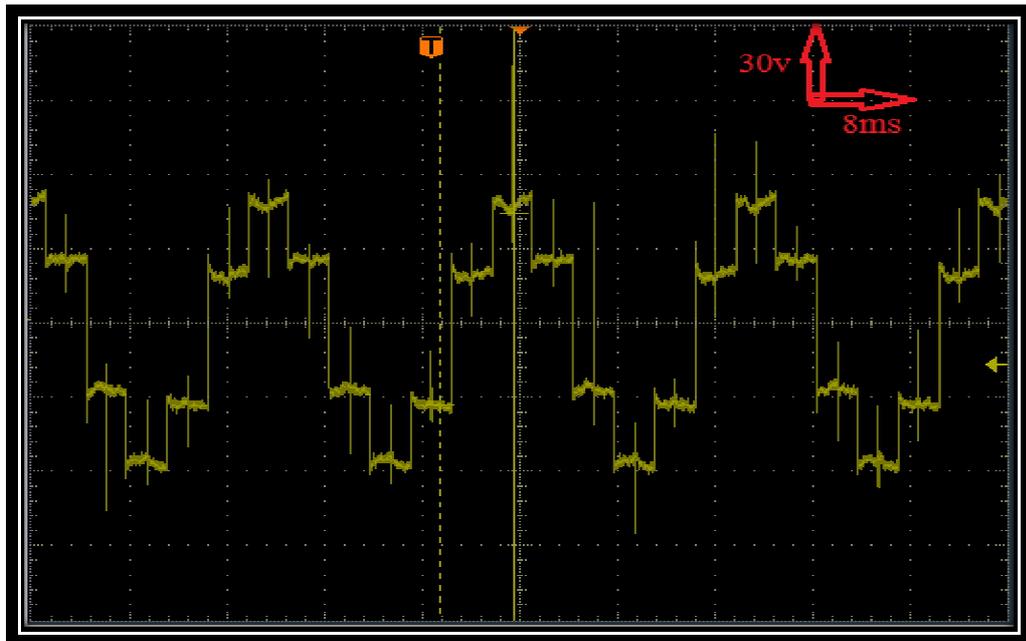


Figure.III.19.Tension simple pour l'onduleur 2 180°.

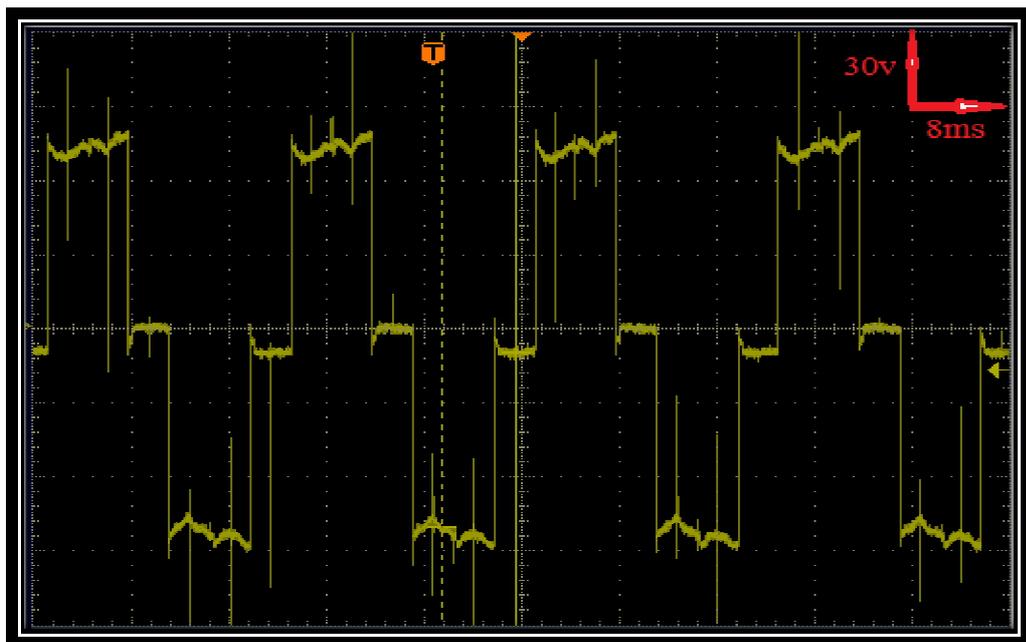


Figure.III.20.Tension composée pour l'onduleur2 180°.

#### III.4.1.1. Interprétation des résultats de la 180°

Nous remarquons que les courants de phases et loin de la sinusoïde, mais ils représentent des allures périodiques et symétriques, ce qui explique l'influence des signaux de commande des deux onduleurs.

Cette technique donne un couple important aux machines dont la commande appliquée, mais dans ce genre de commande le couple n'est pas contrôlé, nous n'avons pas l'accès à ces variations qui peuvent engendrer des problèmes dans certaines applications.

### III.4.2. Commande MLI

Le principe consiste à définir une onde MLI à partir de certains critères tels que :

- Minimisation de l'ondulation de courant ;
- Élimination des harmoniques.

Le signal de commande, la tension simple, tension simple avec le courant de phase tension composée et courants de phases sont représentés dans les figures suivantes.

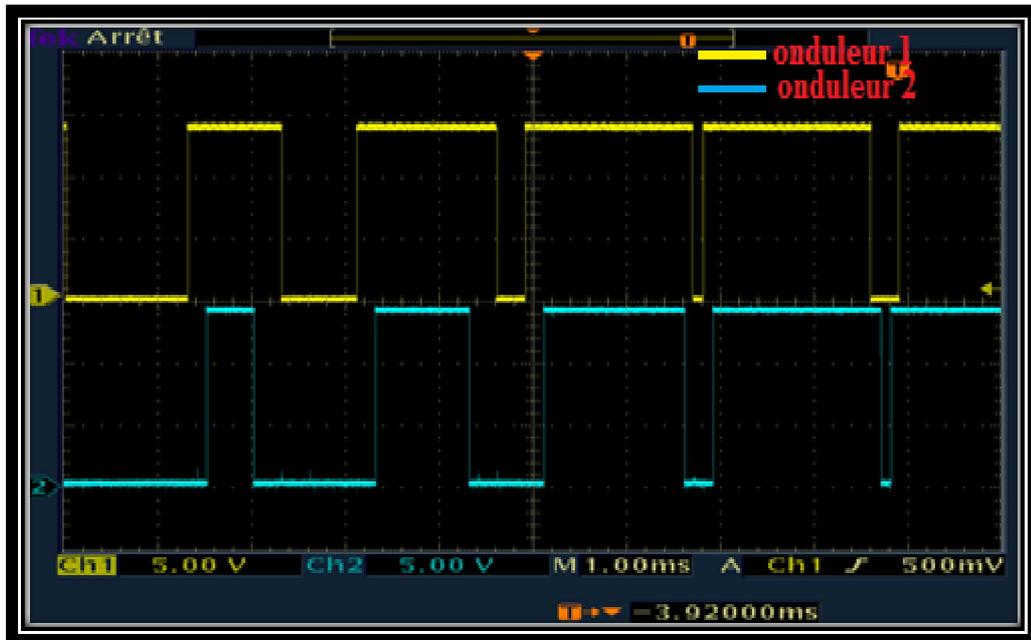


Figure.III.21. Le signal de commande pour la MLI.

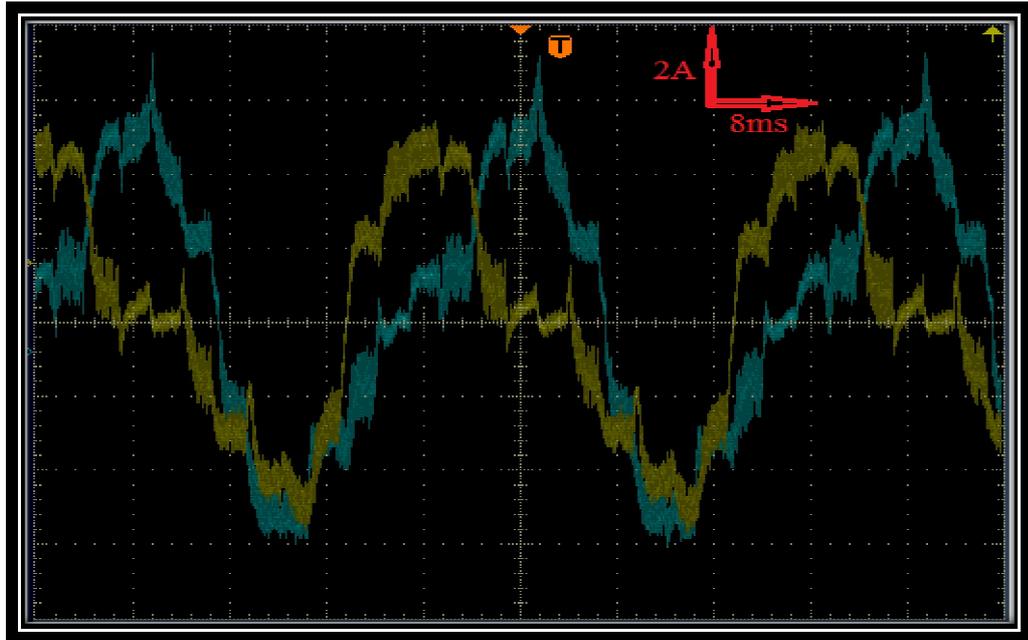


Figure.III.22. Allure des courants de phase pour la MLI.

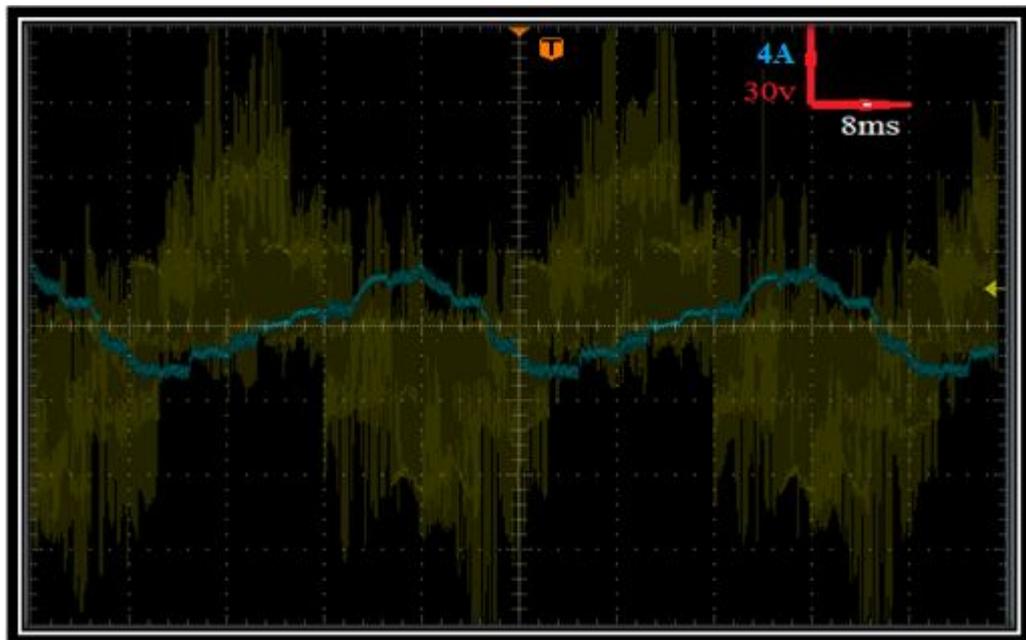


Figure.III.23. Allure de la tension simple et le courant de phase pour l'onduleur1 MLI.

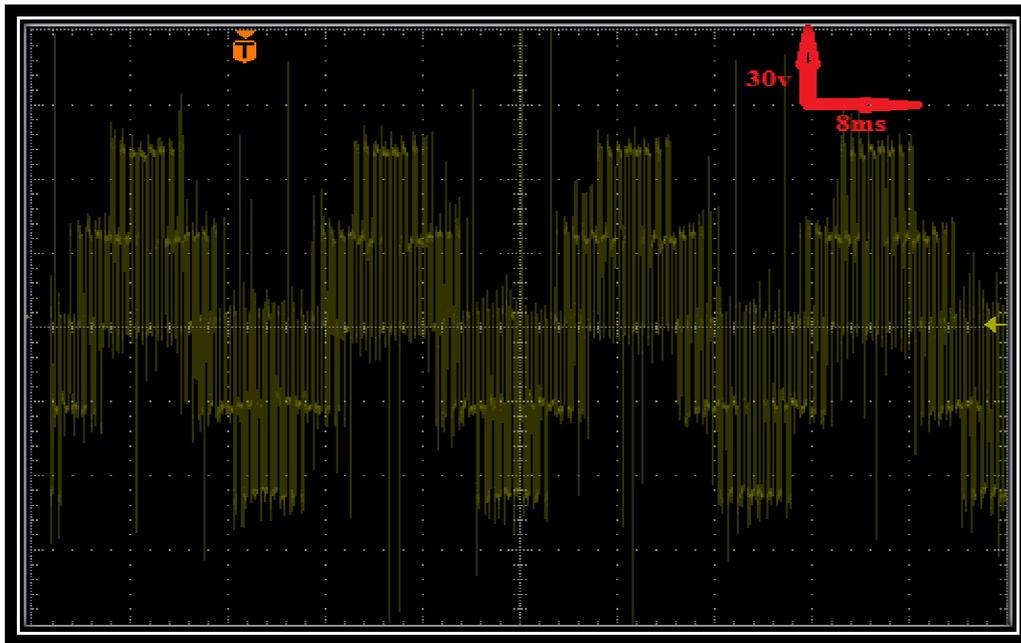


Figure.III.24.Tension simple pour l'onduleur1 MLI.

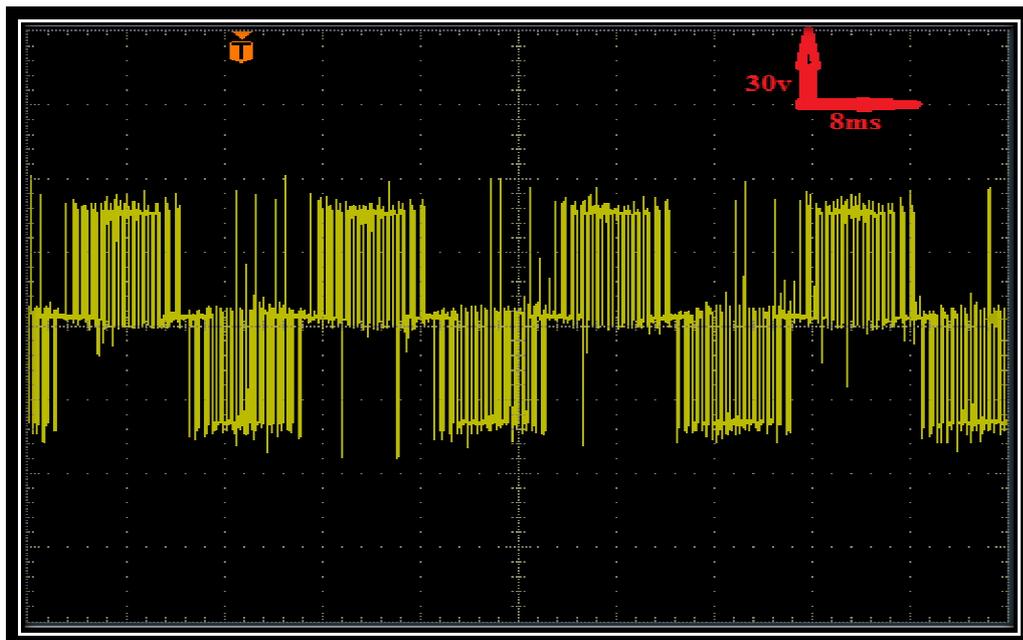


Figure.III.25. Allure de la tension composée pour l'onduleur1 MLI.

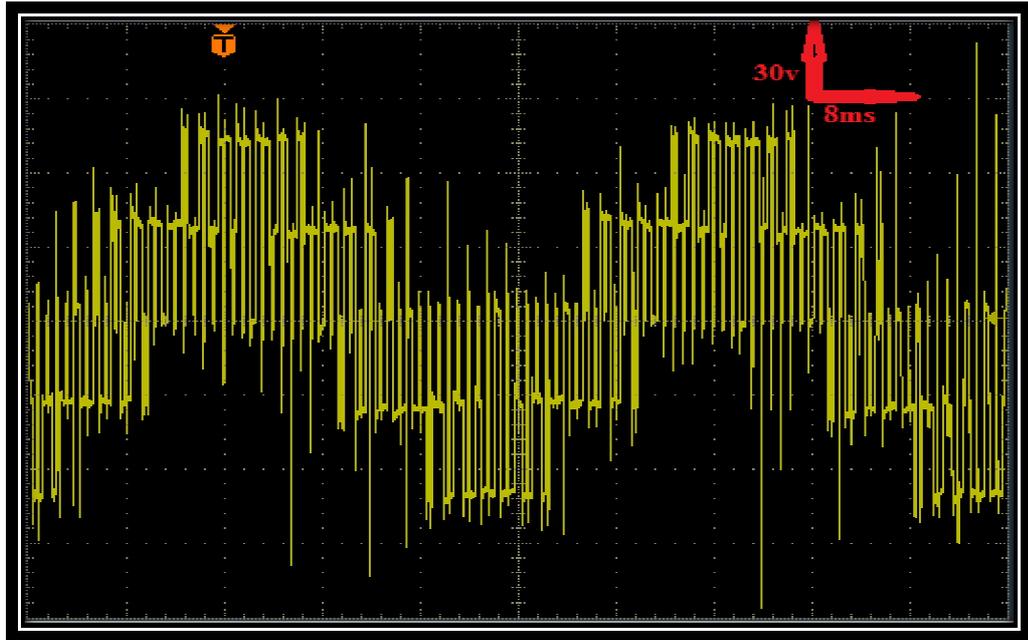


Figure.III.26.Tension simple pour l'onduleur2 MLI.

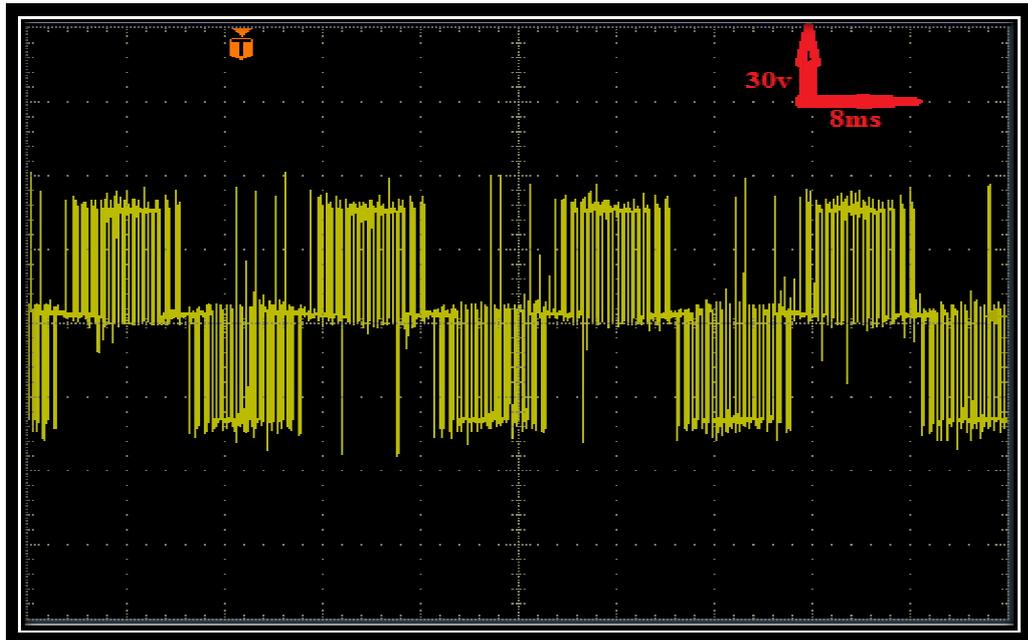


Figure.III.27. Allure de la tension composée pour l'onduleur2 MLI.

### III.4.2.1. Interprétation des résultats de la MLI

Pour l'essai sur la MASDE avec la commande MLI, les courants se rapprochent beaucoup de la sinusoïde, avec la présence des pics de courant qui est due à la perturbation de la machine asynchrone double étoile. Cela reste acceptable car la machines asynchrone double étoile a été réalisée au niveau du laboratoire avec des moyens limités.

### III.4.3. Commande SVM

Pour cette stratégie de commande, on visualise le signal de commande, la tension simple, le courant de phase avec la tension simple, la tension composée et les courants de phase.les résultats obtenus sont représentés par les figures suivantes.

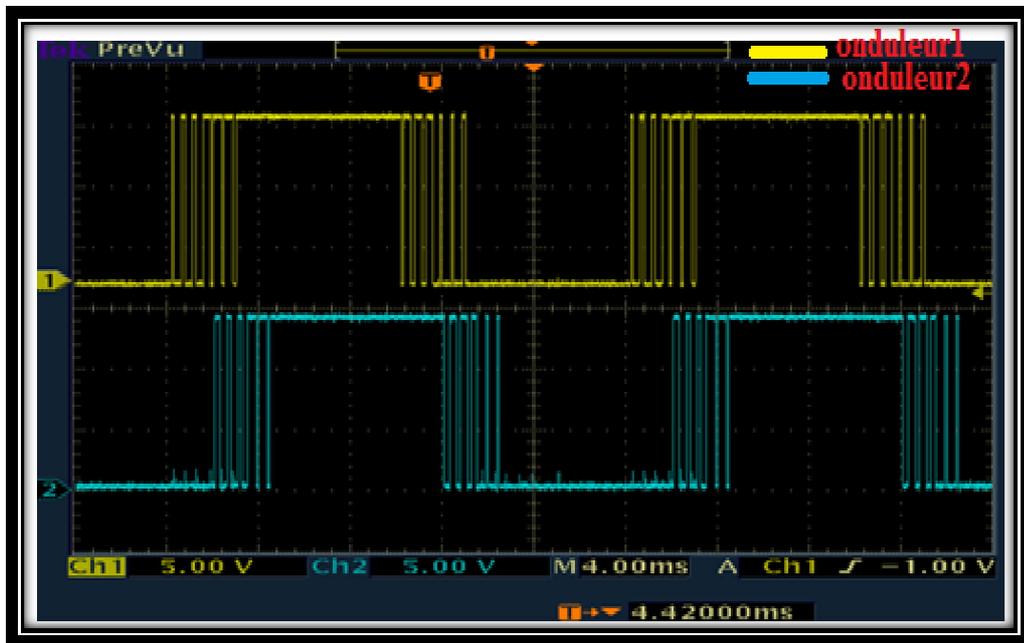


Figure.III.28. Le signal de commande SVM.

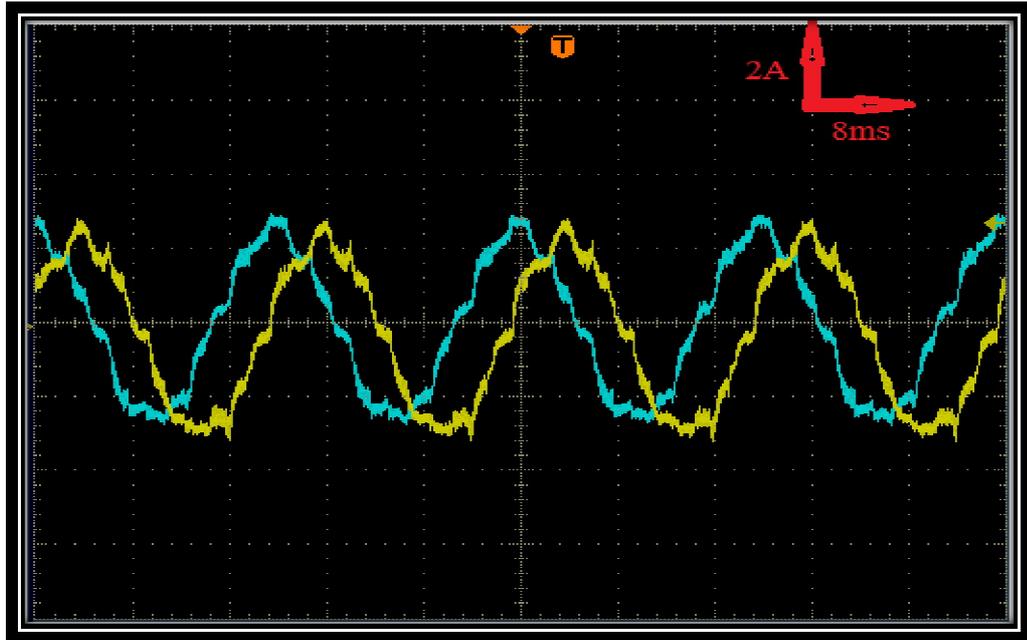


Figure.III.29. Allure de courant de phase pour la SVM.

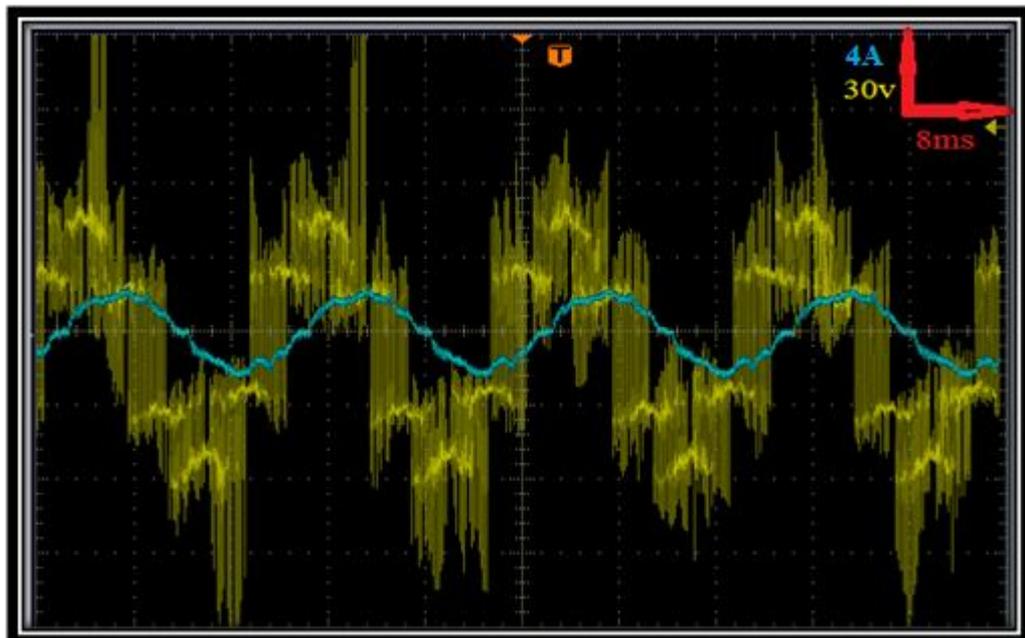


Figure.III.30.La tension simple avec le courant de phase pour l'onduleur1 SVM.

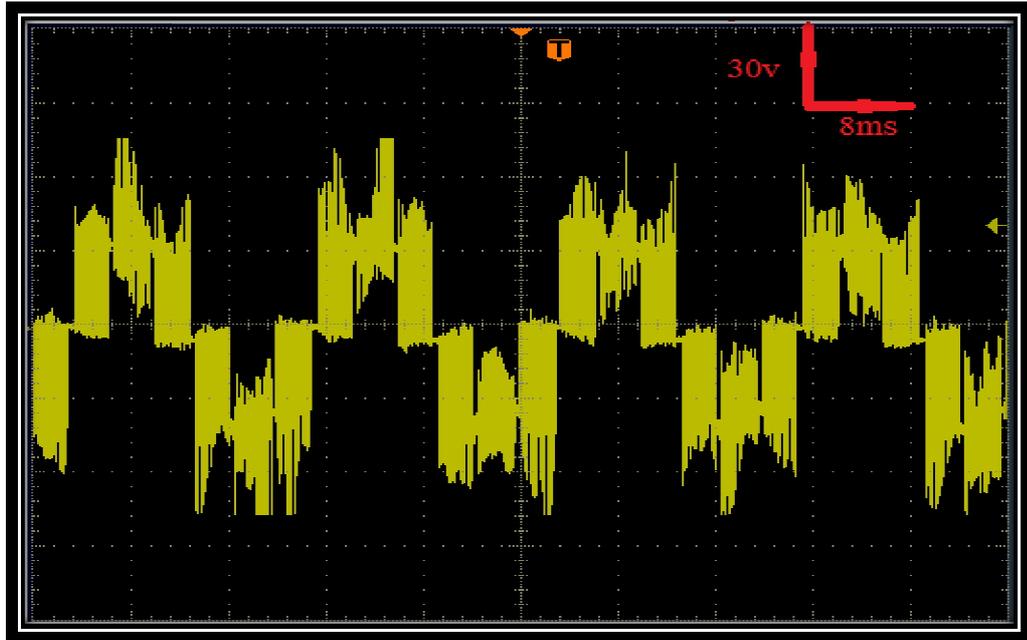


Figure.III.31. Allure de tension composée pour l'onduleur1 SVM.

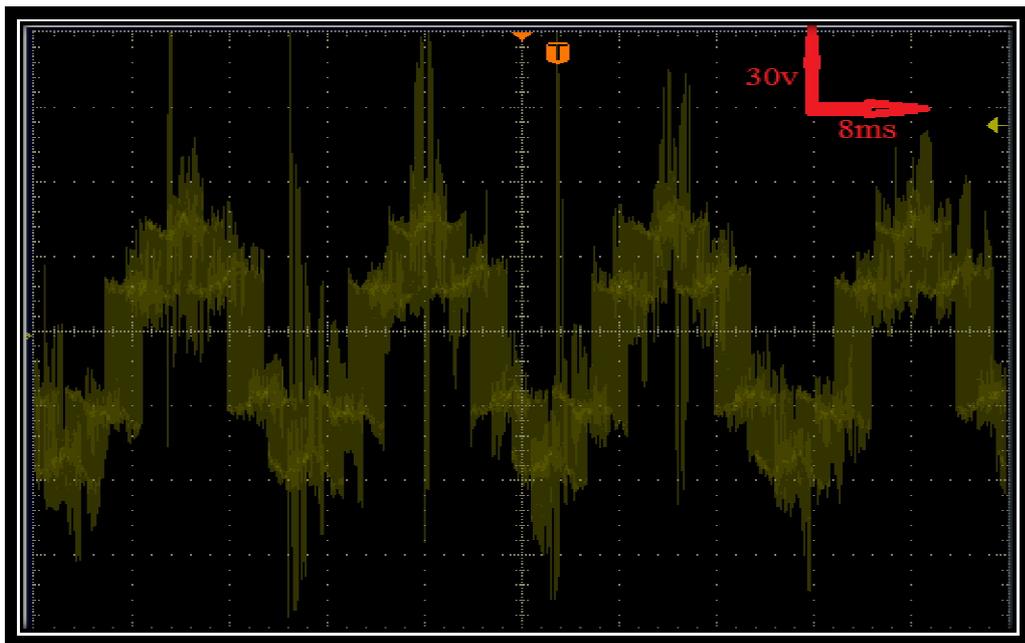


Figure.III.32. Tension simple pour l'onduleur2 SVM.

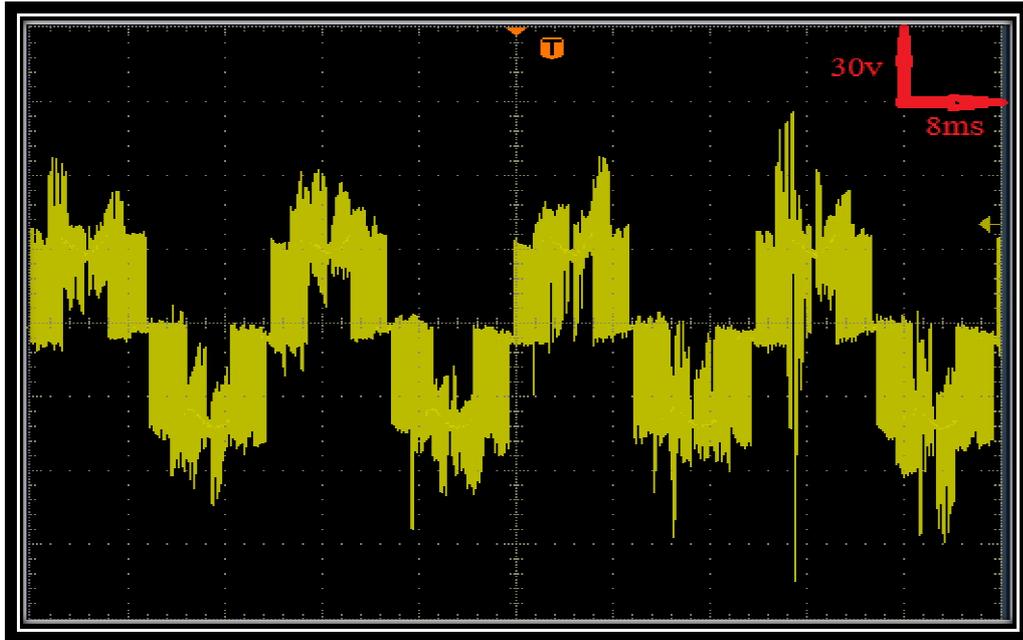


Figure.III.33.Tension composée pour l'onduleur2 SVM.

#### III.4.3.1. Interprétation des résultats de la SVM

Pour l'essai de la MASDE avec la commande SVM, le courant de phase et plus proche de la sinusoïde. Les tensions simples et composée ont des formes semblables à celles obtenues par simulation.

#### III.5.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé un banc d'essai expérimental, que dispose le laboratoire LTII, pour vérifier la validité et la justesse du modèle développé par simulation avec la carte DS1104.

En premier lieu, nous avons décrit brièvement les différentes maquettes qui constituent le banc d'essai, et on a donné les principales caractéristiques de chaque composant du banc d'essai. Puis nous avons présenté les résultats expérimentaux obtenus en appliquant la commande  $180^\circ$ , la commande MLI et la commande SVM pour l'onduleur de tension alimentant la machine asynchrone double étoile.

Les résultats obtenus, montrent que la commande SVM et la commande la plus semblables par rapport à la commande MLI et la commande  $180^\circ$ , car le courant de phase dans cette technique et plus proche de la sinusoïde.

*CONCLUSION*  
*GENERALE.*

### Conclusion générale

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de l'étude pratique d'un variateur de vitesse dédié à l'alimentation de la machine asynchrone double étoile. Cette machine est alimentée par deux onduleurs de tension, est supposée être commandée par trois techniques de commandes.

Afin d'aborder cette étude, nous avons élaboré au premier chapitre un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile en vue de son alimentation par un convertisseur statique. L'utilisation de la transformation de PARK au stator a permis de réduire largement le système d'état de la machine double étoile.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude des variateurs de vitesse pour la machine asynchrone double étoile, on a détaillé la structure de conversion alternative-continue-alternative : redresseur pont de diode, bus continu (condensateur) et onduleur de tension. Ainsi, on a développé le modèle de fonctionnement de chaque partie de la conversion.

Dans la dernière partie de ce chapitre on a développé trois stratégies de commande pour l'onduleur de tension à savoir :

- La commande pleine onde (180)
- La commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)
- La commande vectorielle (SVM).

Les caractéristiques de réglage (donnant la variation du fondamental de la tension délivrée par l'onduleur) de ces stratégies sont :

- ☞ Fixe pour la stratégie de commande pleine onde (180), égale à  $\frac{2U_{dc}}{\pi}$ .
- ☞ Linéaire jusqu'à  $r=1$  pour la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI), égale à  $0.78 \cdot r \frac{2U_{dc}}{\pi}$ .
- ☞ Linéaire jusqu'à  $m_v = 1$  pour la stratégie de modulation vectorielle (SVM), égale à  $0.90 \cdot m_v \frac{2U_{dc}}{\pi}$ .

Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour de la fréquence de la porteuse ( $f_p$ ) et de la fréquence de commutation ( $f_s$ ) pour les stratégies (MLI) et (SVM) respectivement.

Pour valider les résultats obtenus en simulation nous avons présenté en dernier chapitre une plate forme qui a permis la mise en pratique de ces différentes stratégies de commande appliquées à la conduite de la machine asynchrone double étoile alimentée par onduleurs de

tension. Les résultats expérimentaux sont pratiquement identiques à l'ensemble des résultats obtenus en simulation cela prouve la faisabilité de ces stratégies.

### **Perspectives:**

- ❑ Etude et la mise en pratique d'autres stratégies de commande des onduleurs.
- ❑ Etude et la mise en pratique de la conduite d'autres machines alimentées par les convertisseurs statiques en boucle fermée.

# *BIBLIOGRAPHIE*

- [1] R. Azaizia : « études et commande d'une machine asynchrone double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux » mémoire magister, Boumerdes 2008.
- [2] D. Hadiouche : « contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure », Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1, 2001.
- [3] Z. Djamel « étude et conception d'une alimentation a commande directe de couple pour MASDE », mémoire magister, Bejaia 2010.
- [4] ANA .M.LLOR : « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones a aimants permanent », Thèse doctorat université de CARLOS III de MADRID année, 2003.
- [5] E. Merabet : «commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de Magister, 2008.
- [6] H. Razikt, G. Didiert, T. Lubint, C.R. da Silva, A.W. Mascarenhas, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima and E.R.C. da Silva : « A model of double star induction motors under rotor bar defect for diagnosis purpose», IEEE, 2005.
- [7] R. Gregor, F. Barrero<sup>1</sup>, S. Toral, M.R. Arahal, J. Prieto, M.J. Duran: « Enhanced predictive current control method for the asymmetrical dual–three phase induction machine », IEEE, 2009.
- [8] B. Ghalem, A. Bendiabdellah : « Scalar control for six phase matrix converter fed double star induction motor », LDEE laboratory, University of sciences and the technology of Oran "Mohamed BOUDIAF" (USTO), Algeria, Volume 10, Number 1, 2010.
- [9] K. Marouani, F. Khoucha, A. Kheloui, L. Baghli and D.Hadiouche : « Study and simulation of direct torque control of double-star induction motor drive », UER-Electrotechnique, EMP, BP17-16111-Bordj El-Bahri, Algiers, Algeria, GREEN, Vandoeuvre-les-Nancy, Cedex, France.

- [10] K. Marouani, L. Baghli, D. Hadiouche, A. Kheloui, A. Rezzoug: « Discontinuous SVPWM techniques for double star induction motor drive control », IEEE, 2006.
- [11] H. Amimeur : « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement», Mémoire de Magister, 2008.
- [12] P. Mayyé : « Moteur électrique industrielle »,2 édition.
- [13] H. Amimeur : cours master 2 : « commande d'ensembles convertisseurs-machines ».
- [14] N. Taib « application des convertisseur matriciels a la commande des machines à courant alternatif », mémoire magister, Bejaia 2004.
- [15] Zegueb Boubaker « Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire » mémoire magister, Batna 2008.
- [16] [www.wikipédia.com](http://www.wikipédia.com),
- [17] S. L. CAPITANEANU, « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension a deux-niveau », thèse doctorat de l'Institut national polytechnique de Toulouse, 2002.
- [18] P. SEIXAS, « commande numérique d'une machine synchrone autopilotée », thèse de doctorat de l'institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 1988.
- [19] B. Allal El Moubarek ET A. Mohammed, « Dimensionnement d'un système photovoltaïque pour l'alimentation d'une ferme Étude de l'onduleur triphasé lié à cette application », mémoire, Oran 2008.
- [20] F. BONNET, “Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, Septembre 2008.

[21] BELHADJ YOUSSEF. Nasrine « modélisation et commande des redresseur triphasés fonctionnant a haut rendement et a faible taux de distorsion harmonique: application au redresseur triphasé de vienne », thèse doctorat, MONTREAL, 2007.

[22] DS1104 R&D Controller Board, « description et les domaines d’application de la DSpace 1104 ».

[23] M.HADEF, « contrôle direct du couple des machines synchrone avec et sans capteur mécanique », mémoire de magister, Bejaia 2002.

[24]Y. Loubna, « contribution a l’étude, la modélisation et commande des redresseurs triphasés non-polluants : application au convertisseur trois-niveaux a point neutre calé », thèse doctorat, MONTREAL 2004.

[25] “Data Acquisition and Signal Processing”, Indian Institute of Technology, Bombay, Département of Mechanical Engineering.

# *ANNEXES*

## Annexe (A)

## Paramètres de la machine asynchrone double étoile

❖ Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ kw}$
❖ Résistance de l'enroulement statorique 1	$R_{s1} = 3.72 \Omega$
❖ Résistance de l'enroulement statorique 2	$R_{s2} = 3.72 \Omega$
❖ Résistance de l'enroulement rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
❖ Inductances du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
❖ Inductances du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
❖ Inductance rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
❖ Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
❖ Nombre de paires de pôles	$P = 1$
❖ Moment d'inertie	$J = 0.662 \text{ kg.m}^2$
❖ Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ Nms/rd}$
❖ Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
❖ Courant nominal	$I_n = 6.5 \text{ A}$
❖ Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$

## Annexe (B)

International  
**IR** Rectifier

Data Sheet No. PD60028-M

**IR2111(S) & (PbF)****HALF-BRIDGE DRIVER****Features**

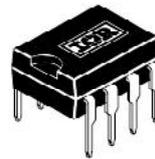
- Floating channel designed for bootstrap operation Fully operational to +600V Tolerant to negative transient voltage  $dV/dt$  immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Matched propagation delay for both channels
- Internally set deadtime
- High side output in phase with input
- Also available LEAD-FREE

**Description**

The IR2111(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with dependent high and low side referenced output channels designed for half-bridge applications. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic input is compatible with standard CMOS outputs. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Internal deadtime is provided to avoid shoot-through in the output half-bridge. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

**Product Summary**

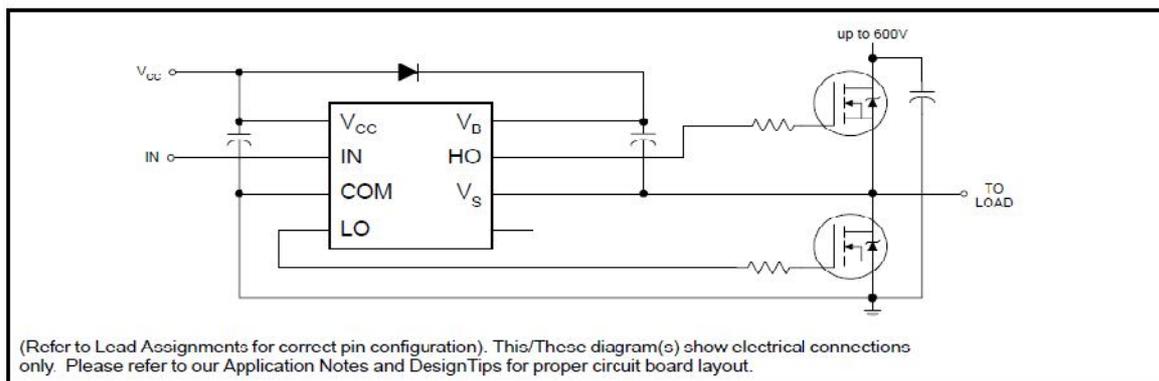
$V_{\text{OFFSET}}$	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	200 mA / 420 mA
$V_{\text{OUT}}$	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	750 & 150 ns
Deadtime (typ.)	650 ns

**Packages**

8-Lead PDIP



8-Lead SOIC

**Typical Connection**

## Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in figures 7 through 10.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V <sub>B</sub>	High side floating supply voltage	-0.3	625	V
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	V <sub>B</sub> - 25	V <sub>B</sub> + 0.3	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub> - 0.3	V <sub>B</sub> + 0.3	
V <sub>CC</sub>	Low side and logic fixed supply voltage	-0.3	25	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3	
dV <sub>S</sub> /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	V/ns
P <sub>D</sub>	Package power dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ +25°C (8 Lead PDIP) (3 lead SOIC)	—	1.0	W
		—	0.625	
R <sub>thJA</sub>	Thermal resistance, junction to ambient (8 lead PDIP) (8 lead SOIC)	—	125	°C/W
		—	200	
T <sub>J</sub>	Junction temperature	—	150	°C
T <sub>S</sub>	Storage temperature	-55	150	
T <sub>L</sub>	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	

## Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V<sub>S</sub> offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V <sub>B</sub>	High side floating supply absolute voltage	V <sub>S</sub> + 10	V <sub>S</sub> + 20	V
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	Note 1	600	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub>	V <sub>B</sub>	
V <sub>CC</sub>	Low side and logic fixed supply voltage	10	20	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	0	V <sub>CC</sub>	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage	0	V <sub>CC</sub>	
T <sub>A</sub>	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V<sub>S</sub> of -5 to +600V. Logic state held for V<sub>S</sub> of -5V to -V<sub>BS</sub>. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

## Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ) = 15V,  $C_L$  = 1000 pF and  $T_A$  = 25°C unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in figure 3.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$t_{on}$	Turn-on propagation delay	550	750	950	ns	$V_S = 0V$
$t_{off}$	Turn-off propagation delay	—	150	180		$V_S = 600V$
$t_r$	Turn-on rise time	—	80	130		
$t_f$	Turn-off fall time	—	40	65		
DT	Deadtime, LS turn-off to HS turn-on & HS turn-off to LS turn-on	480	650	820		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	30	—		

## Static Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ) = 15V and  $T_A$  = 25°C unless otherwise specified. The  $V_{IH}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to COM. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{IH}$	Logic "1" input voltage for HO & logic "0" for LO	6.4	—	—	V	$V_{CC} = 10V$
		9.5	—	—		$V_{CC} = 15V$
		12.6	—	—		$V_{CC} = 20V$
$V_{IL}$	Logic "0" input voltage for HO & logic "1" for LO	—	—	3.8		$V_{CC} = 10V$
		—	—	6.0		$V_{CC} = 15V$
		—	—	8.3		$V_{CC} = 20V$
$V_{OH}$	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	—	—	100	mV	$I_O = 0A$
$V_{OL}$	Low level output voltage, $V_O$	—	—	100		$I_O = 0A$
$I_{LK}$	Offset supply leakage current	—	—	50	$\mu A$	$V_B = V_S = 600V$
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ supply current	—	50	100		$V_{IN} = 0V$ or $V_{CC}$
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ supply current	—	70	180		$V_{IN} = 0V$ or $V_{CC}$
$I_{IN+}$	Logic "1" input bias current	—	30	50		$V_{IN} = V_{CC}$
$I_{IN-}$	Logic "0" input bias current	—	—	10		$V_{IN} = 0V$
$V_{BSUV+}$	$V_{BS}$ supply undervoltage positive going threshold	7.6	8.6	9.6	V	
$V_{BSUV-}$	$V_{BS}$ supply undervoltage negative going threshold	7.2	8.2	9.2		
$V_{CCUV+}$	$V_{CC}$ supply undervoltage positive going threshold	7.6	8.6	9.6		
$V_{CCUV-}$	$V_{CC}$ supply undervoltage negative going threshold	7.2	8.2	9.2		
$I_{O+}$	Output high short circuit pulsed current	200	250	—	mA	$V_O = 0V$ , $V_{IN} = V_{CC}$ $PW \leq 10 \mu s$
$I_{O-}$	Output low short circuit pulsed current	420	500	—		$V_O = 15V$ , $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

## Annexe (C)

## 2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

### Technical Data

#### HCPL-3120

#### Features

- 2.0 A Minimum Peak Output Current
- 15 kV/ $\mu$ s Minimum Common Mode Rejection (CMR) at  $V_{CM} = 1500$  V
- 0.5 V Maximum Low Level Output Voltage ( $V_{OL}$ ) Eliminates Need for Negative Gate Drive
- $I_{CC} = 5$  mA Maximum Supply Current
- Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis
- Wide Operating  $V_{CC}$  Range: 15 to 30 Volts
- 500 ns Maximum Switching Speeds
- Industrial Temperature Range:  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $100^{\circ}\text{C}$
- Safety Approval  
UL Recognized - 2500 V rms for 1 minute per UL1577  
CSA Approval  
VDE 0884 Approved with  $V_{IORM} = 630$  V peak (Option 060 only)

#### Applications

- Isolated IGBT/MOSFET Gate Drive
- AC and Brushless DC Motor Drives

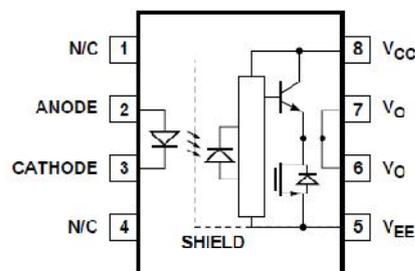
- Industrial Inverters
- Switch Mode Power Supplies (SMPS)

#### Description

The HCPL-3120 consists of a GaAsP LED optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. This optocoupler is ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in

motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by this optocoupler makes it ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate.

#### Functional Diagram



#### TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	$V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	$V_O$
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1  $\mu$ F bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

**CAUTION:** It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

**Absolute Maximum Ratings**

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Note
Storage Temperature	$T_S$	-55.	125	°C	
Operating Temperature	$T_A$	-40	100	°C	
Average Input Current	$I_{F(AVG)}$		25	mA	1
Peak Transient Input Current ( $<1 \mu s$ pulse width, 300 pps)	$I_{F(TRAN)}$		1.0	A	
Reverse Input Voltage	$V_R$		5	Volts	
“High” Peak Output Current	$I_{OH(PEAK)}$		2.5	A	2
“Low” Peak Output Current	$I_{OL(PEAK)}$		2.5	A	2
Supply Voltage	$(V_{CC} - V_{EE})$	0	35	Volts	
Output Voltage	$V_O$	0	$V_{CC}$	Volts	
Output Power Dissipation	$P_O$		250	mW	3
Total Power Dissipation	$P_T$		295	mW	4
Lead Solder Temperature	260°C for 10 sec., 1.6 mm below seating plane				
Solder Reflow Temperature Profile	See Package Outline Drawings section				

**Recommended Operating Conditions**

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units
Power Supply Voltage	$(V_{CC} - V_{EE})$	15	30	Volts
Input Current (ON)	$I_{F(ON)}$	7	16	mA
Input Voltage (OFF)	$V_{F(OFF)}$	-3.0	0.8	V
Operating Temperature	$T_A$	-40	100	°C

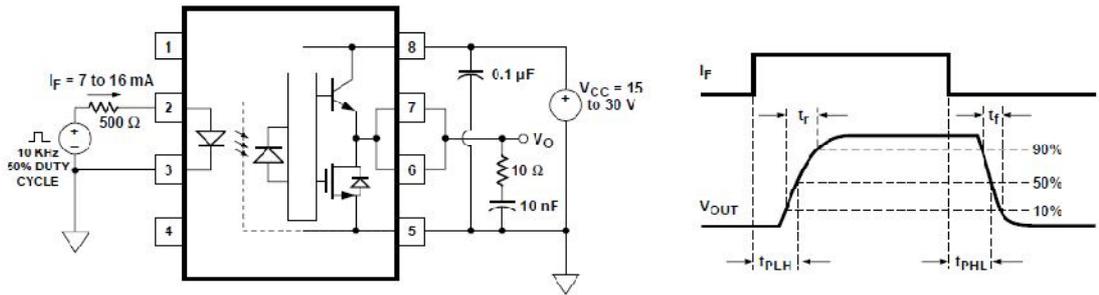


Figure 23.  $t_{PLH}$ ,  $t_{PHL}$ ,  $t_r$ , and  $t_f$  Test Circuit and Waveforms.

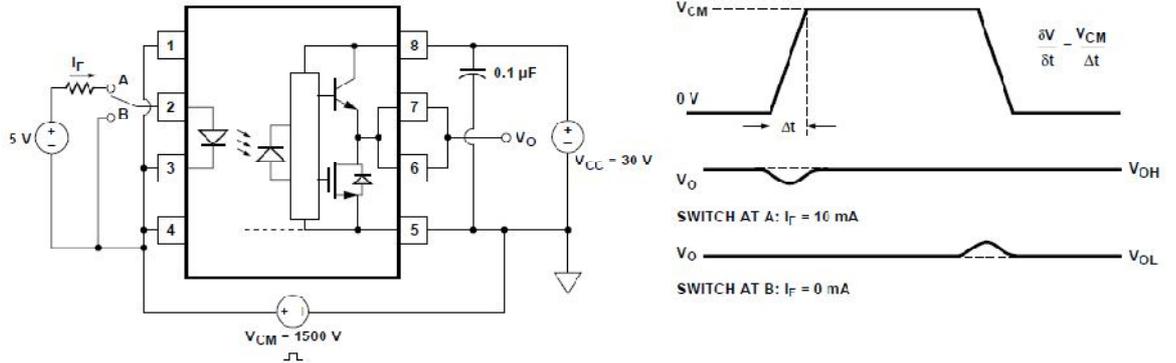


Figure 24. CMR Test Circuit and Waveforms.

### Applications Information

#### Eliminating Negative IGBT Gate Drive

To keep the IGBT firmly off, the HCPL-3120 has a very low maximum  $V_{OL}$  specification of 0.5 V. The HCPL-3120 realizes this very low  $V_{OL}$  by using a DMOS transistor with 1 Ω (typical) on resistance in its pull down circuit. When the HCPL-3120 is in the low state, the IGBT

gate is shorted to the emitter by  $R_g + 1 \Omega$ . Minimizing  $R_g$  and the lead inductance from the HCPL-3120 to the IGBT gate and emitter (possibly by mounting the HCPL-3120 on a small PC board directly above the IGBT) can eliminate the need for negative IGBT gate drive in many applications as shown in Figure 25. Care should be taken with such a PC board design to avoid routing the

IGBT collector or emitter traces close to the HCPL-3120 input as this can result in unwanted coupling of transient signals into the HCPL-3120 and degrade performance. (If the IGBT drain must be routed near the HCPL-3120 input, then the LED should be reverse-biased when in the off state, to prevent the transient signals coupled from the IGBT drain from turning on the HCPL-3120.)

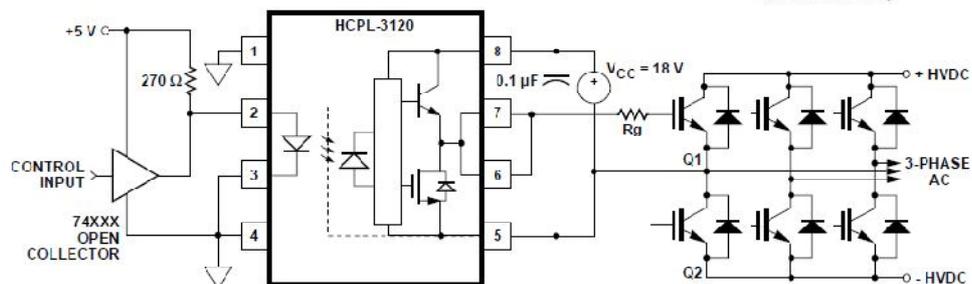


Figure 25. Recommended LED Drive and Application Circuit.

Annexe (D)



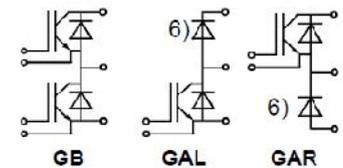
Absolute Maximum Ratings		Values		Units
Symbol	Conditions <sup>1)</sup>			
V <sub>CE(S)</sub>		1200		V
V <sub>CCR</sub>	R <sub>GE</sub> = 20 kΩ	1200		V
I <sub>C</sub>	T <sub>case</sub> = 25/80 °C	150 / 110		A
I <sub>CM</sub>	T <sub>case</sub> = 25/80 °C; t <sub>p</sub> = 1 ms	300 / 220		A
V <sub>GE(S)</sub>		± 20		V
P <sub>tot</sub>	per IGBT, T <sub>case</sub> = 25 °C	830		W
T <sub>J</sub> (T <sub>stg</sub> )		- 40 ... +150 (125)		°C
V <sub>isol</sub>	AC, 1 min.	2 500 <sup>1)</sup>		V
humidity	DIN 40 040	Class F		
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/55		
Inverse Diode		FWD <sup>6)</sup>		
I <sub>F</sub> = - I <sub>C</sub>	T <sub>case</sub> = 25/80 °C	150 / 100	200 / 135	A
I <sub>FM</sub> = - I <sub>CM</sub>	T <sub>case</sub> = 25/80 °C; t <sub>b</sub> = 1 ms	300 / 220	300 / 220	A
I <sub>FSM</sub>	t <sub>p</sub> = 10 ms; sin.; T <sub>J</sub> = 150 °C	1100	1450	A
t <sub>t</sub>	t <sub>p</sub> = 10 ms; T <sub>J</sub> = 150 °C	6000	10500	A <sup>2</sup> s

SEMITRANS® M IGBT Modules

SKM 150 GB 123 D  
SKM 150 GAL 123 D <sup>6)</sup>  
SKM 150 GAR 123 D <sup>6)</sup>



SEMITRANS 3



Characteristics		min.	typ.	max.	Units
Symbol	Conditions <sup>1)</sup>				
V <sub>(BR)CES</sub>	V <sub>GE</sub> = 0, I <sub>C</sub> = 4 mA	≥ V <sub>CE(S)</sub>	-	-	V
V <sub>GE(th)</sub>	V <sub>GE</sub> = V <sub>CE</sub> , I <sub>C</sub> = 4 mA	4,5	5,5	6,5	V
I <sub>CFS</sub>	V <sub>GE</sub> = 0, T <sub>J</sub> = 25 °C	-	0,2	2	mA
I <sub>GES</sub>	V <sub>CE</sub> = V <sub>CE(S)</sub> , T <sub>J</sub> = 125 °C	-	9	-	mA
V <sub>CEsat</sub>	V <sub>GE</sub> = 20 V, V <sub>CC</sub> = 0	-	-	1	μA
V <sub>CEsat</sub>	I <sub>C</sub> = 100 A [ V <sub>CE</sub> = 15 V; ]	-	2,5(3,1)	3(3,7)	V
g <sub>ts</sub>	I <sub>C</sub> = 150 A [ T <sub>J</sub> = 25 (125) °C ]	-	3(3,8)	-	V
C <sub>CHC</sub>	per IGBT	-	-	700	pF
C <sub>ies</sub>	V <sub>GE</sub> = 0	-	6,5	8,5	nF
C <sub>oes</sub>	V <sub>CE</sub> = 25 V	-	1000	1500	pF
C <sub>ros</sub>	f = 1 MHz	-	500	600	pF
L <sub>CE</sub>		-	-	20	nH
t <sub>d(on)</sub>	V <sub>CC</sub> = 600 V	-	160	320	ns
t <sub>i</sub>	V <sub>GE</sub> = + 15 V; - 15 V <sup>3)</sup>	-	80	160	ns
t <sub>d(off)</sub>	I <sub>C</sub> = 100 A, Ind. load	-	400	520	ns
t <sub>f</sub>	R <sub>Gon</sub> = R <sub>Goff</sub> = 6,8 Ω	-	70	100	ns
E <sub>on</sub> <sup>5)</sup>	T <sub>J</sub> = 125 °C	-	13	-	mWs
E <sub>off</sub> <sup>5)</sup>		-	11	-	mWs
Inverse Diode <sup>8)</sup>					
V <sub>F</sub> = V <sub>EC</sub>	I <sub>F</sub> = 100 A [ V <sub>GE</sub> = 0 V; ]	-	2,0(1,8)	2,5	V
V <sub>F</sub> = V <sub>EC</sub>	I <sub>F</sub> = 150 A [ T <sub>J</sub> = 25 (125) °C ]	-	2,25(2,1)	-	V
V <sub>TO</sub>	T <sub>J</sub> = 125 °C	-	-	1,2	V
r <sub>T</sub>	T <sub>J</sub> = 125 °C	-	8	11	mΩ
I <sub>RRM</sub>	I <sub>F</sub> = 100 A; T <sub>J</sub> = 25 (125) °C <sup>2)</sup>	-	35(50)	-	A
Q <sub>rr</sub>	I <sub>F</sub> = 100 A; T <sub>J</sub> = 25 (125) °C <sup>2)</sup>	-	5(14)	-	μC
FWD of types "GAL", "GAR" <sup>8)</sup>					
V <sub>F</sub> = V <sub>EC</sub>	I <sub>F</sub> = 100 A [ V <sub>GE</sub> = 0 V; ]	-	1,85(1,6)	2,2	V
V <sub>F</sub> = V <sub>EC</sub>	I <sub>F</sub> = 150 A [ T <sub>J</sub> = 25 (125) °C ]	-	2,0(1,8)	-	V
V <sub>TO</sub>	T <sub>J</sub> = 125 °C	-	-	1,2	V
r <sub>T</sub>	T <sub>J</sub> = 125 °C	-	5	7	mΩ
I <sub>RRM</sub>	I <sub>F</sub> = 100 A; T <sub>J</sub> = 25 (125) °C <sup>2)</sup>	-	40(65)	-	A
Q <sub>rr</sub>	I <sub>F</sub> = 100 A; T <sub>J</sub> = 25 (125) °C <sup>2)</sup>	-	5(15)	-	μC
Thermal Characteristics					
R <sub>thjc</sub>	per IGBT	-	-	0,15	°C/W
R <sub>thjc</sub>	per diode / FWD "GAL; GAR"	-	-	0,30/0,25	°C/W
R <sub>thch</sub>	per module	-	-	0,038	°C/W

Features

- MOS input (voltage controlled)
- N channel, Homogeneous Si
- Low Inductance case
- Very low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to 6 · I<sub>cnom</sub>
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes<sup>8)</sup>
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (12 mm) and creepage distances (20 mm).

Typical Applications: → B 6-141

- Switching (not for linear use)

1) T<sub>case</sub> = 25 °C, unless otherwise specified  
 2) I<sub>F</sub> = - I<sub>C</sub>, V<sub>R</sub> = 600 V, - di<sub>F</sub>/dt = 1000 A/μs, V<sub>GE</sub> = 0 V  
 3) Use V<sub>GEoff</sub> = -5 ... -15 V  
 4) See fig. 2 + 3; R<sub>Goff</sub> = 6,8 Ω  
 5) The free-wheeling diodes of the GAL and GAR types have the data of the inverse diodes of SKM 200 GB 123 D  
 6) CAL = Controlled Axial Lifetime Technology.  
 7) V<sub>isol</sub> = 4000 V<sub>rms</sub> on request  
 8) CAL = Controlled Axial Lifetime Technology.

Cases and mech. data > B6-142  
SEMITRANS 3

SKM 150 GB 123 D...

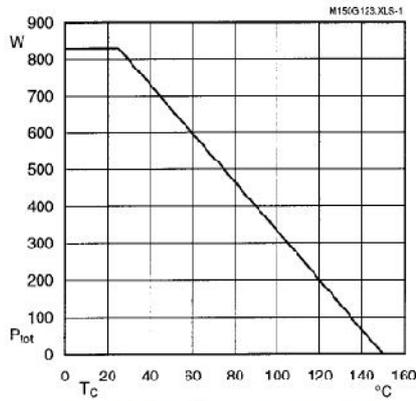


Fig. 1 Rated power dissipation  $P_{tot} = f(T_C)$

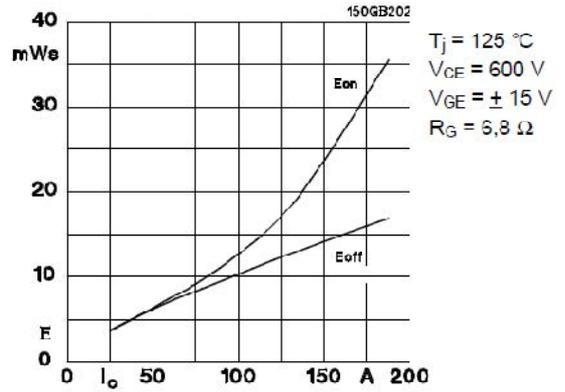


Fig. 2 Turn-on /-off energy =  $f(I_C)$

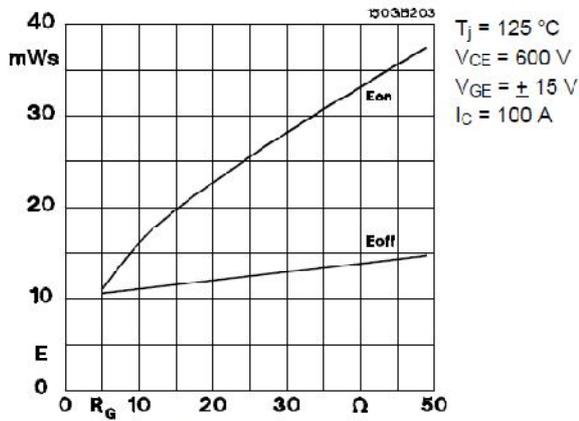


Fig. 3 Turn-on /-off energy =  $f(R_G)$

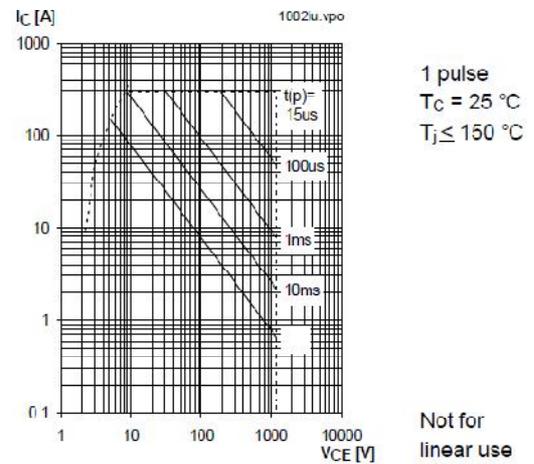


Fig. 4 Maximum safe operating area (SOA)  $I_C = f(V_{CE})$

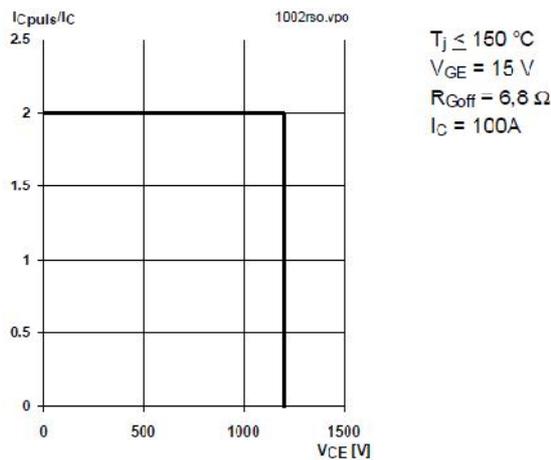


Fig. 5 Turn-off safe operating area (RBSOA)

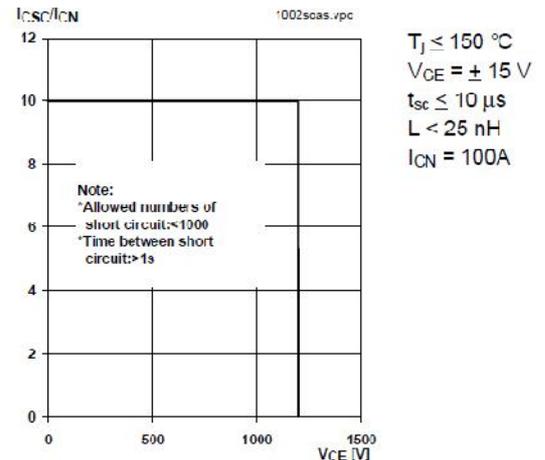


Fig. 6 Safe operating area at short circuit  $I_C = f(V_{CE})$

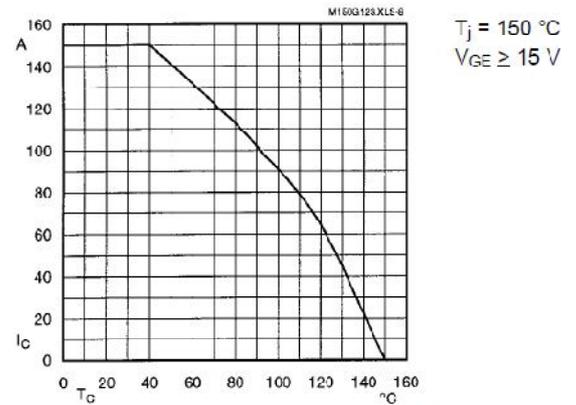


Fig. 8 Rated current vs. temperature  $I_C = f(T_C)$

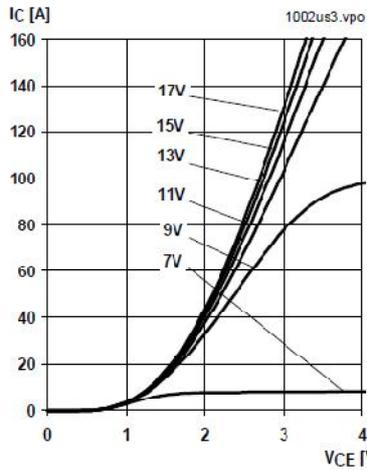


Fig. 9 Typ. output characteristic,  $t_p = 80 \mu s$ ;  $25 \text{ }^\circ\text{C}$

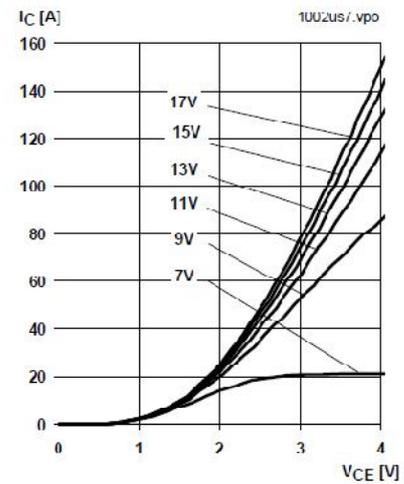


Fig. 10 Typ. output characteristic,  $t_p = 80 \mu s$ ;  $125 \text{ }^\circ\text{C}$

$$P_{\text{cond}(t)} = V_{CE\text{sat}(t)} \cdot I_C(t)$$

$$V_{CE\text{sat}(t)} = V_{CE(TO)(T_j)} + r_{CE(T_j)} \cdot I_C(t)$$

$$V_{CE(TO)(T_j)} \leq 1,5 + 0,002 (T_j - 25) \text{ [V]}$$

$$\text{typ.: } r_{CE(T_j)} = 0,010 + 0,00004 (T_j - 25) \text{ [\Omega]}$$

$$\text{max.: } r_{CE(T_j)} = 0,015 + 0,00005 (T_j - 25) \text{ [\Omega]}$$

$$\text{valid for } V_{GE} = +15 \frac{1}{-1} \frac{2}{1} \text{ [V]; } I_C > 0,3 I_{C\text{nom}}$$

Fig. 11 Saturation characteristic (IGBT)  
Calculation elements and equations

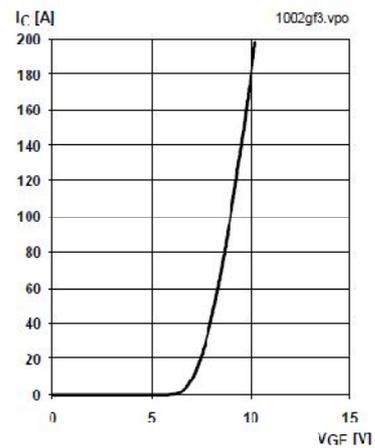


Fig. 12 Typ. transfer characteristic,  $t_p = 80 \mu s$ ;  $V_{CE} = 20 \text{ V}$



## **Résumé :**

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de l'étude pratique d'un variateur de vitesse dédié à l'alimentation de la machine asynchrone double étoile. Cette machine est alimentée par deux onduleurs de tension, est supposée être commandée par trois techniques de commandes à savoir :

- La commande pleine onde (180) ;
- La commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) ;
- La commande vectorielle (SVM).

Mot clé

**MASDE** : machine asynchrone double étoile.

## **Abstract:**

The work presented in this paper is part of the practical study of a speed dedicated to feeding the double star asynchronous machine. This machine is supplied from two voltage inverters, is assumed to be controlled by three control techniques include:

- The full-wave (180) control;
- The control pulse width modulation (PWM);
- The vector control (SVM).

Keyword

**MASDE**: double star asynchronous machine.