

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 :**

**Commande vectorielle par onduleur de tension MLI d'une machine synchrone**

**Présenté par :**

M.r Idjeraoui Belaid

**dirigé par :**

Mr. Fella Boualem

Année universitaire 2013/2014

## *Remerciements*

*Je tiens à exprimer mes sincères remerciements et ma profonde gratitude à mon promoteur pour son soutien et pour les conseils qu'il a apporté pour l'accomplissement de ce mémoire.*

*Je tiens également à remercier l'ensemble des membres de jury qui nous ont fait l'honneur de juger ce travail.*

*Je tiens également à remercier toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

## *Dédicaces*

*A la mémoire de mon père.*

*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 mes frères et mes sœurs.*

*- A mes oncles et mes tantes.*

*- A tous mes amis en particulier Ahmed, Samir, Yacine, Touati, Toufik,  
Azeddine ...ect.*

# Sommaire

---

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I</b>	
<b>généralité sur les convertisseurs statiques et leur commande</b>	
I.1. Introduction.....	4
I.2. Les convertisseurs statiques .....	4
I.2.1 Cycloconvertisseur.....	4
I.2.2. Les convertisseurs matriciels.....	6
I.2.2.1. Convertisseur matriciel direct.....	6
I.2.2.2. Convertisseur matriciel indirect.....	7
I.2.3. Les onduleurs de tension.....	8
I.2.3.1. Les alimentations de sécurité.....	8
I.2.3.2. Les variateurs de vitesses standards.....	8
I.3. Commandes des convertisseurs.....	9
I.3.1. commande par hystérésis.....	9
I.3.1. 1. Avantage et inconvénients de la commande par hystérésis.....	10
I.3.2. commande MLI.....	10

# Sommaire

---

I.3.2.1. MLI naturelle (sinus-triangle).....	11
I.3.2.1. 1. Simulation de la commande MLI.....	12
I.3.3.2. MLI à échantillonnage régulier (MLI symétrique).....	15
I.3.3.3. MLI optimisée.....	15
I.4. contrôle des courants.....	16
I.4.1. contrôle des courants des courants dans le repère (a, b, c).....	16
I.4.2. contrôle des courants des courants dans le repère (d, q).....	16
I.5. Conclusion .....	17

## **Chapitre II** **modélisation de la machine synchrone à aimants permanents**

II.1. Introduction.....	18
II.2. Machine synchrone à rotor bobiné.....	18
II.3. Machine synchrone à aimants permanents.....	19
II.4. Les aimants permanents.....	20
II.4.1. propriété magnétique.....	20
II.4.2. Classification des aimants.....	21
II.5. Description de la MSAP.....	22

# Sommaire

---

II.6. Structure de la machine synchrone à aimants permanents.....	22
II.6.1. Stator.....	22
II.6.2. Rotor.....	23
II.7. avantage des machines synchrones à aimants permanents.....	25
II.8. domaine d'application.....	26
II.9. Modélisation de MSAP.....	26
II.9.1. Equations électriques de la machine synchrone.....	27
II.9.2. Equation magnétique.....	27
II.9.3. Equations mécaniques.....	28
II.10. Modèle biphasé de la MSAP.....	29
II.10.1. Equations électrique dans le repère de Park.....	30
II.10.2. Equations du couple électromagnétique.....	31
II.10.3. Equations d'état de la MSAP.....	32
I.11. Alimentation de la machine synchrone par onduleur de tension.....	32
II.12. Modélisation de l'onduleur.....	33
II.13. Simulation des différents modes de fonctionnement de la MSAP.....	35

# Sommaire

---

II.14. Interprétation des résultats.....	37
--	----

II.15. Conclusion.....	38
------------------------	----

## Chapitre III

### Application de commande vectorielle-contrôle de courants par MLI

III.1. Introduction .....	39
---------------------------	----

III.2. Principe de la commande vectorielle.....	39
---	----

III.3. Contrôle des courants par MLI.....	40
---	----

III.3.1. découplage de la régulation des courants dans le repère (d, q).....	41
--	----

III.3.2. Dimensionnement des régulateurs de courant.....	43
--	----

III.4. Régulation de vitesse.....	45
-----------------------------------	----

III.4.1. Détermination des tensions de référence.....	45
---	----

III.4.2. Dimensionnement des régulateurs de vitesse.....	45
--	----

III.4.3. Méthode de compensation des pôles.....	46
---	----

III.5. Description du système global.....	47
---	----

III.6. Résultats de simulation de la commande vectorielle.....	48
--	----

III.7. interprétation des Résultats de simulation de la commande vectorielle.....	51
---	----

II.7. Conclusion.....	51
-----------------------	----

# Sommaire

---

Conclusion générale.....	52
--------------------------	----



## Listes des figures

Fig .I.1 Cycloconvertisseur.....	5
Fig .I.2 Convertisseur matriciel direct.....	6
Fig .I.3 Convertisseur matriciel indirect.....	7
Fig .I.4) Variateur de vitesse standard.....	9
Fig .I.5. Principe de contrôle par hystérésis.....	10
Fig .I.6. Contrôle du courant par MLI (schéma pour une phase).....	11
Fig .I.7. MLI à échantillonnage naturelle.....	12
Fig .I.8. Schéma bloc MLI.....	12
Fig .I.9. Signaux de commande pour l'onduleur MLI.....	13
Fig .I.10. Allure de la tension simple Van pour l'onduleur MLI.....	14
Fig .I.11. Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur1 MLI.....	14
Fig .I.12. commande des courants dans le repère (a, b, c).....	16
Fig .I.13. commande des courants dans le repère (d,q).....	17
Fig .II.1. Machine synchrone à rotor bobiné.....	19
Fig .II.2. Machine synchrone à aimants permanents.....	19
Fig .II.3. courbe de désaimantation.....	20

Fig .II.4. Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor.....	25				
<table border="0" style="margin-left: 100px;"> <tr> <td>a) Aimants en surface</td> <td>b) aimants insérés</td> </tr> <tr> <td>c) Aimants enterrés</td> <td>d) Aimants à concentration de flux</td> </tr> </table>	a) Aimants en surface	b) aimants insérés	c) Aimants enterrés	d) Aimants à concentration de flux	
a) Aimants en surface	b) aimants insérés				
c) Aimants enterrés	d) Aimants à concentration de flux				
Fig .II.5. Schéma de la machine synchrone à aimants permanents.....	27				
Fig .II.6. Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....	29				
Fig .II.7 schéma d'un onduleur triphasé.....	33				
Fig .II.8. Circuit équivalent d'un onduleur triphasé.....	34				
Fig .II.9. Fonctionnement à vide de la MSAP.....	36				
Fig .II.10. Fonctionnement en charge de la MSAP.....	37				
Fig .III.1. schéma bloc d'un onduleur à MLI.....	40				
Fig I.II.2 : Principe de la commande des courants dans le repère (d, q).....	41				
Fig .III.3. Découplage de la commande des courants dans le repère (d, q).....	43				
Fig .III.4. Schéma de principe de la régulation de courant.....	43				
Fig .III.5. Schéma d'une régulation PI.....	44				
Fig III.6. Schéma de principe de la régulation de vitesse.....	45				
Fig .III.7. Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	47				
Fig III.8. Vitesse de rotation et couple électromagnétique.....	48				
Fig III.9. Zoom le régime transitoire de la vitesse et du couple électromagnétique .....	49				
Fig III.10. Courants Id et Iq.....	50				

# Nomenclature

$V_A, V_B, V_C$  : Tensions du réseau.

$U_{red}$  : Tension redressée .

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

$T_i, D_i$  : Etat logique du transistor et de la diode respectivement.

$S_i$  : Commande logique des interrupteurs.

$[C]$  : Matrice de connexion .

$V_{am}, V_{bm}, V_{cm}$  : Tensions imposées dans les bras de l'onduleur.

$V_{dc}$  : Tension du bus continu.

$V_{dc+}, V_{dc-}$  : Tensions des bornes de la source continue par rapport au point neutre m.

$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  : Tensions imposées à la machine.

$m$  : Taux de modulation.

$r$  : Indice de modulation.

$V_m, V_p$  : Amplitude de la modulatrice et de la porteuse respectivement.

$f_m, f_p$  : Fréquence de la modulatrice et de la porteuse respectivement.

$n_0$  : Vitesse de rotation de la machine.

$f$  : Fréquence du réseau.

$P$  : Nombre de paires de pôles .

$V_a, V_b, V_c$  : Les tensions statoriques.

$R_s$  : Représente la résistance des enroulements statoriques..

$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}, L_s$  : Inductances propres des enroulements statoriques.

$M_{ab}; M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}, M$  : Inductances mutuelles entre les enroulements statoriques.

$I_a, I_b, I_c$  : Courants des phases statorique.

$L_{sc}$  : L'inductance cyclique d'une phase statorique.

$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$  : Flux statoriques.

$\theta$  : Angle électrique du rotor par rapport au stator.

$\varphi_f$  : Le flux généré par les aimants permanents du rotor.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant .

$J$  : Moment d'inertie de la partie tournante.

$F$  : Coefficient de frottement visqueux.

$\Omega$  : Vitesse angulaire mécanique du rotor.

$P(\theta)$ , Matrice de transformation de Park.

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

$V_d, V_q$  : Tensions direct et quadratique.

$\varphi_d, \varphi_q$  : Flux direct et quadratique.

$I_d, I_q$  : Courants direct et quadratique.

$\varphi_{mf}$  : Valeur crête du flux généré par les aimants permanents.

$P_{js}$  : Pertes Joule statoriques.

$P_{em}$  : Puissance électromagnétique.

$P_{tr}$  : puissance transmise.

$G$  : Gain de l'onduleur.

$V_a^*$ ,  $V_b^*$ ,  $V_c^*$  : Tensions de références.

$V_d^*$ ,  $V_q^*$  : Tensions de références.

$x$  : Vecteur d'état.

$U$  : Vecteur des variables d'entrée.

$\omega_r$  : Vitesse de rotation rotorique.

$\tau_e$  : Constante de temps électrique.

$T_{ech}$  : Période d'échantillonnage.

$G_M(s)$  : Fonction de transfert de la MSAP.

$G_{RC}(s)$  : Fonction de transfert du régulateur.

$G_d(s)$ ,  $G_q(s)$  : Fonction de transfert des régulateurs des courants direct et quadratique.

$K_i$  : Gains intégral du régulateur PI.

$K_p$  : Gains proportionnel du régulateur PI.

$S$  : opérateur de Laplace.



# Abréviations

MSAP : machine synchrone à aimants permanents

MLI : modulation de largeur d'impulsion

SmCo : les aimants Samarium Cobalt

NdFeB : les aimants Néodyme-Fer-Bore

MSAPS : Machines synchrones à aimants permanents montés en surface

MSAPI : Machines synchrones à aimants permanents insérés

MSAPC : Machines synchrones à aimants permanents chapeautés

MSAPE : Machines synchrones à aimants permanents enterrés

DTC : La commande directe du couple

PI : Régulateur proportionnel intégral

# Introduction générale

---

## Introduction générale

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé [1].

Depuis des décennies, le développement des matériaux magnétiques de haute qualité et de l'électronique de puissance améliore les performances des systèmes d'entraînement électrique de diverses applications. Les exigences imposées par les normes et la concurrence compliquent les problématiques de conception des entraînements à vitesse variable. Il est difficilement envisageable de dimensionner séparément les différentes composantes du système. Également, il faut utiliser une modélisation appropriée permettant de représenter les différents phénomènes physiques afin de définir la meilleure solution possible en fonction des performances recherchées [2].

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant, le collecteur mécanique reste leur principal défaut que l'on tolère mal dans certaines applications. C'est pour cette raison que l'industrie s'est orientée vers l'utilisation des machines à courant alternatif afin de profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de la fréquence et la stabilité de fonctionnement. Parmi les machines à courant alternatif utilisés dans les entraînements, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) qui présente un certain nombre d'avantages, à savoir les pertes au rotor nulle, une grande capacité de surcharge et surtout à cause de son couple massique élevé comparé aux machines asynchrone et synchrone à rotor bobiné [1].

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû aux faits qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu ou asynchrones. Ainsi, leur construction est plus simple puisque : ils n'ont pas de commutateurs mécaniques, par conséquent ceci augmente leur temps de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent



## Introduction générale

---

fournir des puissances importantes par rapport à leur masse. Contrairement aux machines asynchrone et courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible. Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup aux MSAP dans des applications telles que : robotique ; système de traction; technologie spatiale pour remplacer des actionneurs hydrauliques ou pneumatiques ; et des applications domestiques [2].

Malgré ces qualités, le moteur synchrone à aimants permanents a été handicapé, pendant longtemps par le fait qu'il est fortement non linéaire et que ses paramètres ne sont pas connus avec certitude. De même, il est sujet à des perturbations non mesurables et il a une dynamique rapide. Toutes ces caractéristiques rendent la mise en œuvre d'une loi de commande très compliquée, mais grâce à des évolutions intéressantes au niveau des outils de contrôle ces dernières années, tous ces inconvénients sont devenus faciles à surmonter.

Le développement des onduleurs à modulation de largeur d'impulsions à semi-conducteurs à grande vitesse de commutation (tels que les transistors à grilles isolées, les transistors bipolaires, les transistors à effet de champ et les thyristors à extinction par la gâchette) a permis une meilleure maîtrise de conversion d'énergie [3].

Il existe de nombreux principes de commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) parmi les quelles on peut citer la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel).

La commande vectorielle proposée par Hasse et Blaschke permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celui des entraînements courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique de couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines outils, la traction électrique.

Pour le bon déroulement de ce travail, le mémoire est organisé en trois chapitres.

Le premier chapitre, expose les généralités sur les convertisseurs statiques, nous présenterons ensuite la modélisation de l'onduleur de tension pour l'alimentation de la MSAP ainsi que quelques stratégie de commande à savoir la commande pleine onde, la commande à hystérésis et la commande par modulation de largeur d'impulsion.

# Introduction générale

---

Le second chapitre, sera consacré à la modélisation de La machine synchrone à aimants permanents. Le modèle obtenu servira alors à reproduire le comportement dynamique de la machine ainsi qu'a faire la synthèse d'une loi de commande.

Le troisième et dernier chapitre, est réservé au développement et l'application de la commande vectorielle à la MSAP.

Les résultats de simulation pour les stratégies de commande développées dans ce mémoire seront présentés à la fin de chaque chapitre. Enfin, une conclusion générale vient pour clôturer les trois chapitres de ce mémoire.

## **I.1. Introduction :**

L'alimentation des machines électriques par variateurs de vitesse est l'une des applications industrielles les plus répandues, grâce à l'utilisation des convertisseurs de l'électronique de puissance.

Un variateur de vitesse est un convertisseur de fréquence, il permet d'asservir le couple ou la vitesse des machines tournantes, tout en ayant un très bon rendement.

Les études effectuées ces dernières années sur les machines synchrones à vitesse variable ont monté l'intérêt de l'utilisation des convertisseurs statiques pour l'alimentation de ce type de machines [2], [3].

Dans ce chapitre, nous allons présenter quelques convertisseurs utilisés dans l'alimentation des machines synchrones.

## **I.2. Les convertisseurs statiques**

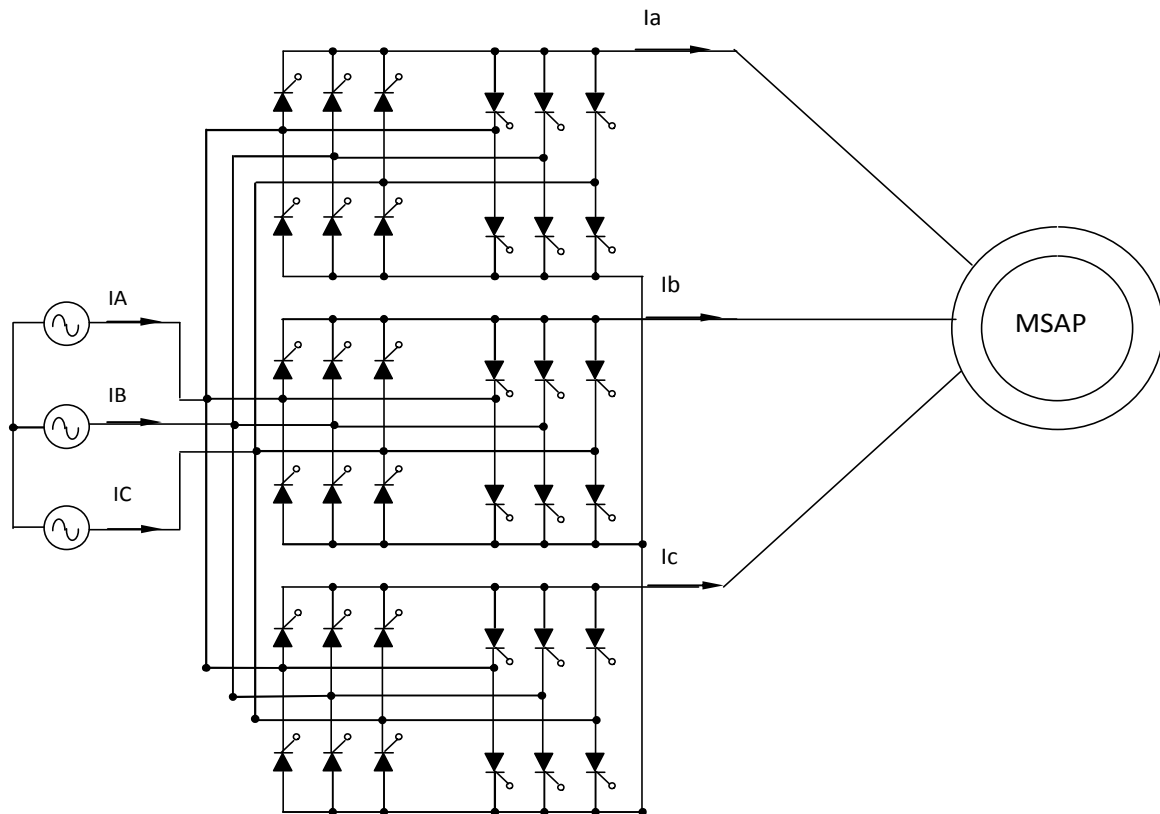
Les convertisseurs statiques sont des dispositifs à composants électroniques capables de modifier l'amplitude et/ou la fréquence de l'onde électrique.

Il existe deux familles de convertisseur de fréquence servant à alimenter la machine synchrone, la première concerne les convertisseurs directs de fréquence (cycloconvertisseur, convertisseur matriciel), la deuxième concerne les convertisseurs indirects de fréquence.

### **I.2.1 Cycloconvertisseur [2]**

Un Cycloconvertisseur est un changeur de fréquence fonctionnant en commutation naturelle. Les tensions alternatives de sortie sont obtenues en prélevant des portions convenables des tensions d'entrée. A valeur et fréquence des tensions d'entrée données, le Cycloconvertisseur permet de faire varier de manière continue la valeur et la fréquence des tensions de sortie.

Le cycloconvertisseur est utilisé dans des applications simples et dans des applications à grandes dynamiques à la métallurgie ou l'on recherche des performances en couple. Il peut alimenter aussi bien des machines synchrones que des machines asynchrones.



**Fig .I.1. cycloconvertisseur**

### ➤ **Avantages du cycloconvertisseur**

- Fonctionnement à commutation naturelle, il ne nécessite pas de circuit auxiliaire pour 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

### ➤ **les inconvénients du cycloconvertisseur**

- Ce convertisseur est perméable aux harmoniques, ces derniers sont la cause principale des bruits et des vibrations existants dans les machines entraînées par ce type de convertisseur.
- Un nombre important de thyristors est nécessaire pour ce type de montage.
- Une consommation importante de puissance réactive ;
- Limitation de la fréquence de sortie qui doit rester nettement inférieure à la fréquence d'entrée.

## I.2.2. Les convertisseurs matriciels

Le convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence direct. La dénomination direct découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion.

### II.2.2.1. Convertisseur matriciel direct [3][4]

Le convertisseur matriciel direct est un convertisseur de fréquence direct, Il permet d'obtenir un système de tensions variables en amplitude et fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel. Ce convertisseur donne la possibilité de connecter n'importe quelle phase de sortie à n'importe quelle phase d'entrée par le biais des interrupteurs bidirectionnels (Fig .I.2).

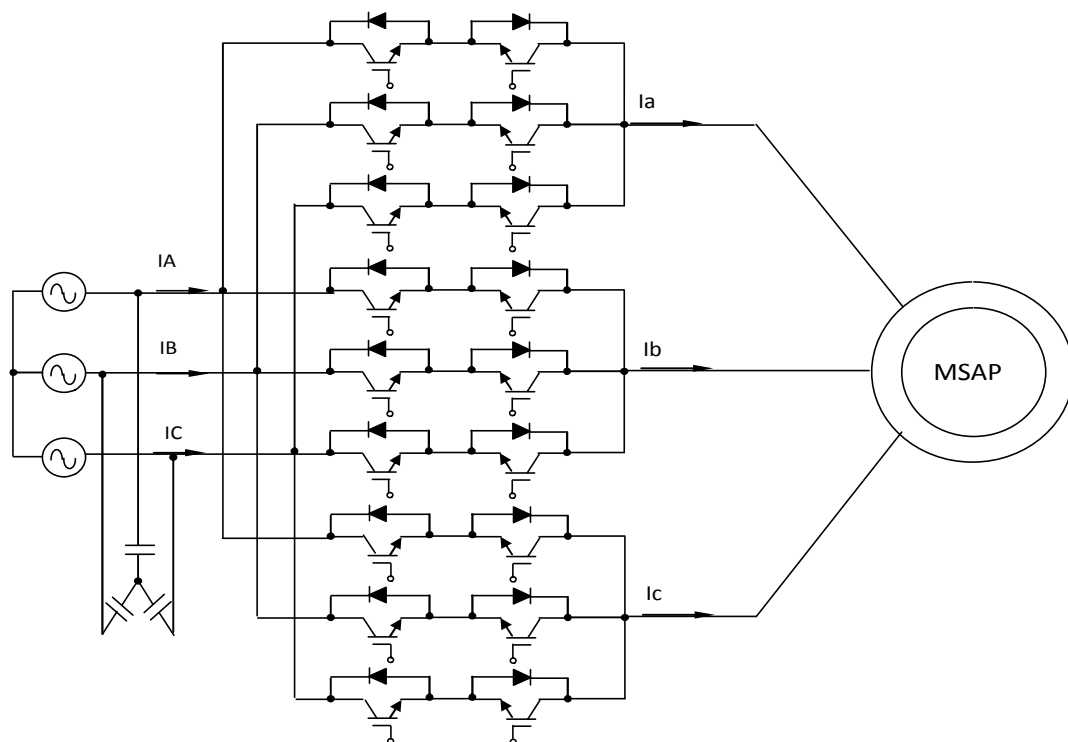


Fig .I.2. Convertisseur matriciel direct

### I.2.2.2. Convertisseur matriciel indirect [5][6]

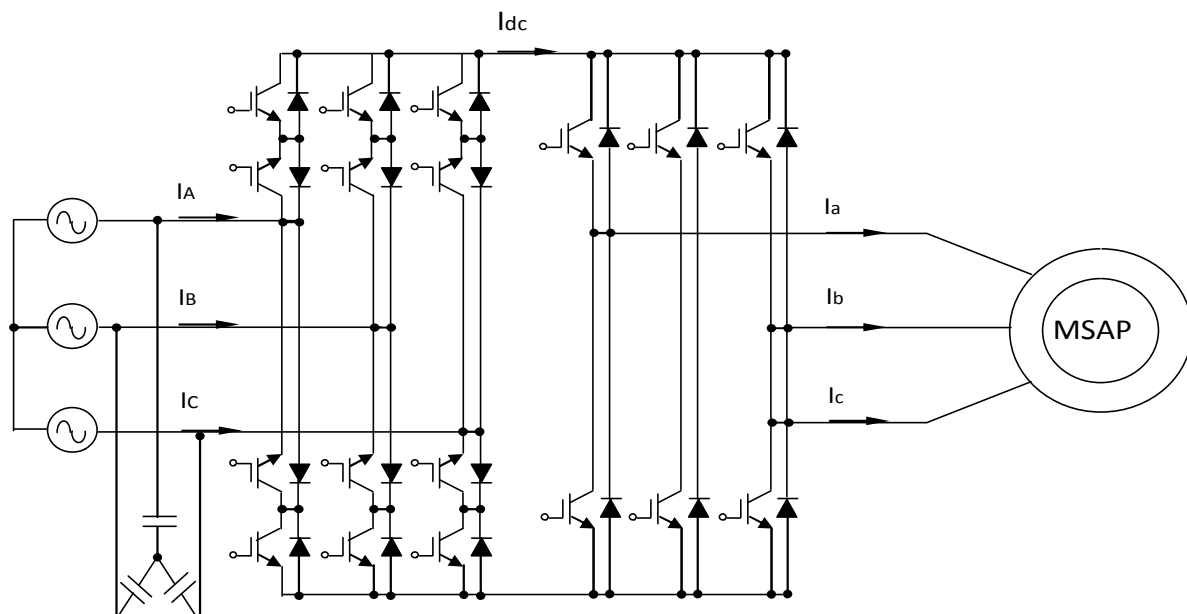
Le convertisseur matriciel indirect est une nouvelle topologie du convertisseur matriciel, qui est composé d'une association de deux convertisseurs, un redresseur totalement commandé (à interrupteurs bidirectionnels) et directement connecté à un onduleur de tension traditionnellement utilisé dans la variation de vitesse.

➤ **Les principaux avantages de ce convertisseur sont [5]**

- Une large gamme de fréquence ;
- Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge ;
- Un spectre d'harmonique bas de rang faible aussi bien pour les courants de sortie que d'entrée ;
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire, de plus il peut être imposé par la commande, ceci est cependant lié à une diminution de la tension maximale de la sortie qui diminue avec le cosinus du déphasage ;
- Possibilité de travailler dans les deux sens donc dans les quatre quadrants du plan tension courant.

➤ **Les inconvénients du convertisseur matriciel indirect [5]**

- Une commutation du courant plus délicate.
- Le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée est réduit (0.866 par rapport aux convertisseurs indirects conventionnels).
- Le nombre élevé des interrupteurs bidirectionnels et la complexité de la commande de ce type de convertisseur.



**Fig .I.3. Convertisseur matriciel indirect**

### **I.2.3. Les onduleurs de tension**

Les onduleurs sont des convertisseurs destinés à alimenter des récepteurs à courant alternatif à partir d'une source de tension continue.

On distingue deux domaines d'application des onduleurs :

- Les alimentations de sécurité
- Les variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif.

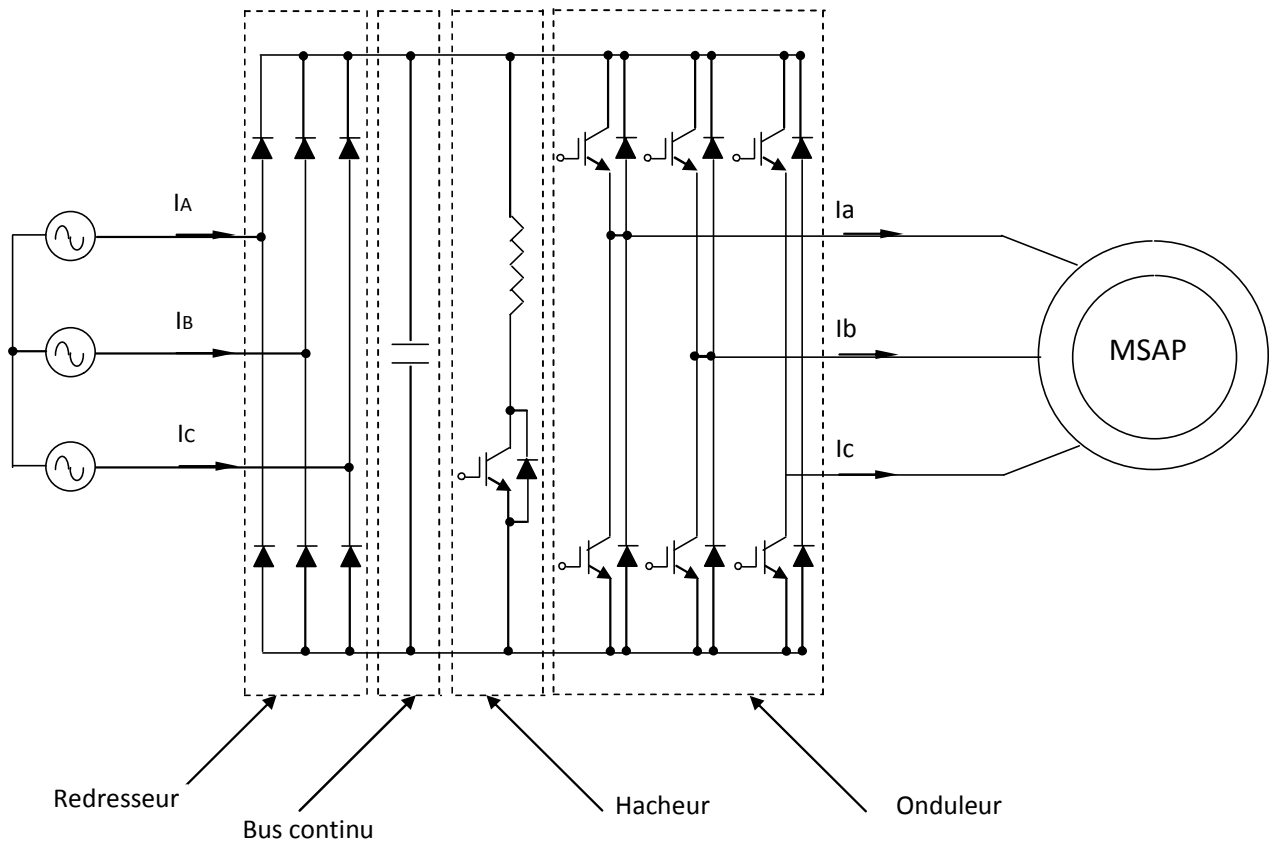
#### **I.2.3.1. Les alimentations de sécurité**

Lors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir des batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'information en cas de panne du secteur.

#### **I.2.3.2. Les variateurs de vitesses standards [6]**

Les variateurs de vitesse standards, traditionnellement utilisés dans l'industrie, sont composés de deux convertisseurs connectés par un étage intermédiaire continu (bus continu), constitué de condensateurs [8]. Cette topologie permet d'assurer une conversion indirecte de type AC/DC/AC. Le premier convertisseur est un redresseur à diodes, non commandable, très robuste et peut coûteux. Il génère une tension continue aux bornes du bus continu, à partir d'un réseau d'entrée triphasé. Cet étage intermédiaire continu est connecté à un onduleur de tension triphasé, commandé en modulation de largeur d'impulsions [8], permettant ainsi de faire varier l'amplitude et la fréquence du fondamental des tensions qui seront appliquées au

Deux inconvénients importants de ce type de convertisseur sont, le contenu harmonique basses fréquences du courant de source et l'incapacité à faire circuler le flux de puissance de la charge vers la source pour un fonctionnement bidirectionnel [9]. \*



**Fig .I.4. Variateur de vitesse standard**

### I.3. Commandes des convertisseurs

Il existe plusieurs technique de pilotage pour les convertisseurs statiques, notons la commande  $120^\circ$ , la commande  $180^\circ$ , commande par hystérésis et la commande MLI, nous nous intéressons à cette dernière dans notre travail.

#### I.3.1. commande par hystérésis

La commande par hystérésis utilise trois régulateurs à hystérésis indépendants, un pour chaque phase. Cette méthode consiste à maintenir le courant de chaque phase entre deux limites autour de la référence sinusoïdale (Fig .I.11).

Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les référence des courants. La sortie des comparateurs est reliée à la logique de commande de l'onduleur de manière à imposer une commutation, lorsque le courant s'écarte de la valeur de référence [10]



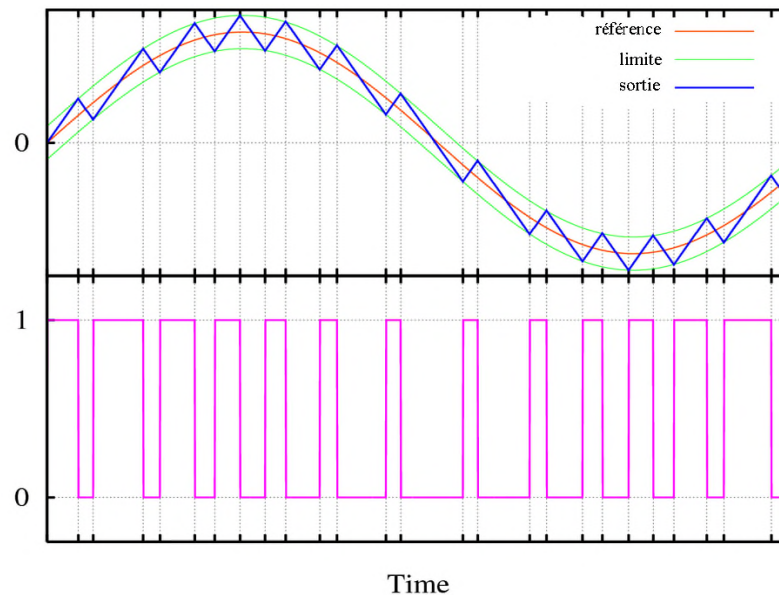


Fig .I.5. Principe de contrôle par hystérésis

### I.3.1. 1. Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis [10]

#### a) Avantage

- Cette méthode est facile à mettre en œuvre, elle ne dépend pas du type de charge et ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine.

#### b) Inconvénients

- Variation aléatoire de la fréquence de commutation, ce qui peut provoquer des pertes par commutation importantes.
- Cette méthode qui ne prend compte que de l'amplitude du courant, peut conduire à une perte de contrôle des courants réels lors des régimes transitoire, par déphasage de ce si par rapport à leurs références.

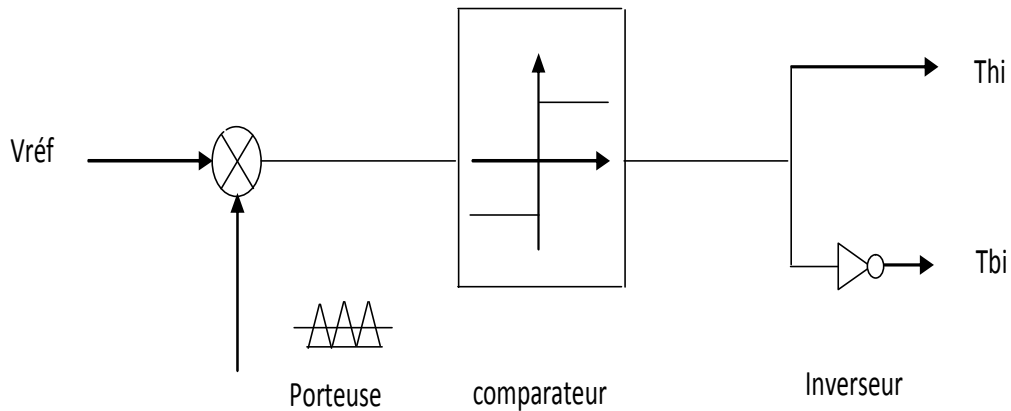
### I.3.2. commande MLI

La commande MLI est la technique de pilotage la plus utilisée avec les onduleurs (MLI scalaire et vectorielle), elle a pour objectif de réduire les harmoniques de courants, il s'agit donc d'un filtrage naturel.

Les instants de commande des interrupteurs sont déterminés par les intersections d'une onde appelée <<porteuse>> avec une onde référence qui est la <<modulatrice>>. Cette dernière est la tension sinusoïdale désirée de fréquence  $f_m$ . La porteuse de forme d'onde triangulaire doit être d'une fréquence très supérieure à  $f_m$ .

Pour un système triphasé, le principe est tel que :

- La porteuse est commune pour chaque phase.
- La modulatrice est propre à chaque phase.



**Fig .I.6. Contrôle du courant par MLI (schéma pour une phase)**

Dans le cas de la référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la MLI :

-Le taux de modulation  $m$ , égal au rapport de l'amplitude de sinusoïde  $V_m$  sur l'amplitude de la porteuse  $V_p$ .

$$\text{Avec } m = \frac{V_m}{V_p}$$

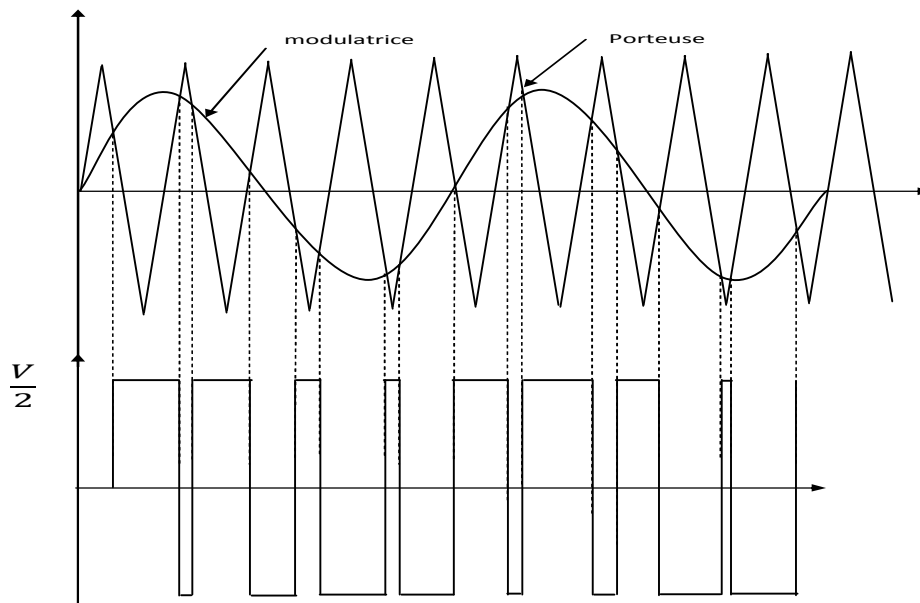
-L'indice de modulation  $r$ , égal au rapport des fréquences de la porteuse et de la référence :

$$\text{Avec } r = \frac{f_p}{f_m}$$

Plusieurs problèmes importants de l'entraînement à vitesse variable de la machine synchrone sont liés à la MLI : les pertes par commutation de l'onduleur, le bruit acoustique, les surtensions de ligne et les courants de fuite. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant moins d'harmoniques possible.

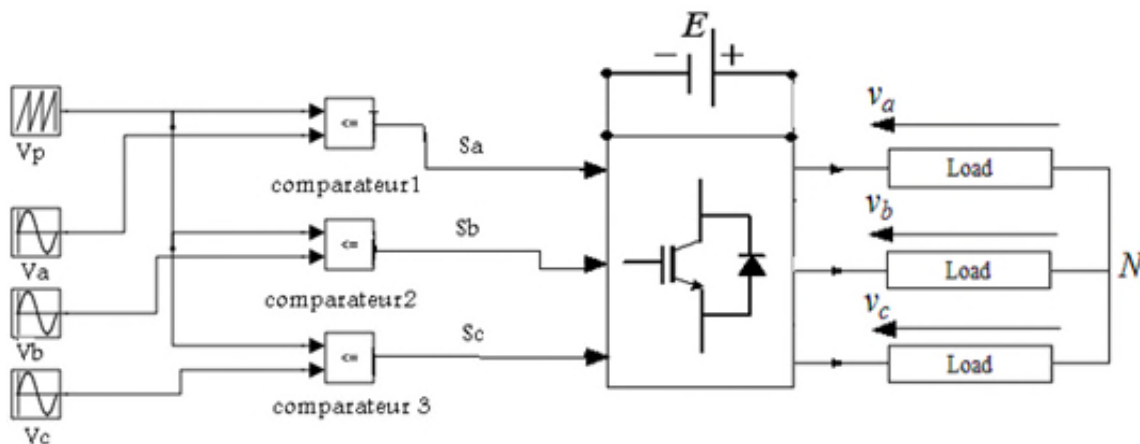
### **I.3.2.1. MLI naturelle (sinus-triangle)**

La MLI naturelle et une commande analogique, elle consiste à comparer une modulatrice sinusoïdale de fréquence et d'amplitude variable, à une porteuse triangulaire de fréquence très supérieure à celle de la modulatrice. Les instants de commutation sont déterminés par l'intersection des deux ondes.



**Fig .I.7. MLI à échantillonnage naturelle**

Cette modulation présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi l'implantation numérique est compliquée.



**Fig .I.8. Schéma bloc MLI**

### I.3.2.1. 1. 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 :  $V_{dc} = 488.7V$ ,
- 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  $R = 10\Omega$ .

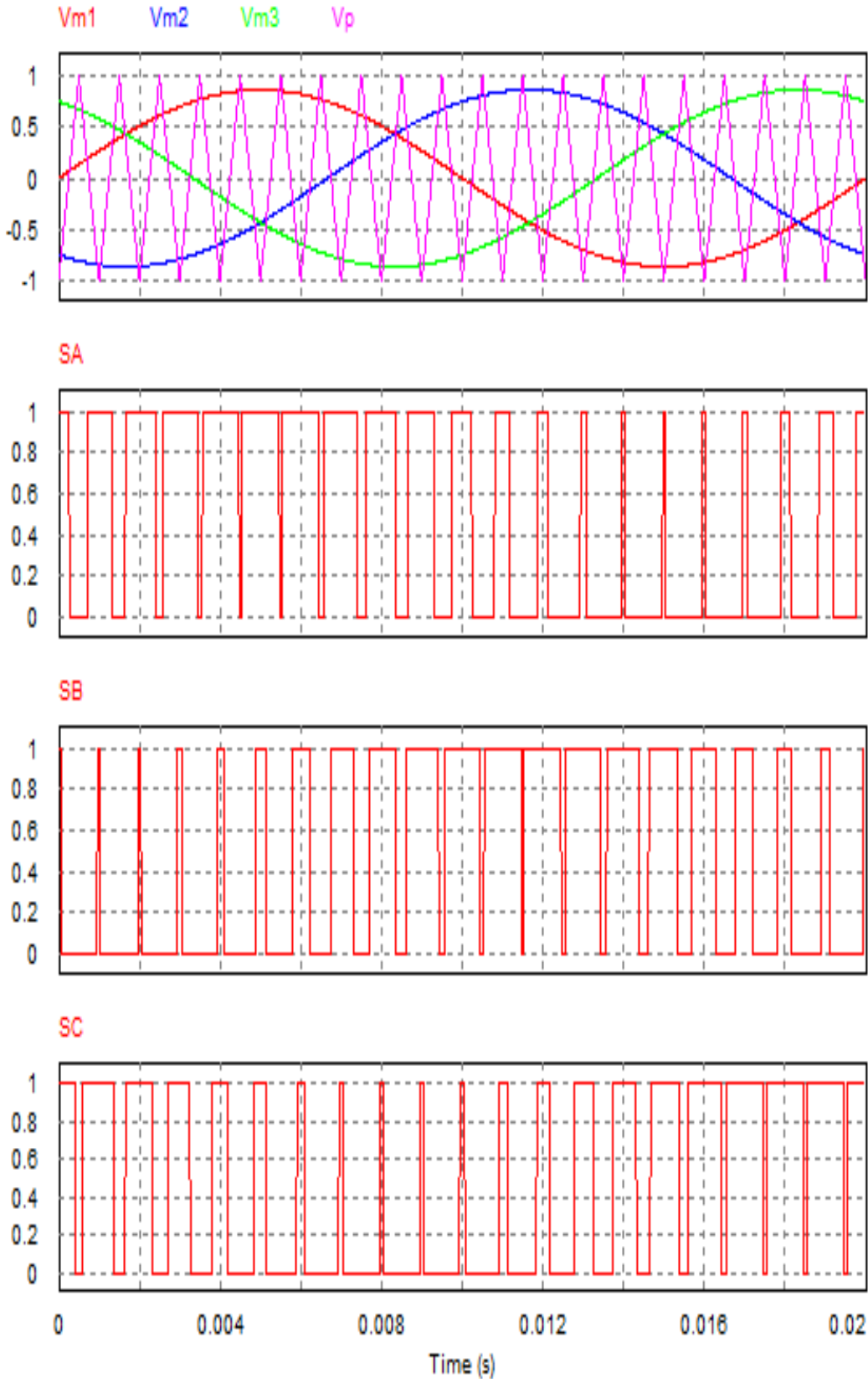
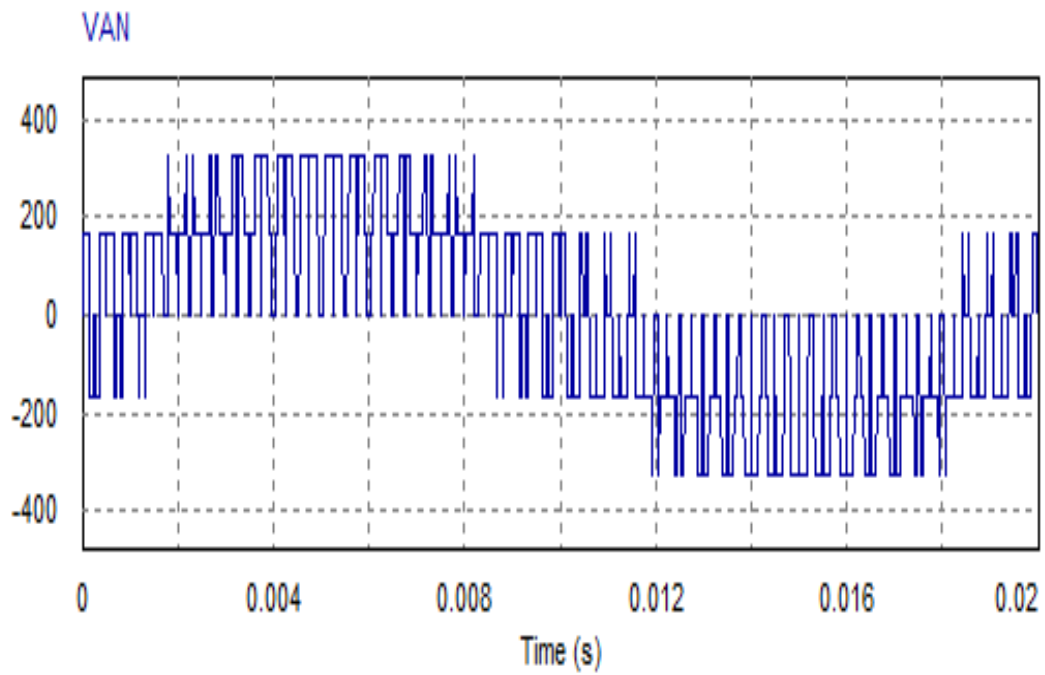
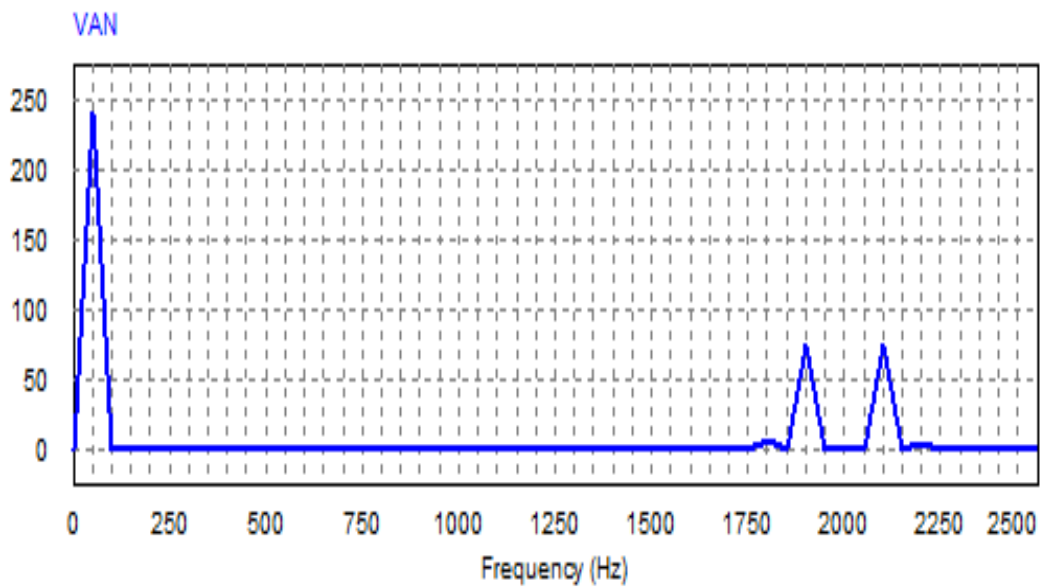


Fig.I.9. Signaux de commande pour l'onduleur M



**Fig .I.10. Allure de la tension simple Van pour l'onduleur MLI.**



**Fig .I.11. Spectre d'harmonique de la tension simple pour l'onduleur1 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  $0.78 \frac{2V_{dc}}{\pi}$

### **I.3.2.2. MLI à échantillonnage régulier (MLI symétrique)**

Dans cette technique, l'échantillonnage des tensions de références se fait à des instants périodiquement espacés.

La modulante sinusoïdale est échantillonnée, par échantillonneur bloquer (bloquer d'ordre zero), à chaque sommet positif de la porteuse triangulaire et cette valeur est maintenue constante pendant toute une période d'échantillonnage.

Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par l'intersection de la porteuse et la modulatrice échantillonnée qui est constante sur une période de la porteuse [10].

### **I.3.2.3. MLI optimisée**

Les ondes MLI optimisées sont apparues avec le développement des microprocesseurs. Le principe consiste à former l'onde de sortie d'une succession de créneaux de largeurs variables.

Cette méthode est basée sur la détermination des angles de commutation dans le but d'optimiser certains critères tels que :

- L'élimination des harmoniques.
- La minimisation de l'ondulation du courant.

Ces méthodes nécessitent des algorithmes de calcul performants que des calculateurs puissants et ce si d'autant plus que les systèmes sont d'ordres élevés [9].

D'une manière générale, ces techniques d'optimisation sont réservées à des ondes MLI comportant peu de commutation par période.

Il convient de mentionner que la commande MLI présente certains avantages par rapport à la commande par hystérésis, on citera :

- Neutralisation de certains harmoniques.
- Fréquence de commutation fixe.
- Pertes en commutation plus faibles.

## I.4. contrôle des courants

Le contrôle des courants en MLI peut se faire [12] :

- Soit par contrôle direct des courants réels  $i_a, i_b, i_c$ .
- Soit par contrôle des courants  $i_d, i_q$ , dans le repère (d, q) lié au rotor.

### I.4.1. Contrôle des courants dans le repère (a, b, c)

Les tensions de références sont déterminées directement par la régulation des courants réels et des références des courants sinusoïdales désirées.

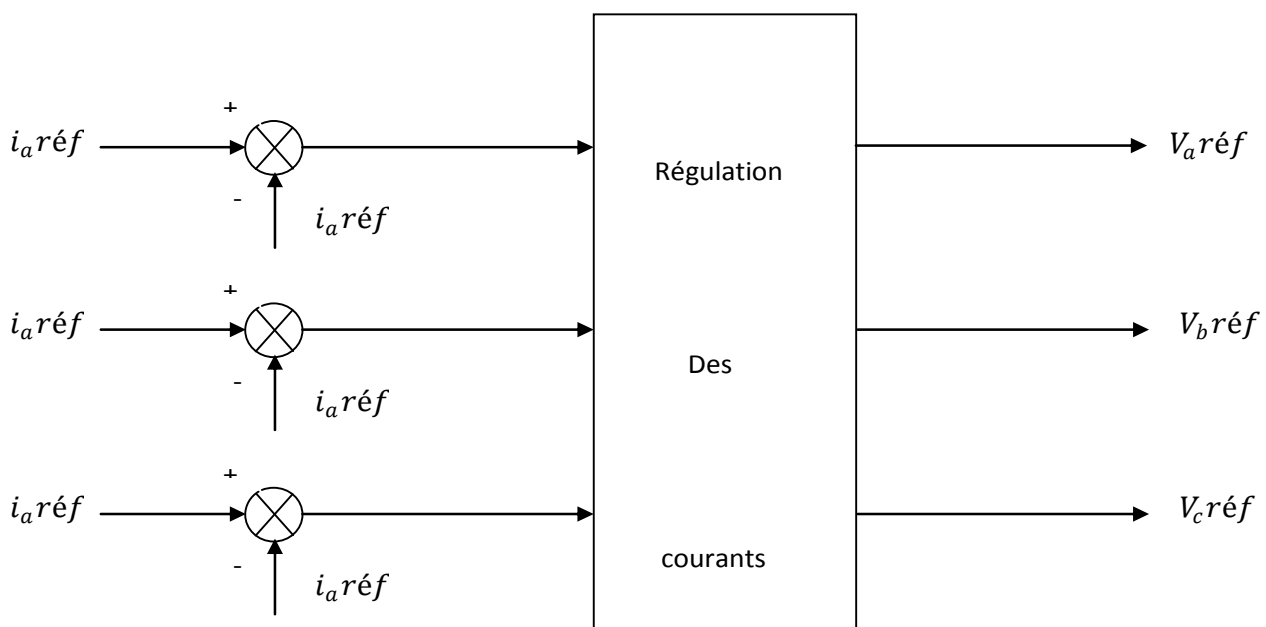


Fig .I.12. Commande des courants dans le repère (a, b, c)

### I.4.2. Contrôle des courants dans le repère (d, q)

En imposant les courants de références  $I_d \text{ réf}$  et  $I_q \text{ réf}$ , on détermine les tensions de références sinusoïdales  $V_a \text{ réf}$ ,  $V_b \text{ réf}$  et  $V_c \text{ réf}$  pour la commande de l'onduleur.

La figure Fig(I.13), illustre le principe de contrôle de courant dans le repère (d, q).

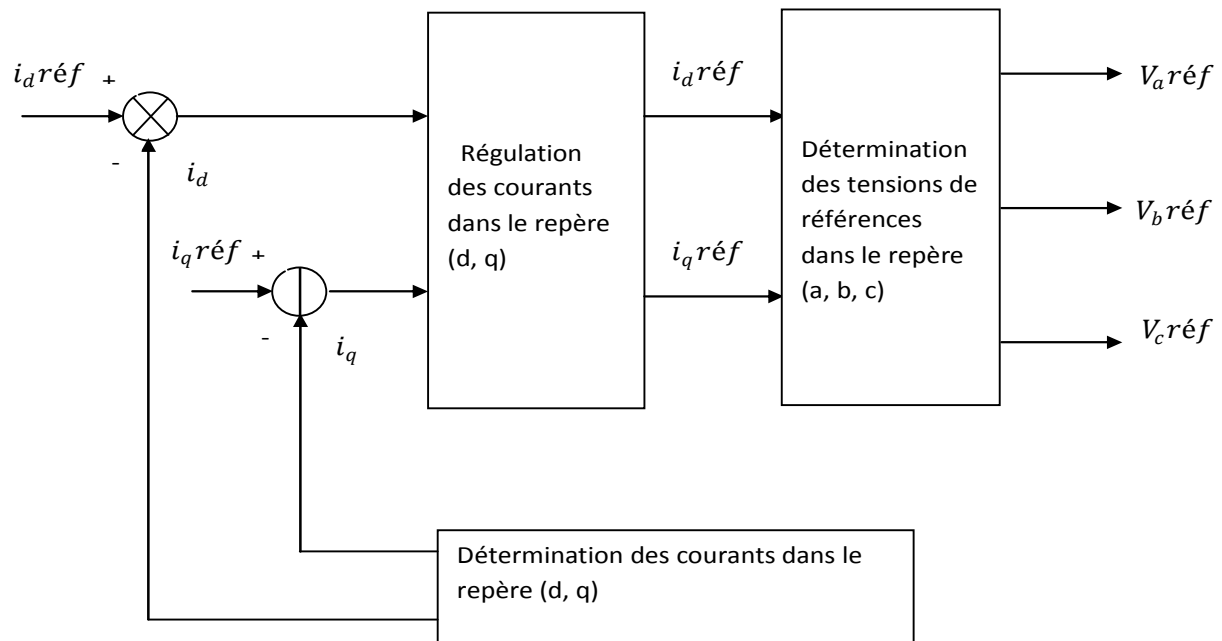


Fig .I.13. Commande des courants dans le repère (d,q)

## I.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques types de convertisseurs statiques utilisés dans l'alimentation des machines synchrones. Nous avons cité les avantages et les inconvénients de ces convertisseurs.

Nous avons ensuite détaillé la technique de commande MLI utilisée avec les onduleurs.



## II.1. Introduction

La modélisation de la machine synchrone est une phase primordiale pour élaborer une loi de commande.

En effet la commande de la machine nécessite l'emploi de méthodes pour obtenir un modèle simple (biphasé) pour simuler les paramètres de la machine. Par définition, la machine synchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Elle comporte un induit fixe, le stator et un inducteur mobile, le rotor [11].

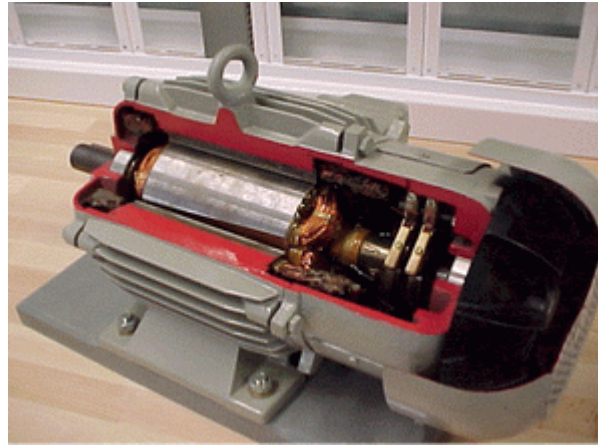
Nous commençons par des généralités sur la machine synchrone.

## II.2. Machine synchrone à rotor bobiné

Ce genre de machine est constitué d'un rotor qui comporte des bobines. On alimente ces bobines par des courants continus par l'intermédiaire des contacts glissant balais-bagues pour générer le flux magnétique inducteur dans l'entrefer. On distingue deux types de machine synchrone à rotor bobiné : les machines à pôles lisses et les machines à pôles saillants. La machine à pôles lisses a une inductance constante quelle que soit la position du rotor. Par contre, la machine à pôles saillants a un entrefer magnétique variable suivant la position des pôles, ce qui entraîne une variation d'inductance

Ce type de machine à des caractéristiques qui se rapprochent le plus de celle de la machine à courant continu à excitation séparée, il permet d'optimiser facilement le rendement (action sur le flux et le courant d'excitation), est il bénéficie d'une puissance massique élevée. D'autre part, le fonctionnement à puissance maximale constante est aisé à obtenir sur une très large plage de vitesse. Cependant, son rotor est source de pertes et son électronique de puissance est complexe et coûteuse. En plus ce type de machine nécessite des bagues et des balais.

Malgré l'intérêt de ce type de machine, il n'existe que peu de réalisations pour les systèmes embarqués. Son principal concurrent est la machine synchrone à aimants permanents [11]



**Fig .II.1. Machine synchrone à rotor bobiné**

### **II.3. Machine synchrone à aimants permanents**

La machine synchrone à aimants permanents est de plus en plus utilisée dans le domaine de la vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent aux machines asynchrones et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie à aimants permanents, qu'elles soient à base d'alliage ou à terres rares.

Les principales structures de machines synchrones à aimants permanents sont :

- Les machines à structure sinusoïdale.
- Les machines à structure non sinusoïdale ( trapézoïdale).



**Fig .II.2. Machine synchrone à aimants permanents**

## II.4. Les aimants permanents

Historiquement les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19<sup>ème</sup> siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants.

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques (ALNICO), d'oxydes métalliques (ferrites durs anisotropes) ou de terres rares (SmCo, NdFeB) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones.

Les aimants permanents de type terres rares (SmCo, NdFeB) ont une induction rémanente et un champ coercitif plus élevés que celui des aimants à alliages métalliques, cela a permis la réalisation des machines synchrones à aimants permanents très performantes. En effet la puissance électrique d'une machine à aimant permanent est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant. Cette densité est cinq à six fois plus importante dans les aimants à terres rares que dans les aimants à ferrites et trois fois plus importante que dans les aimants métalliques. Il est certain que l'utilisation de tels aimants entraînera une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance. Il en résultera de même un rapport couple inertie élevé [10][11].

### II.4.1. propriété magnétique

Les aimants permanents sont caractérisés par leur cycle d'hystérésis, et plus particulièrement par le deuxième quadrant de ce cycle dit : courbe de désaimantation qui présente les points de fonctionnement de l'aimant.

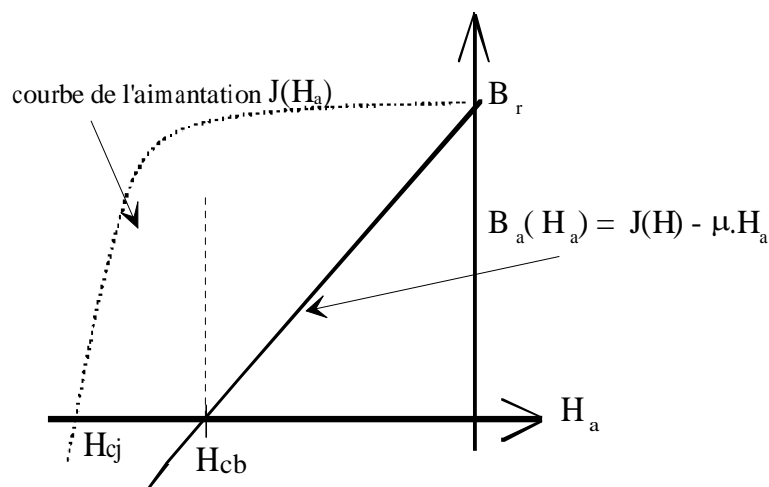


Fig-II.3. courbe de désaimantation

Cette courbe est caractérisée par :

- **L'induction rémanente  $B_r$**

Qui est une indication de la puissance potentielle de l'aimant.

- **Le champ correctif  $H_c$**

Qui est le champ démagnétisant annulant l'induction magnétique, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.

- **Le champ coercitif intrinsèque  $H_{ci}$**

C'est le champ qui annule l'aimantation intrinsèque de l'aimant, au-delà de cette valeur, la démagnétisation est totale et irréversible.

- **Le champ limite de démagnétisation  $H_k$**

Indique la valeur au-delà de laquelle l'aimant commence à se désaimanter de façon irréversible.

- **L'énergie spécifique  $BH_{max}$**

Définit la valeur énergétique de l'aimant par unité de volume, ce produit constitue un excellent indicateur sur le volume d'aimant à utiliser.

En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître le point de curie qui représente la température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques.

#### II.4.2. Classification des aimants

Nous présentons dans ce paragraphe, les principaux types d'aimants couramment utilisés dans la réalisation des machines tournantes à aimants permanents.

- **Les aimants métalliques (Alnico)**

Ce sont des alliages à base de Fer, Nickel et Aluminium, auxquels on rajoute du cobalt et du Titan, on vise à améliorer leurs propriétés.

- **Les ferrites**

Les ferrites sont fabriqués à partir d'oxyde de fer associé à du manganèse, du Nickel ou du Zinc, assemblés par frittage (agglomération à chaud). Ce sont des céramiques, c'est-à-dire des produits très durs mais fragiles et peu résistants aux efforts de traction. Ces matériaux sont caractérisés par un champ coercitif assez important et une bonne température de curie. Ils présentent cependant une induction rémanente et une énergie spécifique faibles. Le faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants.

- **Les terres rares**

Les terres rares sont les éléments du groupe du Lanthane ou Lanthanides compris entre les numéraux atomiques  $Z=57$  (Lanthane) et  $Z=71$  (Lutécium)

Ils sont durs et ont un cycle d'hystérésis large, ils représentent des aimants plus performants avec une induction rémanente élevée et un champ coercitif important. L'inconvénient reste le coût élevé.

On distingue trois familles :

1. Les aimants Samarium Cobalt ;
2. Les aimants au Cobalt avec d'autres éléments de terres rares ;
3. Les aimants au Néodyme-Fer-Bore,

## **II.5. Description de la MSAP**

La machine étudiée est une machine synchrone à aimant permanent, elle est constituée de deux parties. Une partie fixe comportant dans les encoches du circuit magnétique trois enroulements qui sont identiques, dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $120^\circ$ . Une partie mobile (rotor) dont le nombre de pôles est égale à celui du stator. L'excitation rotorique est créée par des aimants permanents et dans ce cas, il ne comporte ni bague ni balais. Ces aimants sont supposés rigides et de perméabilité voisine de celle de l'air.

Les enroulements sont connectés en étoile à neutre isolé. Ces enroulements sont réalisés de manière à créer des forces magnétomotrices sinusoïdales dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spatialement d'un angle électrique. En alimentant ces enroulements par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire [10].

## **II.6. Structure de la machine synchrone à aimants permanents**

### **II.6.1. Stator**

Le stator est composé de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$ , ces enroulements sont logés dans les encoches du circuit magnétique, ils sont généralement couplés en étoile.

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par des courants triphasés, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme. La vitesse de

synchronisme est en fonction de la fréquence du réseau d'alimentation ( $f=50\text{HZ}$ ) et du nombre de paires de pôles. L'expression de la vitesse de rotation est donnée par :

$$n_0 = \frac{60f}{P}$$

Avec :

$n_0$  : vitesse de rotation (tr/min) ;

$f$  : fréquence du réseau (Hz) ;

$P$  : nombre de paires de pôles ;

## II.6.2. Rotor

Le rotor se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor [1][12].

### - Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS)

Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor (figure II.4.a). Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. La construction de ce type de machine est simple et plus économique. Pour améliorer la tenue mécanique et la fixation des aimants, ils peuvent être insérés sous une frette amagnétique, généralement en fibre de verre. Comme les aimants permanents ont une perméabilité proche de celle du vide, l'entrefer magnétique équivalent vu par le stator est important et constant. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses. Les inductances propres et mutuelles de l'induit ne dépendent pas de la position du rotor.

### -Machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)

À partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique (figure II.4.b). Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces interpolaire qui rajoutent de la saillance. La valeur de cette saillance dépend de la hauteur des aimants par rapport au fer et à l'ouverture des aimants. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent

fondamentalement proches de la MSAPS. le couple maximal par unité de courant statorique peut être supérieur à celui des aimants montés en surface. Les morceaux de fer dans l'axe interpolaire diminuent l'entrefer dans l'axe  $q$ , et augmentent les fuites de flux des aimants.

La variation de saillance au rotor entraîne une variation de l'inductance cyclique suivant la position du rotor (figure II.4.c). L'inductance de l'axe  $d$  est plus petite que dans l'axe  $q$ .

#### **-Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC)**

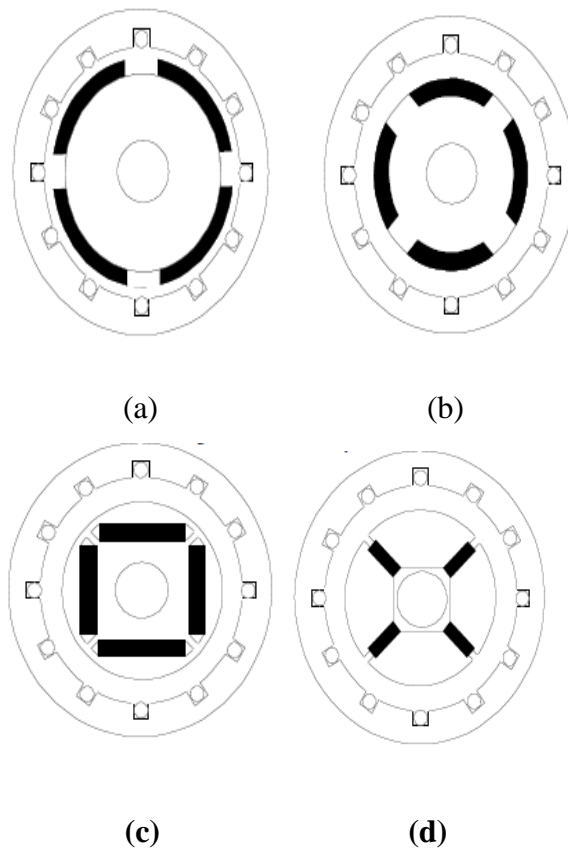
Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants des pièces polaires généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.é.m au stator en agissant sur le profil de la pièce. On peut rajouter un léger effet de concentration de flux avec les pièces polaires.

La variation de l'inductance suivant la position du rotor est due aux pièces polaires (figure II.5.c). L'inductance  $L_q$  est plus grande que l'inductance  $L_d$ , parce que les pièces polaires au dessus des aimants diminuent la réluctance du trajet du flux dans l'axe  $q$ .

#### **-Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)**

Le principe de cette structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents (figure II.4.d). Il y a donc un effet de concentration de flux vers l'entrefer. En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle. Cette structure est intéressante pour des aimants à faible induction rémanente, (par exemple des aimants ferrites). Pour éviter un court-circuit magnétique, il faut utiliser un matériau amagnétique à la base des aimants. Ceci va compliquer la construction de cette structure de machine qui comporte beaucoup de pièces.

Dans l'axe longitudinal, les aimants rajoutent une grande réluctance alors que dans l'axe transversal, les pièces polaires ont une très faible réluctance et favorisent la circulation de flux dans l'entrefer. Ceci implique que l'inductance transversale  $d$  est supérieure à l'inductance longitudinale  $q$ .



**Fig-II.4. Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor**  
 a) Aimants en surface      b) aimants insérés  
 c) Aimants enterrés      d) Aimants à concentration de flux

## II.7. avantage des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages de l'association des machines synchrones à aimants permanents avec des convertisseurs sont nombreux :

- Suppression du système balais-collecteur, ce qui diminue les problèmes de maintenance.
- Les pertes cuivre sont localisées au stator, d'où la facilité du refroidissement de la machine.
- L'effet de peau est négligé.
- Puissance massique élevée et précision de sa commande.
- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des machines asynchrones.



## II.8. domaine d'application

Les machines synchrones à aimants permanents ont trouvés un vaste champ d'application dans plusieurs domaines [13][14]:

- Equipement domestique (machine à laver le linge),
- Les équipements de technologie de l'information (lecteur CD/DVD et disque durs des ordinateurs).
- Aérospatial
- Machines outils
- Servomoteurs
- Propulsion des navires.
- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- les automobiles,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les applications robotiques,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

## II.9. Modélisation de la MSAP

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de système face à différentes sollicitations et appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Pour modéliser la machine synchrone, nous adopterons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- On considère que les enroulements créent des f.m.m à répartitions sinusoïdales.
- On néglige la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault.
- La variation des résistances des enroulements en fonction de la température est négligée.

En tenant compte de ces hypothèses, la machine étudiée pourrait être remplacée par le schéma de la figure (II.5)

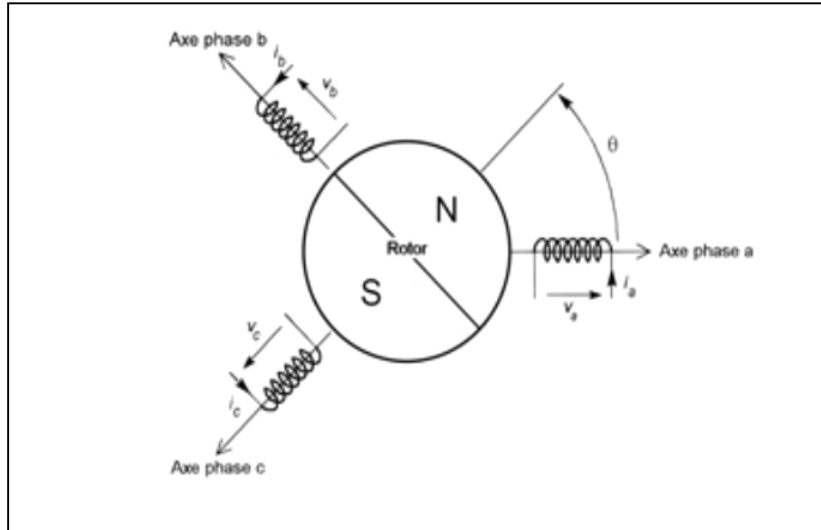


Fig .II.5. Schéma de la machine synchrone à aimants permanents

### II.9.1. Equations électriques de la machine synchrone

Les équations de la tension relative au stator de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R_s I_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R_s I_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots (II.1)$$

Où :

$R_s$  : Représente la résistance des enroulements statoriques.

En mettant les équations sous forme matricielle on obtient:

Avec :

$$[V_s] = [R][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \dots\dots\dots (II.2)$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

### II.9.2. Equations magnétiques

$$\begin{cases} \phi_a = L_{aa} I_a + M_{ab} I_b + M_{ac} I_c + \phi_{ar} \\ \phi_b = M_{ab} I_a + L_{bb} I_b + M_{bc} I_c + \phi_{br} \\ \phi_c = M_{ac} I_a + M_{bc} I_b + L_{cc} I_c + \phi_{cr} \end{cases} \dots\dots\dots (II.3)$$

$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_s$  : Représentent les inductances propres des enroulements statoriques.

$M_{ab} = M_{ac} = M_{ba} = M_{bc} = M_{ca} = M_{cb} = M$  : Représentent les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques.

En mettant les équations sous forme matricielle on obtient :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [\varphi_{sr}] \dots\dots\dots (II.4)$$

$$\text{Avec : } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \quad [\varphi_{sr}] = [\varphi_{ar} \quad \varphi_{br} \quad \varphi_{cr}]^t$$

$[L_{ss}]$  : Matrice des inductances statorique.

$[\varphi_{sr}]$  : Vecteur des flux stator-rotor.

$$[\varphi_{sr}] = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.5)$$

Avec :

$P$  : nombre de paire de pôles;

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

$\varphi_f$  : Le flux généré par les aimants permanents du rotor.

### II.9.3. Equation mécanique

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + F\Omega \dots\dots\dots (II.6)$$

$C_{em}$  : Couple électromagnétique;

$C_r$  : Couple résistant [N. m ];

$J$  : Moment d'inertie de la partie tournante;

$F$  : Coefficient de frottement visqueux;

$\Omega$  : Vitesse angulaire mécanique du rotor;

## II.10. Modèle biphasé de la MSAP

L'analyse du régime transitoire de la MSAP est accomplie habituellement en présentant la machine comme étant un ensemble de circuit couplé, ce qui représente mathématiquement la résolution d'un jeu d'équations différentielles à coefficients variables. La résolution de ces équations peut être une tâche considérable, vu la non linéarité du système.

Un outil mathématique a été développé par R.H Parck, la base de la transformation est d'exprimer les tensions, les courants et les flux statoriques dans un système d'axes orthogonaux tridimensionnels reliés au rotor et tournant avec lui.

La transformation de Park permet alors de procéder à l'analyse mathématique dans un cadre de référence fixe. Les axes sont identifiés par rapport au flux de l'inducteur tel que représenté à la figure (II.6), ce sont l'axe direct  $d$ , l'axe en quadrature  $q$  et l'axe homopolaire  $o$  qui est dans l'axe de rotation du rotor.

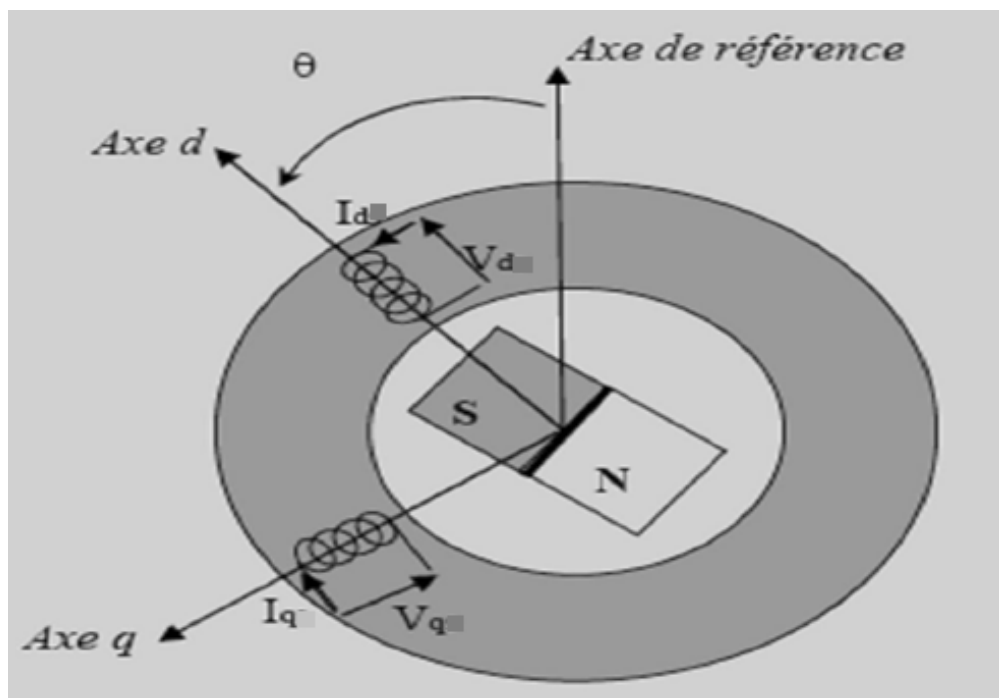


Fig .II.6. Schéma équivalent de la MSAP dans le repère ( $d$ ,  $q$ )

Soit  $X$  un système triphasé quelconque ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ) on associe un système biphasé ( $d$ ,  $q$ ), la transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)] \cdot [X_{abc}] \dots \dots \dots (II.7)$$

La matrice de passage  $P(\theta)$  est donnée par :

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

Etant donné que la machine est considérée comme une charge équilibrée, par conséquent la composante homopolaire est nulle, la matrice de passage de Park devient donc :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (II.9)$$

Et sa matrice inverse :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (II.10)$$

### II.10.1. Equations électrique dans le repère de Park

A partir du système (II.2) et (II.4) on obtient:

$$[V_{dq}] = [P(\theta)] \cdot [V_s] = [P(\theta)] \cdot [R_s][I_s] + [P(\theta)] \cdot \frac{d}{dt} [\varphi_s] \dots \dots \dots (II.11)$$

$$[V_{dq}] = [R_s][I_{dq}] + [P(\theta)] \cdot \frac{d}{dt} \left( [P(\theta)]^{-1} \cdot [\varphi_{dq}] \right) \dots \dots \dots (II.12)$$

$$[V_{dq}] = [R_s][I_{dq}] + [P(\theta)] \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} \cdot [\varphi_{dq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] \dots \dots \dots (II.13)$$

On montre que :

$$[P(\theta)] \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (II.14)$$

Avec :

$$\frac{d\theta}{dt} = P \cdot \omega_r$$

Finalement on aura :

$$[V_{dq}] = [R_s][I_{dq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + P \cdot \omega_r \cdot \frac{d}{dt} [\varphi'_{dq}] \dots \dots \dots (II.15)$$

Ou :

$$[V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, [I_{dq}] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, [\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}, [\varphi'_{dq}] = \begin{bmatrix} -\varphi_q \\ \varphi_d \end{bmatrix}$$

L'application du système d'équation (II.4) à (II.3) donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.16)$$

Avec :

$[V_{dq}]$  : Vecteur des tensions direct et quadratique ;

$[\varphi_{dq}]$  : Vecteur des flux direct et quadratique ;

$[I_{dq}]$  : Vecteur des courants direct et quadratique ;

$\varphi_{mf}$  : Valeur crête du flux généré par les aimants permanents ;

Les expressions finales des tensions dans le repère de Park lié au rotor sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} - P \cdot \omega_r L_q \cdot I_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} + P \cdot \omega_r \cdot L_d \cdot I_d + P \cdot \omega_r \cdot \varphi_f \end{cases} \dots\dots\dots (II.17)$$

### II.10.2. Equations du couple électromagnétique

Pour définir la nouvelle expression du couple dans le nouveau référentiel, nous effectuons le bilan énergétique de la MSAP.

La puissance active fournie à la machine est donnée par l'expression suivante [13] :

$$[V_d I_d + V_q I_q] = [R_s I_d^2 + R_s I_q^2] + \left[ \frac{1}{2} L_d \left( \frac{d}{dt} I_d^2 \right) + \frac{1}{2} L_q \left( \frac{d}{dt} I_q^2 \right) \right] + [P \cdot \omega_r \varphi_d I_q - P \cdot \omega_r \varphi_q I_d] \dots\dots\dots (II.18)$$

$$P_a = P_{js} + P_{em} + P_{tr} \dots\dots\dots (II.19)$$

Cela signifie que la quantité d'énergie électrique consommée par la machine est convertie en énergie magnétique et mécanique. Le terme  $P_{js}$  représente la puissance dissipée par l'effet Joule au stator. L'énergie magnétique emmagasinée par la machine est définie par terme  $P_{em}$  et le terme  $P_{tr}$  représente la puissance transmise au système mécanique du moteur.

Avec :

$$P_{js} = R_s I_d^2 + R_s I_q^2 \dots\dots\dots (II.20)$$

$$P_{em} = \frac{1}{2} L_d \left( \frac{d}{dt} I_d^2 \right) + \frac{1}{2} L_q \left( \frac{d}{dt} I_q^2 \right) \dots\dots\dots (II.21)$$

$$P_{tr} = \omega_r \varphi_d I_q - \omega_r \varphi_q I_d = P \cdot \omega_r (\varphi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \dots\dots\dots (II.22)$$

L'expression du couple en fonction des courants statoriques et du flux d'induction maximum des aimants permanents de la MSAP est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{tr}}{\omega_r} = P(\varphi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \dots \dots \dots (II.23)$$

Pour une machine à pole lisse ( $L_d = L_q$ ) l'équation (II.23) devient :

$$C_{em} = P\varphi_f I_q \dots \dots \dots (II.24)$$

### II.10.3. Equations d'état de la MSAP

En prenant comme variables d'état les deux composantes du courant sur les axes d et q pour vecteur d'entrée, l'équation (II.17) permet d'obtenir l'équation d'état :

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s I_d}{L_d} + P \cdot \omega_r \frac{L_q}{L_d} I_q \dots \dots \dots (II.25)$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s I_q}{L_q} + P \cdot \omega_r \frac{L_d}{L_q} I_d - P \cdot \omega_r \frac{\varphi_f}{L_q} \dots \dots \dots (II.26)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} \varphi_f I_q - C_r \frac{1}{J} - \omega_r \frac{f}{J} \dots \dots \dots (II.27)$$

### I.11. Alimentation de la machine synchrone par onduleur de tension

Le réglage de la vitesse (ou de position) d'une MSAP se réalise logiquement par action sur la fréquence de la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour ce donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable. Dans notre cas l'alimentation est un convertisseur constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur de tension.

Les Convertisseurs statiques sont constitués essentiellement de deux types d'éléments :

- Les composants passifs (condensateur et inductance) qui assurent le stockage d'énergie ainsi que le filtrage des ondes de tension et de courant.
- Les composants semi-conducteurs jouant le rôle d'interrupteur et dont la commande permet le contrôle du transfert de puissance entre la source et le récepteur.

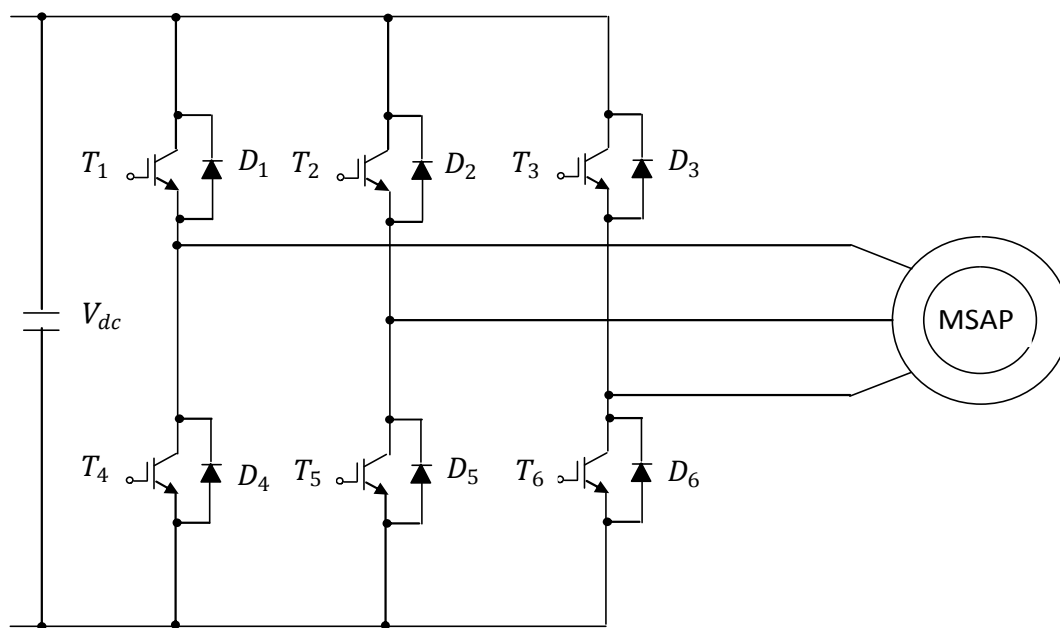
Les interrupteurs utilisés dans ces convertisseurs sont commandés de manière à imposer une tension ou un courant alternatif dans les enroulements statorique de la machine suivant une loi de commande (hystérésis, MLI, ...) qui est fonction de la position du rotor, de manière à imposer le courant ou la tension en amplitude et en phase afin d'assurer le contrôle du couple.

## II.12. Modélisation de l'onduleur

Dans l'étude de l'ensemble onduleur-machine synchrone, nous supposons que la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Chaque borne d'accès du récepteur est reliée à deux interrupteurs, l'un permet de la connecter à la borne positive continue et l'autre à la borne négative de la source continue.

L'onduleur est composé de six transistors IGBT avec des diodes antiparallèle, comme le montre la figure suivante :



**Fig .II.7 schéma d'un onduleur triphasé**

Pour la modélisation de l'onduleur on, on considère les hypothèses suivantes :

- Interrupteurs parfaits : la commutation des interrupteurs est instantanée (le temps de fermeture et d'ouverture nuls) et sans pertes. Enfin la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle ;
- Alimentation parfaite : la tension aux bornes du bus continu ne varie pas avec la puissance échangée.

On modélise l'onduleur par une matrice de connexion  $[C]$  , cette dernière représente l'état logique des semi-conducteurs car ces derniers sont supposés parfaits.

$T_i = 1$  si le transistor  $T_i$  est passant sinon  $T_i = 0$ .

$D_i = 1$  si la diode  $D_i$  est passante sinon  $D_i = 0$ .

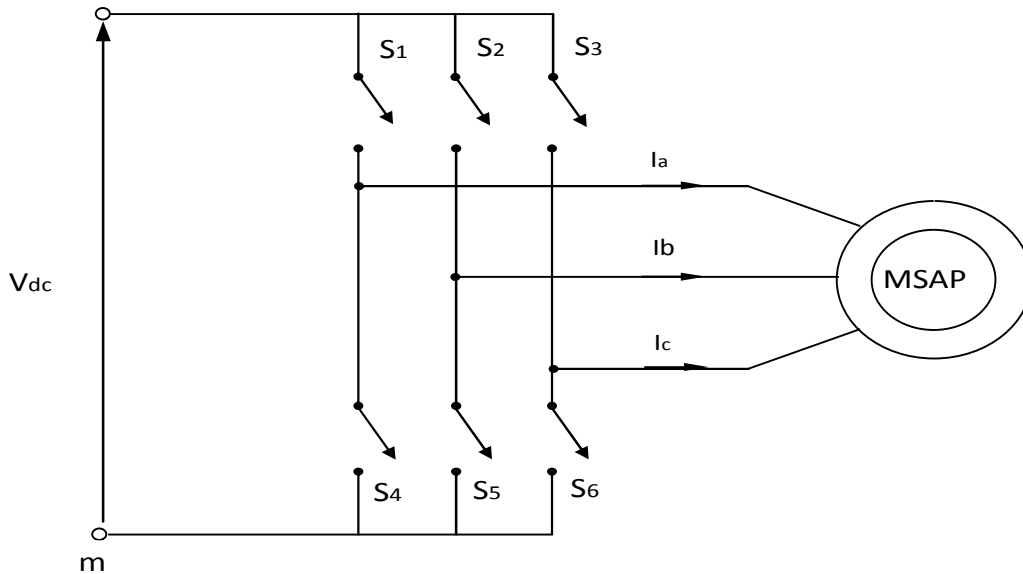
Avec  $i=1$  à 6.



Pour simplifier la modélisation, on remplace les transistors associés aux diodes par des interrupteurs équivalents  $s_i$ , avec  $i=1$  à 6.

$$S_i = T_i + D_i \dots\dots\dots (II.28)$$

Le circuit équivalent de l'onduleur est représenté dans la figure (II.8).



**Fig .II.8. Circuit équivalent d'un onduleur triphasé**

La matrice de connexion s'écrit comme suite :

$$[C] = \begin{bmatrix} S_1 & S_4 \\ S_2 & S_5 \\ S_3 & S_6 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.29)$$

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont définies par :

$$\begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_4 \\ S_2 & S_5 \\ S_3 & S_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc+} \\ V_{dc-} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.30)$$

Avec :  $V_{dc} = V_{dc+} - V_{dc-}$

$V_{dc+}$  et  $V_{dc-}$  : Représentent les tensions des bornes de la source continue par rapport au point neutre m

Les tensions imposées à la machine sont :

$$\begin{cases} V_{am} = (V_{aN} + V_{Nm}) \\ V_{bm} = (V_{bN} + V_{Nm}) \\ V_{cm} = (V_{cN} + V_{Nm}) \end{cases} \dots\dots\dots (II.31)$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on a :

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0 \dots\dots\dots (II.32)$$

$$V_{am} + V_{bm} + V_{cm} = 3 \cdot V_{Nm} \dots\dots\dots (II.33)$$

D'où :

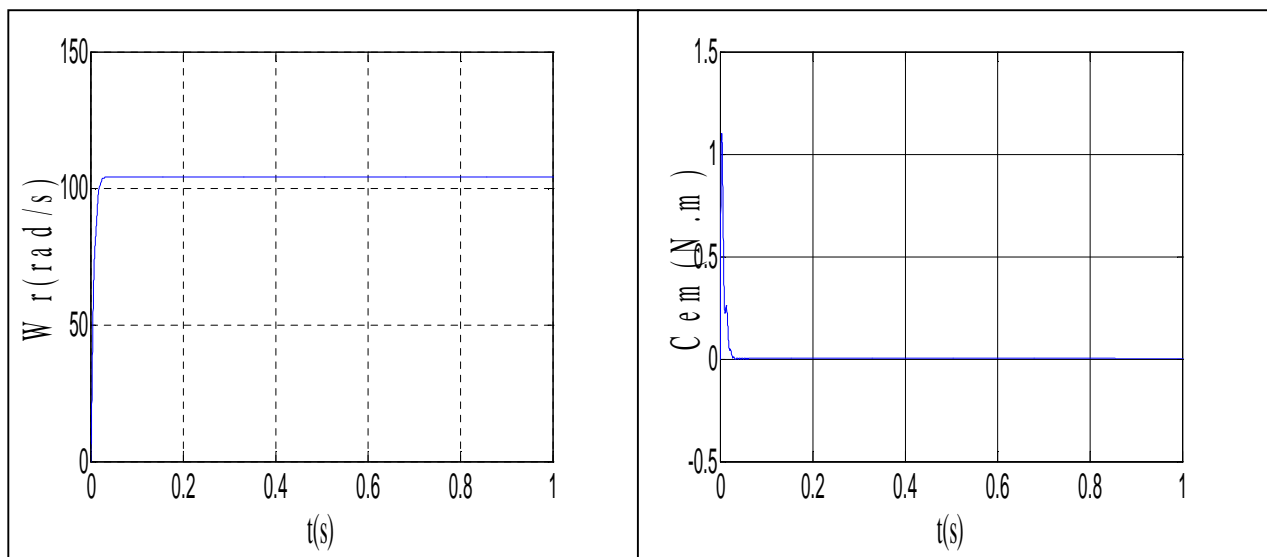
$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} (2 \cdot V_{am} - V_{bm} - V_{cm}) \\ V_{bN} = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} (V_{am} + 2 \cdot V_{bm} - V_{cm}) \dots\dots\dots (II.34) \\ V_{cN} = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} (V_{am} - V_{bm} + 2 \cdot V_{cm}) \end{cases}$$

Le système peut s'écrire sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.35)$$

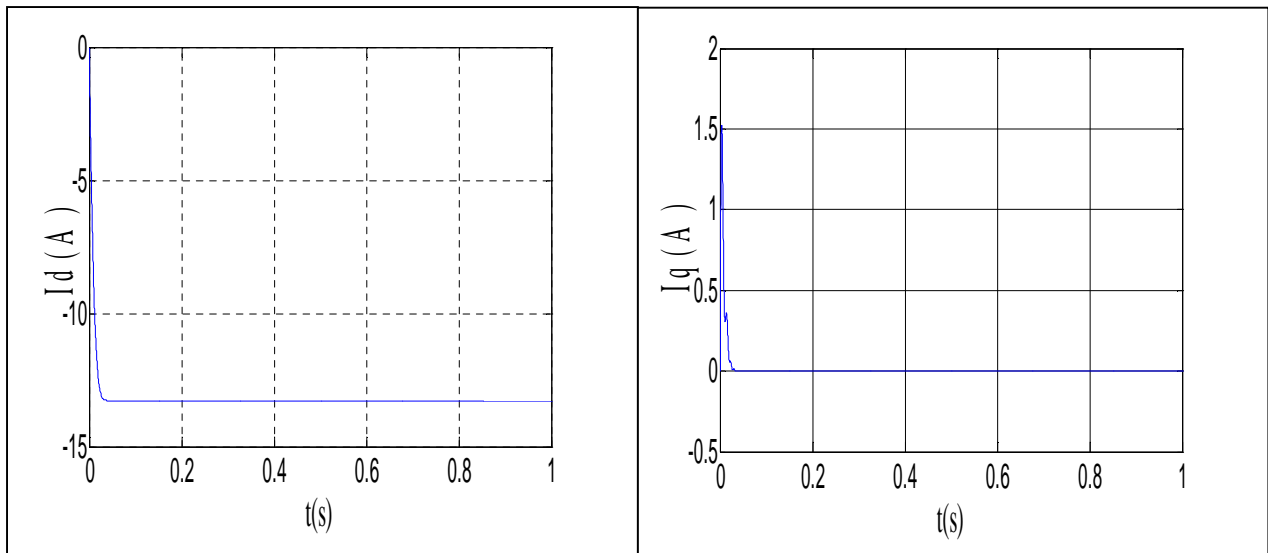
### II.13. simulation des différents modes de fonctionnement de la MSAP

Le but de la simulation est de valider le modèle adopté de la MSAP, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée par le réseau.



a) Vitesse de rotation

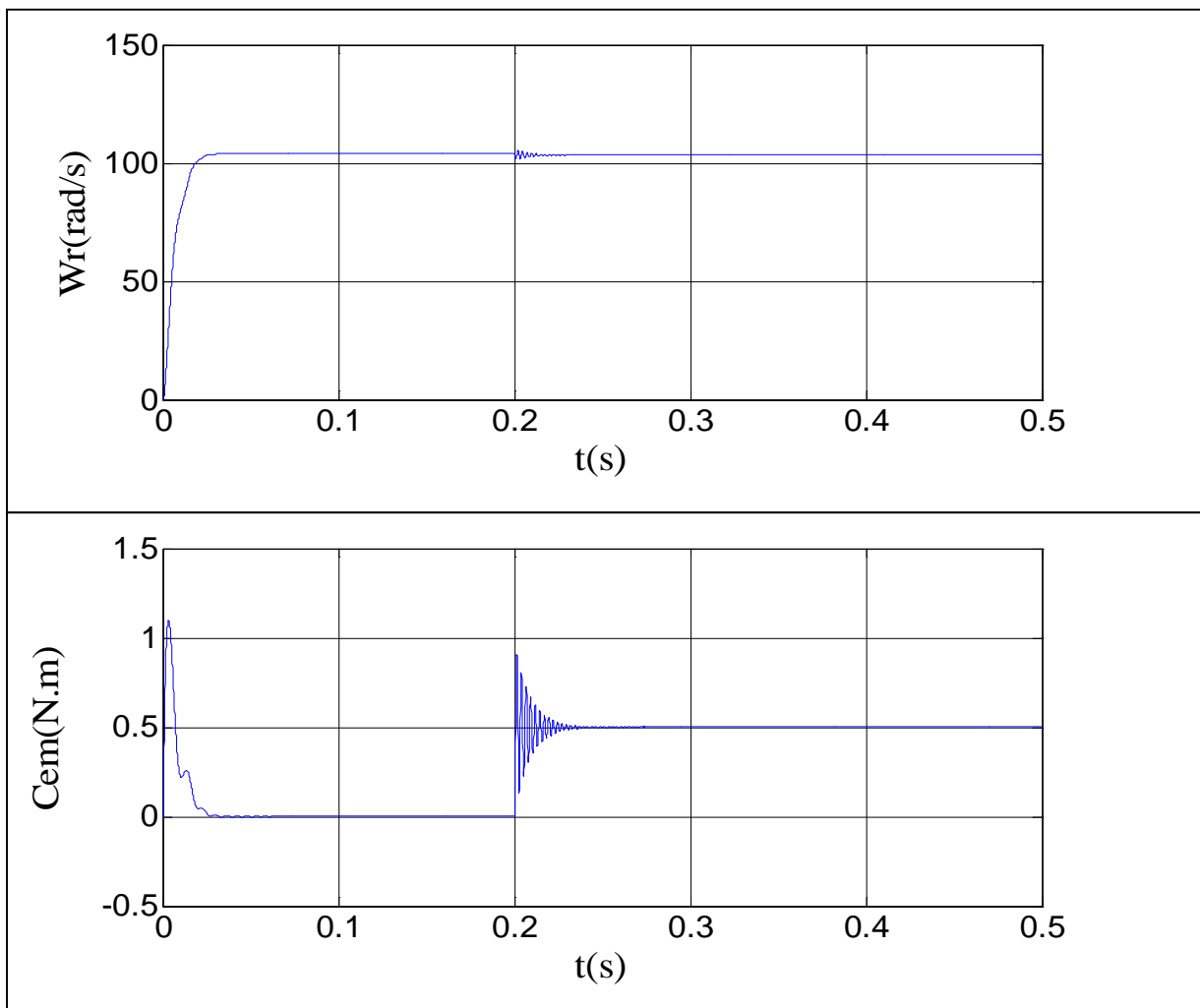
b) Couple électromagnétique



c) Courant Id

d) Courant Iq

Fig .II.9. Fonctionnement à vide de la MSAP



a) Vitesse de rotation et couple électromagnétique

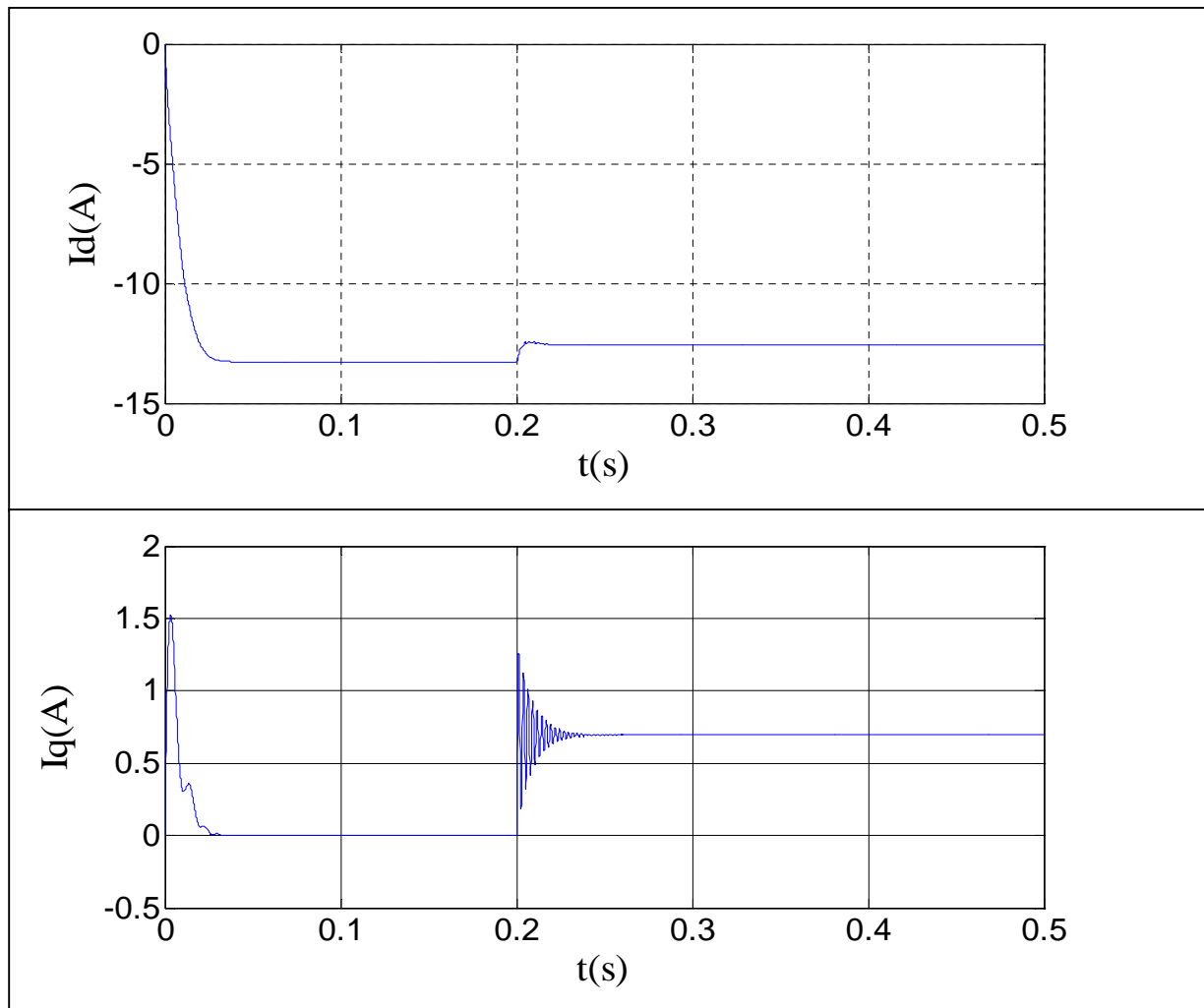
b) Courants  $I_d$  et  $I_q$ 

Fig .II.10. Fonctionnement en charge de la MSAP

## II.14. Interprétation des résultats

### -fonctionnement à vide

La vitesse atteint très rapidement le régime permanent ceci étant due à la faible inertie de la MSAP. Ce qui impose un temps de réponse très court. En régime permanents la vitesse reste constante et égale à la vitesse de synchronisme.

On note un couple de démarrage élevé, ce dernier est égal au couple de frottement une fois le régime permanent atteint.

De la même manière une fois le régime permanent est atteint, le courant  $I_q$  s'annule et le courant  $I_d$  se stabilise à la valeur -13.3 A.

### - **Fonctionnement en charge**

La réponse de la vitesse est identique à celle du fonctionnement à vide jusqu'à l'application du  $C_r = 0.5 \text{ N.m}$  à  $t=0.2 \text{ s}$ , lors de la présence de la perturbation de charge on constate que la vitesse reste constante, c'est une propriété de la machine synchrone puisque celle-ci fonctionne toujours à la vitesse de synchronisme.

On remarque également que le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de la charge.

Ces résultats montrent la très faible inertie de MSAP, une bonne maîtrise du couple et un fonctionnement avec vitesse stable au synchronisme même en présence de charge.

## **II.15. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à la présentation et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons présenté différentes structure concernant la construction de celle-ci du point de vue emplacement des aimants permanents. La modélisation de la MSAP nous a permis d'avoir un modèle de la machine. Une simulation numérique sur MATLAB/SIMULINK nous a permis de validé le modèle de la MSAP.

Le modèle ainsi conçu est utilisé pour l'élaboration de la commande vectorielle qui est l'objet du chapitre suivant.

### III.1. Introduction

De nombreuses techniques de commande des machines à courant alternatif on vu le jour et se perfectionnent au fur et à mesure que des progrès sont fait au niveau de l'électronique de puissance (diode, IGBT, GTO...) et de l'électronique numérique ( $\mu\text{p}$ , DSP...). Les techniques de commande scalaire sont remplacées par des techniques de commande vectorielles. Ces dernières sont de plus en plus précises et robustes.

Parmi les techniques de commande vectorielles, on distingue deux grandes catégories :

- ✓ La commande vectorielle à flux orienté
- ✓ La commande directe du couple(DTC)

La vitesse d'une machine est le résultat de l'antagonisme de deux couples :  $C_m$  (couple moteur) et  $C_r$  (couple résistant). Toutes les machines électriques développent un couple qui est le produit d'un courant par un flux.

La stratégie de pilotage théoriquement la plus évoluée pour une machine synchrone à aimants permanent est la commande vectorielle. L'objectif de celle-ci, est d'obtenir de la MSAP des performances comparables à celle de la machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple existe naturellement.

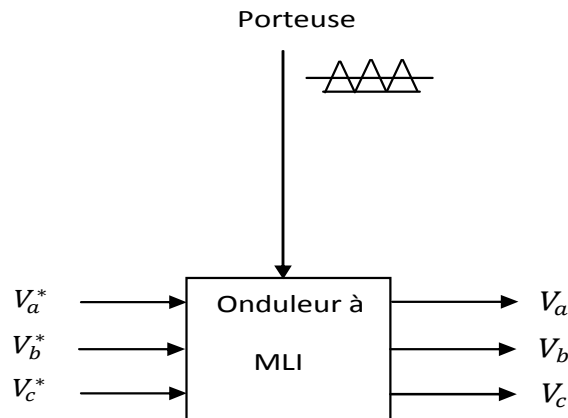
### III.2. Principe de la commande vectorielle

Quel que soit l'objectif de la commande (vitesse, position,...) il est nécessaire de contrôler instantanément le couple. Ceci peut se faire en agissant sur les courants statoriques réels soit en agissant sur leurs composantes directe et en quadrature [12]

La commande vectorielle consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Le modèle de la MSAP est non linéaire et il est couplé. En effet le couple électromagnétique dépend à la fois des grandeurs  $I_d$  et  $I_q$ . Si on compense les termes de couplage existant entre les axes d et q, la tension  $V_d$  permet de commander  $I_d$  et la tension  $V_q$  permet de commander  $I_q$  et donc le couple. On trouve ainsi une analogie avec la MCC. Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux statorique (réduire le courant à la seul composante  $I_q$ ). [13][14]

### III.3. Contrôle des courants par MLI

La figure (III.1) représente le schéma fonctionnel d'un onduleur de tension triphasé à commande MLI.



**Fig .III.1. Schéma bloc d'un onduleur à MLI**

La relation liant les tensions ( $V_a, V_b, V_c$ ) de sortie de l'onduleur aux tensions de références ( $V_a^*, V_b^*, V_c^*$ ) peut être exprimée tout simplement par un gain  $G$  [11].

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = G \begin{bmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots(III.1)$$

Avec :

$$G = \frac{V_{dc}}{2V_p} \dots\dots\dots(III.2)$$

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{V_{dc}}{2} \dots\dots\dots(III.3)$$

Où  $V_p$ : Amplitude de la porteuse

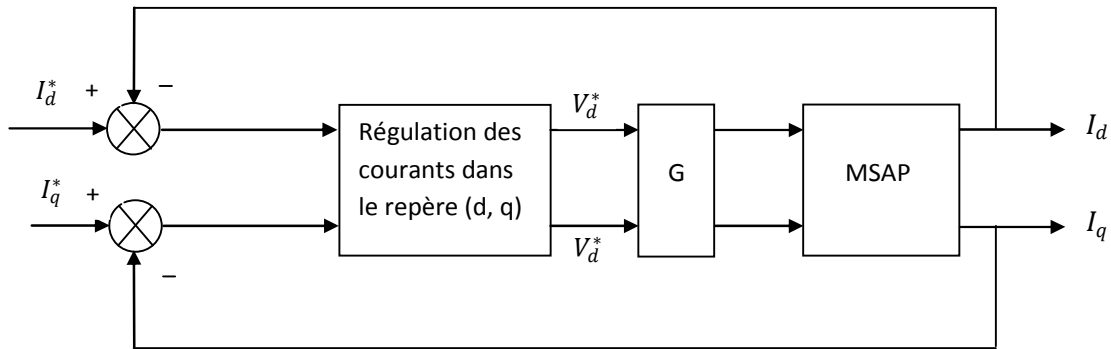
Et :  $V_{dc}$  : Tension de la source continue

Le contrôle des courants se fait par le calcul de  $V_d^*$  et  $V_q^*$  à partir des courants réels et de leurs références dans le repère (d, q). Il faut donc modéliser l'onduleur par une fonction de transfert qui lie les tensions d'entrée  $V_d^*$  et  $V_q^*$  aux tensions de sortie  $V_d$  et  $V_q$ .

En utilisant la transformation de Park on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = G \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots(III.4)$$

Après avoir modéliser, dans le repère de Park, l'onduleur et la machine, le schéma de principe du contrôle des courants est donné par la figure (III.2).



**Fig III.2 : Principe de la commande des courants dans le repère (d, q)**

Dans la stratégie de commande proposée dans la figure (III.2), les courants  $I_d$  et  $I_q$  sont obtenus à partir des courants réels de la position du rotor. Après comparaison de ces grandeurs ( $I_d$  et  $I_q$ ) avec les courants de référence dans le repère de Park, un algorithme de contrôle des courants (P, PI,...) permet de déterminer les références de tension ( $V_d^*$ ,  $V_q^*$ ). Ces grandeurs nous permettent d'obtenir les valeurs des références de tension ( $V_a^*$ ,  $V_b^*$ ,  $V_c^*$ ) moyennant la transformation inverse de Park. Ces dernières sont les tensions d'entrée de l'onduleur à MLI.

### III.3.1. découplage de la régulation des courants dans le repère (d, q)

La modélisation de la MSAP dans le repère de Park conduit à un système d'équations différentielles dont les coefficients varient avec le point de fonctionnement. Dans la mesure où il est intéressant de trouver une stratégie de commande directe du couple par le contrôle des courants  $I_d$  et  $I_q$ , la description du système global par un des équations d'états devient nécessaire.

L'écriture sous forme d'état est la suivante :

$$\dot{[x]} = [A][x] + [B][U] \dots\dots\dots(III.5)$$

Avec :

$[x]$  : vecteur d'état ;

$[U]$  : Vecteur des variables d'entrée ;



$$[x] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \omega \end{bmatrix}, \quad [U] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \dots\dots\dots(III.6)$$

Pour dimensionner les régulateurs de type PI, nous avons besoin d'un modèle linéaire. Dans la plupart des machines, la constante de temps mécanique est très grande devant les constantes de temps électrique. La vitesse peut être considéré comme constante pendant la variation des courants autour du point de fonctionnement. Ceci permet de découpler les équations électriques de l'équation mécanique [10]

Pour commander la MSAP, il est impératif de contrôler le couple, celui-ci dépend uniquement des composantes des courants statoriques dans le repère (d, q), il faut donc maîtriser ceux-ci.

Comme on peut le remarquer, les courants  $I_d$  et  $I_q$  dépendent simultanément des grandeurs d'entrée  $V_d$  et  $V_q$ . Nous avons un système multi variables 2 entrées et 2 sorties couplées. Ce couplage entraîne une variation du courant  $I_d$ , lors des variations du courant  $I_q$  et vice-versa. Il existe plusieurs méthodes de compensation de ce couplage.

Pour découpler l'évolution des courants  $I_d$  et  $I_q$  par rapport aux commandes nous allons définir des termes de compensations  $e_d$  et  $e_q$  tel que :

$$V_d' = V_d + P \cdot \omega_r L_q \cdot I_q = R_s \cdot I_d + L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} = V_d - e_d \dots\dots\dots(III.7)$$

$$V_q' = V_q - P \cdot \omega_r \cdot L_d \cdot I_d + \omega_r \cdot \phi_f = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} = V_q - e_q \dots\dots\dots(III.8)$$

Avec  $e_d = P \cdot \omega_r L_q \cdot I_q$

Et  $e_q = P \cdot \omega_r \cdot L_d \cdot I_d + P \cdot \omega_r \cdot \phi_f$

Avec les nouvelles entrées  $V_d'$  et  $V_q'$ , on appliquant la transformation de Laplace aux équations (III.7) et (III.8) nous pouvons définir deux transmittances variables :

$$\frac{I_d(s)}{V_d'(s)} = \frac{1}{R_s + L_d s} \dots\dots\dots(III.9)$$

$$\frac{I_q(s)}{V_q'(s)} = \frac{1}{R_s + L_q s} \dots\dots\dots(III.10)$$

Les courants  $I_d$  et  $I_q$  sont découplés. Le courants  $I_d$  ne dépend plus que de  $V_d'$  alors que  $I_q$  dépend uniquement de  $V_q'$ . Avec ce découplage nous obtenons le schéma bloc suivant :

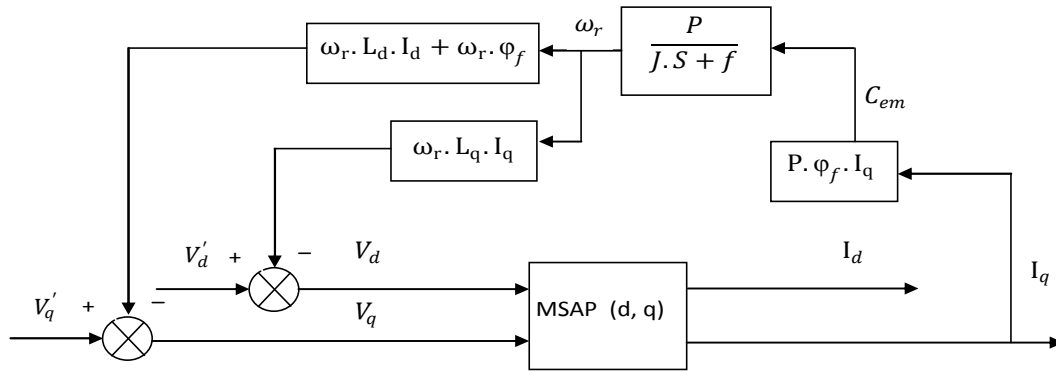


Fig III.3. Découplage de la commande des courants dans le repère (d, q)

### III.3.2. Dimensionnement des régulateurs de courant

Le rôle essentiel du régulateur sera de compenser les constantes de temps dominantes et de réduire l'ordre du système global. Cela à pour but d'améliorer les performances statiques du circuit de réglage, c'est-à-dire obtenir un système stable et bien amorti [11]. Le schéma de régulation est donné par la figure (III.4) :

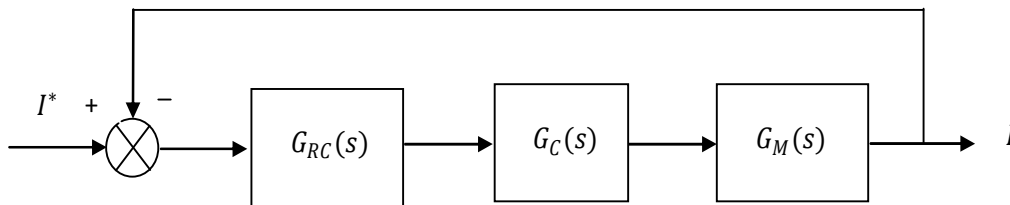


Fig III.4. Schéma de principe de la régulation de courant

L'organe de commande est caractérisé par la fonction de transfert :

$$G_C(s) = \frac{G}{1+s \cdot T_{ech}} \dots \dots \dots (III.11)$$

Avec :

$$G = \frac{V_s}{2 \cdot V_p} : \text{Gain représentant l'onduleur à commande MLI ;}$$

\$T\_{ech}\$ : Est la période d'échantillonnage (\$T\_{ech}=T\_p\$).

La machine est caractérisée par la F.T :

$$G_M(s) = \frac{1/R_s}{1+s \cdot \tau_e} \dots \dots \dots (III.12)$$

Avec : \$\tau\_e = L\_s/R\_s\$ constante de temps électrique.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est :

$$F.T.B.O = \frac{H}{(1+T_{ech}.s).(1+\tau_e.s)} G_{RC}(s) \dots \dots \dots (III.13)$$

Avec :  $H = G/R_s$

Le système à réguler est caractérisé par deux constantes de temps, l'une dominante et l'autre petite  $T_{ech}$ . De ce fait il faut faire appel à un régulateur PI, dont la fonction de transfert est donnée par :

$$G_{RC}(s) = \frac{(1+T_n.s)}{T_i.s} = K_p + \frac{K_i}{s} \dots \dots \dots (III.14)$$

Pour déterminer les paramètres du régulateur, on applique le critère de Méplat, dont lequel la constante de temps dominante  $\tau_e$  est compensée par  $T_n$  tel que :  $T_n = \tau_e$  [11][12].

Pour un ajustement optimal, la constante de temps  $T_i$  doit être choisie comme suit :

$$T_i = 2. H. T_{ech}$$

En introduisant  $T_n$  et  $T_i$  on aura :  $K_p = \frac{T_n}{T_i}$  et  $K_i = \frac{1}{T_i} \dots \dots \dots (III.15)$

Les régulateurs dans le repère de Park  $G_d(s)$  et  $G_q(s)$  introduits dans la boucle de régulation s'écrivent respectivement :

$$G_d(s) = \frac{K}{s} (1 + \tau_d.s) \quad \text{et} \quad G_q(s) = \frac{K}{s} (1 + \tau_q.s) \dots \dots \dots (III.16)$$

Avec  $K = 1/(2.H.T_{ech})$

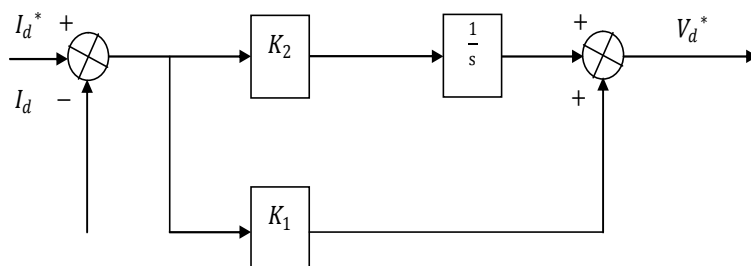
Comme il s'agit d'une MSAP à pôles lisses ( $\tau_d = \tau_q = \tau$ ) alors les régulateurs dans les axes d et q sont identiques :  $G_d(s) = G_q(s) = C(s)$ .

On aura alors :  $C(s) = \frac{K}{s} (1 + \tau.s)$  avec  $\tau = \frac{L_s}{R_s}$  ( $L_d = L_q = L_s$ )  $\dots \dots \dots (III.17)$

Le régulateur PI utilisé dans notre simulation est de la forme :

$$K_1 \left( 1 + \frac{K_2}{s} \right)$$

Le schéma bloc correspondant est dressé ci-dessous :



**Fig III.5. Schéma d'une régulation PI**

### III.4. Régulation de vitesse

Dans cette régulation, il est nécessaire de faire la synthèse de deux régulateurs  $K_d$  et  $K_q$ . ceux-ci étant définis, un troisième régulateur assurera la commande de la vitesse en fournissant la consigne de couple (référence  $I_q^*$ ) à la boucle  $I_q$ .

L'équation mécanique correspondant à la MSAP est :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + F\Omega \dots \dots \dots (III.18)$$

#### III.4.1. Détermination des tensions de référence

la référence du courant est générée à la sortie d'un régulateur de vitesse du type PI à deux boucles. Pour travailler à couple maximum, on impose la déphasage du courant par rapport à la f.é.m à zéro [12][13].

$$\text{On pose } V = \sqrt{\frac{2}{3} \sqrt{(V_d^*)^2 + (V_q^*)^2}} \quad \delta^* = \tan^{-1} \left( -\frac{V_d^*}{V_q^*} \right)$$

Les tensions  $V_d^*$  et  $V_q^*$  sont déterminées à partir des équations électriques de la machine au régime permanent. A partir des équations :

$$\varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \quad \varphi_q = L_q I_q$$

$$\text{Et en imposant } I_d \text{ nul, on obtient : } \begin{cases} V_d^* = \omega^* \cdot L_q \cdot I_q^* \\ V_q^* = R_s \cdot I_q^* + \omega^* \varphi_f \end{cases} \dots \dots \dots (III.19)$$

En appliquant la transformation de Park inverse, on aura :

$$\begin{cases} V_a^* = V \sin(\theta + \delta^*) \\ V_b^* = V \sin\left(\theta + \delta^* - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c^* = V \sin\left(\theta + \delta^* + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \dots \dots \dots (III.20)$$

#### III.4.1. Dimensionnement des régulateurs de vitesse

Concernant la régulation de vitesse, elle génère le courant de référence  $I_q^*$ , comme illustré sur la figure (III.6)

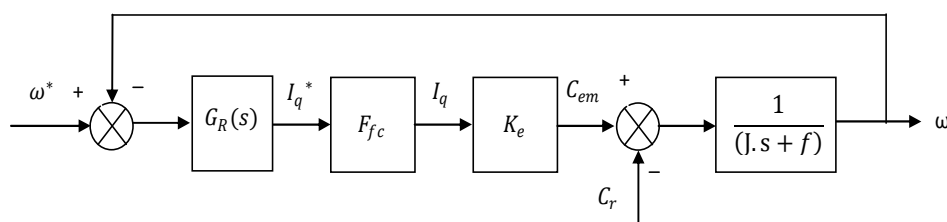


Fig III.6. Schéma de principe de la régulation de vitesse

$$\text{Tel que : } F_{fc} = \frac{I_q}{I_q^*} = \frac{H}{H+T_i.s} = \frac{H}{H+2.H.T_{ech}.s} = \frac{1}{1+2.T_{ech}.s} = \frac{1}{1+\tau_c.s}$$

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est :

$$F_{o\omega} = \frac{K_e}{(J.s+F).(1+\tau_c)} G_R(s), \quad \tau_c = 2.T_{ech} \quad K_e = P.\phi_f$$

Avec :  $\tau_c$  la constante de temps de la boucle de courant.

$$\text{La relation précédente peut s'écrire } F_{o\omega} = \frac{K_e/F}{(1+\tau_m.s).(1+\tau_c.s)} G_R(s)$$

où :  $\tau_m = J/F$  est la constante de temps mécanique.

La fonction de transfert du régulateur est donnée par :

$$PI = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{1+T_n.s}{T_i.s}$$

### III.4.2. Méthode de compensation des pôles

$$\tau_n = \frac{K_p}{K_i} = \tau_m$$

$$\text{La F.T.B.O.} = \frac{K_e/F.(1+\tau_n.s)}{T_i.s(1+\tau_m.s).(1+\tau_c.s)} = \frac{K_e/F}{T_i.s(1+\tau_q.s)}$$

$$\text{La F.T.B.F.} = \frac{(K_e/F).(1/T_i.\tau_q)}{s^2+(1/\tau_q).s+(K_e/F).(1/T_i.\tau_q)} = \frac{\omega_0}{s^2+2.\omega_0.\xi.s+\omega_0^2}$$

$$\omega_0^2 = K_e \frac{1}{F} \frac{1}{\tau_q T_i} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{1}{2.\tau_q.\omega_0}$$

Le coefficient d'amortissement :  $\xi=0.7$  pour de bonnes performances dynamiques.

Avec :  $\omega_0$  est la fréquence propre non-amortie.

$$T_i = K_e \cdot \frac{1}{F} \cdot \frac{1}{\tau_q} \cdot \frac{1}{\omega_0^2} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{1}{2.\xi.\tau_q}$$

La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée.

Afin d'éviter ces inconvénients, il s'avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti-reset-windup (anti remise de l'emballement).

Comme le dimensionnement de ce régulateur est très compliqué, nous procédons par des simulations pour régler le correcteur de vitesse. La méthode utilisée est du type essai erreur - dépassement.

### III.5. Description du système global

La figure (III.7) représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

La référence de courant  $I_d^*$  est fixée et la sortie du régulateur de vitesse  $I_q^*$  constitue la consigne de couple  $C_{em}^*$ . Les références des courants  $I_d^*$  et  $I_q^*$  sont comparées séparément aux courants réels de la machine. Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références  $V_d^*$  et  $V_q^*$ .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence de courant  $I_q^*$ . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant  $I_d^*$  est imposé nul dans notre cas, la machine étant à pôles lisses. Les sorties de la régulation des courants  $I_d^*$  et  $I_q^*$ , après application de la transformation Park inverse, servent de références des tensions ( $V_a^*$ ,  $V_b^*$ ,  $V_c^*$ ) pour la commande de l'onduleur à MLI.

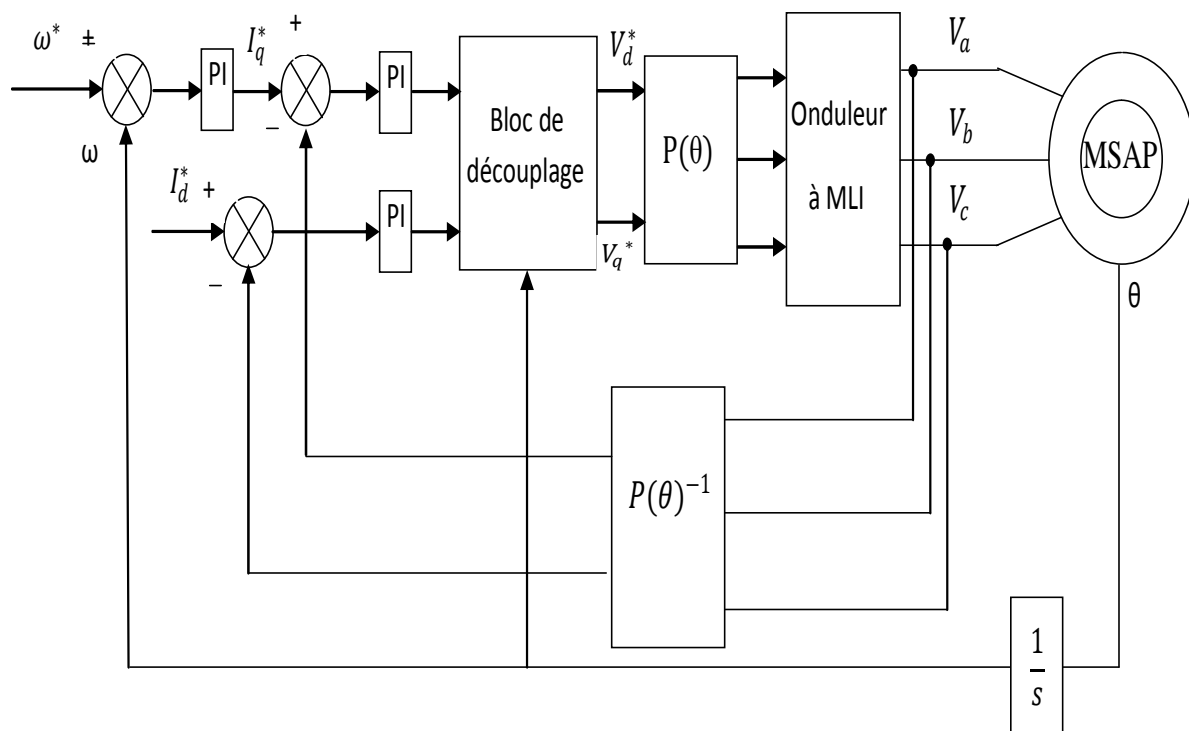
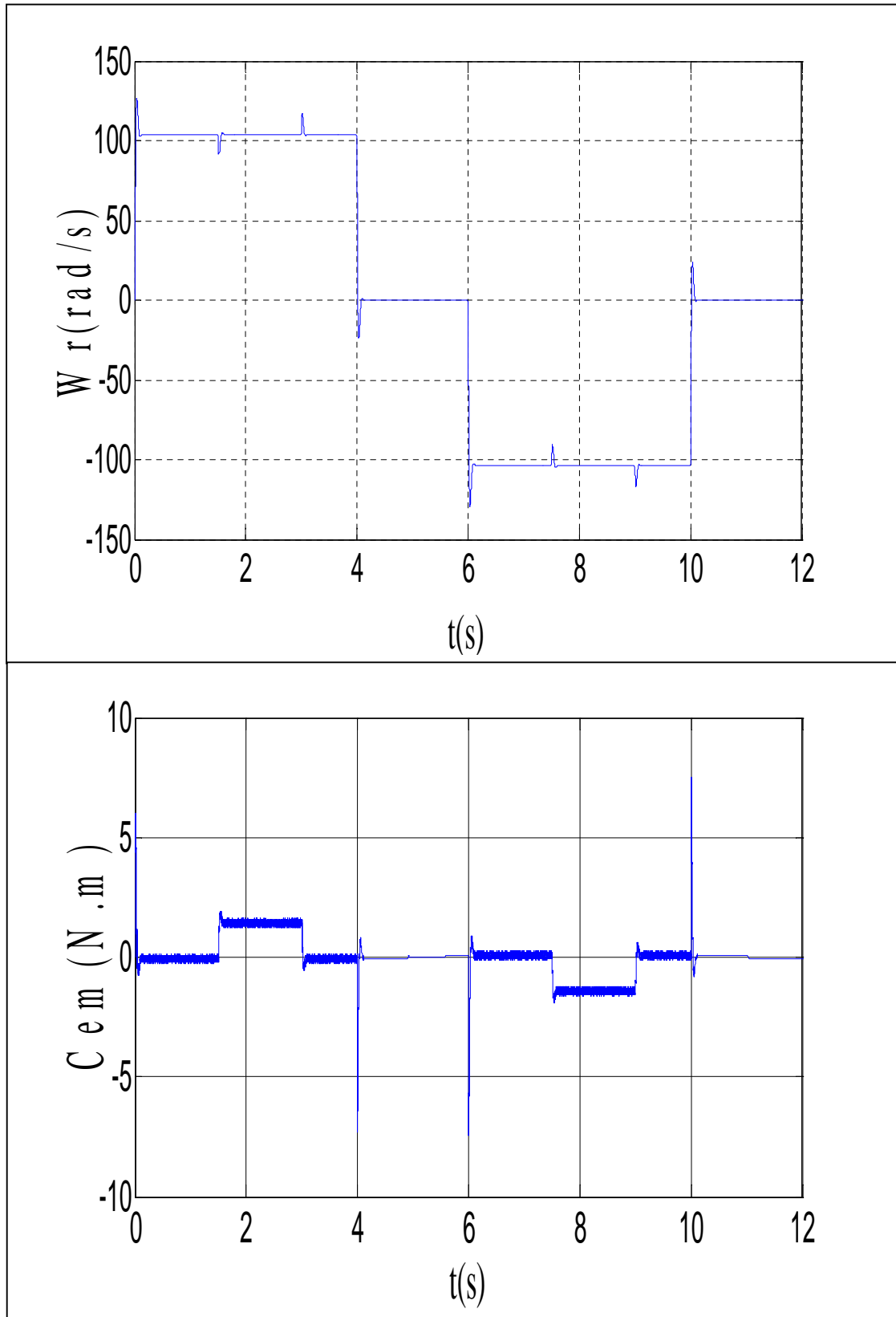


Fig III.7. Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

**III.6. Résultats de simulation de la commande vectorielle****Fig III.8. Vitesse de rotation et couple électromagnétique**

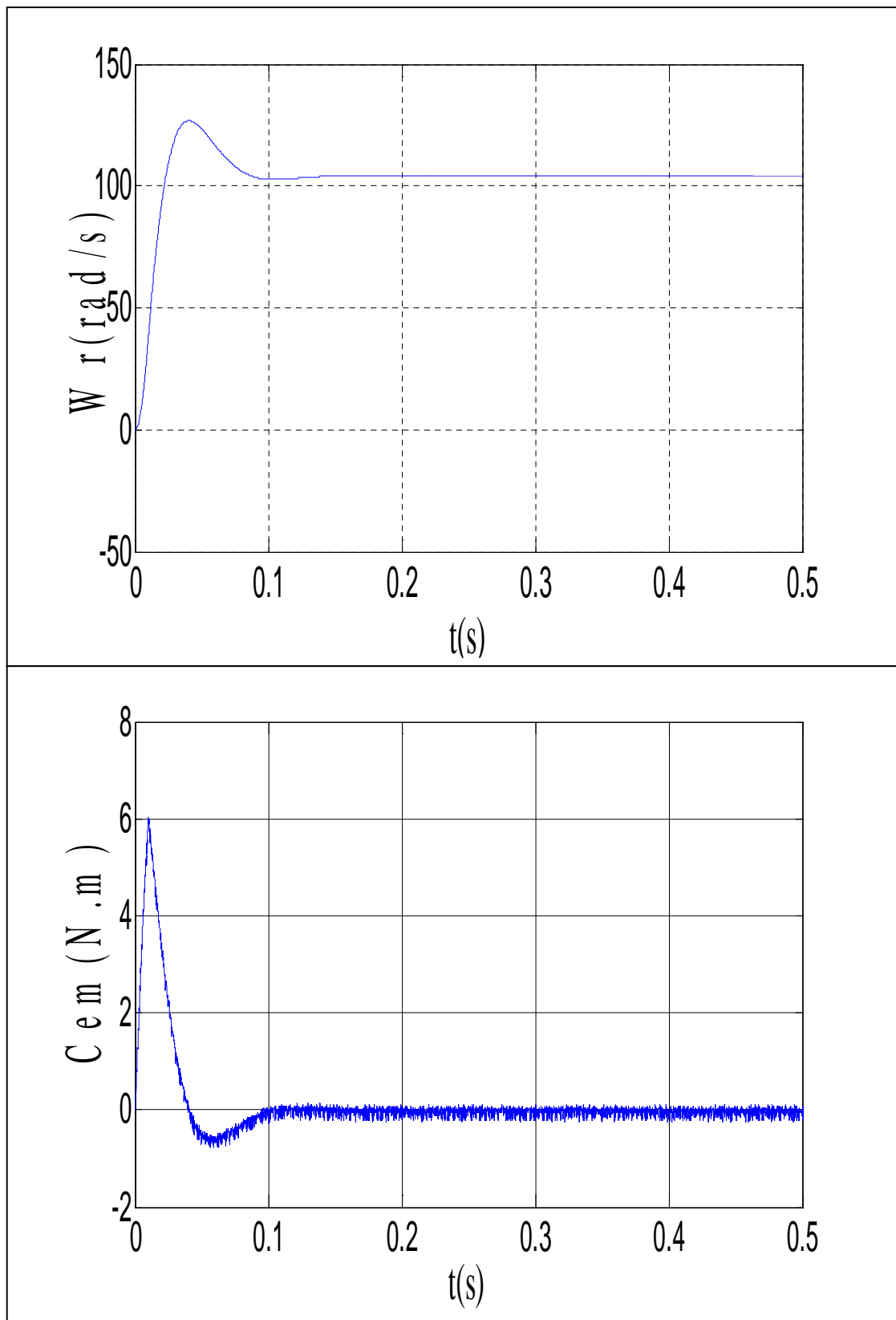
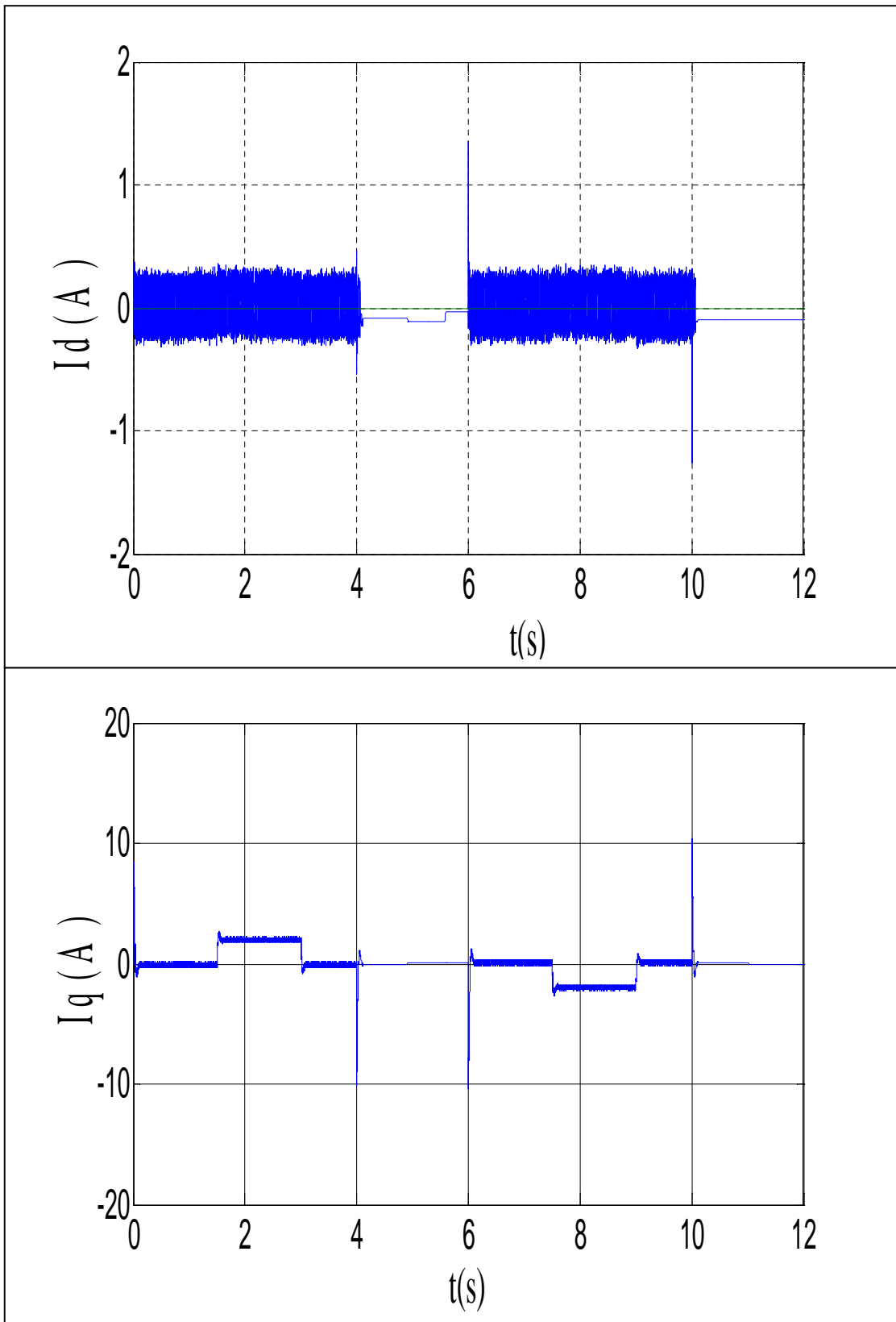


Fig III.9. Zoom le régime transitoire de la vitesse et du couple électromagnétique



Fig III.10. Courants  $I_d$  et  $I_q$

### III.7. interprétation des Résultats de simulation de la commande vectorielle

La figure (III.8) montre que la vitesse suit parfaitement la référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et ça malgré l'application du couple de charge et l'inversion du sens de rotation, l'effet de perturbation est rapidement éliminé Fig (III.9). Le couple électromagnétique développé est égale au couple de charge appliqué, on constate que le couple de démarrage est élevé (6 N.m), on peut remarquer aussi la présence des ondulations à cause de l'utilisation de l'onduleur de tension MLI avec quelque variation au instant  $t=4$  secondes,  $t=6$  secondes et  $t=10$  secondes, et cela est dû à la variation brusque de la vitesse.

Dans la figure (III.10), on constate que le courant  $I_q$  augmente pendant la phase de démarrage puis diminue pour atteindre une valeur constante. En régime permanent et après application du couple de charge, le courant  $I_q$  est proportionnel au couple de charge. Par ailleurs, le courant  $I_d$  est maintenu égal à zéro et il suit la consigne pendant tout le cycle de fonctionnement. D'après cette figure, on remarque que les courants  $I_d$  et  $I_q$  sont bien réglés, par conséquent la commande est robuste vis-à-vis des variations brusques de la charge. Ces résultats montrent bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP ( $I_d = 0$ ).

### II.7. Conclusion

A travers ce chapitre, on a présenté le principe de la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents. Ainsi que sont application au système.

Le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes d et q ce qui rend la MSAP similaire à la machine à courant continu. Le réglage de vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur PI classique permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

Les résultats de simulation de l'application de la commande vectorielle à la MSAP, donnent de bonnes performances dynamique et statique et montre sa robustesse vis-à-vis des variations de charge.

### Conclusion générale

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'autopilotage de la MSAP alimentée par onduleur de tension MLI est commandée par la commande vectorielle.

Dans le premier chapitre nous avons présenté l'étude et la modélisation d'un onduleur de tension commandé par MLI, le choix de cette technique nous a permis d'optimiser le fonctionnement de la MSAP en éliminant le maximum d'harmoniques de rang faible. A la fin du chapitre on a donné les résultats de simulation de l'onduleur commandée par MLI.

Dans le deuxième chapitre, nous sommes passés à la modélisation de la MSAP à pôles lisses dans le repère de Park (d, q) qui permet la mise sous forme d'équation d'état la machine alimentée par tension. A partir de la, nous avons validé le modèle mathématique dans un environnement MATLAB/SIMULINK.

A la fin de ce chapitre, nous avons montré les résultats de simulation de machine MSAP alimentée par réseau de tension alternative à vide, ainsi qu'après application d'un couple résistant.

Au troisième chapitre, nous avons donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. Cette dernière permet d'imposer à la MSAP un comportement semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. En dernier lieu nous avons simulé le système global onduleur-MSAP utilisant la commande vectorielle avec une régulation de vitesse.

Les performances dynamiques obtenues par le réglage de la vitesse de la MSAP sont très satisfaisantes. La perturbation est rejetée en un temps très court, ce qui vérifie le comportement correct des régulateurs PI et le système possède un temps de réponse satisfaisant.

Ce travail peut être amélioré, nous proposons donc quelques perspectives pour des travaux futurs :

- La suppression des capteurs de vitesse à l'aide des techniques d'estimation ou d'observation de l'automatique.
- En fin la réalisation expérimentale en temps réel sur une plate forme d'essais équipée de l'environnement Dspace.

## Bibliographie

---

- [1] L.E. Radaorozandry « Conception et optimisation des machines synchrones avec des modèles analytiques en tenant compte de la saturation magnétique » mémoire présenté à la faculté des études supérieures de l'université Laval dans le cadre du programme de maîtrise des sciences. université Laval Québec.2004.
- [2] Romain Delphoux « *Contribution à l'identification, l'estimation et la commande de moteurs synchrones à aimants permanents* » I.E.E Transactions on industrial Electronics , Vol.46, février 1999.
- [3] G.Pasqualini : *Alimentation par c statique, régimes transitoires*. Technique de l'ingénieur, D3562.1997.
- [4] N. Taib « application des convertisseur matriciels a la commande des machines à courant alternatif », mémoire magister, Bejaia 2004.
- [5] K. Ghedamsi : « *contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence application à la conduite de la machine synchrone* ».Thèse doctorat ENP année 2008.
- [6] Bruno.F « *Formalisme de modélisation et de synthèse des appliquée aux convertisseurs statiques à structure matriciels* ». Thèse de doctorat, Université des sciences et technologie de Lille, Janvier 1996.
- [7] F.Gruson « *Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse* ». Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, Décembre 2010.
- [8] F.Labrique, G.Segulier, R.Baurier « *Les convertisseurs de l'électronique de puissance volume 4* » La conversion continu-alternatif, édition TEC&DOC Levoisier 2<sup>ème</sup> édition 1995.
- [9] T. Rekioua « *Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents* ». Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy 1991.
- [10] H.Ziane « *commande vectorielle des machine synchrones à aimants permanents(MSAP)* :  
- *Effet et compensation du temps mort de l'onduleur*  
- *Commande sans capteur mécanique* ». Thèse de magistère 2002, Université A/M de Bejaia.
- [11] M.Vial « *Electricité professionnelle tome 2-moteurs et systèmes de commande* ». Editions Nathan 1996 ISBN.
- [12] H.Aid, W.Aina « *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entrainement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents* » mémoire de master, Octobre 2013. Université Abou Bekr Belkaid deTlemcen.
- [13] S. ALLOUNE et K. IDJDARENE « *Etude de la commande vectorielle de la machine synchrone double étoile* ». Projet de fin d'études d'ingénieur en électrotechnique, 2002. Université A/M de Bejaia.

## Bibliographie

---

[14] H.Trabelsi et B.SALHI «*Commande de vitesse d'une machine synchrone alimentée par un onduleur de tension à commande MLI*».Projet de fin d'études d'ingéniorat 1998, U A/M de Bejaia

## Annexe

### Paramètre de la MSAP

Puissance nominale	400 W
Couple nominal	1.5 N.m
Vitesse nominale $\omega_r$	104 rad/s
Tension nominale	120 V
Résistance statorique $R_s$	5.2
Inductance statorique direct et quadratique $L_d, L_q$	21.5 m.H
Flux des aimants $\phi_f$	0.24 Wb
Moment d'inertie (J)	$85 \cdot 10^{-6}$ N.m. s <sup>2</sup> /rad
Coefficient de frottement	$10^{-6}$
Nombre de paires de pôles P	3
Fréquence nominale	50 Hz

### Paramètre des régulateurs PI

Gain proportionnel des régulateurs de courants ( $I_d$ et $I_q$ ) $K_p$	20
Gain proportionnel des régulateurs de courants ( $I_d$ et $I_q$ ) $K_i$	1500
Gain proportionnel du régulateur de vitesse $K_p$	0.25
Gain intégrale du régulateur de vitesse $K_i$	15