

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR - ANNABA  
BADJI MOKHTAR – ANNABA UNIVERSITY



جامعة باجي مختار – عنابة

Faculté : Sciences de l'ingénierat

Département : Electrotechnique

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Électrotechnique industriel

## Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du Diplôme de Master

Thème:

**Etude et simulation d'une machine asynchrone alimenté par un onduleur de tension a commende MLI**

Présenté par : *GUERFI KHOUTHIR*

*MALLEM AHMED OUSSAMA*

Encadrant : *OURICI AMEL*

*Professeur*

BADJI Mokhtar - Annaba

### Jury de Soutenance :

CHINE ABDELGHANI	MCA	BADJI Mokhtar - Annaba	Président
OURICI AMEL	MCA	BADJI Mokhtar - Annaba	Encadrant
SOLTANI FATMA	MCA	BADJI Mokhtar - Annaba	Examineur

Année Universitaire : 2020/2021

# *Dédicace*

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de M'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées*

*Je dédie ce modeste travail :*

***A mes très chers parents,** que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leur encouragements et les sacrifices qu'ils ontendurés.*

***A mes frères: Seif et Mouhamed el Amine et Abdrraouf***

*A ma grande famille **Guerfi et Guerfa***

***Aux chers amis: oussama , bakaka , billel tarek ,brahim,smail,zakaria,nadir,aimen,yahia,ali***

*A tous les amis (es) d'études surtout ceux D'électrotechnique*

*promotion juin 2021*

***Guerfi Kouthir***

# *Dédicace*

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de M'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées*

*Je dédie ce modeste travail :*

***A mes très chers parents,** que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leur encouragements et les sacrifices qu'ils ontendurés.*

***A mes frères :** Rami et Adem et Zakaria*

***A ma femme***

*A ma grande famille Mallem et Zaafour*

***Aux chers amis :rassim***

***,bakaka,tarek,brahim,smail,zakaria,nadir,yahia,fares,ali,ilyes,  
bilel***

*A tous les amis (es) d'études surtout ceux D'électrotechnique*

*promotion juin 2021*

***Mallem ahmed oussama***

## ***REMERCIEMENT***

*Tout d'abord, nous remercions Dieu le tout Puissant qui nous a donné la force et la volonté pour réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons à exprimer nos remerciements à notre encadreur madame « Ourici Amel », pour avoir accepté de nous encadrer tout au long de ce travail, pour sa disponibilité, son amabilité, ses conseils et suggestions .*

*Nous remercions également les membres de jury :*

*« Chine Abdelghani »*

*« Soltani Fatma »*

*D'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance de notre MEMOIRE DE MASTER.*

*Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire « et Notre chef de département*

*Enfin, nous remercions Nos amis aussi.*

# *Sommaire*

## *Chapitre I: Etude et fonctionnement de la machine asynchrone*

I – Introduction générale :.....	(01)
I-1-Généralités sur le moteur asynchrone triphasé :.....	(05)
I -1-1- Introduction: .....	(05)
I -1-2- Constitution du moteur Asynchrone :.....	(05)
I -1-3-différents types de rotors:.....	(07)
I -1-4-Principe de fonctionnement :.....	(08)
I -1-5-Glisement d'une machine asynchrone :.....	(09)
I -2- Démarrage du moteur asynchrone :.....	(09)
I-2-1-Introduction :.....	(09)
I -2-2-Modos de démarrages :.....	(09)
I -2-2-1-démarrage direct :.....	(09)
I -2-2-2-Démarrage Statorique :.....	(11)
I -2-2-3-Démarrage rotorique :.....	(12)
I -2-2-4-Démarrage par Auto-transfofmateur :.....	(14)
I -2-2-5-démarrage étoile- triangle :.....	(16)
I -3-La variation de la vitesse dans les MAS :.....	(18)
I -3-1 Quadrants de fonctionnements :.....	(18)
I -3-2-Réglage par variation de tension :.....	(18)
I -3-3 Réglage par action sur le glissement :.....	(19)
I -3-4- Réglage par variation de la vitesse :.....	(19)

I -4-Freinage des moteurs asynchrones :.....	(19)
I -4-1- Freinage à contre-courant :.....	(19)
I -4-2-Freinage par injection du courant continu: .....	(19)
I -4-3- Freinage par fonctionnement en hyper synchrone :.....	(20)
I -4-4-Freinage par fonctionnement en génératrice asynchrone :.....	(20)
I -5- Conclusion:.....	(20)

## **Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone**

II - 1-Introduction .....	(22)
II -2- Hypothèses simplificatrices: .....	(23)
II-2-1- Equation électrique:.....	(23)
II -2-2- Equation magnétique:.....	(25)
II -2-3- Equation mécanique:.....	(26)
II -3- Transformation de Park:.....	(27)
II-3-1- Principe de la transformation de Park:.....	(27)
II-3-2- Application de la transformation de Park au modèle de la M.AS:....	(28)
II-3-3- Choix du repère (d, q):.....	(31)
II -3-4- Référentiel fixe par rapport au stator:.....	(31)
II-3-5- Référentiel fixe par rapport au rotor:.....	(31)
II-3-6- Référentiel fixe par rapport au champ tournant:.....	(32)
II -4- Simulation de la machine asynchrone:.....	(32)
II -4-1- Schéma de simulation:.....	(33)
II-4-2- Résultats de simulation:.....	(33)
II-4-3- Interprétation:.....	(35)
II-5- Conclusion:.....	(35)

## **Chapitre III: Etude De L'onduleur De Tension triphasé**

<b>III -1-NOTIONS SUR LES ONDULEURS :</b>	<b>(37)</b>
<b>III -2-Les applications des onduleurs :</b>	<b>(37)</b>
<b>III -2-1-Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone :</b>	<b>(38)</b>
<b>III -2- 2-Alimentation de secours :</b>	<b>(39)</b>
<b>III -2-3-Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes :</b>	<b>(39)</b>
<b>III -3-CLASSIFICATIONS DES ONDULEURS :</b>	<b>(40)</b>
<b>III -3-1-Onduleurs non autonomes :</b>	<b>(40)</b>
<b>III -3-2-Onduleurs autonomes :</b>	<b>(40)</b>
<b>III -3-2-1-Onduleurs (autonomes) de tension :</b>	<b>(40)</b>
<b>III -3-2-2-Onduleurs (autonomes) du courant :</b>	<b>(40)</b>
<b>III -3-3-Onduleurs à résonance :</b>	<b>(41)</b>
<b>III -4-Types d'onduleurs autonomes de tension :</b>	<b>(41)</b>
<b>III -4-1- Les onduleurs monophasés :</b>	<b>(41)</b>
<b>III -4-2 -Les onduleurs triphasés :</b>	<b>(42)</b>
<b>III -5-Les onduleurs multi niveaux :</b>	<b>(43)</b>
<b>III -6-Principe de fonctionnement des onduleurs triphasés :</b>	<b>(44)</b>
<b>III -7-Types de commandes :</b>	<b>(44)</b>
<b>III -7-1-Commande en MLI des onduleurs triphasés :</b>	<b>(44)</b>
<b>III -8-La Modulation de largeur d'impulsion :</b>	<b>(45)</b>
<b>III -8-1-Définition :</b>	<b>(45)</b>
<b>III -8-2-Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI):</b>	<b>(46)</b>
<b>III -8-3-Types de Modulation :</b>	<b>(47)</b>
<b>III -8-3-1-Modulation naturelle :</b>	<b>(47)</b>
<b>III -8-3-2-Modulation Régulière :</b>	<b>(47)</b>

III -8-4-Technique de production d'onde MLI :.....	(48)
III -8-4-1-Technique analogique :.....	(48)
III -8-4-2-Technique numérique :.....	(48)
III -8-4-3-Technique hybride :.....	(48)
III-8-5-Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions :.....	(50)
III -9-CONCLUSION .....	(53)

**Chapitre IV: Commande vectorielle et Association machine asynchrone onduleur**

IV.1. Commande vectorielle d'une machine asynchrone :.....	(55)
IV.1.1 Introduction:.....	(55)
IV.1.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF):.....	(55)
IV.1.3 Principe du contrôle par flux orienté :.....	(57)
IV.1.4. Types de la commande vectorielle: .....	(60)
IV.1.4.1.Commande vectorielle directe: .....	(60)
IV .1.4.2 Commande vectorielle indirecte: .....	(61)
IV 1.5 .Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension.....	(61)
IV.1.5.1. Expression générale du moteur: .....	(61)
IV.1. 5.2 Système d'équations liées au flux rotorique:.....	(62)
IV.1.5.3 Découplage entré-sortie: .....	(63)
IV.1.5.3.1 Découplage par compensation:.....	(63)
IV.1.6 Régulation: .....	(64)
IV.1. 6.1 Régulation de Courant : .....	(65)
IV. 1.6.2 Régulation De Vitesse : .....	(67)
IV.1.7 Mode Défluxage : .....	(67)



<b>IV.1. 8 Simulation numérique:</b> .....	<b>(69)</b>
<b>IV.1. 9Présentation des résultants de simulation:</b> .....	<b>(69)</b>
<b>IV.1.9.1 Simulation avec variation de la vitesse :</b> .....	<b>(69)</b>
<b>IV.1. 9 .2 Simulations avec l'inversion de vitesse:</b> .....	<b>(70)</b>
<b>IV.1.9 .3 Simulation avec variation de la charge:</b> .....	<b>(71)</b>
<b>IV.1.10.Association machine asynchrone onduleur :</b> .....	<b>(72)</b>
<b>IV.1.10.1.Interprétation des résultats de simulation :</b> .....	<b>(79)</b>
<b>IV.1.10.2.Conclusion:</b> .....	<b>(97)</b>
<b>CONCLUSION GENERALE :</b> .....	<b>(80)</b>

# *Résumé*

● L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statique qui représente le variable cœur de tout système électrique. L'association des convertisseurs statiques aux machines asynchrone permet de réaliser des ensembles électromécaniques à vitesse variable tout en conservant les avantages bien connus de ce type de moteur, à savoir le faible coût, robustesse et entretien réduit. Ces variateurs de vitesse doivent être étudiés de commandes sophistiquées pour atteindre des performances comparables à ceux utilisant des machines à courant continu. Les onduleurs triphasés sont les plus utilisés dans les industries à cause de leurs faible prix, très approuvés du côté de la réalisation et facile du côté de la commande électrique. Ce présent travail est relatif à une étude comparative entre les différentes techniques de commandes des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone.

1. Le premier chapitre est consacré à l'étude et le fonctionnement de la machine asynchrone.
2. Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimenté depuis le réseau.
3. Dans le troisième chapitre nous présentons les différentes techniques de commande des onduleurs, avec bien sur une étude bien détaillée des techniques les plus utilisés actuellement à savoir la modulation sinusoïdale triangulaire. Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donné une meilleure forme de la tension de sortie, donc une meilleure qualité spectrale.
4. Le quatrième chapitre est consacré à l'association machine convertisseur.

A la fin de ce travail nous donnons une conclusion générale qui résume tous les résultats de simulation.

## Liste des figures

- (FigI-1) éclaté d'un moteur asynchrone à cage*
- (FigI-2) Vue d'ensemble du stator.*
- (FigI-3) Vue du stator démonté.*
- (FigI-4) Vue d'un rotor à bagues.*
- (FigI-5) vue d'un rotor à cage.*
- (FigI-6) un rotor à bague et un rotor à cage.*
- (FigI-7) éclaté d'un moteur a bague.*
- (FigI-8) éclaté d'un moteur à cage*
- (FigI-9) représentation schématique du stator et du rotor.*
- (FigI-10) schéma de commande, de puissance et unifilaire du démarrage direct.*
- (FigI-11) caractéristique courant et couple du démarrage direct.*
- (FigI-12) schéma de commande, de puissance et unifilaire du démarrage statorique.*
- (FigI-13) caractéristique courant et couple du démarrage statorique.*
- (FigI-14) schéma de commande, de puissance et unifilaire du démarrage rotorique.*
- (FigI-15) caractéristique courant et du couple du démarrage rotorique.*
- (FigI-16) schéma de commande, de puissance et unifilaire du démarrage par autotransformateur*
- (FigI-17) caractéristique courant et couple du démarrage par autotransformateur*
- (FigI-18) schéma de commande, de puissance et unifilaire du démarrage étoile-triangle.*
- (FigI-19) caractéristique courant et couple du démarrage étoile-triangle*
- (FigI-20) Quadrants de fonctionnements*
- .....
- (Fig II-1) Repère initial et repère (d, q) de Park*
- (FigII-2) Référentiel tournant d'axes (d– q)*
- (FigII-3) Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension*
- (FigII-4) Vitesse de rotation à vide*
- (Fig II-5) Réponse du couple électromagnétique machine alimentée par le réseau*
- (FigII-6) les courants statorique et les courants rotorique*
- .....
- (FigIII-1) Principe de l'onduleur.*

- (FigIII-2)Symbole de l'onduleur.*
- (FigIII-3)Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone*
- (FigIII-4) Alimentation de secours*
- (FigIII-5)Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes*
- (Fig III-6)Onduleur monophasé avec diviseur capacitif*
- (Fig III-7)Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu*
- (Fig III-8)Onduleur monophasé en pont*
- (Fig III-9)Onduleur de tension triphasé*
- (Fig III-10) La commande MLI*
- (Fig III-11) Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase)*
- (Fig III-12) Technique analogique*
- (Fig III-13) Technique Numérique*
- (Fig III-14) Technique Hybride*
- (Fig III-15) MLI Simple*
- (Fig III-16) MLI multiple*
- (Fig III-17) MLI Sinusoïdale, génération des signaux de commande par une porteuse triangulaire sinusoïdale*
- (Fig III-18) MLI Sinusoïdale modifié*
- (Fig III-19) Contrôle par déplacement de phase*
- .....
- (Fig IV -1) Orientation du flux rotorique, statorique, d'entrefer*
- (Fig IV -2) Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu*
- (Fig IV -3) Description des couplages*
- (Fig IV.4) structure de la commande par orientation du flux rotorique*
- (Fig IV-5) Reconstitution des tensions*
- Fig IV-6) commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie*
- (Fig IV-7) Caractéristiques de la réponse des systèmes*
- (Fig IV -8) Boucle de courant après découplage*
- (Fig IV -9) Boucle de régulation de vitesse à structure PI*
- (Fig IV -10) Boucle de régulation de vitesse structure IP*
- (Fig IV -11) Opération en mode défluxé*
- (Fig IV -12) Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension*
- (Fig IV -13) Simulation avec variation de vitesse*

*(Fig IV -14) Simulations avec l'inversion de vitesse*

*(Fig IV -15) Simulation avec variation de la charge*

*(Fig IV.1) : Association onduler machine à vide pour  $m=6$*

*(FigIV.2) : Association onduler machine en charge pour  $m=6$*

*(FigIV.3) : Association onduler machine à vide pour  $m=12$*

*(FigIV.4) : Association onduler machine en charge pour  $m=12$*

*(FigIV.5) : Association onduler machine à vide pour  $m=36$*

*(FigIV.6) : Association onduler machine en charge pour  $m=36$*

## INTRODUCTION GENERALE

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif. Aujourd'hui ces machines peuvent remplacer celles à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable.

Certes, si les moteurs à courant continu bénéficient toujours d'une certaine faveur dans le domaine industriel, il semble que les recherches de ces dernières années conduisent à une utilisation de plus en plus grande des moteurs à courant alternatif. Ces derniers (moteurs synchrones ou asynchrones) s'ils sont moins souples que les moteurs à courant continu pour le réglage de leur vitesse ont en revanche l'avantage d'être plus robustes et meilleur marché.

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statiques qui représentent le véritable cœur de tous système électrique. À partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie, avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement. Si l'on sait aujourd'hui remplir toutes les fonctions de conversion, les concepteurs s'efforcent d'améliorer continuellement certaines performances. La réduction du coût d'exploitation global est bien souvent le critère principal pour l'utilisateur final, cet objectif ultime doit être décomposé en plusieurs objectifs intermédiaires : augmentation du rendement, augmentation des performances dynamiques, réduction des perturbations, recherche d'une meilleure sûreté de fonctionnement.

L'évolution de ces qualités est largement due à l'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance qui a été très importante ces dernières années. Cependant, même si les performances des semi-conducteurs en tension, courant et rapidité peuvent être encore améliorées, nous approchons aussi la limite du tolérable. En effet, si le rendement et la compacité demandent des composants extrêmement rapides, il n'en est pas de même vis à vis des critères de perturbation, et même dans une certaine mesure de la sûreté de fonctionnement. De toute évidence, le composant miracle qui commuterait des kilos Volts et des kilos Ampères en quelques nanosecondes ne passerait pas inaperçu, mais

il serait sans doute à peu près inutilisable !

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu- alternatif. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. A la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la vitesse de rotation qui est proportionnelle à la fréquence d'alimentation de la machine.

Les onduleurs triphasés sont les plus utilisés dans les industries à cause de leur prix qui est moins chers par rapport aux autres (multi niveaux), ils sont plus économiques, et très approuvés du côté de la réalisation d'où une forte demande du côté commercial. Ils sont aussi plus faciles du côté de la commande électrique soit analogique concernant les amplificateurs opérationnels (comparateurs) soit numérique concernant les microprocesseurs.

Pour ce qui est de la puissance, les onduleurs à deux et à trois niveaux ne peuvent atteindre des dizaines de méga watts, dans le cas contraire, les semi-conducteurs de ces onduleurs courent le risque de vieillissement prématuré surtout à cause d'une longue utilisation.

Ce présent travail est relatif à une étude comparative entre différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone.

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les différentes techniques de commande des onduleurs à MLI, avec une étude détaillée des techniques les plus utilisées actuellement dans le domaine de recherche à savoir la modulation sinusoïdale triangulaire, l'injection d'un harmonique trois dans la référence, la modulation calculée et la modulation vectorielle. Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur, donc une meilleure qualité spectrale.

Dans le troisième chapitre nous donnons une explication détaillée de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, cette dernière met en évidence une commande découplée du flux et du couple, elle est très performante et permet en particulier le positionnement de la machine asynchrone qu'il n'est pratiquement pas possible de faire avec un control

scalaire.

Quatrième chapitre est consacré à la simulation et l'interprétations des quatre techniques de commande cités auparavant, puis l'alimentation directe de la machine asynchrone ainsi que l'association en boucle ouverte de l'onduleur machine asynchrone et en fin la simulation de la commande vectorielle en utilisant un onduleur à MLI sinusoïdale triangulaire et puis à MLI vectorielle

Ce travail s'achève avec une conclusion générale qui résume tout le travail et qui donne une synthèse des différents résultats faites dans cette étude.



**CHAPITRE I**  
**ETUDE ET**  
**FONCTIONNEMENT**  
**DE LA**  
**MACHINE**  
**ASYNCHRONE**

# I -Introduction :

Le concept de machine asynchrone d'induction a environ 120 ans. Depuis, cette machine s'est imposée dans l'industrie. C'est le moteur le plus répandu. Relié au réseau électrique à fréquence fixe, il permet la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse constante, cela dans une très large gamme de puissance, La mise en œuvre de ce moteur est aisée sur le réseau alternatif triphasé, il a fallu cependant trouver quelques « astuces » de démarrage, il est confronté à des nombreux périls dans l'industrie le moteur asynchrone a ainsi trouvé sa place pour certaines applications domestiques (entraînement de pompes, compresseurs...) où il se fait oublier par sa discrétion et sa robustesse. C'est un moteur facile à construire, économique...

Dans le thème de notre présent rapport de projet de fin d'études, nous allons traiter trois chapitres essentiels afférents au moteur asynchrone dans lesquels il serait question de généralités sur le moteur asynchrone, Constitution et principe de fonctionnement en tant que premier chapitre, ceci d'une part.

D'autre part il serait aussi traité dans le deuxième chapitre certains modes de démarrage des moteurs asynchrone ainsi qu'une synthèse sur ces modes.

En dernier chapitre, les différentes protections des moteurs asynchrone, l'appareillage spécifique de protection, Ainsi qu'un guide de dépannage en cas de défaut.

## I-1-Généralités sur le moteur asynchrone triphasé :

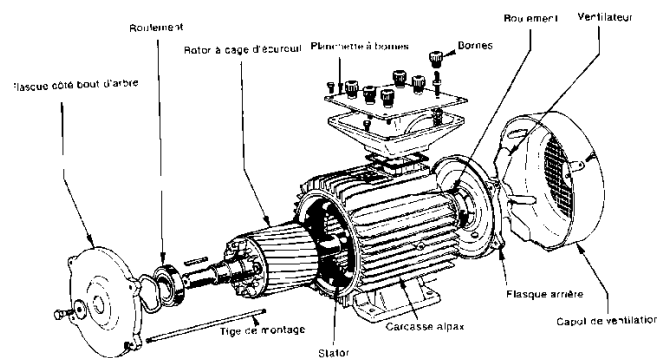
### I-1-1- Introduction

Dans le domaine de la transformation des énergies, il est bien connu que La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique s'effectue à 80% à l'aide des moteurs asynchrones triphasés grâce à leur simplicité de construction, à leur robustesse et à leur facilité de démarrage.

Dans ce chapitre nous allons découvrir le principe de fonctionnement du moteur asynchrone ainsi que sa constitution et ces différents types de rotors.2

### I-1-2- Constitution du moteur Asynchrone :

Le moteur asynchrone triphasé comprend deux parties principales : un inducteur fixe nommé stator et un induit mobile nommé rotor.

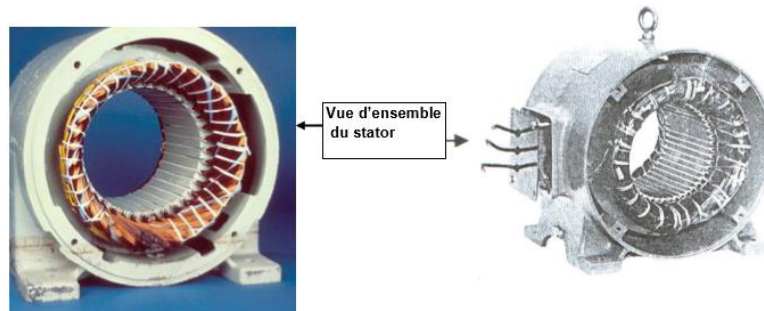


391 Moteur asynchrone à cage  
(doc. Leroy sames)

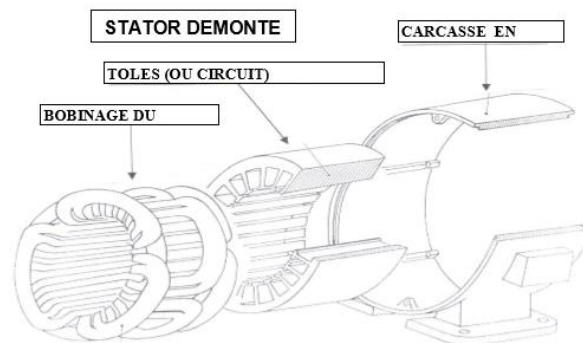
(Fig I-1)éclaté d'un moteur asynchrone à cage

### a) Le stator :

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles minces identiques en forme de couronne qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé. Cette couronne est serrée dans une carcasse en fonte.



(FigI-2) Vue d'ensemble du stator.



(FigI-3) Vue du stator démonté.

### b) Le Rotor :

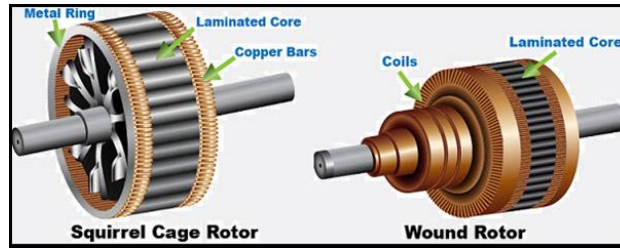
Monté sur l'arbre moteur se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0,4 à 2 mm seulement. On distingue deux familles de moteurs asynchrones :  
Ceux dont le rotor est dit « à cage », et ceux dont le rotor bobiné est dit « à bagues ».



(FigI-4) Vue d'un rotor à bagues.



(FigI-5) vue d'un rotor à cage

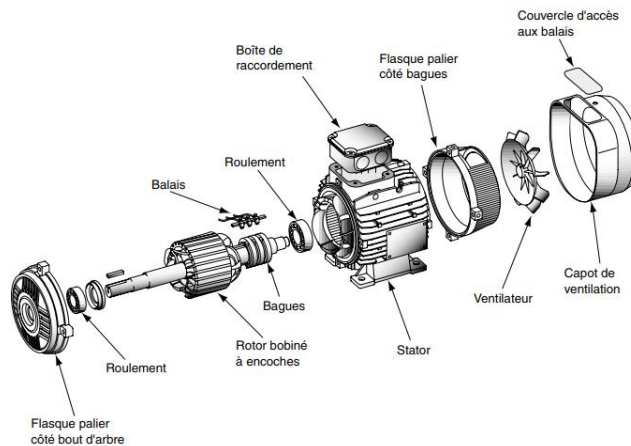


(Fig I-6) un rotor à bague et un rotor à cage.

### I -1-3-différents types de rotors:

#### a) MAS à rotor bobiné ou à bague:

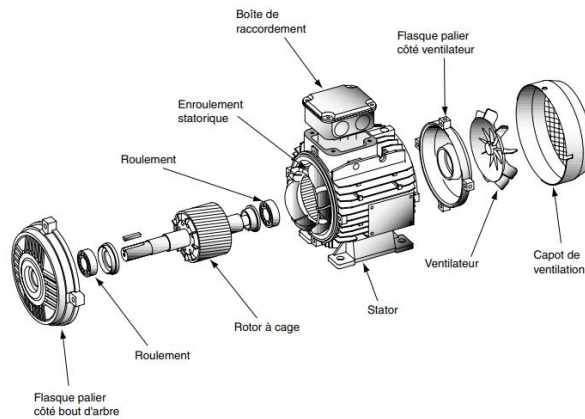
Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités.



(Fig I-7) éclaté d'un moteur a bague.

#### b) MAS à rotor à cage d'écureuil ou rotor en court-circuit :

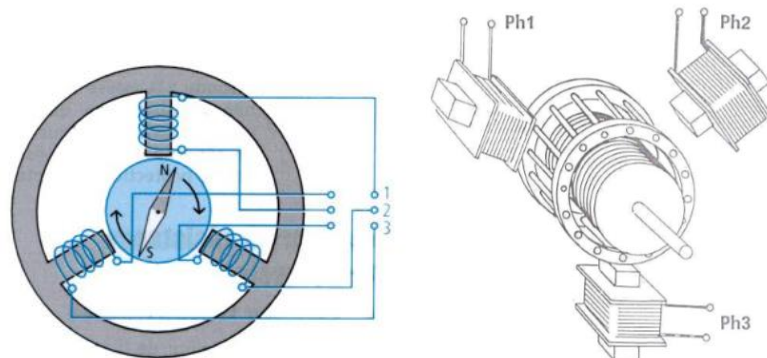
L'enroulement du rotor à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées ou rivées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil. Dans les moteurs de petite moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé.



(Fig I-8) éclaté d'un moteur à cage.

### I-1-4-Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur nécessite la création d'un champ tournant en triphasé :



(FigI-9) représentation schématique du stator et du rotor.

Sur ce schéma, le stator est représenté en gris et le rotor en bleu. Trois bobines identiques placées à  $120^\circ$  sur le stator et alimentées par une tension alternative créent trois champs alternatifs qui, lorsqu'ils sont composés, forment un champ tournant. Ce champ tournant peut entraîner en rotation une aiguille aimantée. Le rotor est constitué d'un disque en aluminium ou en cuivre. Le champ tournant, issu des bobines du stator, induit dans le disque des courants. L'interaction de ces courants et du champ magnétique tournant crée un couple moteur qui provoque la rotation du rotor à une vitesse légèrement inférieure à celle du champ tournant : on dit qu'il y a « glissement ».

**Remarque :** Si l'on permute deux des trois fils d'alimentation, le sens de rotation est toujours inversé quels que soit les deux fils choisis.

## I -1-5-Glisement d'une machine asynchrone :

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone hypothétique construite avec le même stator. Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pourcents : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées. Les pertes par effet Joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement.

$$g = (ns - n) / ns$$

g : Le glissement du moteur asynchrone en pourcentage [sans unités]

ns : La fréquence de rotation du champ B en tours par seconde [tr.s-1]

n : La fréquence de rotation du rotor en tours par seconde [tr.s-1]

## I -2-Démarrage du moteur asynchrone :

### I -2-1-Introduction :

Lors de la mise sous tension d'un moteur asynchrone, celui-ci provoque un fort appel de courant qui peut provoquer des chutes de tension importantes dans une installation électrique. Ce qui représente un inconvénient majeur pour la protection des équipements annexes raccordés sur le même réseau.

Dans ce chapitre on va passer en revue les différents modes de démarrage des moteurs asynchrone triphasés en mettant l'accent sur les avantages et les inconvénients de chacun des modes.

### I -2-2-Modes de démarrages :

Indépendamment des démarreurs électroniques, on distingue principalement quatre procédés électromécaniques pour assurer le démarrage des moteurs asynchrones triphasés. Ils ont pour intérêt de limiter le courant en ligne et de rendre le démarrage moins brutal. Pour chacun de ces procédés, il existe un schéma de puissance, un schéma de commande et un symbole unifilaire associés.

#### I -2-2-1-démarrage direct :

C'est le plus simple qui ne peut être exécuté qu'avec le moteur asynchrone à rotor à cage. Les enroulements du stator sont couplés directement sur le réseau, Le moteur démarre sur ses caractéristiques naturelles.

##### **a) Principe :**

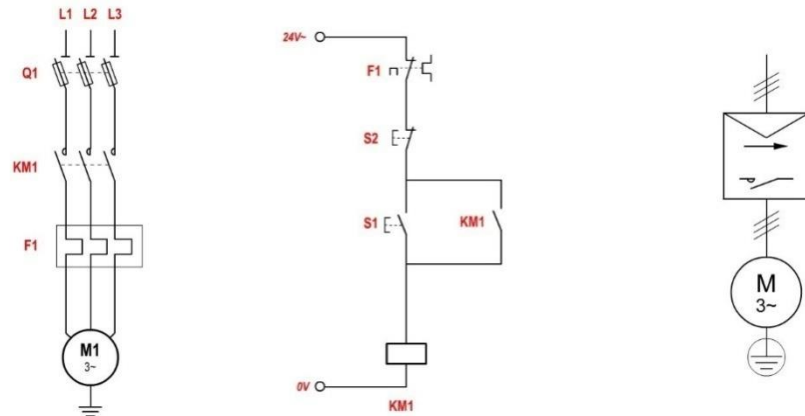
Au moment de la mise sous tension, le moteur se comporte comme un transformateur dont le secondaire, constitué par la cage du rotor très peu résistante, est en court-circuit. Le courant induit dans le rotor est important. Il en résulte une pointe de courant sur le réseau :

$$I_{\text{démarrage}} = 5 \text{ à } 8 I_{\text{nominal}}$$

Le couple de démarrage est en moyenne :

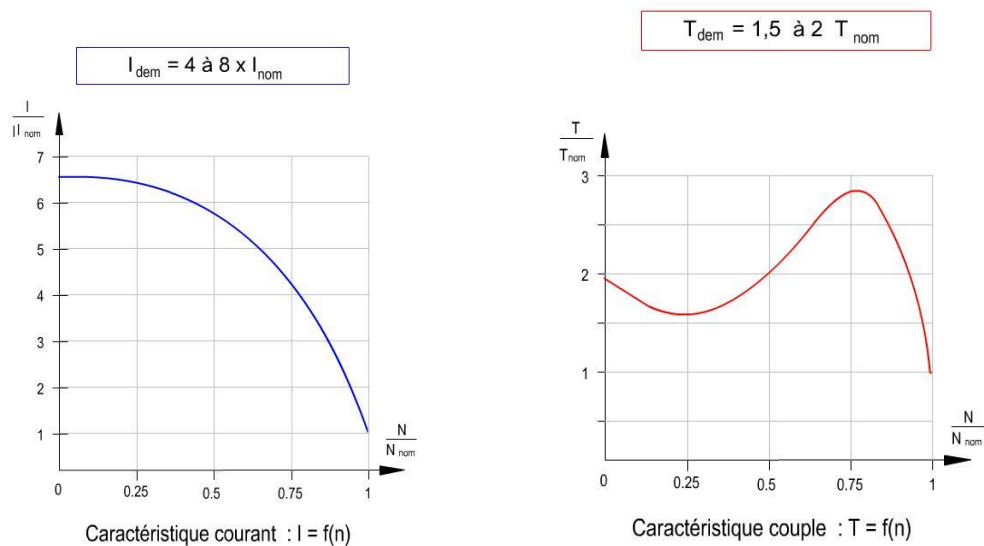
$$C_{\text{démarrage}} = 0.5 \text{ à } 1.5 C_{\text{nominal}}$$

**b) Schéma :**



(Fig I-10) schéma de commande, de puissance et unifilaire du démarrage direct.

**c) Courbes :**



(Fig I-11) caractéristique courant et couple du démarrage direct.

**d) Avantages :**

- Simplicité de l'appareillage.
- Couple important.
- Temps de démarrage court.
  - prix faible.

**e) Inconvénients :**

- Appel du courant important
- Démarrage brutal.

### I-2-2-2-Démarrage Statorique :

#### **a) Principe :**

Le principe consiste à démarrer le moteur sous tension réduite en insérant des résistances en série avec les enroulements.

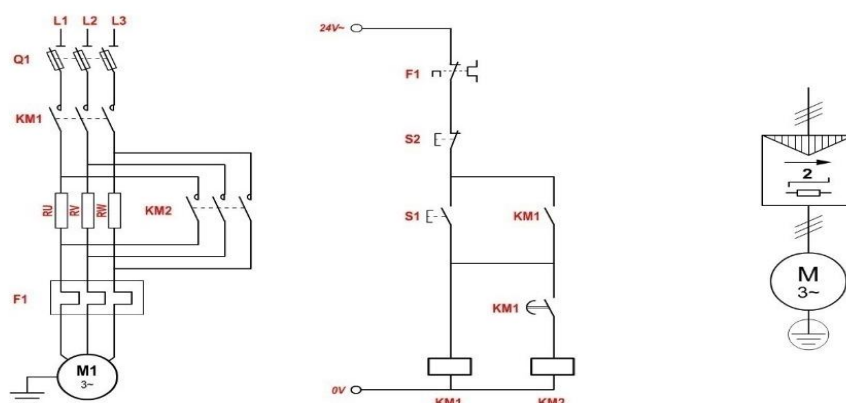
Lorsque la vitesse se stabilise, les résistances sont éliminées et le moteur est couplé directement sur le réseau. Cette opération est généralement commandée par un temporisateur

La valeur des résistances est calculée en fonction de la pointe de courant au démarrage à ne pas dépasser, ou de la valeur minimale du couple de démarrage nécessaire compte tenu du couple résistant de la machine entraînée. En général, les valeurs de courant et de couple de démarrage sont :

- $I_d = 4.5 I_n$
- $C_d = 0.75 C_n$

#### **b) Schéma :**

On dispose donc de deux contacteurs KM1 et KM2 et de trois résistances RU, RV et RW. KM1 est le contacteur de ligne, KM2 a pour fonction de court-circuiter les résistances une fois le moteur démarré



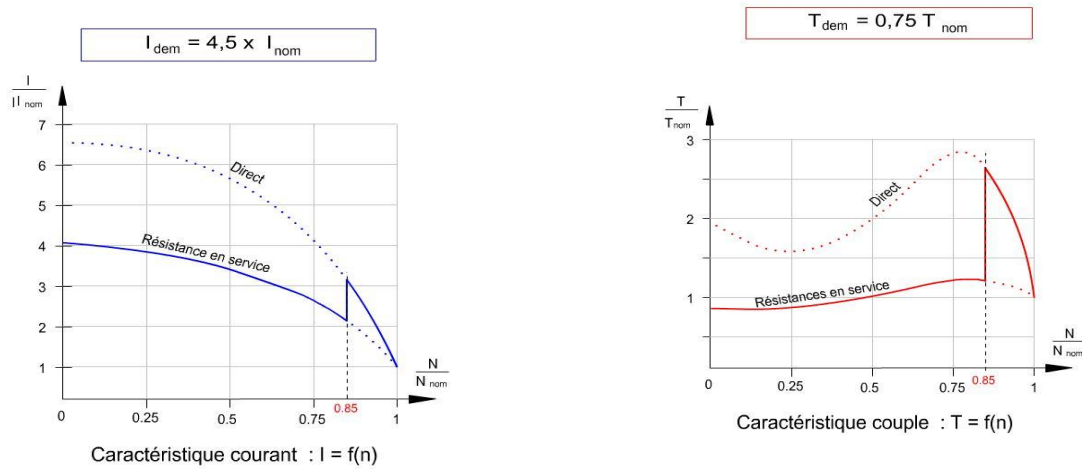
(Fig I-12) schéma de commande, de puissance et unifilaire du démarrage statorique.

**1<sup>er</sup> temps :** Il faut dans un premier alimenter le moteur à travers les trois résistances. Seul KM1 est utilisé.

**2<sup>ème</sup> temps :** Il faut ensuite, tout en continuant d'alimenter le moteur à l'aide de KM1, utiliser KM2 pour éliminer les trois résistances du circuit de puissance.



### c) Courbes :



(Fig I-13) caractéristique courant et couple du démarrage statorique.

La caractéristique de couple est sensiblement identique à celle obtenue avec un démarrage étoile triangle. Par contre le courant au moment du démarrage reste élevé.

### d) Avantages :

- La tension d'alimentation est très fortement réduite au moment de démarrage, car l'appel du courant reste important.
- Couple moteur croissant pendant le démarrage et démarrage plus progressif.

### e) Inconvénients :

- Appel du courant plus important qu'en étoile-triangle 4 à 5 fois  $I_n$ .
- Le couple de démarrage est diminué par rapport au démarrage direct 0,75  $C_n$ .

## I-2-2-3-Démarrage rotorique :

### a) Principe :

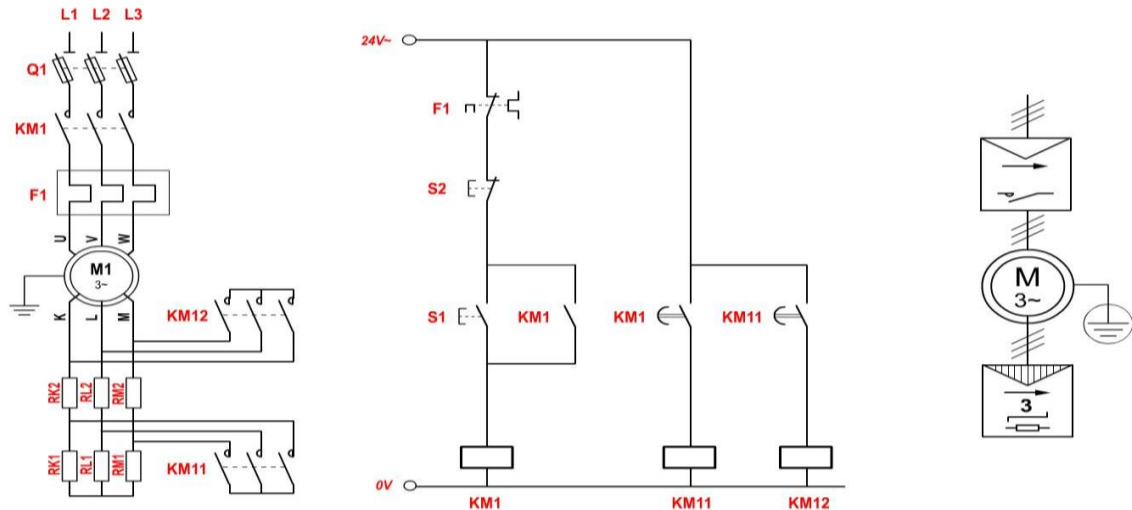
Ce procédé de démarrage exige l'emploi d'un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné avec sortie de l'enroulement rotorique sur trois bagues.

On limite le courant absorbé au stator en augmentant la résistance du circuit du rotor. Des résistances montées en série dans le circuit du rotor sont éliminées au fur et à mesure que le moteur prend de la vitesse.

Le courant absorbé est sensiblement proportionnel à l'intensité nominale, et le couple de démarrage est de 2 à 2,5 fois le couple nominal.

**b) Schéma :**

Avec le démarreur retenu dans l'exemple ci-dessous, le moteur démarre en trois temps. On dispose donc de trois contacteurs : KM1 (le contacteur de ligne), KM11 et KM12 (qui court-circuitent les deux jeux de trois résistances rotoriques).



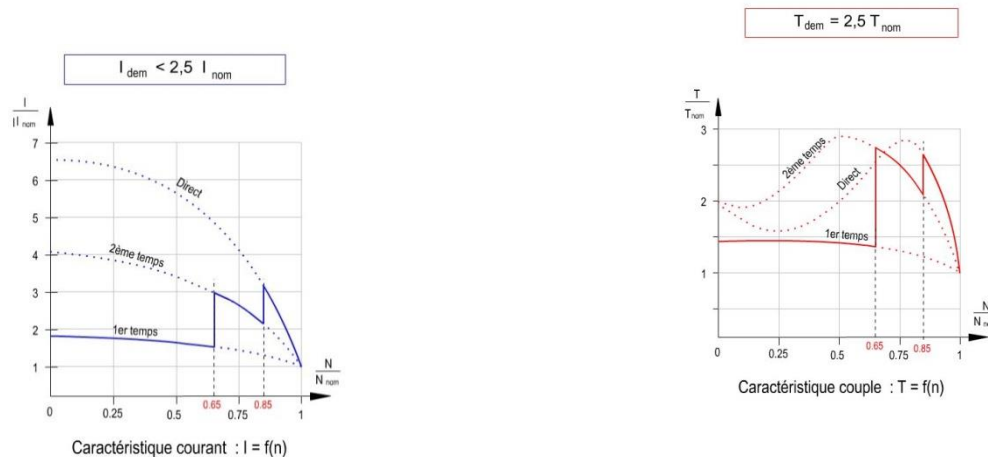
(Fig I-14) schéma de commande, de puissance et unifilaire du démarrage rotorique.

**1<sup>er</sup> temps :** On alimente le moteur en limitant les courants rotoriques au maximum par insertion des deux jeux de résistances dans le circuit d'induit. Il faut donc alimenter KM1 seul.

**2<sup>ème</sup> temps :** On élimine le premier jeu de trois résistances à l'aide du contacteur KM11.

**3<sup>ème</sup> temps :** On élimine le deuxième jeu de trois résistances à l'aide du contacteur KM12

## Courbes :



(Fig I-15) caractéristique courant et du couple du démarrage rotorique.

Le courant absorbé est sensiblement proportionnel au couple fourni ou très peu supérieur.

Ex : Pour un couple de démarrage  $C_d = 2,5 C_n$ .

L'intensité sera sensiblement de  $2 I_n$   $I_d < 2,5 I_n$ .

On obtient fréquemment des couples de démarrage égaux à 2,5 fois le  $C_n$  sans surintensité excessive.

On peut encore réduire la surintensité en augmentant le nombre de démarrage.

$C_d < 2,5 C_n$ .

### c) Avantages :

-L'appel de courant est pour un couple de démarrage donné le plus faible par rapport à tous les autres modes de démarrage.

-Possibilité de choisir par construction, couple et le nombre de temps de démarrage.

### d) Inconvénients :

-Nécessité d'un moteur à rotor bobiné.

-Equipement plus cher.

## I-2-2-4-Démarrage par Auto-transfo

### a) Principe :

Le moteur est alimenté sous tension réduite par l'intermédiaire d'un autotransformateur qui est mis hors circuit quand le démarrage est terminé.

Le démarrage s'effectue en trois temps :

- au premier temps, l'autotransformateur est d'abord couplé en étoile, puis le moteur est couplé au réseau à travers une partie des enroulements de l'autotransformateur. Le démarrage s'effectue sous une tension réduite qui est fonction du rapport de transformation.

- avant de passer au couplage plein tension, l'entoilage est ouvert. La fraction de bobinage raccordée au réseau constitue alors une inductance en série avec le moteur. Cette opération est effectuée lorsque la vitesse d'équilibre est atteinte à la fin du premier temps,

- le couplage plein tension intervient après le deuxième temps généralement très court

(de l'ordre d'une fraction de seconde).

La portion de bobinage de l'autotransformateur en série avec le moteur est court-circuitée, puis l'autotransformateur est mis hors circuit.

Le courant et le couple de démarrage varient dans les mêmes proportions.

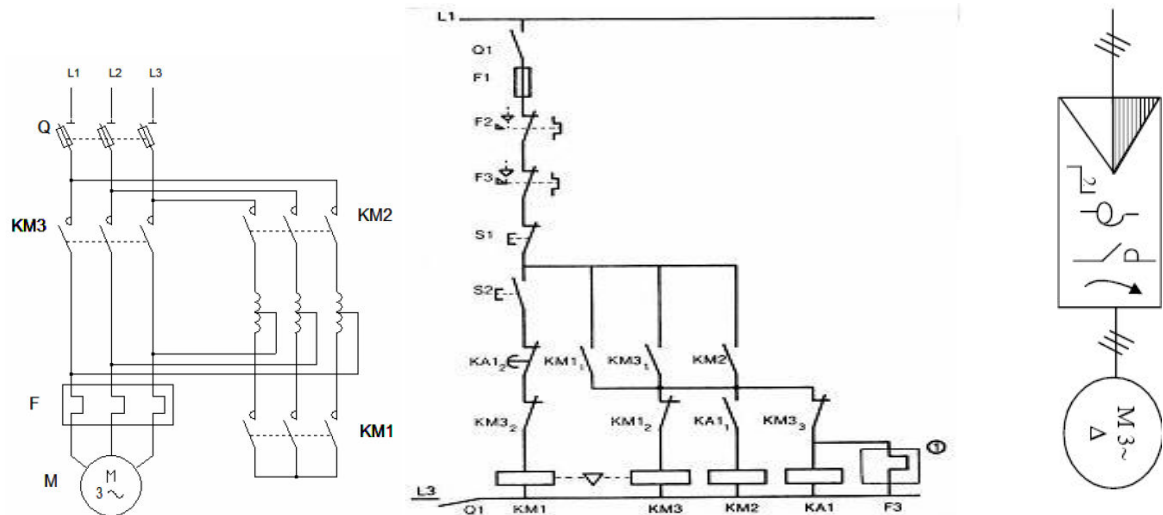
Ils sont divisés par  $(U_{\text{réseau}}/U_{\text{réduite}})$ .

Les valeurs obtenues sont les suivantes :

$$I_d = 1.7 \text{ à } 4 I_n$$

$$C_d = 0.5 \text{ à } 0.85 C_n$$

**b) Schéma :**



(Fig I-16) schéma de commande, de puissance et unifilaire du démarrage par autotransformateur

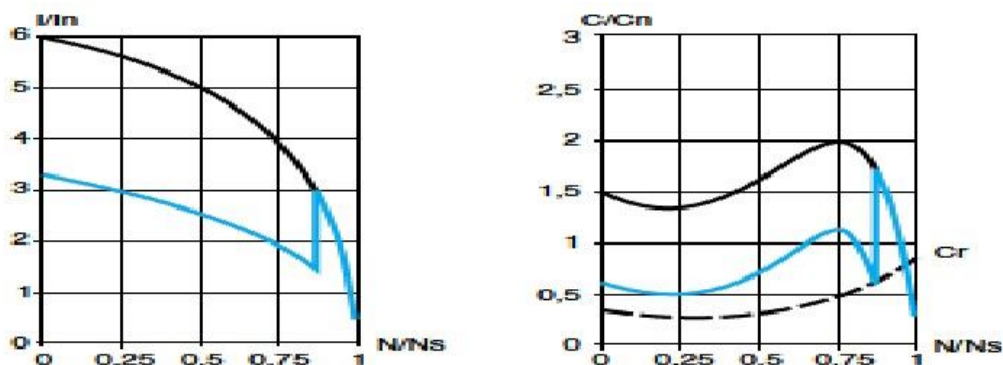
Au moment de démarrage, la tension est réduite au moyen d'un auto-transformateur.

**1<sup>er</sup> temps :** Auto-transformateur en Y le moteur est alimenté à tension réduite

**2<sup>ème</sup> temps :** Ouverture du point Y, seul la self de la partie supérieure de l'enroulement limite le courant

**3<sup>ème</sup> temps :** Alimentation du moteur sous pleine tension

**c) Courbes :**



(Fig I-17) caractéristique courant et couple du démarrage autotransformateur

**d) Avantages :**

- Possibilité de choisir le couple de décollage.
- Réduction de l'appel du courant.
- Démarrage en 3 temps sans coupure.

**e) Inconvénients :**

- Prix d'achat élevé de l'équipement.

**1-2-2-5-démarrage étoile- triangle :**

Ce mode de démarrage peut être utilisé qu'avec un moteur sur lequel les deux extrémités de chacun des trois enroulements statoriques sont ramenées sur la plaque à bornes. Par ailleurs, le bobinage doit être réalisé de telle sorte que le couplage triangle corresponde à la tension du réseau : par exemple, pour un réseau triphasé 380 V, il faut un moteur bobiné en 220 V triangle et 380 V étoile.

**a) Principe :**

Le démarrage s'effectue en deux temps. Premièrement, on couple les enroulements en étoile (cela revient à réduire la tension aux bornes des enroulements) et on met sous tension. Ensuite, La vitesse du moteur se stabilise quand les couples moteur et résistant s'équilibrent, généralement entre 75 et 85 % de la vitesse nominale. Les enroulements sont alors couplés en triangle et le moteur rejoint ses caractéristiques naturelles.

Le courant de démarrage est 3 fois plus faible qu'en démarrage direct

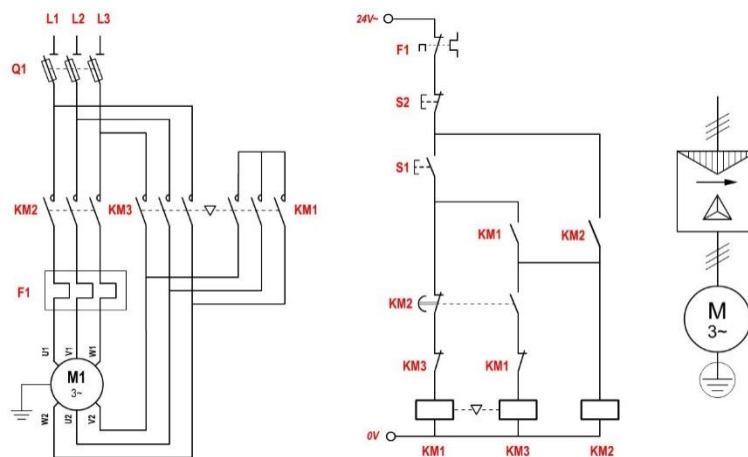
- $I_d = 1.5 \text{ à } 2.6 I_n$ .

Le couple de démarrage étant proportionnel au carré de la tension d'alimentation, il est lui aussi divisé par 3

- $C_d = 0.2 \text{ à } 0.5 C_n$

**b) Schéma :**

On dispose pour ce démarreur de trois contacteurs : KM1 qui couple le moteur en étoile au début du démarrage, KM3 qui le couple en triangle à la fin du démarrage et KM2, contacteur de ligne, dont le rôle est de commander le moteur.

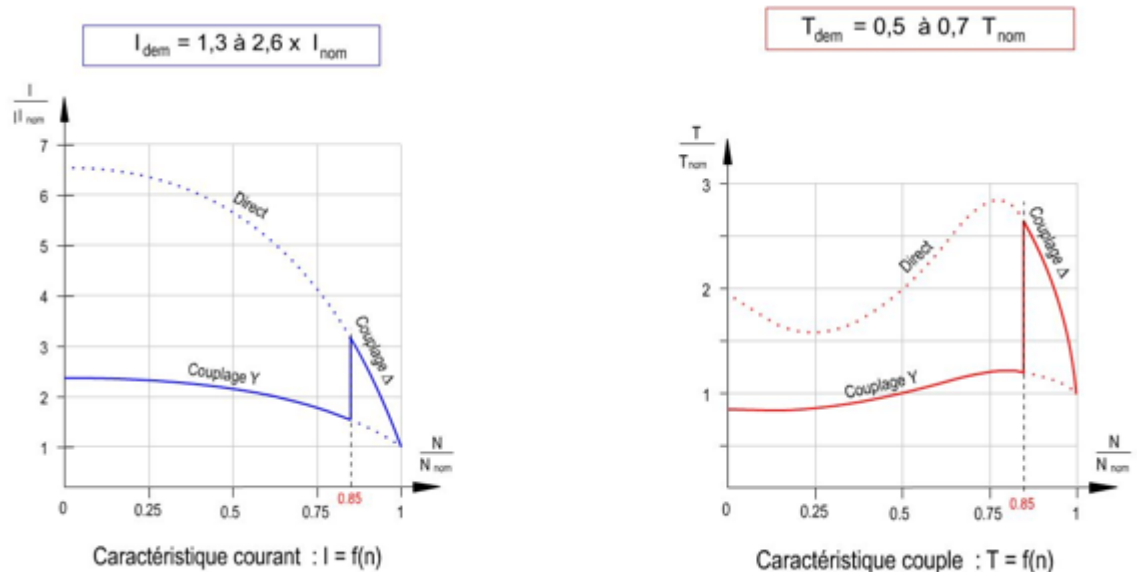


(Fig I -18) schéma de commande, de puissance et unifilaire du démarrage étoile-triangle.

**1<sup>er</sup> temps :** Nous devons alimenter le moteur à l'aide de KM2 tout en le couplant en étoile à l'aide de KM1.

**2<sup>ème</sup> temps :** Nous maintenons l'alimentation du moteur par le biais de KM2, KM1 est remplacé par KM2 qui assure le couplage du moteur en triangle. Chaque enroulement doit alors se retrouver entre deux phases différentes.

**c) Courbes :**



(Fig I-19) caractéristique courant et couple du démarrage étoile-triangle

On constate que le couple et l'intensité au démarrage sont réduits d'environ 3 fois par rapport à un démarrage direct.

En raison de la diminution sensible du couple de démarrage le moteur ne peut pas démarrer en charge.

En il y a coupure de l'alimentation entre les positions étoile et triangle.

**d) Avantages :**

- Appel de courant en étoile réduit au tiers de sa valeur en direct.
- Faible complication d'appareillage.
- Bon marché

**e) Inconvénients :**

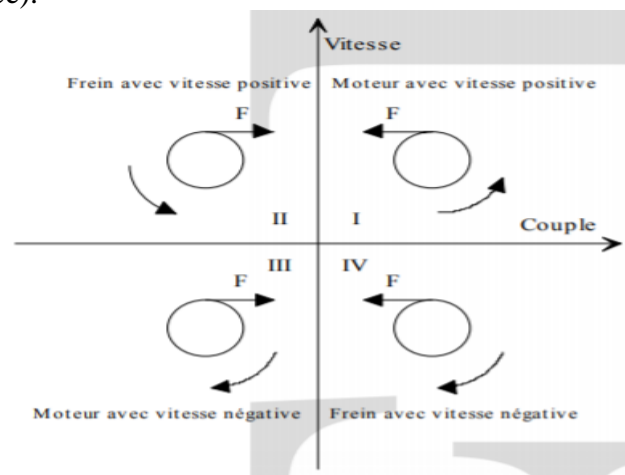
- Couple réduit au tiers de sa valeur en direct.
- Coupure entre les positions étoile et triangle d'où apparition de phénomènes transitoires.

## I-3-La variation de la vitesse dans les MAS :

### I-3-1 Quadrants de fonctionnements :

Les machines synchrones, asynchrones et à courant continu sont naturellement réversibles. Pour bénéficier de cette propriété, il faut que le convertisseur et la source soient également réversibles. Si la source ne l'est pas on ne peut pas récupérer l'énergie lors d'une phase de freinage de la machine mais on peut la dissiper dans des rhéostats (réversibilité dissipatrice). Le choix d'une structure convertisseur/machine 1, 2 ou 4 quadrants repose exclusivement sur le cahier des charges.

- Quadrant I seul : la machine ne tourne que dans un seul sens de rotation, le couple est positif ou nul (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées)
- 2 Quadrants (I et II) : la machine ne tourne que dans un seul sens de rotation, le couple est positif ou négatif (accélérations et décélération contrôlées)
- 2 Quadrants (I et IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation (pour le sens inverse la charge est nécessairement entraînée), le couple est toujours positif (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées)
- 4 Quadrants (I à IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation quelque soit la charge entraînée le couple est positif ou négatif (accélérations et décélération contrôlée).



(FigI -20) Quadrants de fonctionnements

### I-3-2-Réglage par variation de tension :

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique.

Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un

**Gradateur triphasé.** Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique ( $C_r = k \cdot \Omega$ ).

### I -3-3 Réglage par action sur le glissement :

L'utilisation de résistances rotorique permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable.

On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la **cascade hypo synchrone** réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné.

### I -3-4- Réglage par variation de la vitesse :

La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statorique, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable ce sont les **Onduleurs de tension**.

On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les **Onduleurs de courant ou commutateurs de courant**.

On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un **cyclo convertisseur** à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement.

## I -4-Freinage des moteurs asynchrones :

### I -4-1- Freinage à contre-courant :

Il s'agit dans notre cas d'exploiter le principe même de la rotation du rotor pour le freiner. Nous savons que notre moteur se met en rotation parce que le stator génère un CTS et que en combinaisons avec le CTR, il y accrochage du rotor et mise en rotation de ce dernier. Nous savons encore que le rotor ce mettra en rotation dans le même sens que le CTS. Pour parvenir à cela, nous inverserons deux phases du stator. Cette inversion devra être de courte durée, car les efforts au droit du rotor seront très importants. On ne doit pas non plus voir le rotor se mettre en rotation en sens inverse. On peut encore comprendre que cette manoeuvre va entraîner de brusque variation du couple et de courant statorique. Pour limiter celle-ci, nous inséreront lors de la permutation des phases de la résistance en série avec les enroulements statorique. Il est encore préciser que la tension du rotor est presque le double de celle de l'arrêt, une précaution particulière sera prise pour les isolations des bobinages. Ce système est surtout utilisé pour les moteurs bobinés.

### I -4-2-Freinage par injection du courant continu :

Ce système est surtout utilisé pour les moteurs à cage.

Il s'agit dans ce cas non pas de supprimer le CTS ou de l'inverser, mais tout simplement de le figer.

En effet, dans ce cas nous allons créer un frein magnétique. Le CTR va se trouver en rotation dans un champ fixe qu'il va devoir franchir. On comprend aisément l'effet de freinage que va encaisser ce CTR lui-même à présent en fonction de la vitesse du rotor. Dans ce cas, le CTR est directement en fonction de la rotation du rotor puisque c'est ce dernier qui crée la variation du flux pour les conducteurs. La



vitesse du CTR sera donc identique à la vitesse du rotor et diminuera avec celle-ci. Ce système ne sera toutefois plus efficace à faible vitesse puisque le CTR deviendra trop faible.

#### *I-4-3- Freinage par fonctionnement en hyper synchrone :*

Dans ce cas de figure, on fait tourner la machine en génératrice à une vitesse en rien supérieure à la vitesse de synchronisme. Dans ce cas, le glissement est négatif et il absorbe de l'énergie mécanique.

Cette méthode est particulièrement efficace pour freiner rapidement une machine asynchrone sans dispositif mécanique additionnel.

#### *I-4-4-Freinage par fonctionnement en génératrice asynchrone :*

Un moteur asynchrone entraîné à une vitesse supérieure au synchronisme peut débiter de la puissance active sur un réseau, mais continuera toujours à absorber de la puissance réactive car n'oublions pas que la fréquence au rotor est dans ce cas élevée. Donc le déphasage du courant rotorique est très élevé ce qui oblige la machine à consommer de la puissance réactive. Cela est dû au déphasage du courant rotorique qui influence le déphasage du courant statorique.

#### *I-5-Conclusion :*

Dans ce chapitre nous avons établi le modèle de la machine asynchrone et sa description (structure, les différents types du rotor, et la considération technique). La machine asynchrone qui fait actuellement l'objet d'un intérêt accru dans plusieurs applications, ceci étant dû essentiellement à sa fiabilité, son coût relativement faible, sa robustesse et sa simplicité de construction, malheureusement sa commande est relativement complexe ; le couple et le flux sont fortement couplés car les deux grandeurs dépendent à la fois des courants statoriques et rotoriques. Ceci donne à la machine son caractère de processus multi-variables et non linéaire. Dans le chapitre suivant, nous exploitons la modalisation de la machine asynchrone.

**CHAPITRE II**  
**LA MODÉLISATION**  
**DE LA MACHINE**  
**ASYNCHRONE**

## *II - 1-Introduction*

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation. Le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q), soit fixe au stator (a, b). Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adaptées.

## II -2- Hypothèses simplificatrices

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant.
  - Effet des encoches négligé.
  - Pertes ferromagnétiques négligeables.
  - Circuit magnétique non saturé.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux ;
- La constance des inductances propres ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et montée en étoile on distingue trois types d'équations qui définissent entièrement son comportement à savoir :

- 1.Les équations électriques.
- 2.Les équations magnétiques.
- 3.Les équations mécaniques.

### II.2.1.Equations Electriques :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_{s sa} i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_{s sb} i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_{s sc} i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (II.1)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_{ra} i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_{rb} i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_{rc} i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (II.2)$$

Les équations (I.1) et (I.2) se présentent naturellement sous forme matricielle:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}]$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (II.4)$$

On pose :

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$$

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

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

$V_s$  : Matrice de tension de stator

$$[I] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [I] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$I_s$  : Matrice de courant de stator

$I_r$  : Matrice de courant de rotor

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$  : Matrice de flux de stator

$[\Phi_r]$  : Matrice de flux de rotor.

### 1.2.2- Equations magnétiques :

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique  $\theta$ .

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_r & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 5})$$

Tel que :

$l_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique ;

$l_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

$M_s$  : L'inductance mutuelle entre phase statorique ;

$M_r$  : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

$$M_1 = M_{sr} \cos(\theta)$$

$$M_2 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_3 = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Où :

$M_{sr}$ : c'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une Phase rotorique.

La matrice d'inductance fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statiques et rotoriques

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Avec:

- $[L_s]$  : La matrice des inductances statoriques :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

- $[L_r]$  : La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

- $[M_{sr}]$  : La matrice des inductances mutuelles stator rotor.
- $[M_{rs}]$  : La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

### 1.2.3 Equation mécanique :

L'équation mécanique est donnée par l'équation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II.10})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie,:

$$C_{em} = P [i_s]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] [i_r]) \quad (\text{II.11})$$

Les équations précédentes fait apparaître des difficultés pour la résolution puisque:

- L'ordre du système est élevé.

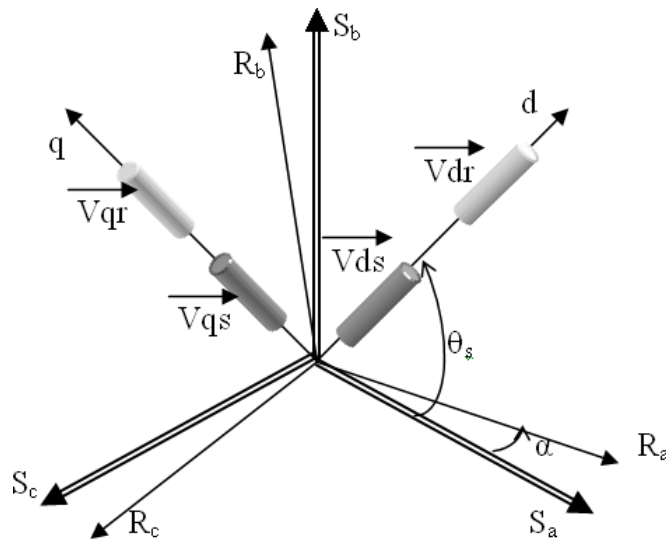
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps.

## II -3- Transformation de Park :

### II.3.1. Principe de la transformation de Park :

Les modèles dynamiques des machines à courant alternatifs sont relativement lourds et complexes. Afin de les simplifier, on applique un changement de repère. Cette manipulation mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de  $2\pi/3$  en deux bobines fictives équivalentes déphasées de  $\pi/2$  et situées sur le rotor Figure (II.09).



(FigII-1) Repère initial et repère (d, q) de Park

Les deux bobines d et q, produiraient le même effet que les trois bobines réelles fixes. Les variables exprimées dans ce nouveau repère (d, q) nous permettent d'avoir un modèle relativement simple de la machine. On utilise ainsi la transformation de Park, qui est construite à partir des équations électriques de la machine. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.



La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe 'd' et 'q'. Elle est définie par la matrice de transformation suivante :

$$K(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ \sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad [\text{II-12}]$$

L'angle dans la matrice  $K(\theta)$ , prend la valeur  $\theta_s$  pour les grandeurs statorique et la valeur  $(\theta_s - \theta_r)$  pour les grandeurs rotorique.

On désigne :

- Par  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  la vitesse angulaire des axes d-q dans le repère statorique.
- Par  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  la vitesse angulaire des axes d-q dans le repère rotorique.

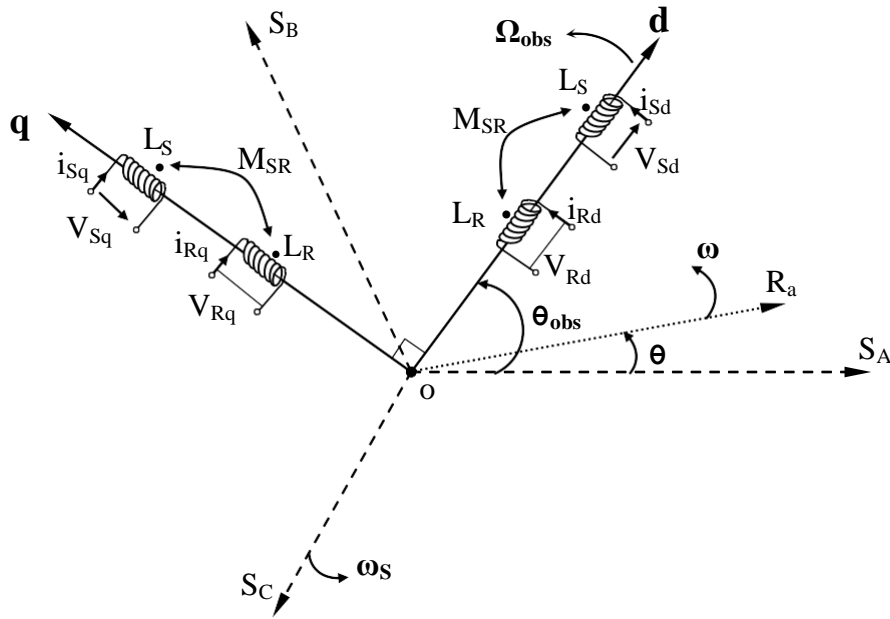
De sorte qu'à partir de l'expression  $(\theta_s - \theta_r = \alpha)$  ; il se déduit par dérivation :

$$\omega_s - \omega_r = \frac{d\alpha}{dt} = \omega = P\Omega$$

### II.3.2. Application de la transformation de Park au modèle de la M.AS

On désire transformer les enroulements de la M.AS triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (d – q) lié au champ tournant, voir (figure II.10), ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- ♦ Direct selon l'axe (d).
- ♦ Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- ♦ Homopolaire (o).



(FigII-2) Référentiel tournant d'axes ( d– q).

où :

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$  : est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

- ▶ L'équivalent de tension :  $[V_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][V_{ABC}]$
- ▶ L'équivalent de courant :  $[i_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][i_{ABC}]$
- ▶ L'équivalent du flux :  $[\Phi_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][\Phi_{ABC}]$

où :

$[P(\theta_{obs})]$  est la matrice de Park.

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{ABC}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [V_{dq0}] \\ [i_{ABC}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [i_{dq0}] \\ [\Phi_{ABC}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [\Phi_{dq0}] \end{cases}$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[P(\theta_{\text{obs}})] = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{obs}}) & \cos(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{\text{obs}}) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

□ Le facteur  $(\frac{2}{\sqrt{3}})$  : est là pour conserver la puissance électrique instantanée [2].

$$[P(\theta_{\text{obs}})]^T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{obs}}) & -\sin(\theta_{\text{obs}}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) & -\sin(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I-3) et (I-4), et magnétiques, (I-5), (I-6), permet d'obtenir les équations suivantes:

#### ❖ Equations électriques

$$[V_{Sd}] = R_S i_{Sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sd} - \omega_S \Phi_{Sq}$$

$$[V_{Sq}] = R_S i_{Sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sq} + \omega_S \Phi_{Sd}$$

$$0 = R_R i_{Rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rd} - (\omega_S - \omega_R) \Phi_{Rq}$$

$$0 = R_R i_{Rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rq} + (\omega_S - \omega_R) \Phi_{Rd}$$

#### ❖ Equations magnétiques

$$\Phi_{Sd} = L_S i_{Sd} + M i_{Rd}$$

$$\Phi_{Sq} = L_S i_{Sq} + M i_{Rq}$$

$$\Phi_{Rd} = L_R i_{Rd} + M i_{Sd}$$

$$\Phi_{Rq} = L_R i_{Rq} + M i_{Sq}$$

avec:  $L_S = \square_S - M$ ,  $L_R = \square_R - M$  ; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{3}{2} M_0$  : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

### ❖ Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (II-9) devient :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} \cdot i_{Sq} - \Phi_{Rq} \cdot i_{Sd})$$

Et l'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (II-10)

#### II.3.3. Choix du repère (d, q) :

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (d, q) qui fait un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator et que fait également un angle électrique  $\theta_r$  avec le rotor mais qui n'est défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère (d, q) au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons les angles des transformations de Park  $\theta_s$  et  $\theta_r$  afin d'effectuer les rotations

#### II.3.4. Référentiel fixe par rapport au stator :

Il se traduit par les conditions :

$$\begin{aligned} \theta_s &= 0 & ; & \quad \theta_r = -\theta \\ d\theta_s/dt &= 0 & ; & \quad d\theta_r/dt = -d\theta/dt \\ \omega_s &= 0 & ; & \quad \omega_r = -\omega \end{aligned}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + d\phi_{ds}/dt \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + d\phi_{qs}/dt \\ R_r i_{dr} + d\phi_{dr}/dt + \omega \phi_{qr} &= 0 \\ R_r i_{qr} + d\phi_{qr}/dt - \omega \phi_{dr} &= 0 \end{aligned}$$

Ce référentiel sera choisi de préférence en vue d'étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

#### II.3.5. Référentiel fixe par rapport au rotor :

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statorique.

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \quad ; \quad \theta_r = -\theta$$

$$d\theta_r / dt = 0 \quad ; \quad d\theta_s / dt = - d\theta / dt$$

$$\omega_r = 0 \quad ; \quad \omega_s = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$V_{ds} = R_{sids} + d\phi_{ds}/dt - \omega_s \phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_{siqs} + d\phi_{qs}/dt + \omega_s \phi_{qs}$$

$$R_{ridr} + d\phi_{dr}/dt = 0$$

$$R_{riqr} + d\phi_{qr}/dt = 0$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires ou la vitesse de rotation est considérée comme constante (exemple : l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit)

### II.3.6. Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent ; raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande.

Il se traduit par les conditions :

$$d\theta_s / dt = \omega_s$$

$$d\theta_r / dt = \omega_s - \omega = \omega_r$$

On choisit ce référentiel lorsqu'on veut étudier les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante. Ainsi ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation.

Les équations dont la formulation soit affectée par le choix au référentiel sont les équations :

$$C_m - C_e = (J/p) (d\omega_r/dt)$$

$$g = (\omega - \omega_r) / \omega$$

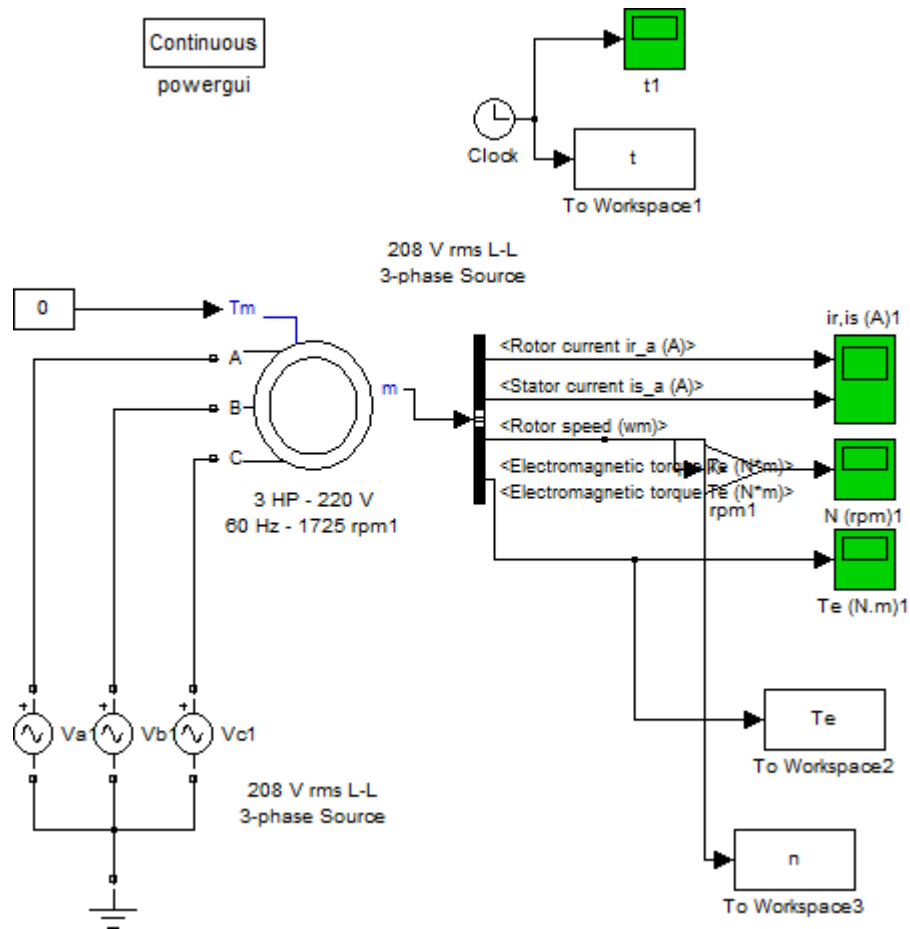
## II -4- Simulation de la machine asynchrone:

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone dont les paramètres sont donnés en annexe permet l'implémentation sur Matlab/Simulink.

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel dont les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement moteur. On a choisi le référentiel lié au stator.

### II -4-1- Schéma de simulation:

La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la Figure

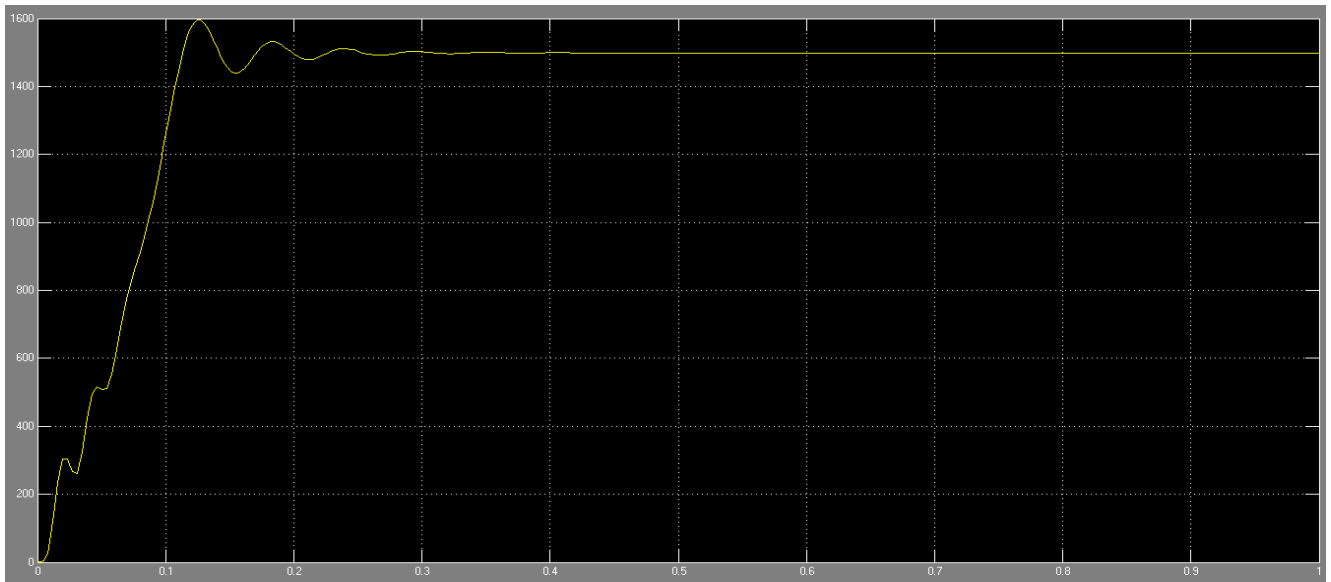


(FigII-3) Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension

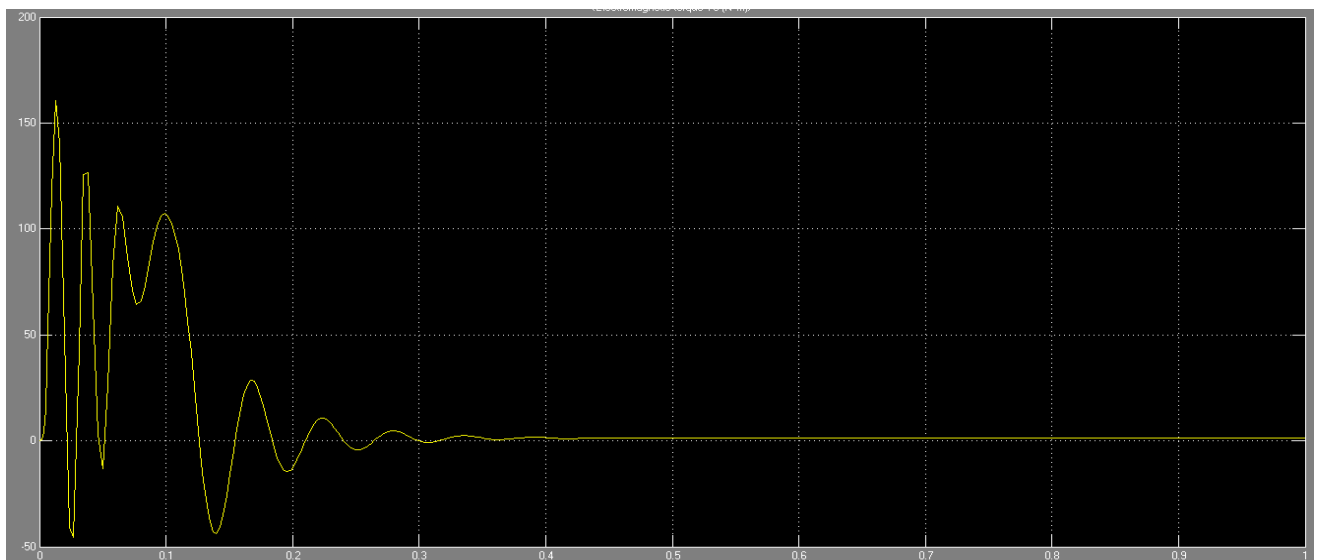
### II-4-2- Résultats de simulation :

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

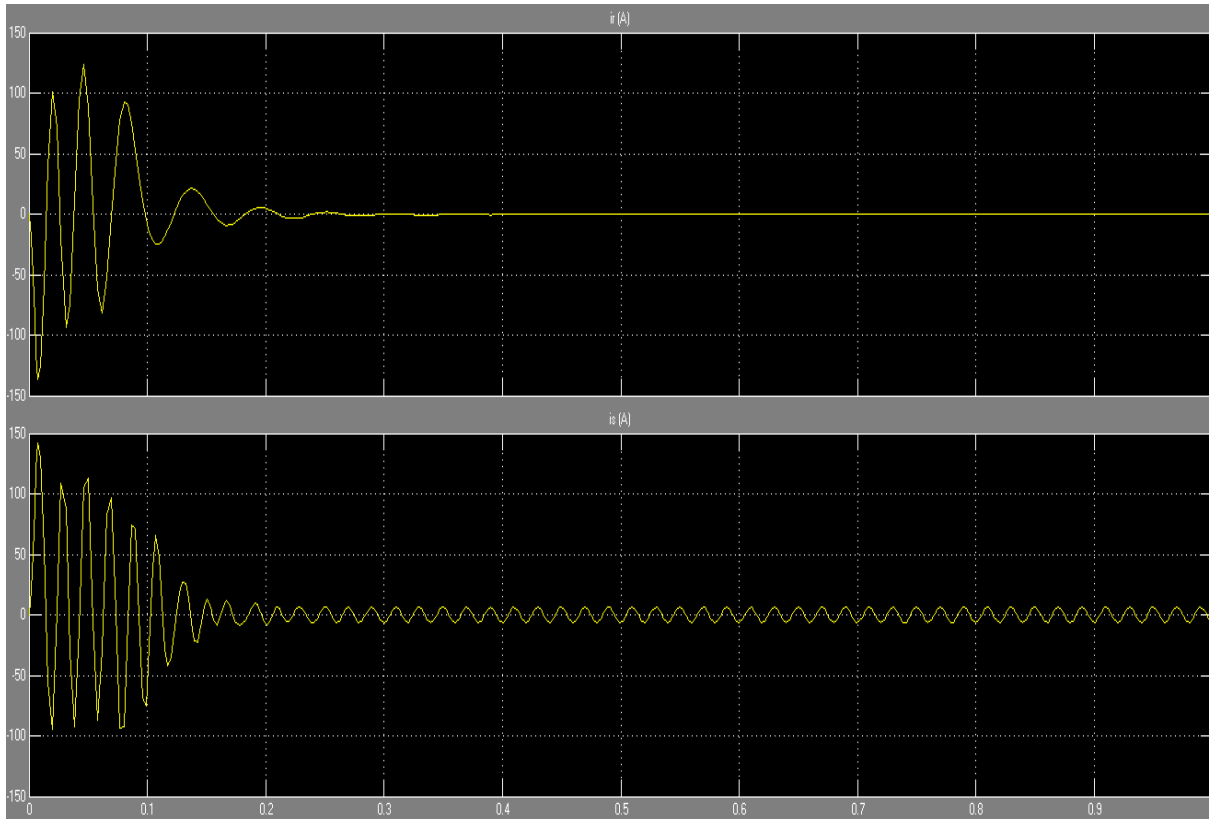
Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau de Sonelgaz 220V efficace et 50Hz.



(Fig II-4) Vitesse de rotation à vide



(FigII-5) Réponse du couple électromagnétique machine alimentée par le réseau



(FigII-6) les courants statorique et les courants rotorique

### II-4-3- Interprétation:

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de 1500 tr/min (vitesse de synchronisme),

### II.5 Conclusion :

Dans ce chapitre nous a permis de présenter la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte hypothèse simplificatrices

La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements en régime transitoire

Les résultats obtenus par voie de simulation nous donnent une vision assez claire sur le comportement du moteur asynchrone à cage en fonction des paramètres

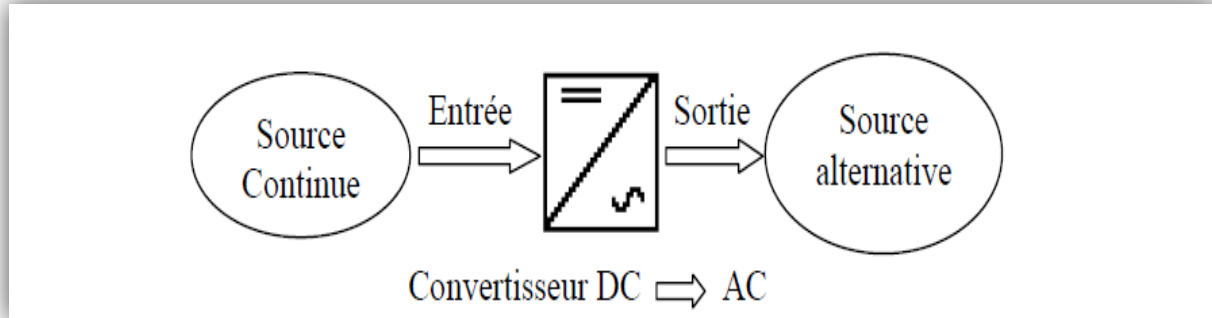


**CHAPITRE III**  
**ETUDE DE**  
**L'ONDULEUR DE**  
**TENSION**  
**TRIPHASÉ**

### III- les Onduleurs

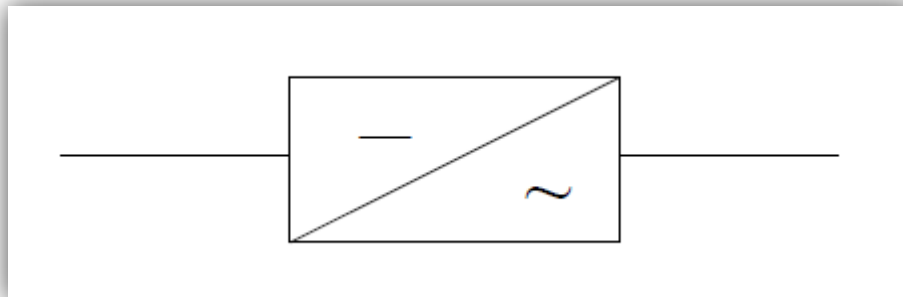
#### III -1-NOTIONS SUR LES ONDULEURS :

On appelle onduleur, un convertisseur statique continu-alternatif qui permet d'obtenir une tension alternative de valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue.



(Fig III-1) Principe de l'onduleur.

Un **onduleur** est un dispositif d'[électronique de puissance](#) permettant de fournir des tensions et des courants [alternatifs](#) à partir d'une source d'énergie électrique de tension ou de fréquence différente. C'est la fonction inverse d'un [redresseur](#). L'onduleur est un convertisseur [statique](#) de type continu/alternatif.



(Fig III-2)Symbole de l'onduleur.

#### III -2-Les applications des onduleurs :

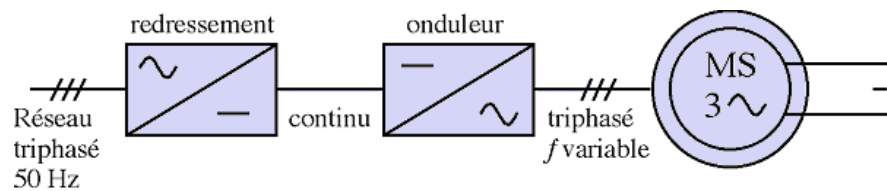
Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement Les onduleurs à fréquence fixe a commutation forcée :Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité, ils

constituent à ce titre ,le principe des boucles actuelles des onduleurs autonomes [1],[4].

Les onduleurs à fréquence variable à commutation forcée : Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaires pour faire tourner à , vitesse variable un moteur à courant alternatif.

### III -2-1-Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone :

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée

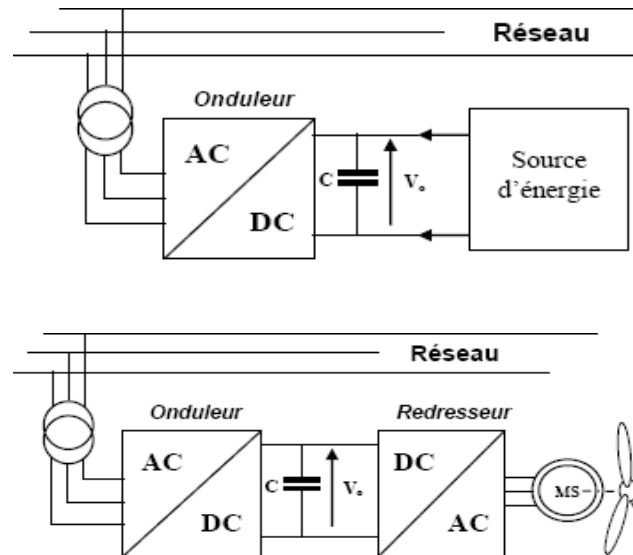


(Fig III-3) Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

**Remarque:** pour que la puissance du moteur reste nominale lors que la fréquence varie ,il faut conserver le rapport (  $f / V$  ) constant. (Si la fréquence augmente, il faut augmenter la tension d'alimentation proportionnellement).

### III-2-2-Alimentation de secours :

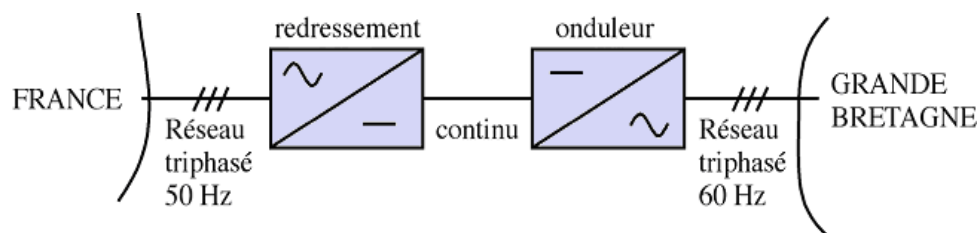
Lors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur [3].



(Fig III-4) Alimentation de secours

### III-2-3-Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes :

La France fournit de l'énergie électrique à la Grande-Bretagne, mais la fréquence du réseau anglais est 60 Hz. Il faut donc adapter la fréquence.



(Fig III-5) Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

### **III -3-CLASSIFICATIONS DES ONDULEURS :**

Il existe deux types d'onduleurs: les onduleurs de tension et les onduleurs de courant.  
On distingue aussi : les onduleurs autonomes et les onduleurs non autonomes.

#### **III -3-1-Onduleurs non autonomes:**

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif

#### **III -3-2-Onduleurs autonomes:**

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

##### **III -3-2-1-Onduleurs (autonomes) de tension:**

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension «  $u$  » n'est pas affecté par les variations du courant «  $i$  » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie «  $i'$  » et donc le courant à l'entrée «  $i$  » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il

ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f.e.m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

##### **III -3-2-2-Onduleurs (autonomes) du courant :**

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est -à - dire par une source d'inductance interne si grande que le courant «  $i$  » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension «  $u$  » à ses bornes.

### III-3-3-Onduleurs à résonance :

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome[1].

### III-4-Types d'onduleurs autonomes de tension :

#### III-4-1-Les onduleurs monophasés :

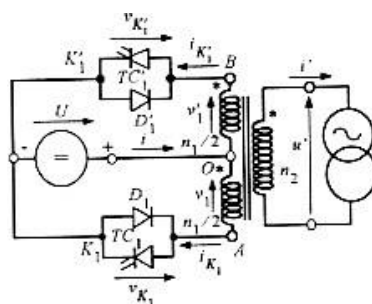
Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

-l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push- pull (Figure II.1).

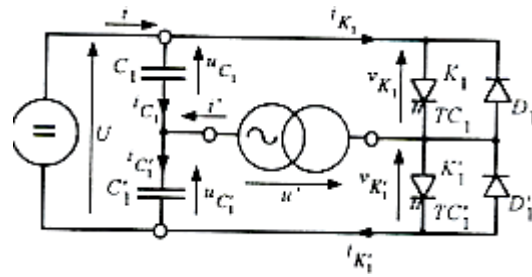
-l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont. (FigureII.2).

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (figure II.3).

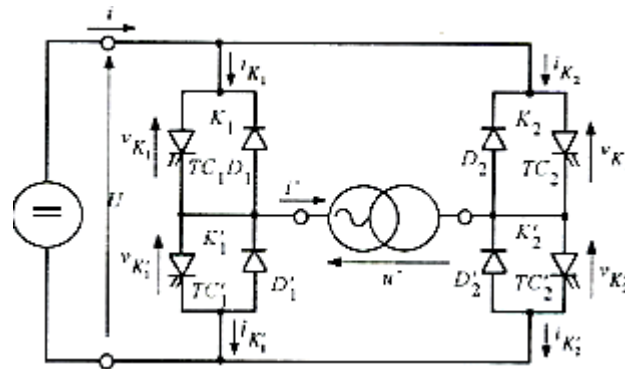
[5]



(Fig III-6) Onduleur monophasé avec diviseur capacitif



(Fig III-7) Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu



(Fig III-8) Onduleur monophasé en pont

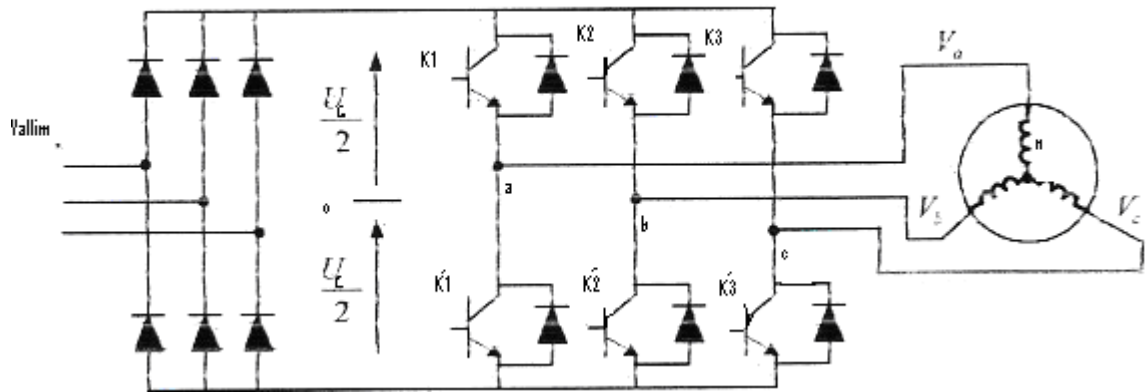
### III -4-2 -Les onduleurs triphasés :

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs (figure II-4).

Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode .la source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur.

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ , les interrupteurs  $K_1$ ,  $K'1$  et  $K_2$ ,  $K'2$ ,  $K_3$  et  $K'3$  doivent être complémentaires deux à deux [5]

On définit  $K_i = (T_i, D_i)$ .



(Fig III-9) Onduleur de tension triphasé

### III -5- Les onduleurs multi niveaux :

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi- conducteurs. Pour les réaliser on doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenue par exemple à partir d'un diviseur capacitif) [5], on peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et les associer en les superposant ou en les mettant en cascade. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie. Cette dernière est souvent obtenue par une modulation de largeur d'impulsions (MLI). Ces onduleurs sont utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones de grande puissance, d'autres applications sont possibles pour des moteurs qui tournent à vitesse élevée ( $> 5000\text{tr/mn}$ ).

Pour le cas de notre mémoire, on a mis en évidence un onduleur de tension autonome triphasé.

Les signaux rectangulaires présentés par la figure (II.5) sont riches en harmoniques, ces dernières provoquent des couples pulsatoires dans les machines asynchrone et un échauffement supplémentaire.

La technique de la modulation de largeur d'impulsion est la plus appropriée à la commande des moteurs asynchrone. Car l'atténuation des harmoniques avec cette technique est remarquable [9].



### **III -6-Principe de fonctionnement des onduleurs triphasés:**

La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la figure (II.4).

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$ , les interrupteur  $K_1$  et  $K'_1$ ,  $K_2$  et  $K'_2$ ,  $K_3$  et  $K'_3$  doivent être complémentaire deux à deux, et pour que les tensions de sortie  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  soient identiques à un tiers de la période  $T$  de leur fondamental près, il faut commander chaque demi pont avec un retard de  $T/3$  sur le précédent.

En commande pleine onde on ferme donc :

- $K_1$  pour  $wt=0$                        $K'_1$  pour  $wt=\pi$
- $K_2$  pour  $wt = 2\pi/3$     $K'_2$  pour  $wt = \pi+2\pi/3$
- $K_3$  pour  $wt = 4\pi/3$     $K'_3$  pour  $wt = \pi+4\pi/3$

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre.

Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « 0 » de la source. Donc supprimer celui-ci, on obtient alors l'onduleur triphasé proprement dit (figure II.4).

### **III -7-Types de commandes:**

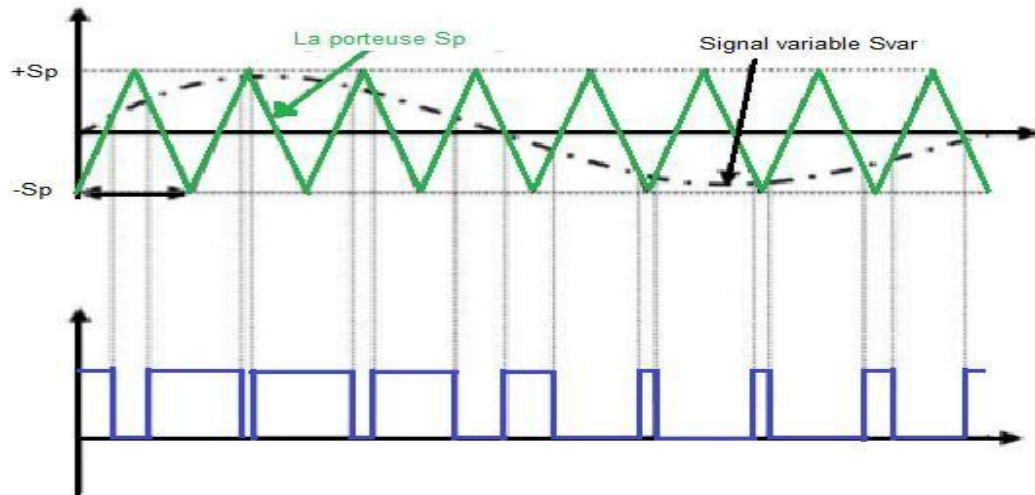
On distingue les stratégies de commande suivante :

- a-Commande pleine onde (dite 180°).
- b-Commande décalée.
- c- Commande à Modulation de largeur d'impulsion(MLI).

#### **III -7-1-Commande en MLI des onduleurs triphasés :**

Cette technique est applicable pour l'onduleur monophasé et triphasé. Elle est déduite de la comparaison entre le signal variable (sinusoïdal d'amplitude variable et de fréquence  $f$  qui détermine la fréquence de la tension de sortie) et de porteuse  $S_p$  (triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence très élevée). L'utilisation de cette commande permet d'éliminer les premiers rangs d'harmoniques de courant afin d'améliorer le facteur de puissance. Cette technique ne résout pas totalement le problème des harmoniques de

courant. Le résultat est un chronogramme de commande



(Fig III-10) La commande MLI [9]

Le réglage en amplitude et en fréquence de la tension de sortie de l'onduleur est défini par le coefficient de réglage en tension (représentant le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de la porteuse), et l'indice de modulation qui est donné par le rapport des fréquences de la porteuse et de la référence [9].

### III -8-La Modulation de largeur d'impulsion :

#### III -8-1-Définition :

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en [anglais](#) : Pulse Width Modulation, soit PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuits à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états [discrets](#).

Le principe général est qu'en appliquant une succession d'états [discrets](#) pendant des durées bien choisies, on peut obtenir en moyenne sur une certaine durée n'importe quelle valeur intermédiaire.

Nous avons dit auparavant (II.6) que les ondes délivrées par les onduleurs à commande pleine onde ou à commande décalée sont riches en harmoniques. Pour atténuer ces harmoniques on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre. Le filtrage de la tension ou de courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux, car le premier harmonique à éliminer (L'harmonique 3 ou 5) à une fréquence très voisine de celle du fondamental.

La modulation de largeur d'impulsion s'avère être la technique la plus appropriée pour la commande de l'onduleur tout en ayant une bonne neutralisation de l'onde de sortie

### III -8-2- Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI):

-Les paramètres essentiels de la MLI sont:

-La fréquence du modulation :  $f_p$

II -L'indice de modulation :  $m = \frac{f_p}{f_r}$  ou  $f_r$  est la fréquence de la référence.

- Le coefficient de réglage en tension :  $r$ :

$$r = \frac{A_r}{A_p}$$

Avec :

$A_r$  : Amplitude de la référence.

$A_p$  : Amplitude de la porteuse.

La modulation montre que plus « m » est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible [9].

- La modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier cela conduit à une

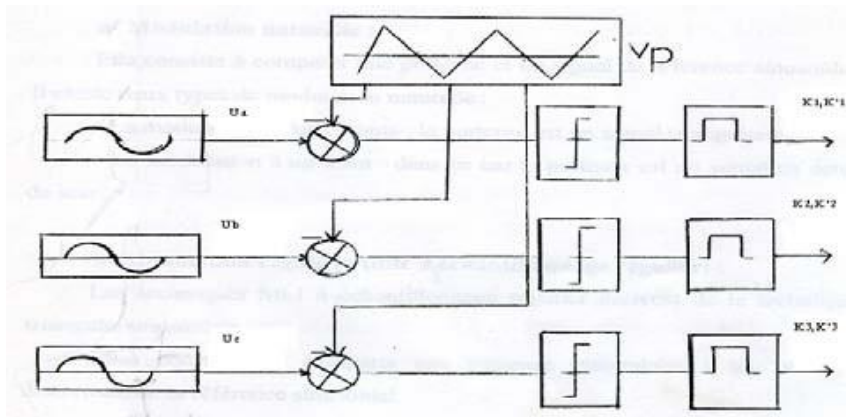
tension de sortie « U' » qui se reproduit identiquement à elle-même tout les  $T$

Dans certains cas la modulation est a synchrone , notamment quand à fréquence de modulation  $f(p)$  donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente [9].

On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal a « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisantes aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.

Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donnée par la Figure (II.7).



(Fig III-11) Schéma synoptique de la commande en MLI (triphasé)

Un générateur d'onde délivre l'onde triangulaire aux trois phases (porteuse commune), par contre la référence est propre à chaque phase, les trois références étant déphasées de  $120^\circ$ .

### III -8-3-Types de Modulation :

-Il existe deux types de modulation :

\*III -8-3-1-Modulation naturelle.

\*III -8-3-2- Modulation régulière.

#### III -8-3-1-Modulation naturelle :

Cette technique utilise le principe général de la commande MLI qui consiste à comparer directement le signal de la porteuse avec celui de la référence.

Il est important de noter que la largeur d'impulsion est proportionnelle à l'amplitude du signal modulé à l'instant ou le basculement à lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées. Ceci à deux conséquences importantes:

Les centres des impulsions dans le signal MLI résultant ne sont pas équidistants.

Il n'est pas possible de définir les largeurs d'impulsions en utilisant des expressions analytiques.

#### III-8-3-2-Modulation Régulière :

Les techniques MLI à échantillonnage régulier dérivent de la technique triangulo-sinusoidale. Elle consiste donc à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence.

On distingue :

- 1) Technique à échantillonnage régulier symétrique.
- 2) Technique à échantillonnage régulier asymétrique.
- 3) Technique à échantillonnage régulier modifier.

### III-8-4-Technique de production d'onde MLI :

Plusieurs techniques d'obtention d'onde MLI sont utilisés pour générer le signal de contrôle nécessaire à la commande et au blocage des éléments semi- conducteurs par exemple : impulsions de commande pour thyristors et courant de base pour les transistors. Le plus souvent, on fait appel à la technique analogique, numérique ou en utilisant les deux au même temps.

#### III -8-4-1-Technique analogique :

Cette technique est basée sur la comparaison entre une porteuse triangulaire et la référence, la comparaison est réalisée à l'aide d'un amplificateur opérationnel (Figure II.8).

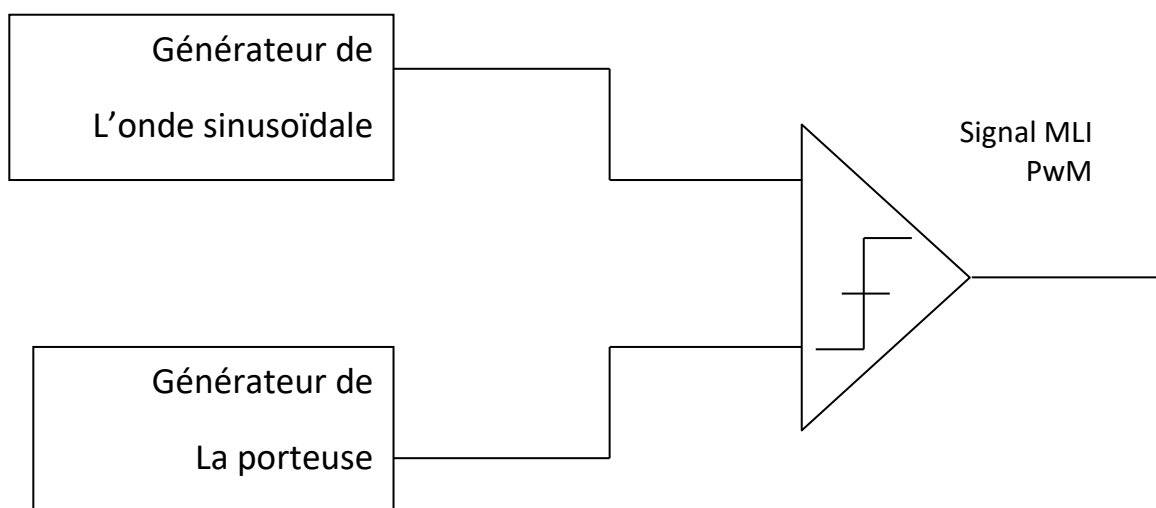
#### III -8-4-2-Technique numérique :

Elle est basé sur l'utilisation des microprocesseurs qui assurent la génération des impulsions en se servant d'un programme définissant les angles d'amplitudes calculés au préalable. Cette technique a apporté une grande amélioration significative en matière de simplicité et performance du circuit de commande (Figure II.9).

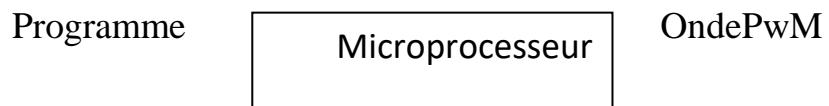
#### III -8-4-3-Technique hybride :

Elle consiste à combiner les deux techniques précédentes analogique et numérique : L'onde de référence est obtenue d'une manière numérique (programmer sa fonction), par

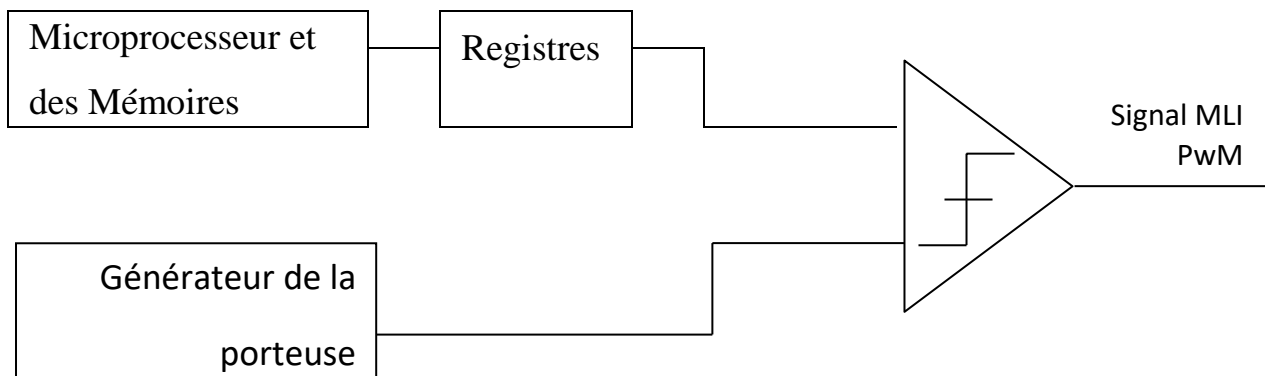
Contre l'onde porteuse est obtenue d'une manière analogique, La comparaison entre les deux signaux se fait par un comparateur analogique (Figure II.10).



(Fig III-12) Technique analogique



**(Fig III-13) Technique Numérique**



**(Fig III-14) Technique Hybride**

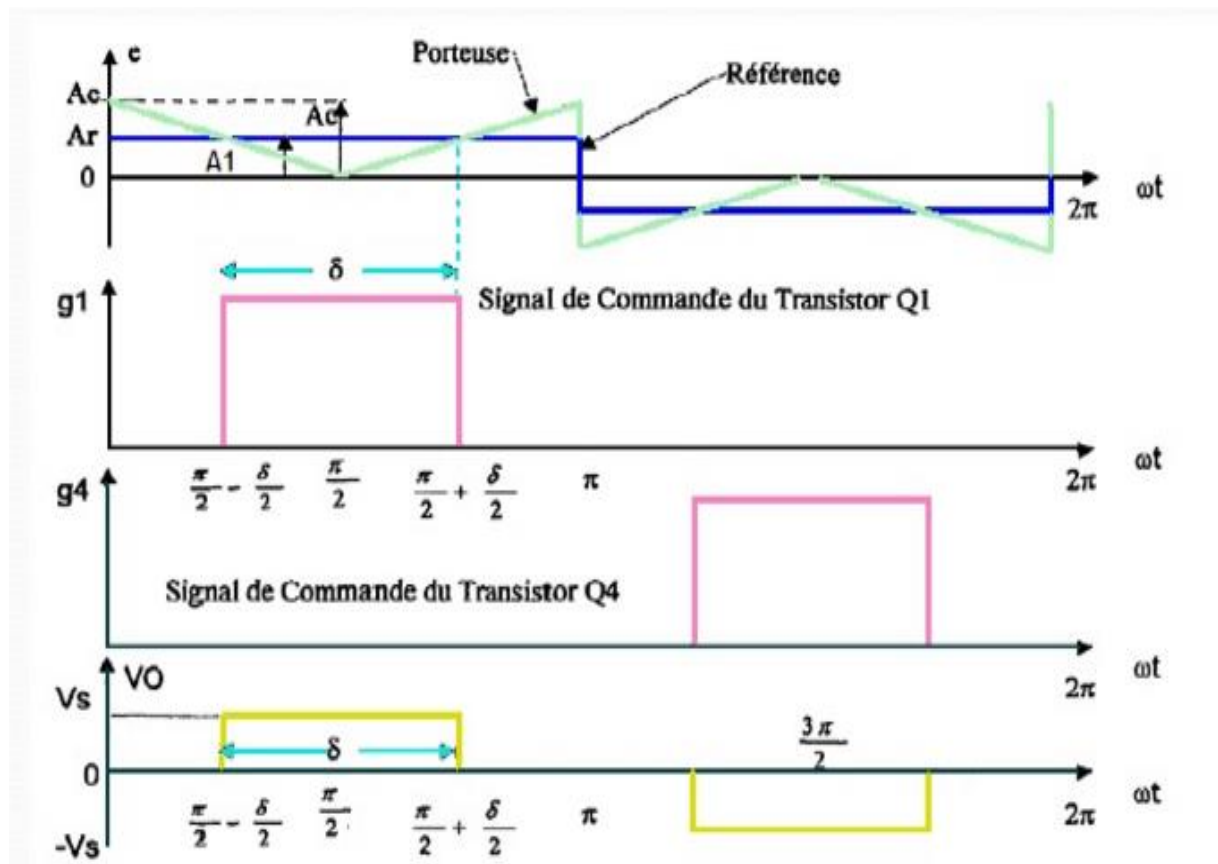
### III-8-5-Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions :

Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, parmi les quelles on peut citer :

- 1- MLI Simple
- 2- MLI multiple
- 3- MLI Sinusoïdale
- 4- MLI Sinusoïdale modifié
- 5- Commande par déplacement de phase

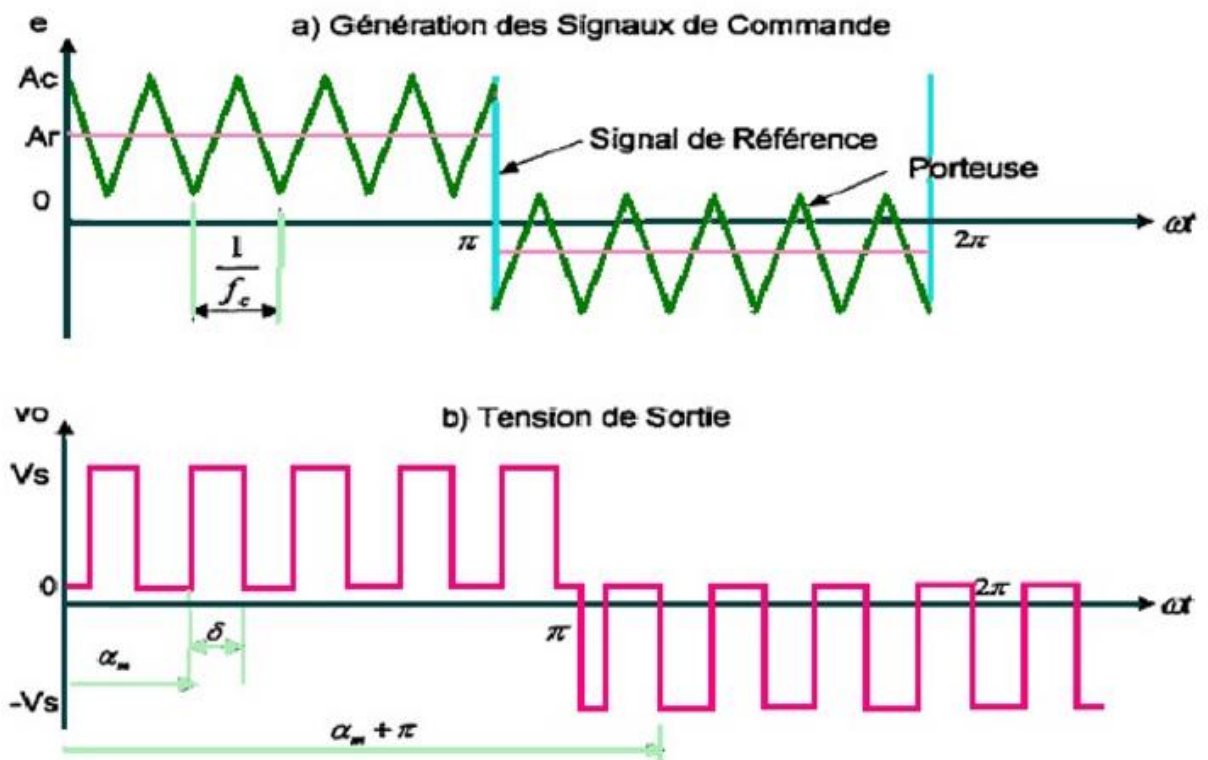
#### 1-MLI Simple :

Cette MLI une seule impulsion par demi-cycle et la largeur de cette impulsion fait varier l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur.



(Fig III-15) MLI Simple

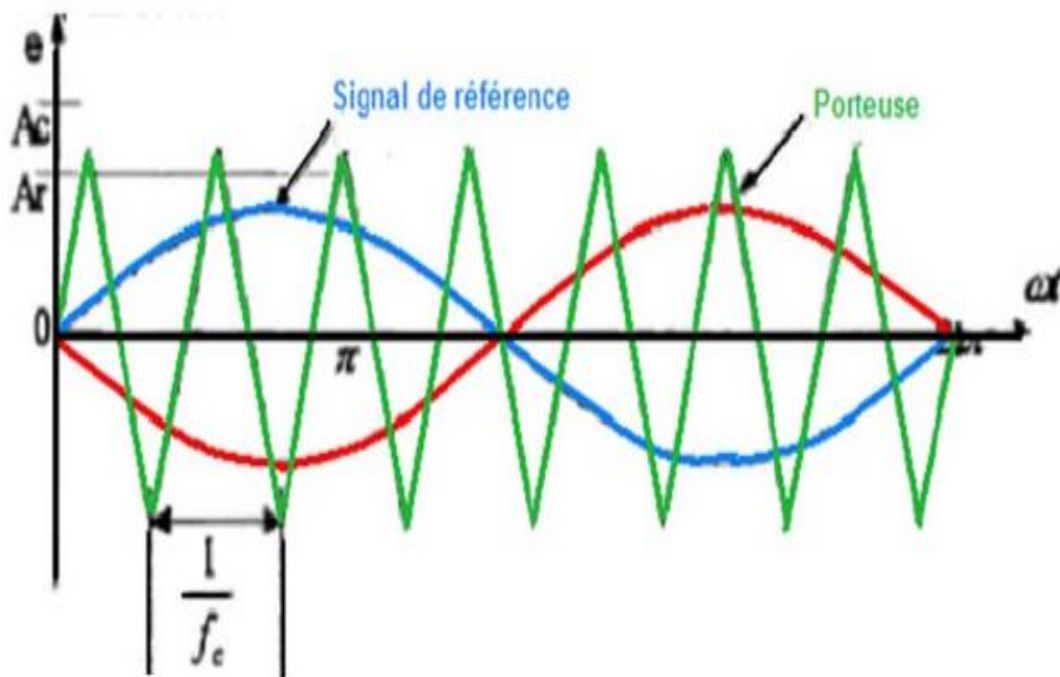
### 2-MLI multiple :



(Fig III-16) MLI multiple

### 3-MLI Sinusoïdale :

La largeur de chaque impulsion varie en fonction de l'amplitude d'une onde sinusoïdale évaluée au centre de la même impulsion

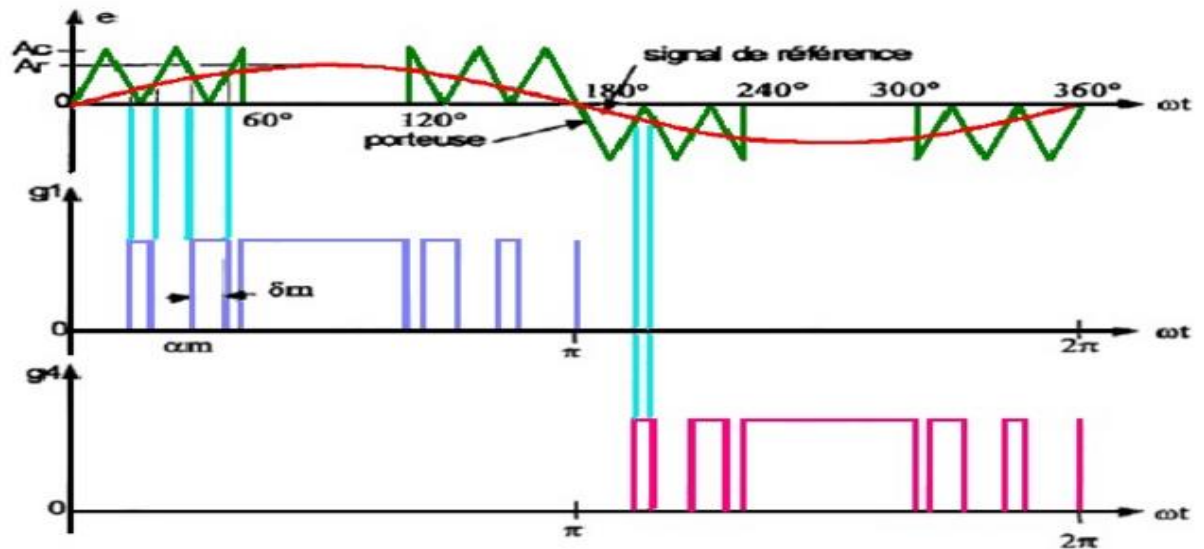


(Fig III-17) MLI Sinusoïdale, génération des signaux de commande par une porteuse triangulaire sinusoïdale



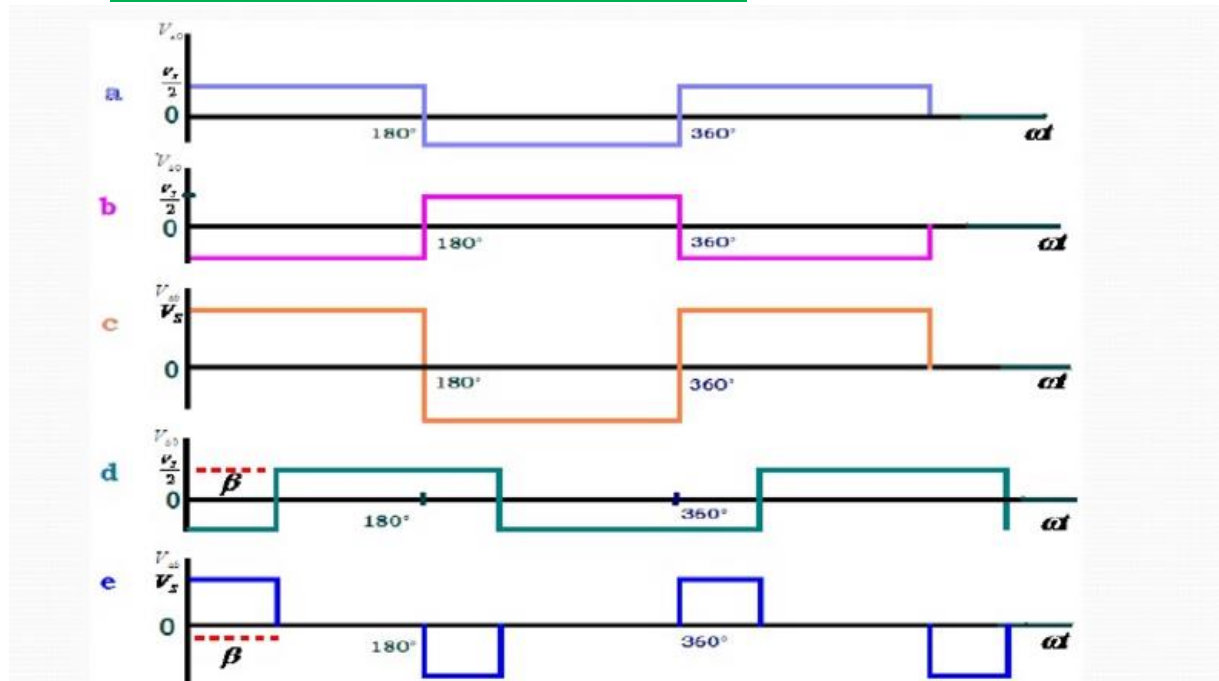
#### 4-MLI Sinusoïdale modifié :

Sur cette MLI en applique l'onde sinusoïdale durant le début et la fin d'un intervalle de  $60^\circ$  par demi-cycle.



(Fig III-18) MLI Sinusoïdale modifié

#### 5-Commande par déplacement de phase :



(Fig III-19) Contrôle par déplacement de phase

### **III -9-CONCLUSION :**

-Dans ce chapitre nous avons présentés les onduleurs et ces différents types ainsi une analyse de fonctionnement des onduleurs triphasés.

Nous avons étudié aussi le principe de la commande MLI et leur but, sans objectif est axé sur :

- Réduction des harmoniques.
- Réduction des différents types de pertes.
- Amélioration du rendement de l'entraînement de moteur

CHAPITRE IV  
COMMANDE  
VECTORIELLE  
ET  
ASSOCIATION  
MACHINE  
ASYNCHRONE  
ONDULEUR

## *IV-1- Commande vectorielle d'une machine asynchrone :*

### *IV-1-1 Introduction:*

Une véritable mutation de l'industrie mondiale imposée par la robotisation de plus en plus intense fait appel aux variateurs de vitesse avec des machines à courant alternatif [23].

A l'heure actuelle, le moteur asynchrone, de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une plage de puissance de quelque watts jusqu'à quelques mégawatts.

Ces dernières décennies, les recherches universitaires et industrielles se sont orientées afin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple sont, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment, idée mise en existence par BLASCHKE en 1971 sous le nom « commande vectorielle », et propulsée par le développement spectaculaire de la micro-informatique et de l'électronique de puissance [24].

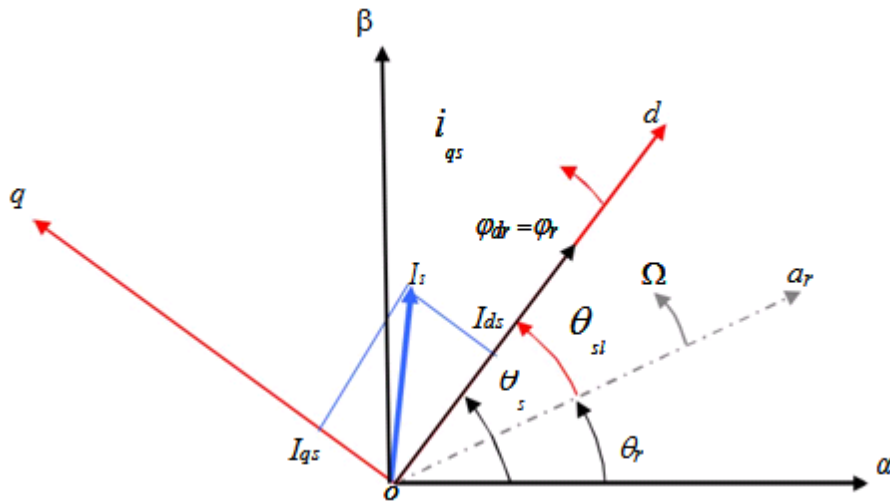
Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone triphasé commandée en tension. La simulation à été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en tension.

### *IV-1-2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF):*

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine[2].

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée[2].

Commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (III.1) [25].



(Fig IV -1) Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer

**Choix d'orientation de flux:**

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

\* $\Phi_{rq} = 0$  et  $\Phi_r = \Phi_{rd}$  : c'est le flux rotorique qui orienté.

\* $\Phi_{sd} = 0$  et  $\Phi_s = \Phi_{sq}$  : c'est le flux statorique qui orienté.

\* $\Phi_{mq} = 0$  et  $\Phi_m = \Phi_{md}$  : c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique. [25]

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

### IV-1-3 Principe du contrôle par flux orienté :

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ( $\omega_s$ ), donc on peut remarquer les propriétés suivantes[2]:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle. ( $\overline{\phi}_{rq} = 0$ )
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique. ( $\overline{\phi}_r = \overline{\phi}_{rd}$ )
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ( $\overline{\phi}_r = cst \rightarrow i_{rd} = 0$ )

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_s + j\omega_s \overline{\Phi}_s \\ 0 = R_r \overline{i}_r + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_r + j\omega_r \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = L_s \overline{i}_s + M \overline{i}_r \\ \overline{\Phi}_r = L_r \overline{i}_r + M \overline{i}_s \rightarrow \overline{i}_r = \frac{\overline{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M \overline{i}_s}{L_r} \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Avec :  $\overline{X} = X_d + jX_q$  ( $\overline{X}$  représente le flux, les courants et les tensions)

Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état ( $\overline{i}_s, \overline{\Phi}_r$ ) on réalise les changements suivants :

$$\overline{\phi}_S = L_S \overline{i}_S + \frac{M \overline{\phi}_r}{L_r} - \frac{M^2}{L_r} \overline{i}_S = L_S \left(1 - \frac{M^2}{L_S L_r}\right) \overline{i}_S + \frac{M}{L_r} \overline{\phi}_r \quad (\text{IV.3})$$

$$\overline{\phi}_S = \sigma L_S \overline{i}_S + \frac{M}{L_r} \overline{\phi}_r \quad (\text{IV.4})$$

(IV.4) dans l'équation de la tension statorique et (IV.5) dans l'équation de la tension de la tension rotorique donne :

$$\overline{i}_r = \frac{\overline{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M \overline{i}_S}{L_r} \quad (\text{IV.5})$$

$$\begin{cases} V_S = R_S \overline{i}_S + \frac{d}{dt} \left( \sigma L_S \overline{i}_S + \frac{M}{L_r} \overline{\Phi}_r \right) + j \omega_s \left( \sigma L_S \overline{i}_S + \frac{M}{L_r} \overline{\Phi}_r \right) \\ 0 = R_r \left( \frac{\overline{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M \overline{i}_S}{L_r} \right) + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_r + j \omega_r \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \overline{i}_S + \left( \frac{R_r}{L_r} + j \omega_r \right) \overline{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_r \quad (\text{IV.7})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \overline{i}_S + \left( \frac{R_r}{L_r} + j \omega_r + S \right) \overline{\Phi}_r ; \overline{\Phi}_r = \Phi_{dr} \quad (\text{IV.8})$$

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{dS} + \left( \frac{R_r}{L_r} + S \right) \overline{\Phi}_r \\ 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{qS} + \omega_r \overline{\Phi}_r \rightarrow i_{qS} = \frac{\omega_r L_r}{R_r M} \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

$$\begin{cases} i_{dS} = \frac{S + \frac{R_r}{L_r}}{\frac{MR_r}{L_r}} \overline{\Phi}_r = \frac{S + \frac{1}{T_r}}{\frac{M}{T_r}} \overline{\Phi}_r = \frac{T_r S + 1}{M} \overline{\Phi}_r \\ i_{qS} = \frac{T_r \omega_r}{M} \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

La relation de  $i_{dS}$  signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique  $i_{dS}$  moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps  $T_r$

$$\overline{V}_r = 0 = R_r \overline{i}_r + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_r + j \omega_r \overline{\Phi}_r \quad (\text{IV.11})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 & (1) \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} = 0 & (2) \end{cases}$$

$$(1) \rightarrow 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \text{ (IV.12)}$$

$$\Phi_{dr} = cte \rightarrow \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = 0 \text{ (IV.13)}$$

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{cases} \Phi_{qr} = 0 \\ \Phi_{dr} = \Phi_r = cst \text{ (IV.14)} \\ i_{dr} = 0 \end{cases}$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_r = M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{rq} + M i_{qs} = 0 \text{ (IV.15)} \end{cases}$$

A partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \text{ (IV.16)}$$

On remplace le système (IV.14) dans la formule de couple électromagnétique on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \text{ (IV.17)}$$

Ou encore, le couple devient:

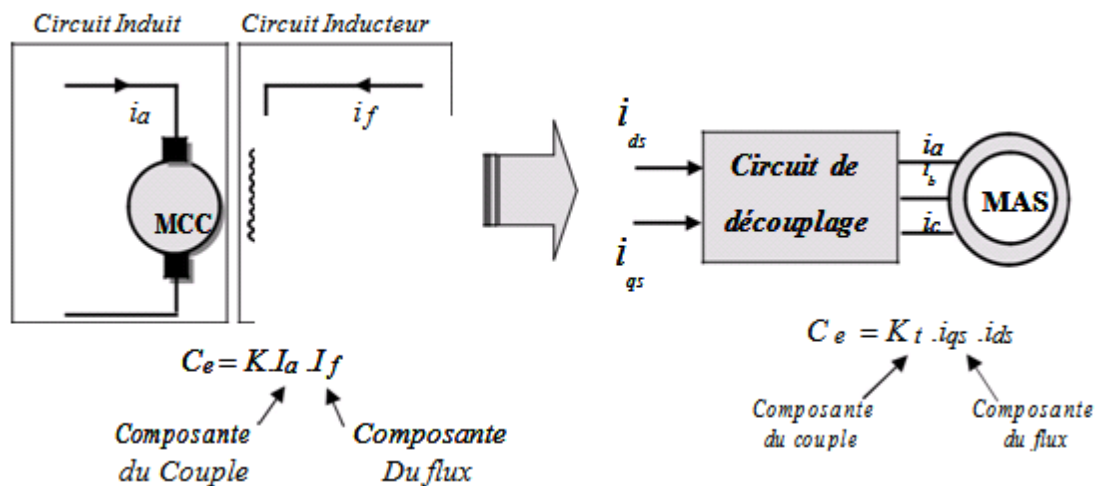
$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \text{ (IV.18)}$$

Avec :

$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \text{ (IV.19)}$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (IV.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone[2].





(Fig IV -2) Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilote qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [27] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega = P\Omega_r + \omega$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

#### IV-1-4-Types de la commande vectorielle:

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui à été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse

#### IV-1-4-Commande vectorielle directe:

Pour déterminer le position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteur spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et. Les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- La non fiabilité de la mesure du flux

- problème de filtrage du signal mesuré.

- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

- Le coût de production élevé (capteurs+filtre)

Afin de pouvoir utiliser une machine standard les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateur de flux.

Nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur.

#### IV -1-4-2 Commande vectorielle indirecte:

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

\*Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [29].

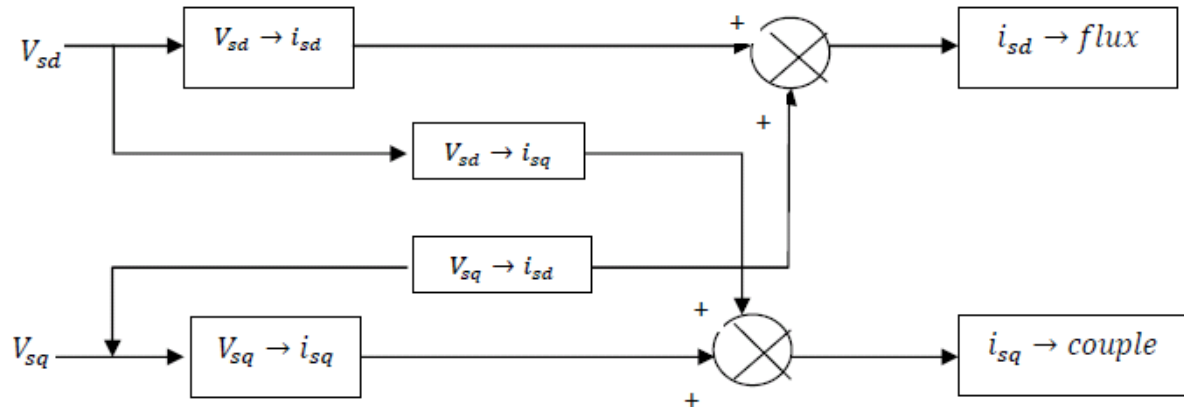
#### IV1-5-Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension:

##### IV-1-5-1- Expression générale du moteur[30] :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d,q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de  $\Phi_r$ [31]. Le flux  $\Phi_r$  étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état  $[X] = [A][X] + [B][U]$  nous permet d'exprimer  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ ,  $\Phi_r$  et  $\omega_s$  avec  $\Phi_{rq} = 0$  et  $\overline{\Phi_{rd}} = 0$  :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r^2} P \Omega \Phi_r \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{sd} \\ \omega_s = P \Omega + \frac{M i_{sq}}{T_r \Phi_r} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des moteurs asynchrones alimentées en tension mais  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  influent à la fois sur  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  donc sur le flux et le couple (Figure IV .3). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage[30].



(Fig IV -3) Description des couplages

#### IV-1-5-2- Système d'équations liées au flux rotorique:

Les équations(IV.20), munies de la contrainte ( $\Phi_{rq} = 0$ ) se simplifient:

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (\text{IV.21})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r \quad (\text{IV.22})$$

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} \quad (\text{IV.23})$$

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{IV.24})$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (\text{IV.25})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (\text{IV.26})$$

Les équations (IV.23) et (IV.24) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux,  $i_{sd}$  et le courant producteur du couple  $i_{sq}$ . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple. La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (IV.23), (IV.24) et (IV.25). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la fig(IV.4).

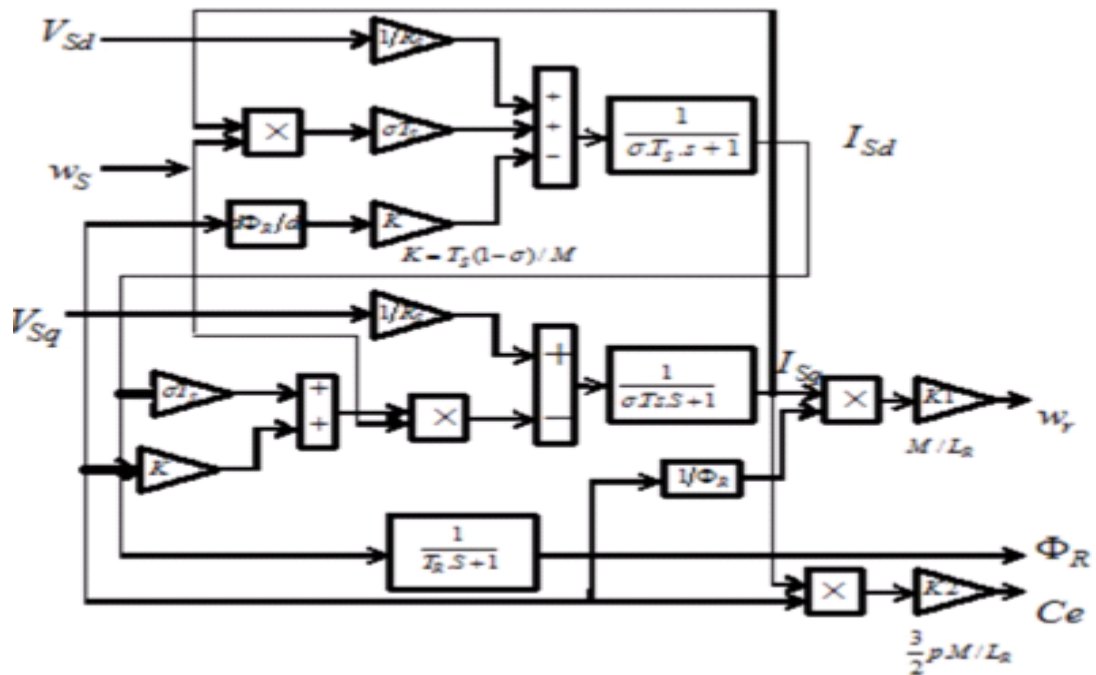


Fig IV.4 structure de la commande par orientation du flux rotorique[2]

#### IV-1-5-3 Découplage entré-sortie:

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [23].

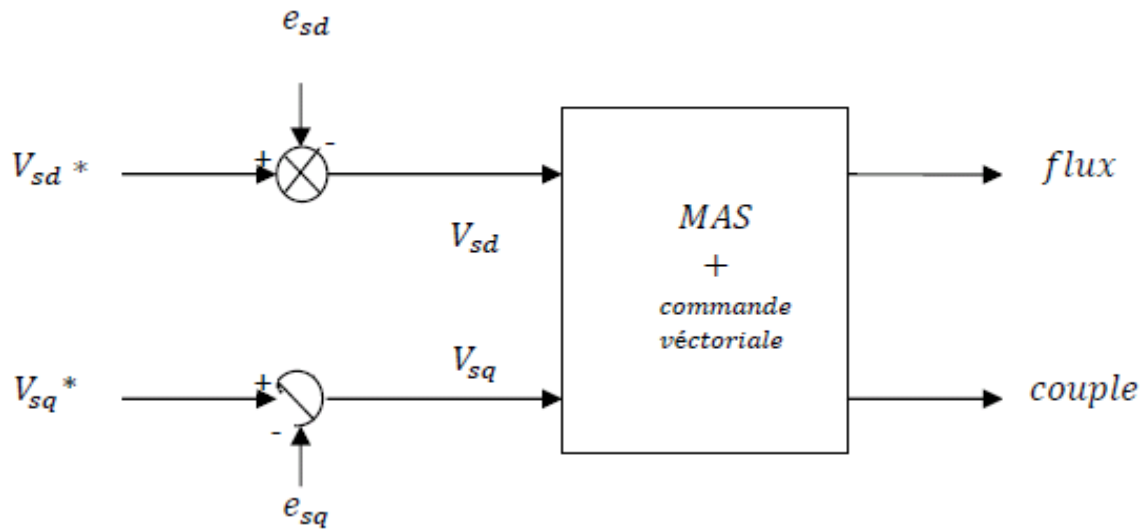
#### IV-1-5-3-1- Découplage par compensation:

Définissons deux nouvelles variables de commande  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$  telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd}^* - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq}^* - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

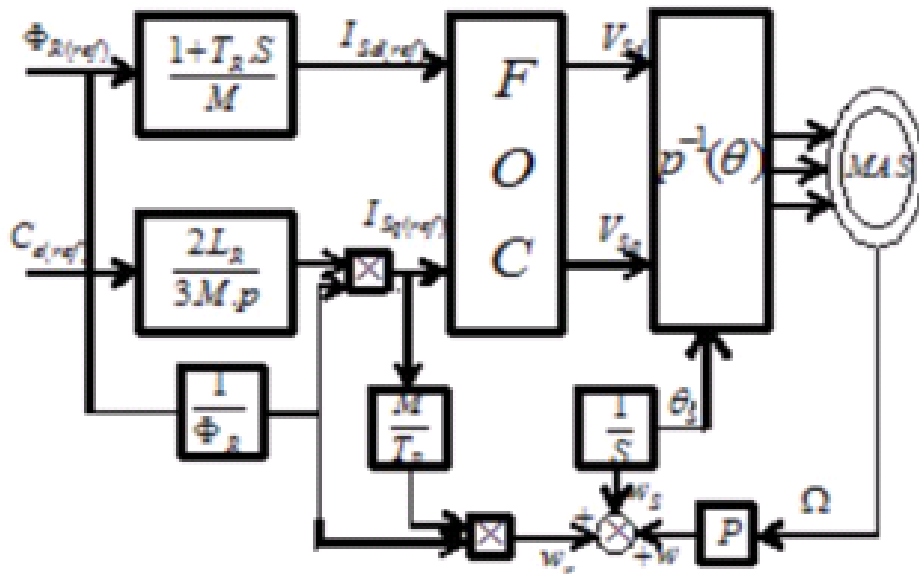
$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r^2} P \Omega \Phi_r \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstitué a partir des tensions  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$



(Fig IV -5) Reconstitution des tensions

La Fig. (IV.6) donne le schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique avec un découplage entrée sortie.



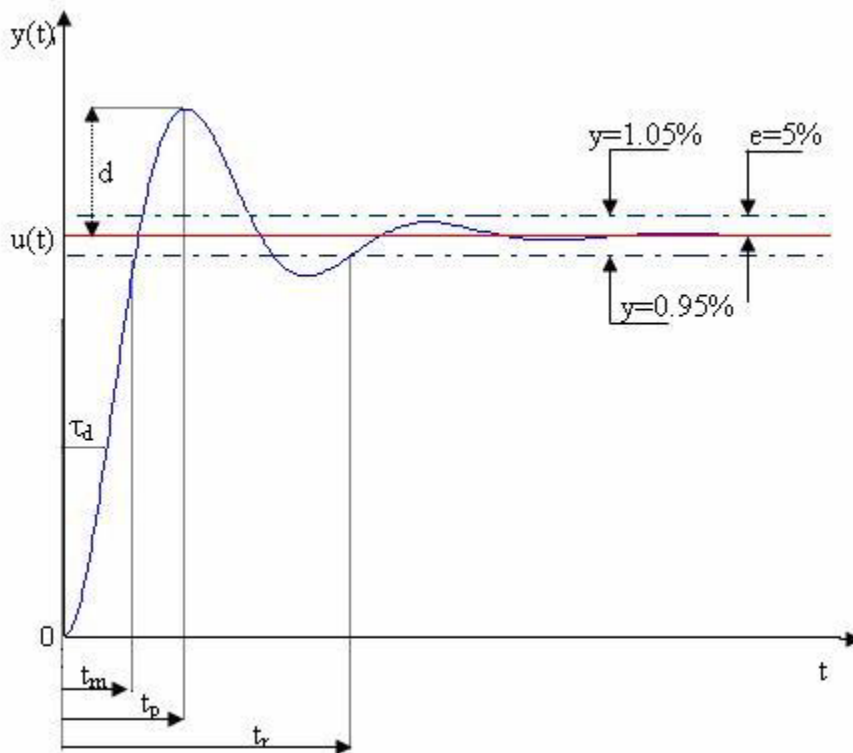
(Fig IV -6) commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie

#### IV.1.6 Régulation:

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [26], [32], [33]; à savoir :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation :
  - Temps de montée.
  - Temps de réponse.
  - Dépassement.
  - Stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie)

- Sensibilité à la variation de paramètres.

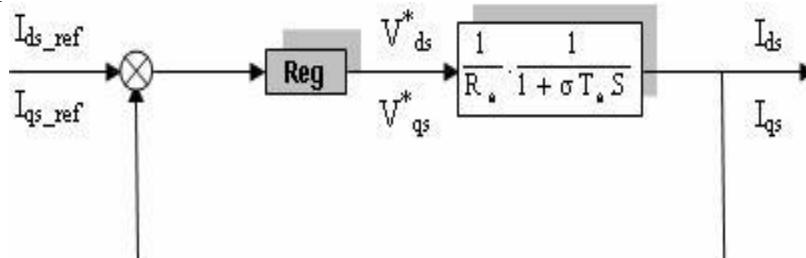


(Fig IV -7) Caractéristiques de la réponse des systèmes.

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander[34].

#### IV-1-6-1- Régulation de Courant :

Du découplage proposé à la figure (IV.8), on aboutit au schéma bloc simple et identique pour les deux axes



(Fig IV -8) Boucle de courant après découplage.

Chaque boucle de courant est dotée d'un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne

Le régulateur PI (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I. La fonction du régulateur PI en continue est :

$$c(t) = k_p \left( \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \right) \text{(IV.29)}$$

La fonction de transfert en S est :

$$C(S) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i S} \right) = k_p + \frac{k_i}{S} \text{(IV.30)}$$

Avec  $k_p$  : constante de proportionnalité

$k_i = \frac{k_p}{T_i}$ : constante d'intégration,  $T_i$  : constante de temps d'intégration, elle est choisie d'une manière à satisfaire un compromis stabilité-rapidité .

On calcule la fonction de transfert en boucle ouverte, de la figure (IV.8) :

$$G_0(S) = \left( k_p + \frac{k_i}{S} \right) \cdot \left( \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \sigma T_s \cdot S} \right)$$

par compensation on aura:  $\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$

$$= k_p \left( S + \frac{k_i}{k_p} \right) \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{S + \frac{R_s}{\sigma L_s}}$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F(S) = \frac{G_0(S)}{1 + G_0(S)} = \frac{\frac{k_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}{1 + \frac{k_p}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{S}}$$

Après calcul et développement on trouve :

$$F(S) = \frac{1}{\tau_i \cdot S + 1}$$

Avec:  $\tau_i = \frac{\sigma L_s}{k_p}$  : constante de temps des courants dans les deux boucles.

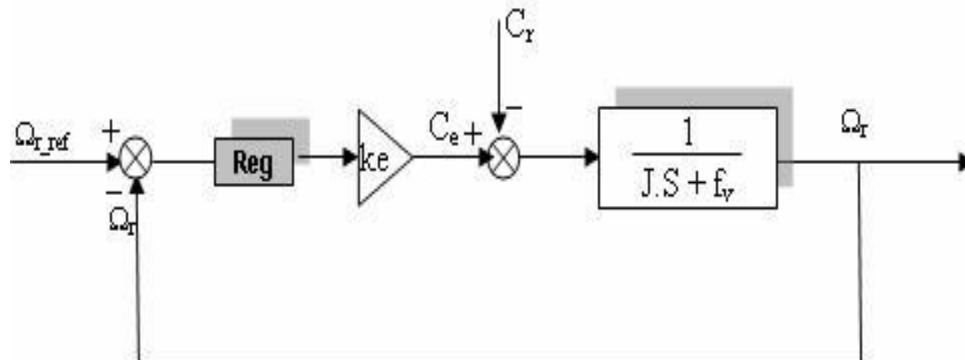
On choisit la dynamique de la boucle de courant qui est rapide par rapport à celle de la vitesse on déduit  $k_p$  et enfin  $k_i$ .

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.



#### IV-1-6-2- Régulation De Vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse avec un régulateur PI est le suivant :

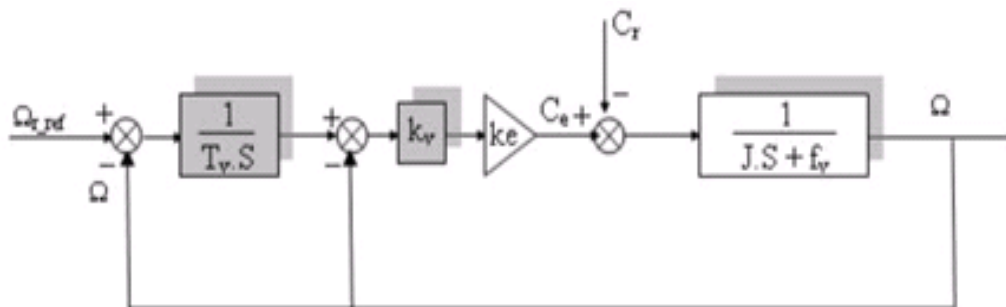


(Fig IV -9) Boucle de régulation de vitesse à structure PI

$ke = p \frac{M}{L_r} \Phi_{r-ref}$  : Constante du couple électromagnétique .

Avec cette structure de régulation (PI) de vitesse, on n'a pas pu avoir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation).

Alors, on est amené à utiliser la structure de régulation de vitesse IP, tel que schématisée sur la fig (IV.10).



(Fig IV -10) Boucle de régulation de vitesse structure IP

Dans cette structure, on a deux boucles en cascade, le calcul des coefficients du régulateur est développé en annexe .

#### IV-1-7- Mode Défluxage :

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur [37].



Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$$\Phi_{r\_ref} = \Phi_{r\_nom} : \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

$$\Phi_{r\_ref} = \frac{\Omega_{r\_nom} \Omega_{nom}}{|\Omega|}$$

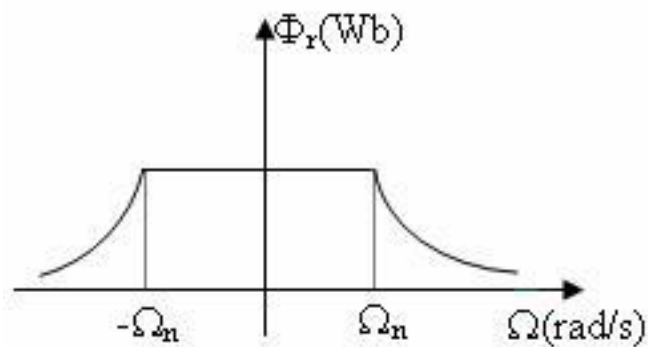
Avec :

$\Phi_{r\_ref}$  : flux rotorique de référence .

$\Phi_{r\_nom}$  : flux rotorique de nominal.

$\Omega_{ref}$  : vitesse de référencé .

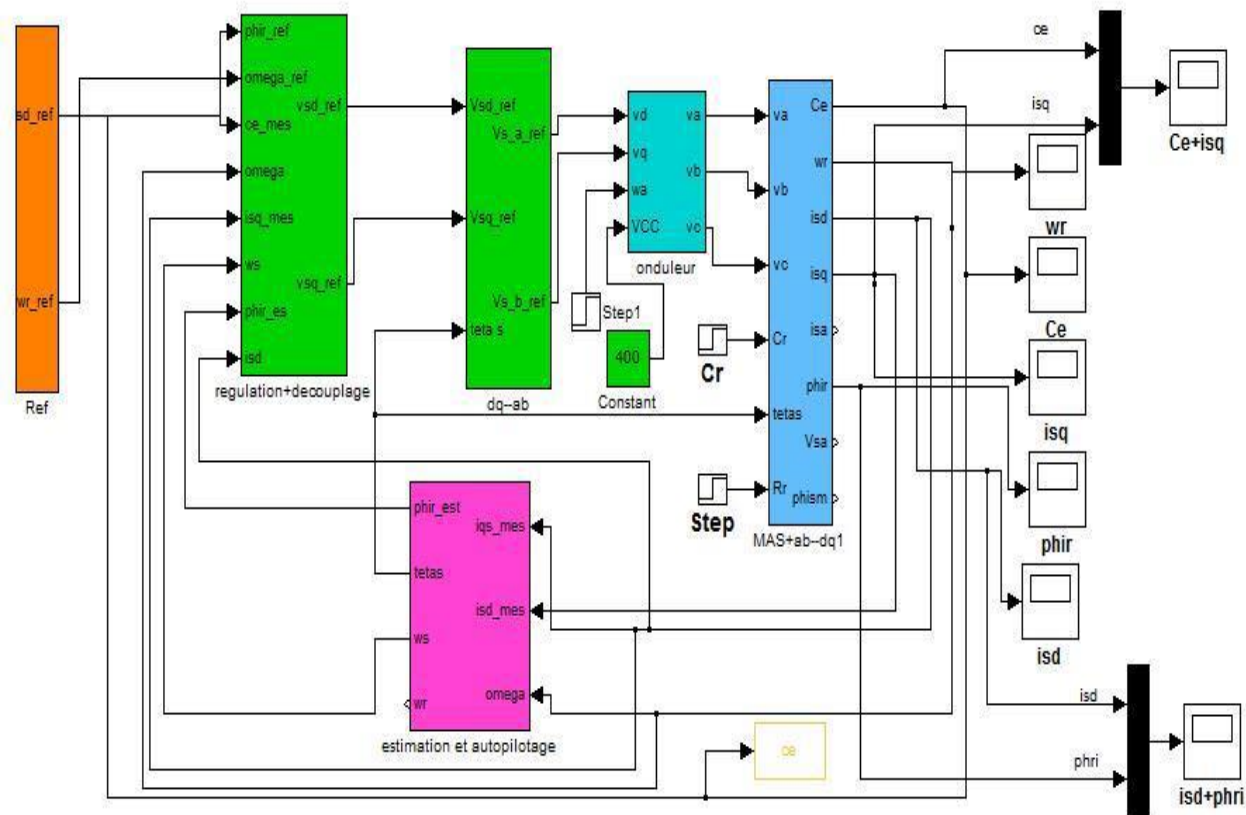
$\Omega_{nom}$  : vitesse de rotation nominal .



(Fig IV -11) Opération en mode défluxé

### IV-1-8- Simulation numérique:

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, dans ce chapitre, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé. Le schéma d'ensemble est donné par la fig(IV.12)



(Fig IV -12) Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension

### IV-1-9-Présentation des résultants de simulation:

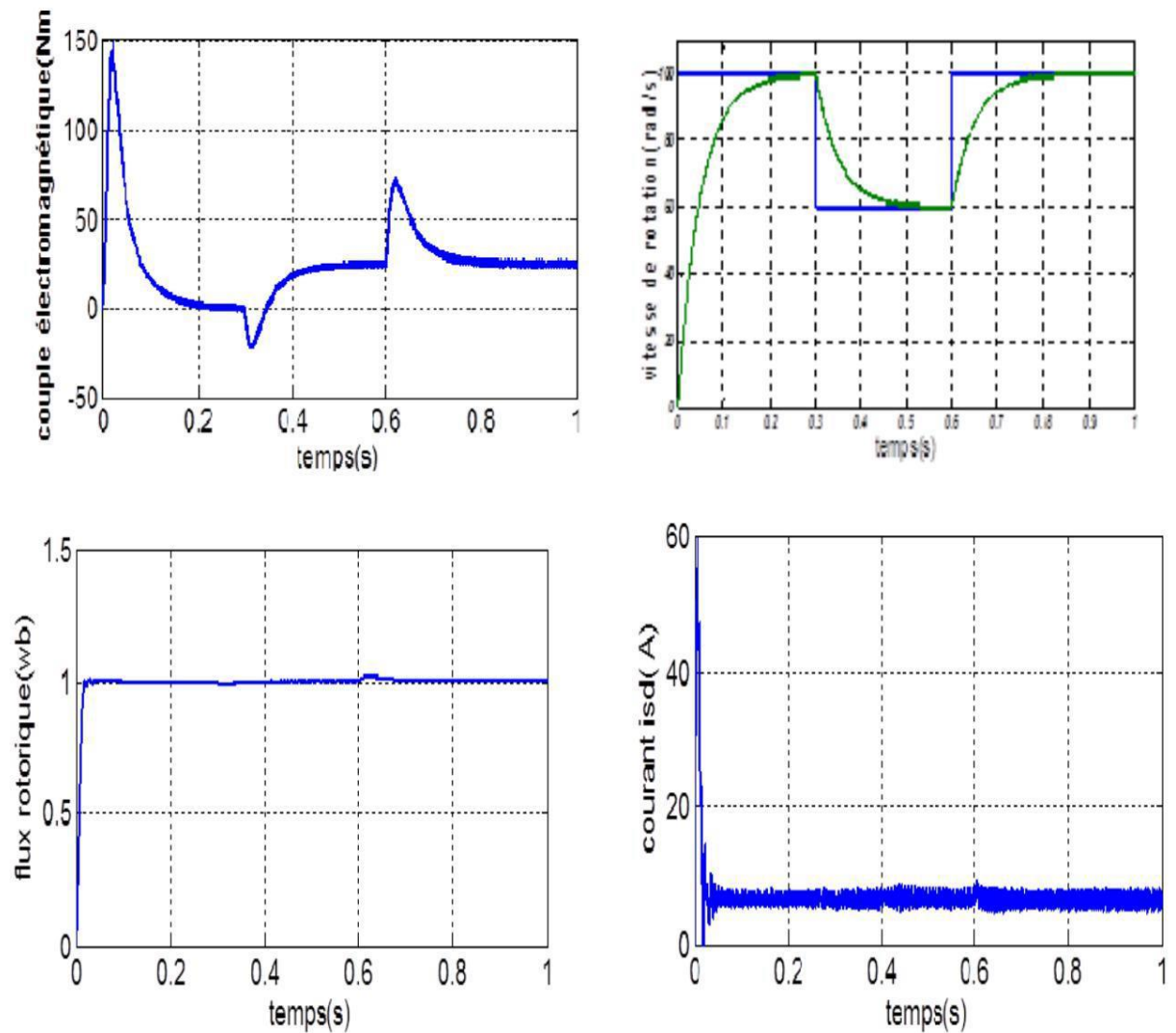
Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans d' différents cas de fonctionnement tels que la variation de charge, de la vitesse et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique.

#### IV-1-9-1- Simulation avec variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ( $\Omega_{ref} = 100, 60, 100$  rad/s) de la fig (IV.13) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influx sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste.

Le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur

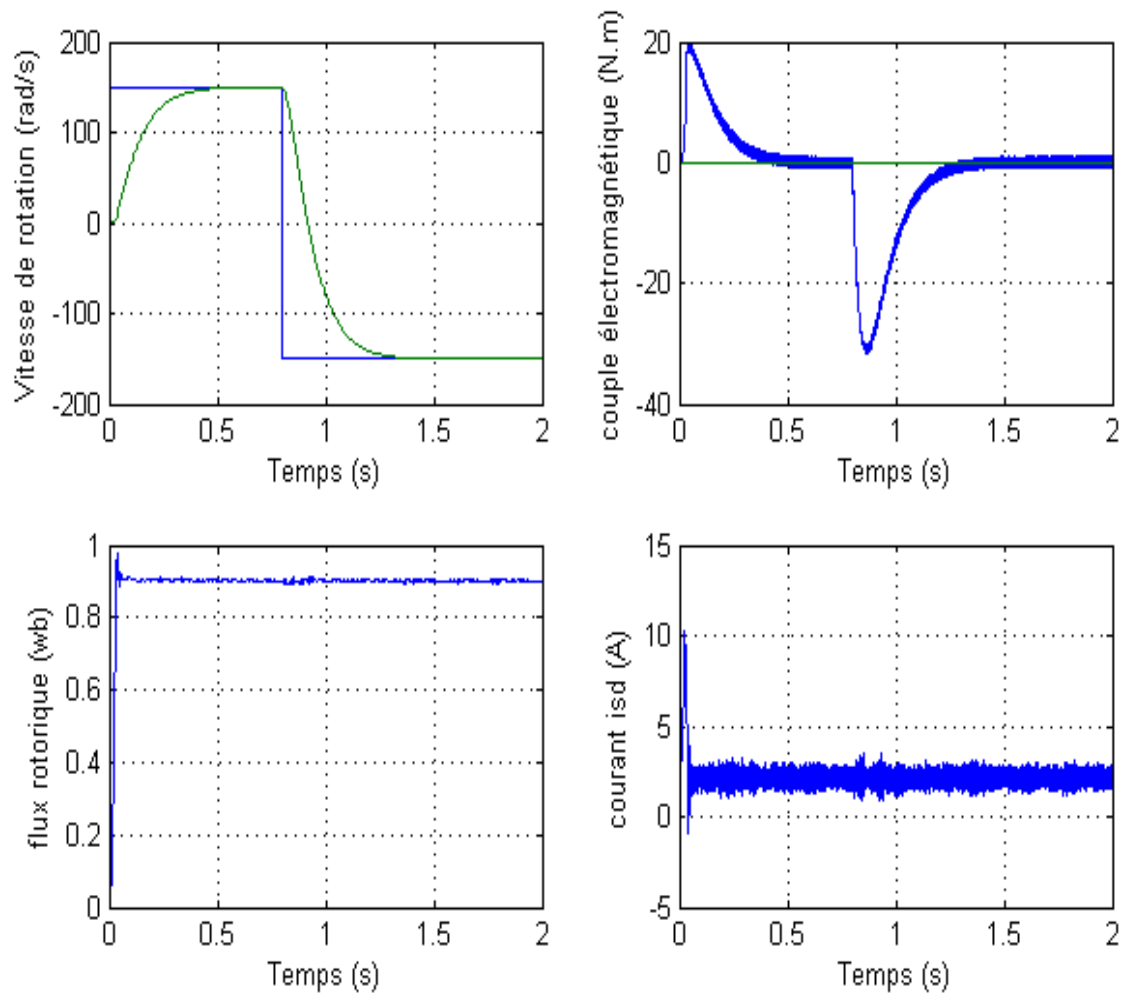


(Fig IV -13) Simulation avec variation de vitesse

#### IV.1.9 .2 Simulations avec l'inversion de vitesse:

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (150 rad/s à -150 rad/s) avec une charge, les résultats montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.



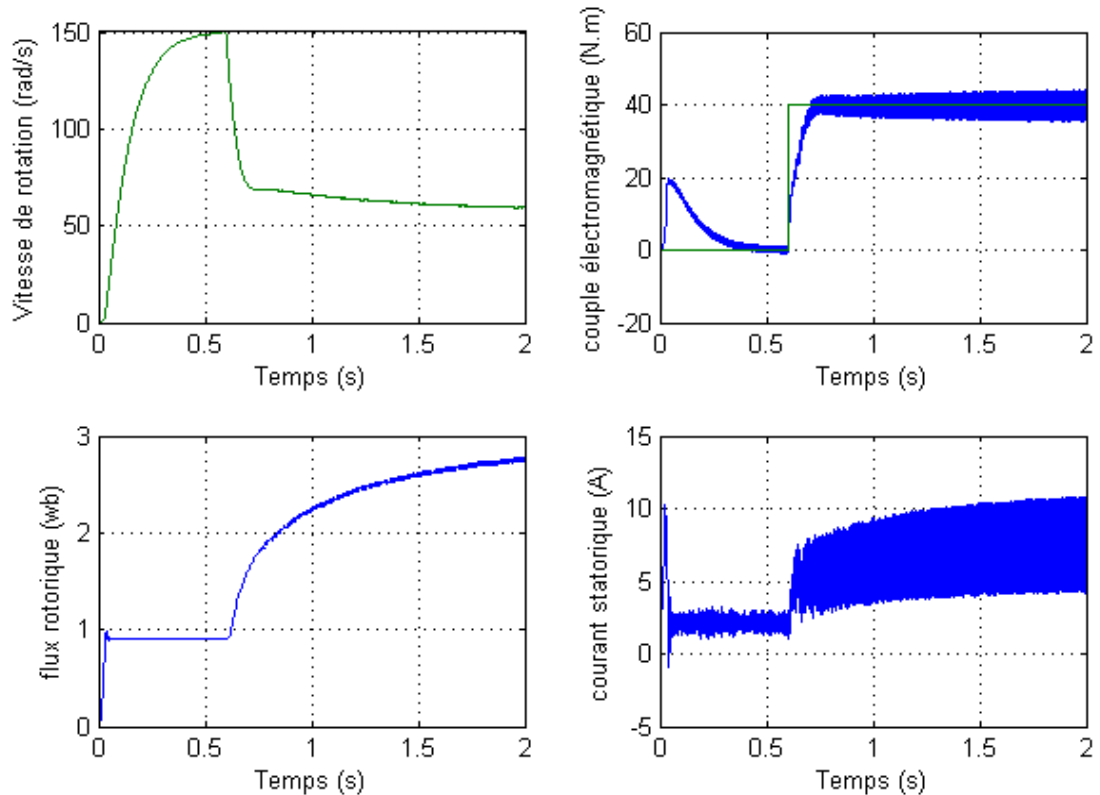
(Fig IV -14) Simulations avec l'inversion de vitesse

#### IV.1.9.3 Simulation avec variation de la charge:

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge fig (IV. 15), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique  $C_e$  et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant  $I_{sq}$  à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ( $\phi_{rq} = 0$ )

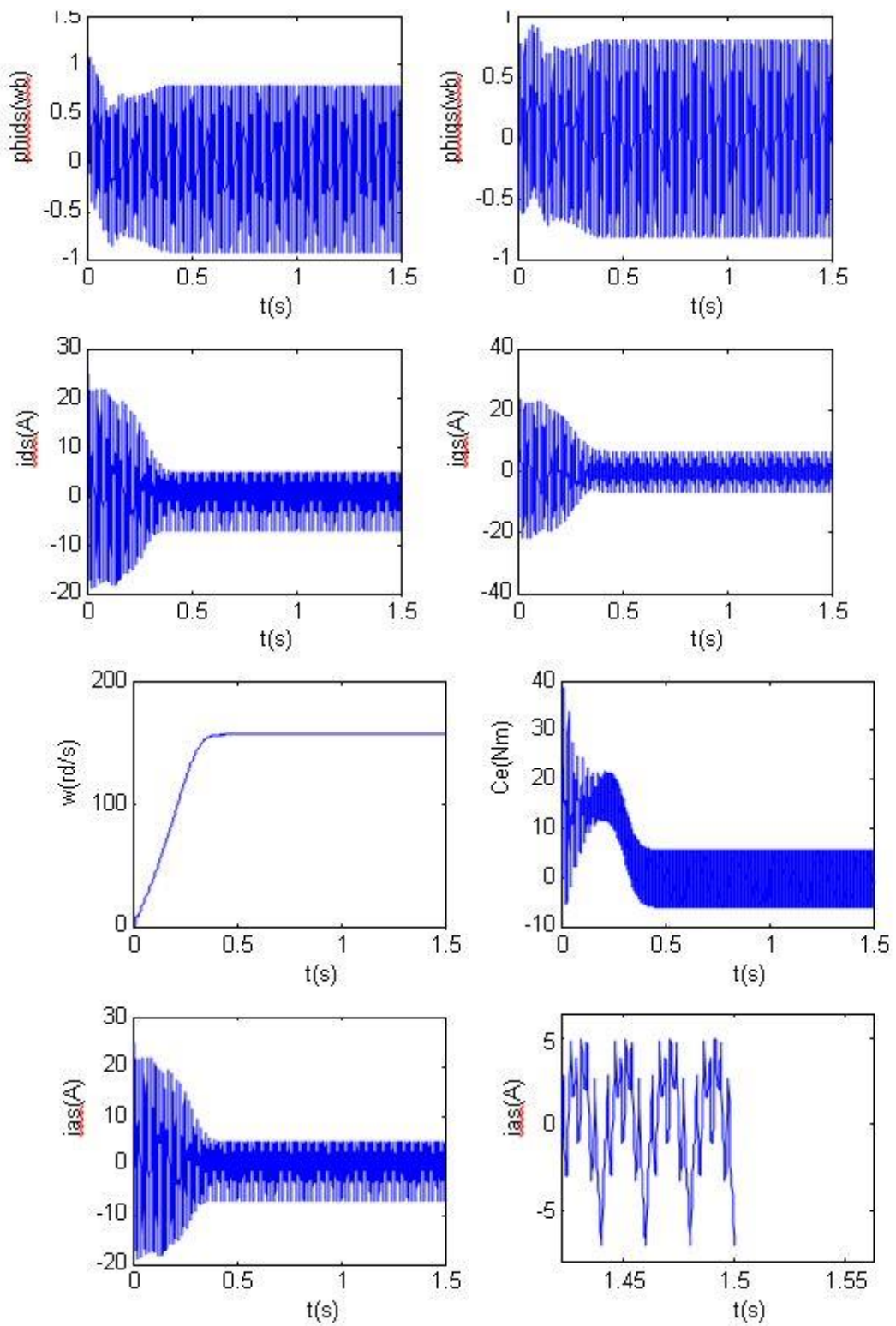
Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.



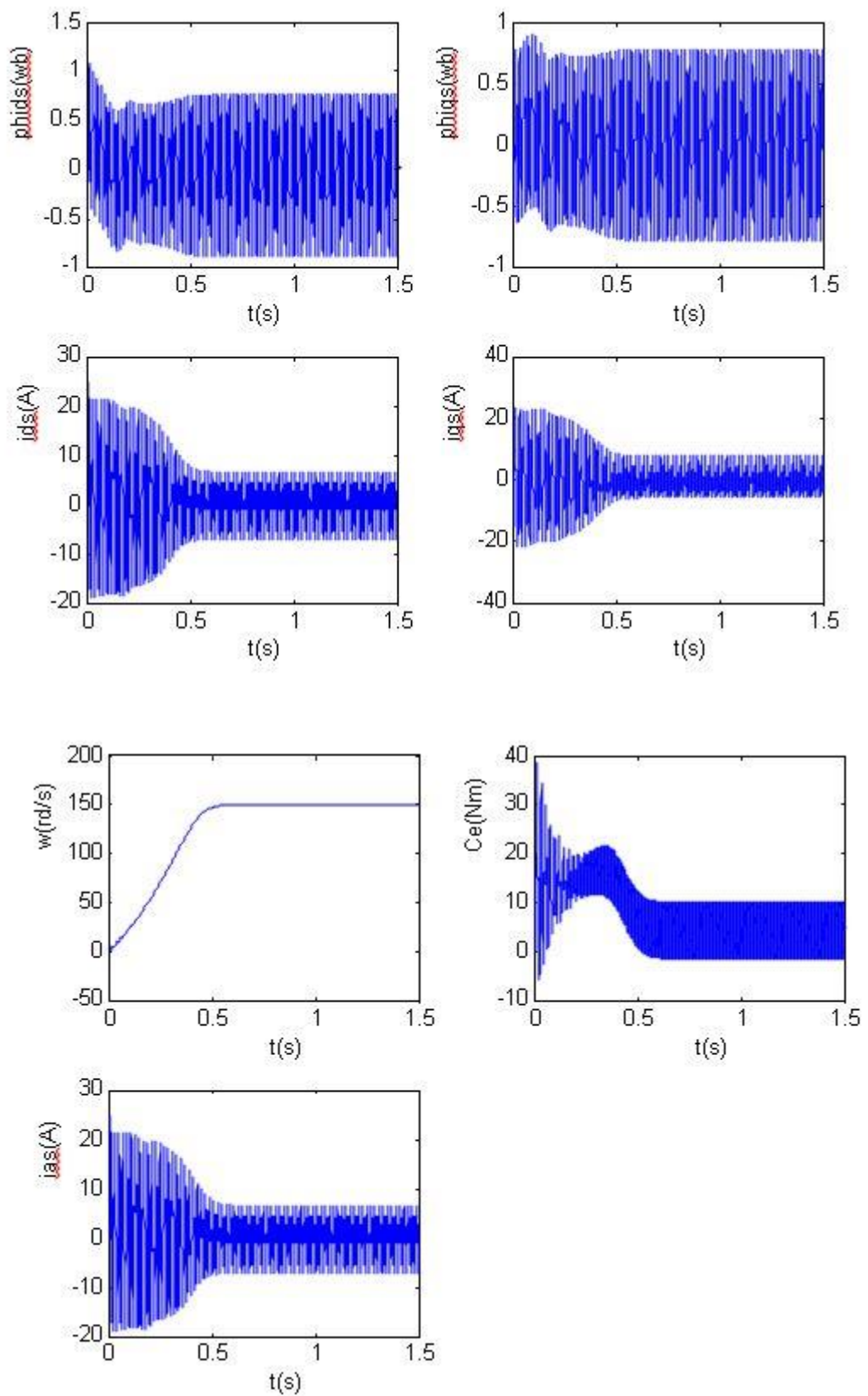
(Fig IV -15) Simulation avec variation de la charge

### IV-2-Association machine asynchrone onduleur :

Une fois la modélisation de la machine asynchrone terminée, la commande de l'entraînement asynchrone étudiée à savoir la modulation de largeur d'impulsion on ne peut confirmer l'efficacité de la technique adoptée qu'après alimentation de la machine par les tensions délivrées par l'onduleur et cela pour deux essais à vide et en charge. On retient les résultats suivants :

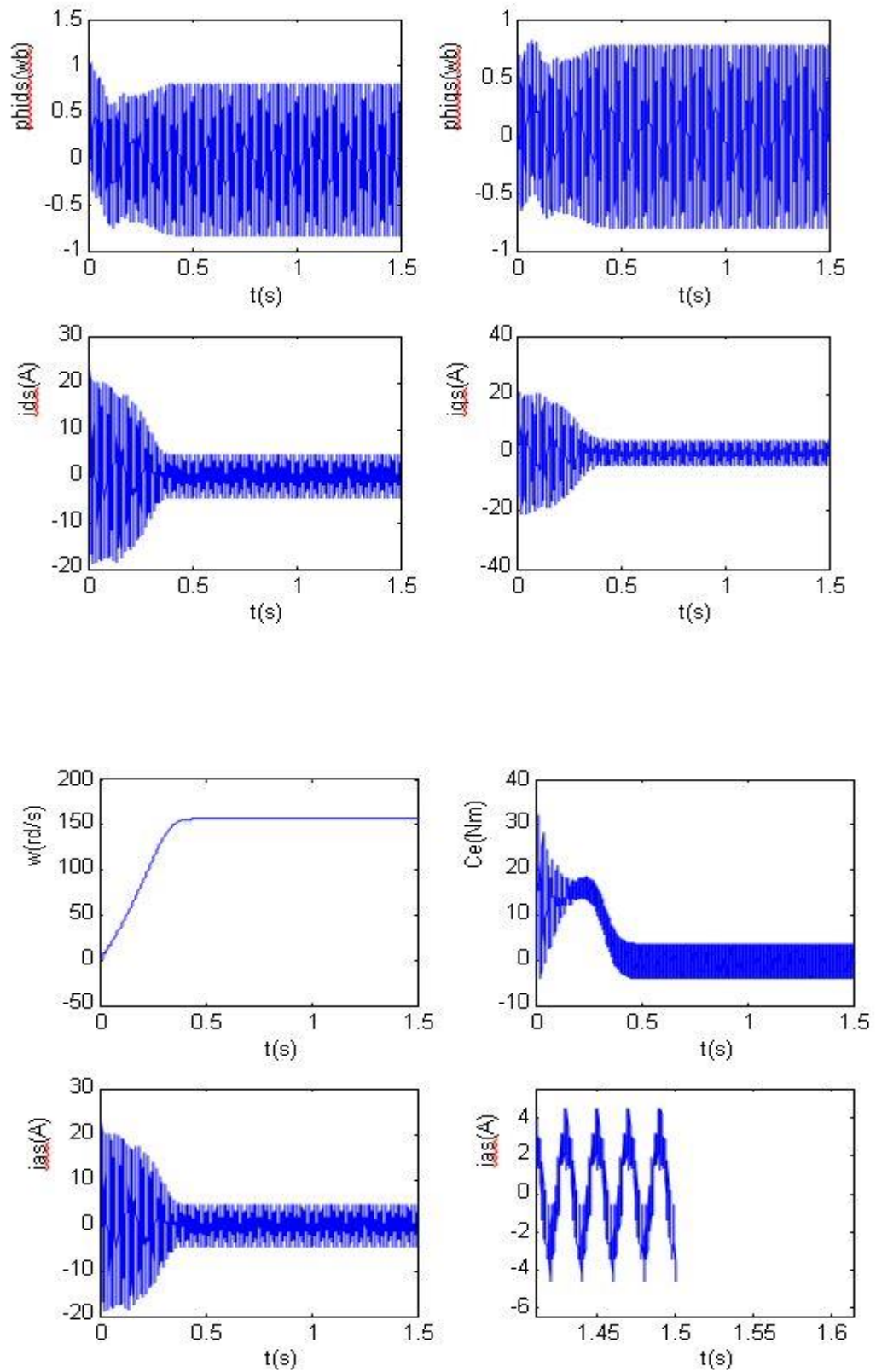


**Fig.( IV.16) : Association onduleur machine à vide pour  $m=6$**



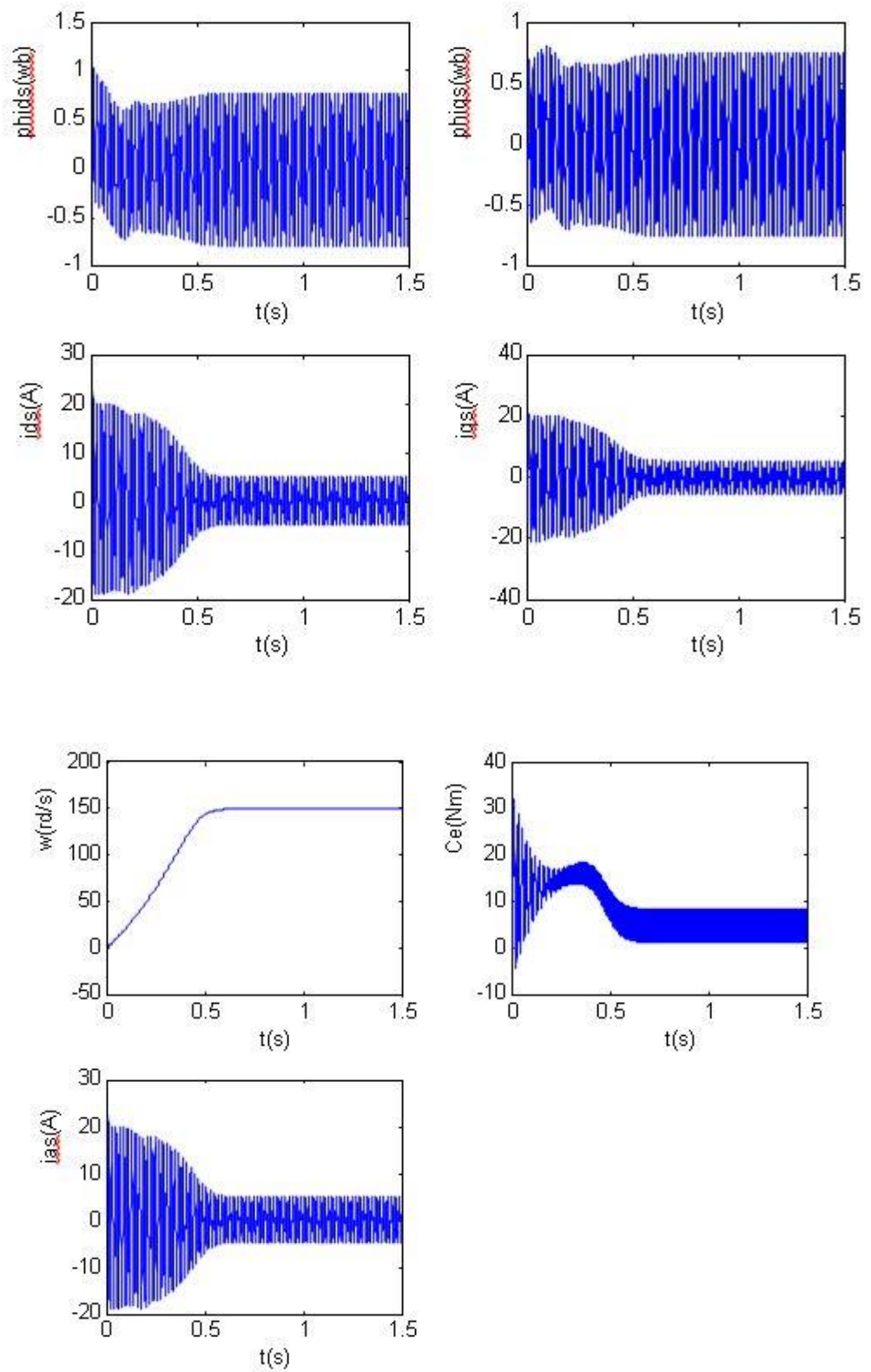
**Fig.( IV.17) : Association onduler machine en charge pour  $m=6$**



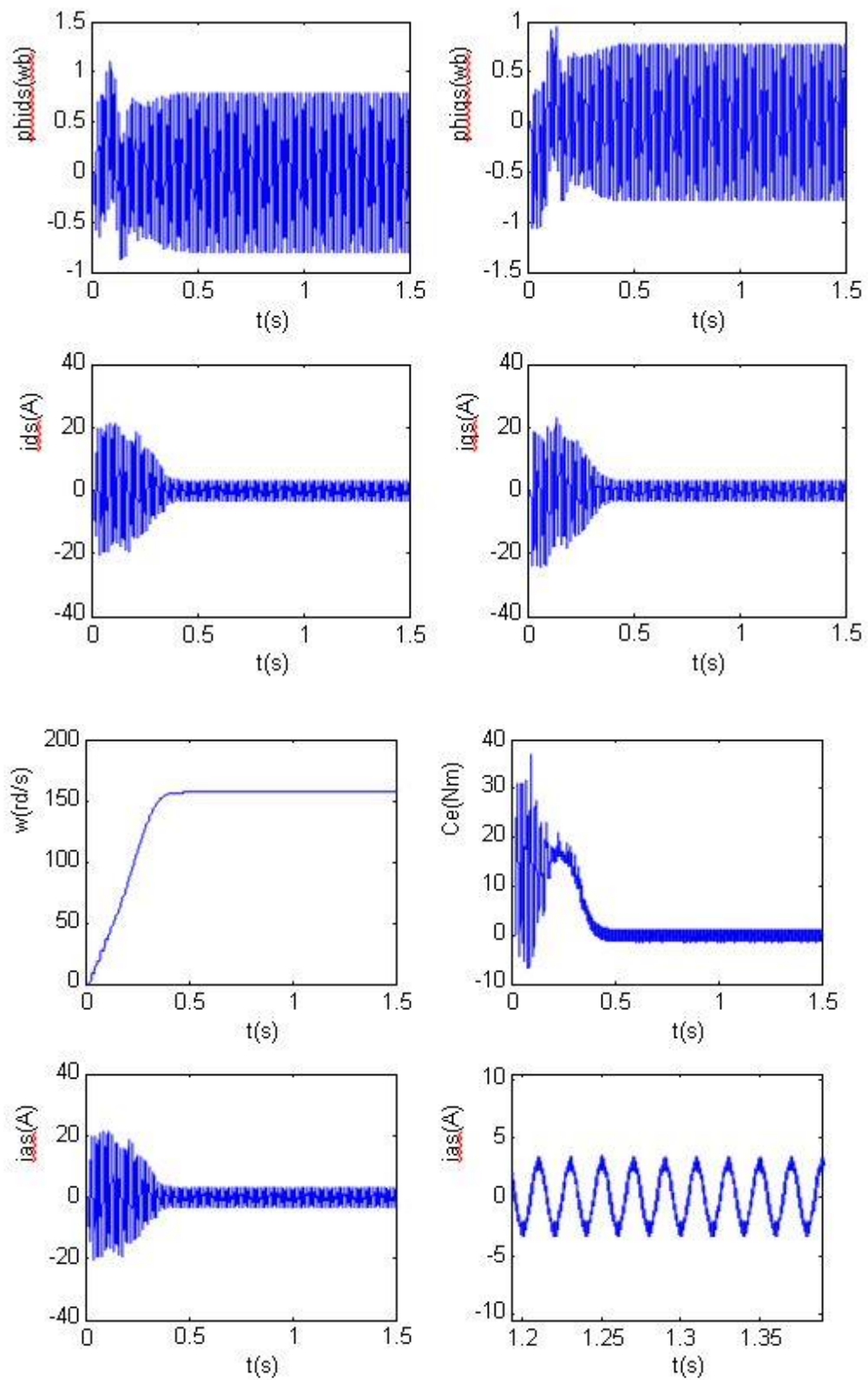


**Fig.( IV.18) : Association onduler machine à vide pour  $m=12$**

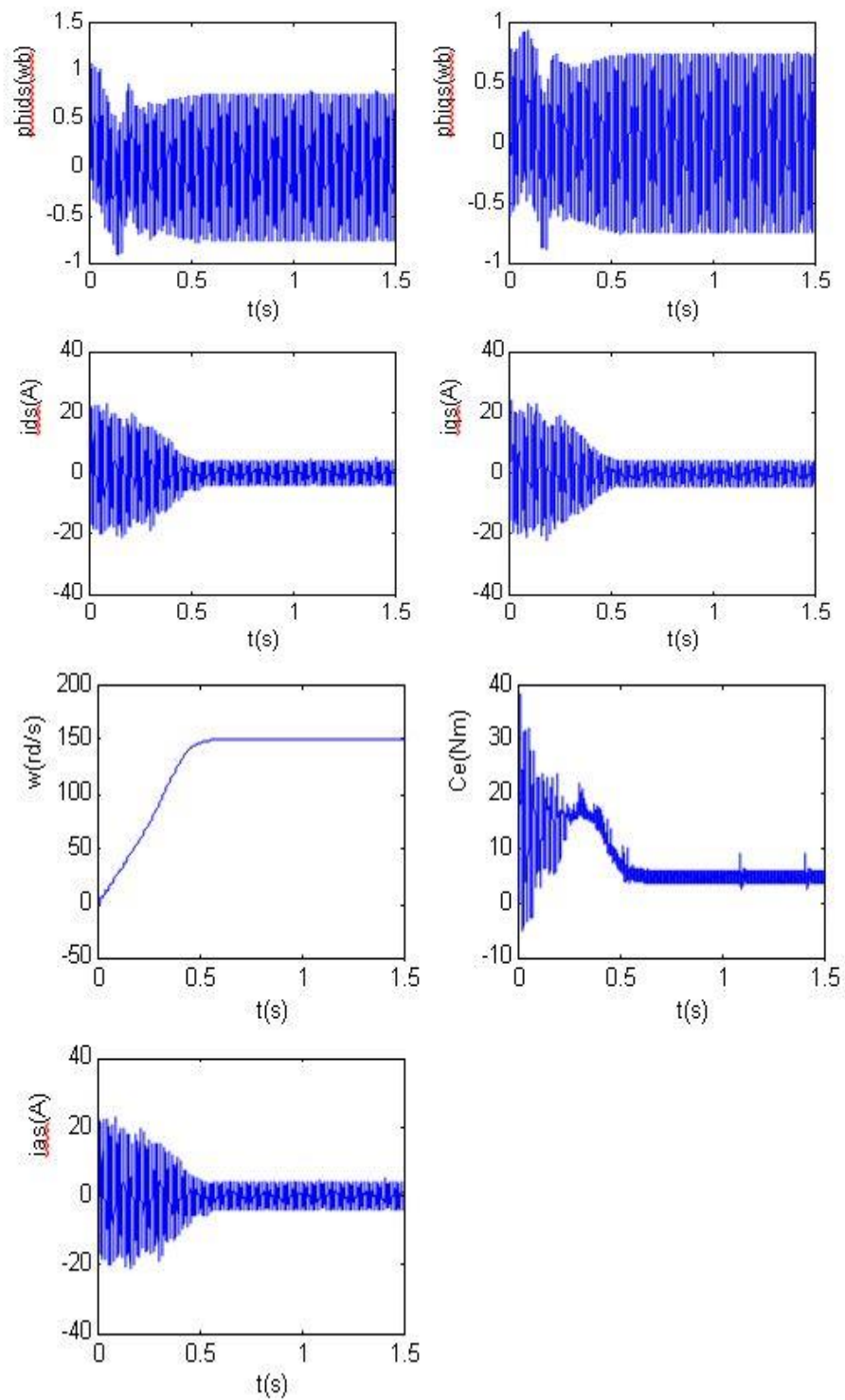




**Fig. (IV.19) : Association onduleur machine en charge pour  $m=12$**



**Fig.( IV.20) : Association onduler machine à vide pour  $m=36$**



**Fig.( IV.21) : Association onduleur machine en charge pour  $m=36$**

### *IV2-1-Interprétation des résultats de simulation :*

en associant la machine asynchrone à l'onduleur commande en MLI et cela pour deux essais à vide et en charge on remarque que plus  $m$  augmente plus on a une réduction notable des couples pulsatoire qui sont directement liées aux harmoniques à  $m = 36$  la commande du couple est nettement meilleur et les oscillation de vitesse en régime permanent sont pratiquement inexistante pour l'essai en charge on note une diminution de la vitesse et un régime transitoire plus long vu que le démarrage s'effectue en charge.

### *IV-3-Conclusion:*

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple

On a commence par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectuée le test de robustesse pour la variation de vitesse, la charge et la variation .

Les résultats montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation .

## CONCLUSION GENERALE :

Dans notre étude, nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices.

Après, nous avons utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Pour finir, on a étudié la machine asynchrone associée à un onduleur de tension à pleine onde (commande à  $180^\circ$  et  $120^\circ$ ) et à MLI. Dont les tensions délivrées par l'onduleur ont été présentés en détails dans le manuscrit.

Les résultats de simulation montrent que l'alimentation de la Machine asynchrone par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion à porteuse triangulaire à vide ou en charge, est assez satisfaisantes comme on peut le voir sur la caractéristique de vitesse où les ondulations sont insignifiantes en régime permanent ainsi que les couples pulsatoires qu'on arrive à réduire avec l'augmentation de l'indice de modulation  $m$  comme il est montré sur la caractéristique du couple.

Donc, notre entraînement asynchrone est bien alimenté avec une tension très proche d'une sinusoïde.

## BIBLIOGRAPHIE

[1]- PHILIPPE BARRET

Régimes transitoires des machines tournantes électriques.

Edition EYROLLES 1987

[2]- GUY SEGUIER, FRANCIS LABRIQUE

Les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 4,

La conversion continu-alternatif. Technique et documentation

Lavoisier 1989. [3]-R. ABDESSEMED, M. KADJOU DJ

Modélisation des machines électriques Presses de l'université de

Batna 1997. [4]-HENRIFOCH. FRANCOIS FOBEST.

THIERRY MEYNARD.

Onduleur de tension Technique de l'ingénieur D.3176-2. 2002

[5]- modélisation de la machine asynchrone : chapitre 2 d'une thèse de magistère l'année 2016.

[6]- L Baghli. « Modélisation et Commande Des Machines Asynchrone », Cours De Commande IUFM De Lorrain UHP, 03/04.

[7]- onduleur triphasé de tension : chapitre 3 d'une thèse de magistère l'année 2016.

[8]-[www.memoireonline.com](http://www.memoireonline.com).

[9]- <https://www.doc-etudiant.fr/Methodologie/Memoire>

[10]- [www.wikipédia.fr/electronique/electronique de puissance/onduleurs.htm](http://www.wikipédia.fr/electronique/electronique%20de%20puissance/onduleurs.htm)