

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

**Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone alimenté
par générateur diesel et commande par onduleur de tension
multi-niveaux**

Devant le jury composé de :

Présenté par :

.....

Président

.....

Examineur

.....

Examineur

GUERFI Youcef

Encadreur

- GHERAISSA Othmane

- HECHIFA Abdallah

2018-2017

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

*-Aux êtres les plus chers à mon cœur, ma mère et mon père, qui m'ont beaucoup
-soutenu durant mon cursus d'étude et à qui je serai éternellement reconnaissant-*

- A Famille GHERAISSA;

- A Famille HECHIFA;

-A mon encadreur Monsieur GUERFI Youcef pour son amabilité et sa disponibilité;

*-A tous les enseignants qui m'ont aidé de près ou de loin à obtenir mon master en
électromécanique;*

- A tous mes amis et spécial Mr MOUSSAOUI Abderrahmane ;

- Enfin à tous ceux et celles qui m'ont encouragé et soutenu.

Remerciement

Tout d'abord je voulais dire que grâce à ALLAH que je suis arrivé à réaliser ce projet, qui est un résultat d'un long travail.

Mon profond remerciement à mon promoteur monsieur GUERFI Youcef, pour son suivi et conseil durant l'évolution de ce travail.

Je remercie les membres de jury qui ont accepté de juger mon travail.

Je tiens également à exprimer ma gratitude envers tous les enseignants de

L'université de Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued qui ont contribué à notre formation, à mes collègues pour leurs encouragements pendant les années des études.

À tout ce qui a contribué de près ou de loin à notre formation.

Sommaire

Dédicaces.....	i
Remerciement.....	ii
Sommaire.....	iii
Liste de figures.....	vi
Liste de Tableaux.....	viii
Listes de termes.....	ix
Introduction générale.....	01
Chapitre I : Généralité sur le moteur asynchrone et l'onduleur et le moteur diesel2	
I -1- Introduction.....	03
I -2- Historique Sur Les Machines Asynchrones	03
I -3- Constitution des machines asynchrone	04
I -4 Symboles.....	05
I -5 Principe de fonctionnement du moteur à induction.....	06
I -6 Couplage de la plaque à bornes	07
I -7 Branchement du moteur sur le réseau triphasé.....	07
I -8 Plaque signalétique	08
I -9 Démarrage des moteurs à induction	08
I -10 Utilisation du moteur asynchrone.....	09
I -11- Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone.....	09
I.12 Système d'alimentation du moteur asynchrone.....	10

I.13 Définition de l'onduleur	10
1.14 Types d'onduleurs	11
I.15 Les onduleurs multiniveaux	11
I.16 Moteurs à combustion interne.....	13
I-17 Conclusion	18
Chapitre II :Modélisation du MAS et de l'onduleur multi-niveaux et le moteur diesel	
II.1 Introduction.....	20
II.2. Modélisation de la machine asynchrone à cage.....	21
II.3. Transformation de Park	25
II.4. Choix du référentiel biphasé	27
II.5.Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone dans le repère (d,q)	27
II.6. Les différents référentiels d'observation	30
II.7. Modèle de la machine en vue de la commande.....	31
II.8.Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone.....	34
II.9 les onduleurs multi niveaux.....	35
II.10 onduleur multi niveaux a diode de bouclage (npc)	36
II.11 stratégie de commande de l'onduleur a trois niveaux	44
II.12. La commande vectorielle à flux orienté.....	45
II.13. Découplage entrée / sortie.....	48
II.14. Commande vectorielle directe.....	52
II.15 Modélisation d'un générateur diésel (moteur diésel – génératrice synchrone).....	55
II.16.Conclusion.....	57

Chapitre III :Simulation d'un Moteur Asynchrone Alimenté par Générateur Diesel

III.1.Introduction	60
III.2.Présentation de l'environnement MATLAB/SIMULINK™	60
III.3.Avantage de la simulation numérique	62
III.4.Description du circuit.....	62
III.5.Résultats de simulation	63
III.6.discussion	65
III.7.Conclusion.....	66
Conclusion générale.....	67
Références	67

Liste de figures

Fig I -1- : machine asynchrone.....	04
Fig I -2- : stator d'une machine asynchrone.....	05
Fig I -3- : symboles d'une machine asynchrone.....	05
Fig I -4- : principe de base d'un moteur.....	06
Fig I -5- : principe de fonctionnement d'un moteur à induction.....	07
Fig I -6- : la plaque à bornes	07
Fig I -7- : Couplage des moteurs.....	08
Fig I -8- : plaque signalétique.....	08
Fig I-9- : Schéma global de l'alimentation de la MAS.....	10
Fig I.10 Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).....	10
Fig I-11- : Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c).....	12
Fig I-12- : Les Différent élément du Moteur.	15
Fig I-13- : Cycle de fonctionnement d'un moteur diesel à 4 temps.....	16
Fig I-14- : Configuration du générateur diesel.....	17
Fig II-1-: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé.....	22
Fig. II.2 : Passage du repère triphasé au repère biphasé.....	25
Fig II-3-: Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q.....	28
Fig II-4-: Structure d'un onduleur de tension triphasé.....	35
Fig II-5-: Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	36
Fig II-6- : Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur.....	38
Fig II-7-: Schéma de principe de la technique triangulo – sinusoïdale.....	45
Fig II-8-: Principe de commande découplée.....	46
Fig II-9-: Orientation du flux rotorique sur l'axe direct.....	47
Fig II-10-:Influence des courants sur le flux et le couple.....	48
Fig II-11-: Principe du découplage par compensation statique.....	51
Fig II-12-: montre le schéma bloc de l'estimateur du vecteur flux rotorique.....	53

Fig II-13:-Schéma de principe d'une commande vectorielle directe pour moteur asynchrone	54
Fig III-1- : Schéma bloc du système.....	63
Fig III-2- : Courant statorique.....	63
Fig III-3- : Vitesse du moteur et Puissance mécanique.....	64
Fig III-4- : Tension d'excitation.....	64
Fig III-5- : Tension fournie par le générateur diesel	65

Liste de Tableaux

Tableau 1 : Tableau récapitulatif relatif au bras n° 1.....	38
Tableau 2 : Tableau des excitations relatif au bras (i)	40

Listes de termes

$V(t)$	vitesse du vent
P_V	puissance mécanique
ρ	Masse volumique de l'air
P_D	puissance du vent
Λ	rapport de vitesse
B	l'angle de l'orientation de la pale
Ω_T	vitesse linéaire des pales
C_{mec}	Couple mécanique adaptant la vitesse de la turbine à celle du générateur
G	Gain ou Rapport de multiplication
Ω_g	Vitesse du générateur (rad/s mécanique)
J_T	l'inertie totale
C_{vis}	couple des frottements visqueux
C_g	couple issu du multiplicateur
f_T	coefficient de frottements visqueux
V_s	tension statorique
V_r	tension rotorique
I_s	courant statorique
I_r	courant rotorique
U_s	tension statorique de la machine synchrone
U_f	tension rotorique de la machine synchrone
R_s	résistance statorique
R_r	résistance rotorique
Φ_s	flux statorique
Φ_r	flux rotorique
L_s	L'inductance propre d'une phase statorique
L_r	L'inductance propre d'une phase rotorique
M_s	L'inductance mutuelle entre phases statoriques
M_r	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques
C_{em}	Couple électromagnétique
p_{ci}	Désigne le pouvoir calorifique inférieur du carburant
n_i	Le rendement indiqué du moteur

m_f	Le débit de carburant injecté dans la chambre de combustion
p	La pression moyenne des pertes par frottement
p	nombre de paires de pôles.
C_y	La cylindrée totale du moteur
C_r	Le couple résistant dû à la charge appliquée
T_{Dm}	couple mécanique écrit dans le plan de Laplace
T_{De}	la réaction électromagnétique
ω_{Dm}^{ref}	La vitesse de référence
ω_{Dm}	la vitesse de rotation
d, q	les axes dans le repère de Park
abc	les axes dans le repère naturel
Ψ_s	flux statorique de MS
Ψ_f	flux rotorique de MS
θ_s	position des grandeurs statoriques
θ_r	position du rotor
ω_s	pulsation statorique
ω_r	vitesse électrique de rotation

Introduction générale

Introduction générale

Les énergies renouvelables (eau, vent, soleil...) sont aujourd'hui de plus en plus utilisées dans la production de l'électricité. Ces énergies propres et gratuites représentent une bonne alternative aux ressources fossiles. Parmi les sources renouvelables dénombrées, on compte l'énergie électrique produit à partir de moteur diesel qui connaît, ici le moteur diesel donnée une énergie mécanique (mouvement rationnaire) comme l'éolienne les turbine à vapeur ou gazetc. Cette énergie mécanique transforme en énergie électrique à l'aide d'une génératrice asynchrone alimente un moteur asynchrone ou autre équipement. Le but ici c'est la continuité de la présence de l'électricité et récupérer la coupure de l'électricité de réseau principale SONELGAZ.

Le but de ce mémoire est d'apporter une modélisation et Simulation d'un Moteur Asynchrone Alimenté par Générateur Diesel et Commandé par un Onduleur de Tension Multi-Niveaux; pour ce faire notre choix s'est porté sur une moteur diesel basée sur une génératrice asynchrone.

Pour ne pas trop alourdir que l'objectif de notre travail est d'étudier un système composé de deux types de source, celle d'un groupe électrogène et l'autre de l'entreprise SONELGAZ, les deux types des sources sont alimenté deux charges (principale et secondaire). Pour atteindre les objectifs fixés nous avons réalisé ce mémoire structuré comme suit :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter l'état de l'art de notre système, en commence par les moteur asynchrone et puis quelque notion de base sur les génératrices asynchrones, et les onduleurs multi-niveau finalement, généralité sur les moteurs diesel.

Le second chapitre est consacré à la Modélisation du MAS et de l'onduleur multi-niveaux et le moteur diesel, en commence par la modélisation de la machine asynchrone puis la modélisation de l'onduleur.

Au dernier chapitre, donnera la modélisation d'un générateur diesel c'est-à-dire la couplément entre les moteurs diesels et les génératrices synchrones, en utilisant les principes des bases ainsi que les équations électriques et mécaniques. Et nous avons présente les résultats de la simulation numérique de système, avec la discussion et l'interprétation des résultats obtenu.

Finalement, une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire

Chapitre I : *Généralité sur le moteur asynchrone et l'onduleur et le moteur diesel*

I -1- Introduction :

L'entraînement des machines est assuré en très grande majorité par des moteurs asynchrones, alimentés en courant alternatif triphasé et quelque fois en monophasé .ce type de moteur s'imposent en effet dans la plupart des applications par son prix de revient avantageux ses qualités de robustesse et sa simplicité d'entretien. IL nous paraît donc indispensable de rappeler les principes de construction et de fonctionnement de ces moteurs, puis de décrire et de comparer les principaux dispositifs de démarrage qui leur sont associés, [1].

Dans beaucoup d'applications d'entraînement à courant alternatif, il est souhaitable d'utiliser un convertisseur de source de tension compacte pour fournir des tensions de sortie sinusoïdales d'amplitude et fréquence variables, et un courant d'entrée sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire à partir d'un réseau d'alimentation industriel.

Ces dernières années les convertisseurs matriciels sont devenus de plus en plus attractifs pour ces applications par ce qu'ils remplissent toutes les conditions, ayant le potentiel de remplacer les onduleurs conventionnels à MLI.

Le moteur à combustion interne à piston est très ancien, au moins dans ses principes, et exception faite de la machine à vapeur, il est difficile de trouver actuellement des réalisations. Recliques aussi près des idées générales conçues il y a lui siècle c'est en effet en janvier 1862 que le Français Alphonse beau de Rochas, ingénieurs des chemins de fer de Provence, obtient un brevet pour le cycle à quatre temps avec compression préalable, universellement appliqué de nos jours.

I -2- Historique Sur Les Machines Asynchrones

Historiquement le dix-neuvième siècle fût l'époque des grandes découvertes en Electrotechnique dont les bases fondamentales ont été établies (1820--1830) par des hommes de science parmi lesquels on peut citer, OERSTED, AMPERE, BIOT, SAVART, LAPLACE, OHM, FARADAY; Plus tard en (1873) MAXWELL formalisa les lois de l'électromagnétisme moderne dans son ouvrage fameux;"Treatise on Eelectricity and Magnétisme".

Mais ce n'est qu'à partir de (1870) que l'électrotechnique industrielle s'affirma notamment grâce a la production d'énergie électrique par les génératrices a courant continu (dynamos) de gramme et de siemens. Ensuite, dans les années (1880), furent conçus les alternateurs et les

transformateurs polyphasés. Les premiers devaient concurrencer et détrôner les dynamos pour la production de l'électricité, enfin les travaux du yougoslave TESLA et de l'italien FERRARIS complétèrent les systèmes à courants alternatifs polyphasés par la conception et la construction des machines d'induction ou asynchrones en (1888). [2]

I -3- Constitution des machines asynchrone

Les moteurs asynchrones, appelés moteur à induction, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant, [3].

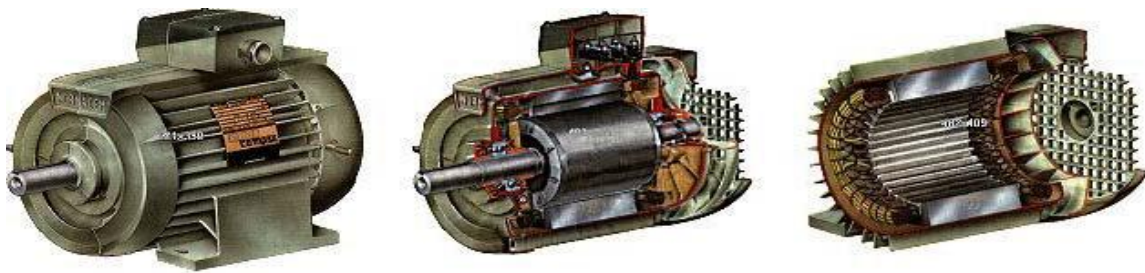


Fig I -1- : machine asynchrone

Les moteurs asynchrone triphasé sont des convertisseurs électromagnétique qui transforment l'énergie électrique fournie par le réseau en énergie mécanique dans la vitesse de rotation N pour une fréquence donné 'F' dépend de la charge et dans la quelle $F \neq P N$, [4] .

Les moteurs asynchrones comportant deux armateurs coaxiales à champ tournant, l'une est fixe (c'est le stator) et l'autre mobile (c'est le rotor), [3].

I -3-1 Le stator

Il est appelé inducteur ou primaire, il est fixé au bâti et former d'une carcasse ayant l'aspect général d'un cylindre creux, à l'intérieur duquel se trouve le circuit magnétique composé d'un empilage de tôles ayant la forme de couronnes circulaire a leur périphérique interne, ces tôles comportent un certain nombre d'encoches régulièrement réparties qui, par suite de l'empilage créent des rainures, ou sont logés des faisceaux du bobinage.

La figure (I-2) représente un stator comporte un bobinage triphasé, dont chaque phase ne comporte qu'une bobine occupant deux encoches diamétralement opposées, les trois phases sont identiques mais décalées entre elle de $2\pi/3$.

Cet enroulement (bobines), est alimenté en triphasé par l'intermédiaire de la plaque aborne ce qui permet de l'alimenter en étoile ou en triangle, et possède p paires de pôles, [4]. Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique B 1 tournant à la pulsation de synchronisme [7].

$$\Omega_s = w/p \quad (I-1)$$

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad.s^{-1} .

W : pulsation des courants alternatifs en rad.s^{-1} . $w = 2.p.f$

P : nombre de paires de pôles



Fig I -2- : stator d'une machine asynchrone

I -3-2- Le Rotor

Le rotor n'est lié électriquement à aucune source d'énergie. (ni continue, ni alternative) ce qui simplifie beaucoup sa construction on distingue deux type de rotor, [3].

I -3-3- Entrefer :

L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor, [8].

I -4 Symboles:

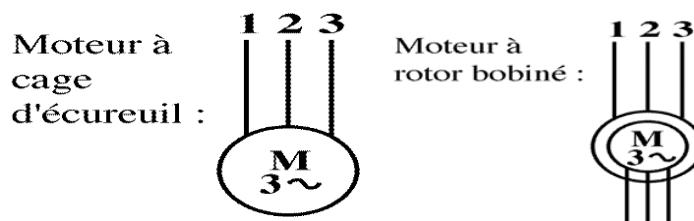


Fig I -3- : symboles d'une machine asynchrone

I -5 Principe de fonctionnement du moteur à induction:

Le principe de fonctionnement des moteurs asynchrones est basé sur la production d'un champ tournant. Telle que on considère un aimant tournant produit un champ électromagnétique qui traverse un cylindre métallique. Les génératrices du cylindre placées dans le champ se comportent comme des brins actifs (**AB** et **CD**).

Elles sont parcourues par un courant proportionnel à **F** et engendrent des forces perpendiculaires qui constituent le couple.

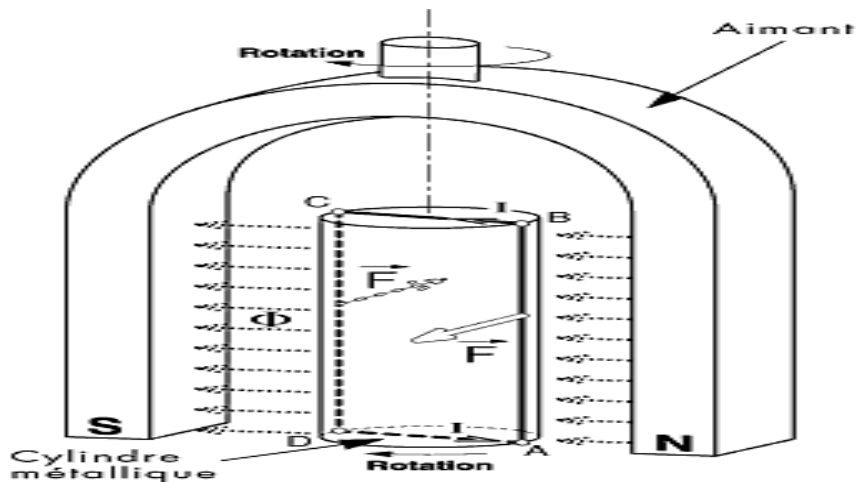


Fig I -4- : principe de base d'un moteur

On constate que le cylindre suit la rotation de l'aimant avec un léger décalage appelé glissement.

Sur les moteurs asynchrones triphasé .le champ tournant est produit par trois bobinages fixes géométriquement décalés de **120°**, et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique. Les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante comme il a présenté dans cette figure. [7]

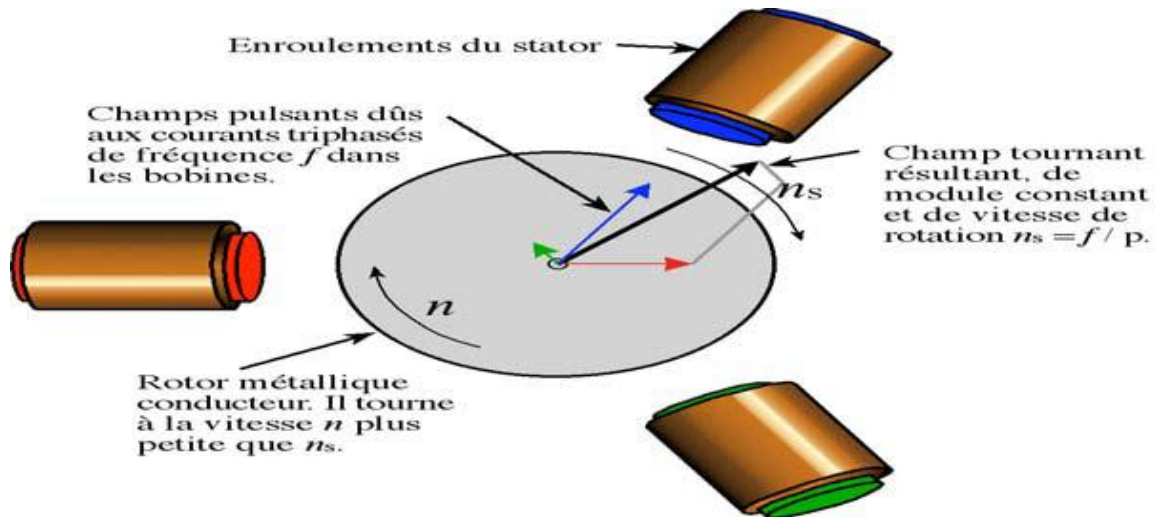


Fig. I -5- : principe de fonctionnement d'un moteur à induction

I -5-1 Définition du glissement :

Par définition, le glissement est l'écart des vitesses angulaires synchrones Ω_s et réelle Ω_r , rapporté à la vitesse du champ tournant

$$g = (\Omega_s - \Omega_r) / \Omega_s = (n_s - n_r) / n_s \quad (\text{I-2})$$

n_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr.s^{-1}).

n_r : vitesse de rotation du rotor (tr.s^{-1}).

$$\Omega_s = 2 \pi n_s (\text{rad.s}^{-1}) \quad \Omega = 2 \pi n (\text{rad.s}^{-1})$$

I -6 Couplage de la plaque à bornes :

Le branchement des bobines sur le réseau se fait au niveau de la plaque à borne située sur le dessus de moteur. On dispose ainsi de 6 connexions, un pour chacune des extrémités des trois bobines. Les bornes sont reliées aux bobines selon la figure ci-contre, [10]

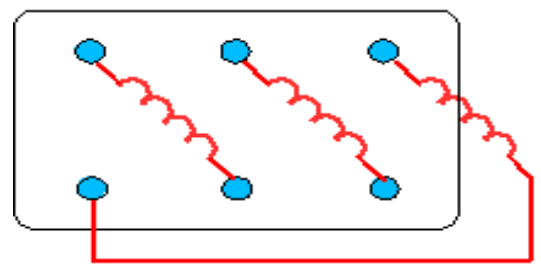


Fig I -6- : la plaque à bornes

I -7 Branchement du moteur sur le réseau triphasé:

Il n'est pas toujours possible de brancher un moteur asynchrone en étoile ou en triangle.

Avec le branchement étoile, la tension au borne de chacune des bobines est 220 V. Dans le montage en triangle, chacune des bobines est alimentée en tension nominale de réseau (380 V), [8]

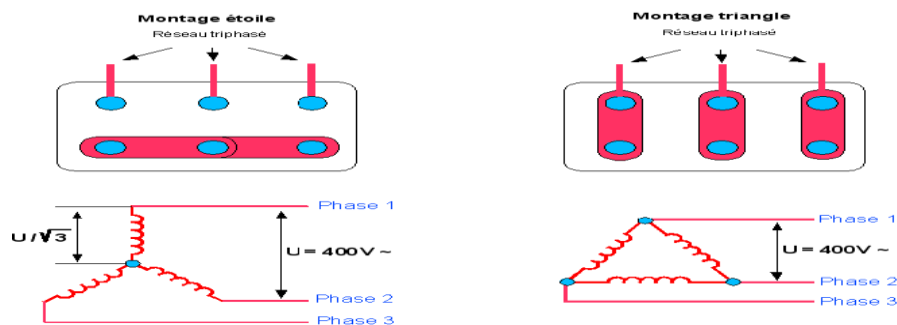


Fig I -7- : Couplage des moteurs

I-8 Plaque signalétique :

Exemple d'une plaque signalétique [7]

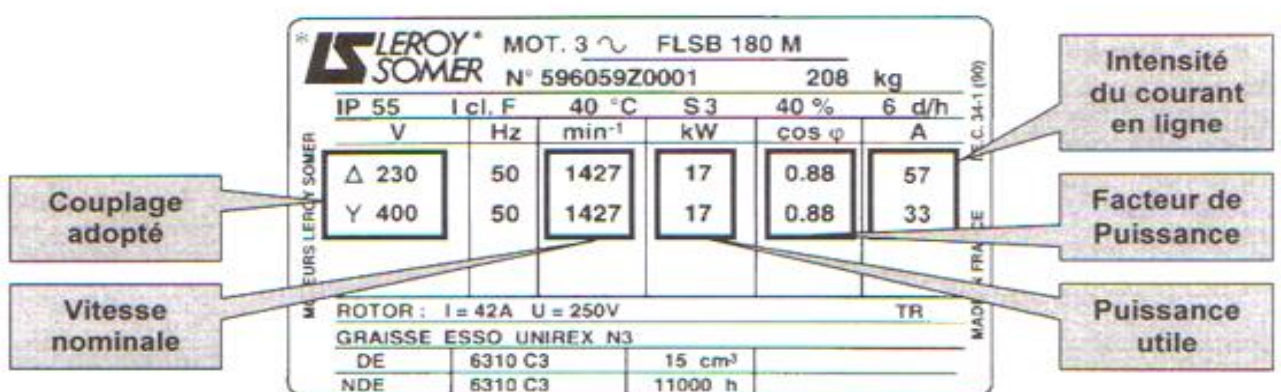


fig I -8 - : plaque signalétique

I-9 Démarrage des moteurs à induction :

Dans tout moteur électrique, deux paramètres ont montré leur importance lors de démarrage, à savoir le courant de démarrage et le couple de démarrage, un fort appel de courant au démarrage (qui peut valoir 4 à 6 fois le courant nominal), peut provoquer une chute de tension excessive dans le réseau, de même un faible couple au démarrage augmenterait les pertes mécaniques, et donnerait un démarrage très long, mais vu que certaines machines sont

obligées de démarrer directement en charge, à cause de cela il est nécessaire que le couple de démarrage soit au moins égal au couple nominal,[5].

I -10 Utilisation du moteur asynchrone :

Comme on l'a expliqué, les performances d'un moteur concernent les domaines suivants : démarrage, variation de la vitesse, freinage et inversion de sens de marche.

Comme la vitesse N reste très proche de la vitesse N_s de synchronisme, pour varier la vitesse du Moteur il faut en fait varier la fréquence f_s à l'aide d'un onduleur.

Mais pour faire varier la vitesse sans modifier le couple utile il faut garder le rapport V_s / f_s constant

(V_s est la tension d'alimentation d'un enroulement). Si on augmente la vitesse, il faut augmenter la Fréquence et la tension d'alimentation dans les limites du bon fonctionnement de la machine.

Le moteur asynchrone triphasé, d'une puissance de quelques centaines de watts à plusieurs mégawatts est le plus utilisé de tous les moteurs électriques. Son rapport coût/puissance est le plus faible. Associés à des onduleurs de tension, les moteurs asynchrones de forte puissance peuvent fonctionner à vitesse variable dans un large domaine (les derniers TGV, le Tram de Strasbourg, ...).

Toutefois l'emploi de ce type de moteur est évité en très forte puissance ($P > 10 \text{ MW}$) car la Consommation de puissance réactive est alors un handicap.

I -11- Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone :

Si l'on compare le moteur asynchrone au moteur shunt à courant continu, on constate que les caractéristiques dans leurs parties stables, sont identiques, ce qui conduit aux mêmes applications industrielles. En ce qui concerne le choix d'un moteur pour une application donnée, il est intéressant de signaler les avantages et les inconvénients de ces deux moteurs.

I -11-1 Les avantages du moteur asynchrone :

Comparé au moteur shunt, le moteur asynchrone a l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé. Son prix d'achat est moins élevé, il est beaucoup plus robuste car il ne nécessite pratiquement pas d'entretien.

Ses deux qualités fondamentales (prix et solidité) résultent du fait qu'il n'a pas de collecteur. En effet, le collecteur est un organe coûteux et fragile qui nécessite un entretien fréquent : changement des balais.

I -11-2 Les inconvénients du moteur asynchrone :

A l'exception du démarrage et de l'inversion du sens de marche que l'on peut résoudre de façon satisfaisante, le moteur asynchrone a des performances très médiocres par rapport à celles du moteur shunt. En effet jusqu'à ces dernières années, l'entraînement idéal était réalisé par le l'électronique de puissance formé un moteur shunt alimenté par un convertisseur de tension, [3].

I.12 Système d'alimentation du moteur asynchrone

Généralement la machine asynchrone est alimentée par deux convertisseurs en cascade, le convertisseur côté machine est un onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), et le convertisseur coté réseau est un redresseur triphasé double alternance à diodes, séparés par un filtre passe-bas (LC). La Figure 1.1 illustre le schéma synoptique d'une machine asynchrone et de son alimentation [9].

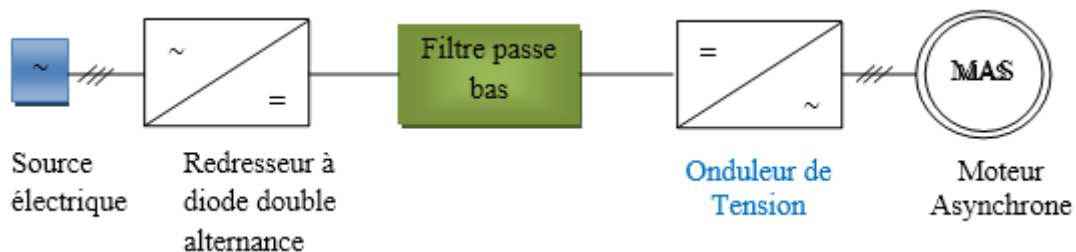


Fig I-9-: Schéma global de l'alimentation de la MAS

I.13 Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (*Semi-conducteurs*). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace [10].

La Figure 1.2 représente le schéma de principe de l'onduleur.

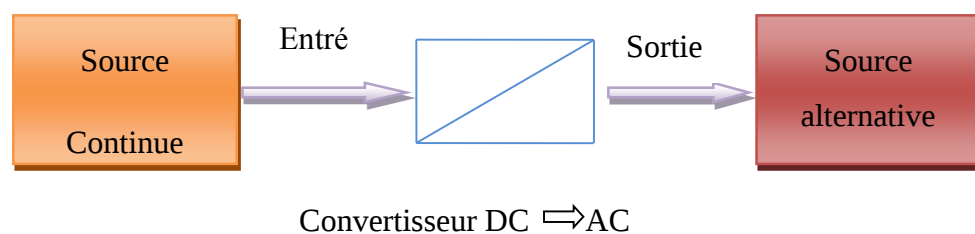


Fig I.10 Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)

I.14 Types d'onduleurs

Une première classification peut être faite en distinguant: onduleurs non autonome et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « *Ou encore onduleur à résonance* » [11].

I.15 Les onduleurs multiniveaux

L'utilisation de convertisseurs conventionnels à deux niveaux, à grandes fréquences de commutation, est limitée à ce niveau de puissance à cause des pertes non négligeables engendrées par la commutation des interrupteurs. En plus on se trouve obligé d'associer plusieurs interrupteurs en série et en parallèle afin de respecter les limites physiques des interrupteurs utilisés. Donc l'utilisation des convertisseurs multiniveaux dans les applications de moyenne et haute puissances est proposée comme une solution à l'handicap technologique des semi-conducteurs.

Le concept de convertisseurs multiniveaux a été mis en place depuis 1975. Le terme multiniveaux a commencé avec les convertisseurs à trois niveaux. Ultérieurement plusieurs topologies de convertisseurs Multiniveaux ont été développées [12].

I.15.1 Avantages des onduleurs multiniveaux

L'onduleur multiniveaux présente plusieurs avantages, parmi lesquels on peut mentionner:

- La qualité d'onde : les convertisseurs multiniveaux peuvent non seulement générer les tensions de sortie avec une distorsion très faible, mais peut aussi réduire le dV/dt souligne donc certains problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) peuvent être réduits.
- La tension de mode commun: les convertisseurs multiniveaux produisent une tension de mode commun plus réduite, donc une durée de vie des moteurs plus importante quand ils sont utilisés pour les entraînements électriques. Courant d'entrée: les convertisseurs multiniveaux peuvent tirer un courant d'entrée avec une faible distorsion.
- Fréquence de découpage: les convertisseurs multiniveaux peuvent fonctionner à la fois à la fréquence fondamentale et à une fréquence de découpage élevée (MLI). Il convient de noter qu'une faible fréquence de commutation signifie généralement des pertes réduites, donc un gain plus élevé dans le rendement du convertisseur.

Malheureusement, les convertisseurs multiniveaux présentent quelques inconvénients. Un désavantage particulier est un plus grand nombre de semi-conducteurs de puissance nécessaires, par rapport aux convertisseurs classiques.

I.15.2 Principe de l'onduleur multiniveaux

La Figure I.11 aide à comprendre comment travaillent les onduleurs multiniveaux. Un onduleur à deux niveaux est représenté à la Figure I.11a, dans laquelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal. La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs: 0 ou V_{dc} . Sur la Figure I.11b, la tension de sortie de trois niveaux peut prendre trois valeurs: 0 , V_{dc1} ou $V_{dc1} + V_{dc2}$. dans la Figure I.11c le cas général de m niveaux est présenté [12].

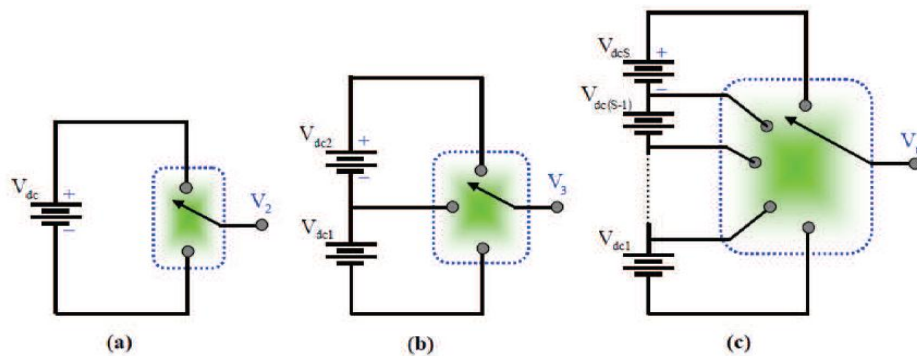


Fig I-11-: Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c)

En général, les onduleurs multiniveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée à partir de plusieurs niveaux de tension discrets [12].

I.15.3 Différent stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux

Afin de générer une tension la plus sinusoïdale que possible, des techniques d'élimination des harmoniques et de commutation d'onduleurs ont été l'objet de recherche [13]. Les stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux sont en générale une adaptation de celles appliquées aux convertisseurs à deux niveaux [14]. Dans cette partie nous présentons quelques techniques de commande [15].

- Commande à pleine onde
- Commande à modulation de largeurs d'impulsions (*MLI sinusoïdale*)
- La modulation vectorielle

Dans tous ces types on distingue la commande de type MLI

I.15.3.1 Commandes par MLI :

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de *MLI* [12].

Les objectifs principaux d'une *MLI* sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable. Les paramètres essentiels de *MLI* sont par conséquent:

La fréquence de modulation: f_m ;

L'indice de modulation: $m = f_m / f_s$

Où f_s est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur.

Coefficient de réglage [12, 15]:

$$r = \frac{\text{valeur crête du fondamental de la tension de charge souhaitée}}{\text{amplitude des créneaux de la tension de sortie}} \quad (\text{I.3})$$

On cherche généralement à obtenir une valeur maximale de " r " la plus élevée possible

I.16 Moteurs à combustion interne

Les types d'entraînement les plus couramment employés dans les véhicules sont les moteurs à combustion interne. Ils développent leur puissance en convertissant en chaleur l'énergie chimique contenue dans le carburant, puis en transformant cette chaleur en travail mécanique. La conversion de l'énergie chimique en chaleur s'effectue par combustion et transformation de

l'énergie calorifique en travail mécanique par l'action de celle-ci sur un fluide moteur dont la pression augmente tout d'abord et dont la détente successive produit un travail.

Les fluides moteurs envisageables sont les liquides qui, par vaporisation, accroissent la pression de travail ou les gaz dont la pression de travail peut être augmentée par compression. La combustion des carburants, généralement composés d'hydrocarbures, requiert de l'oxygène normalement introduit avec l'air d'admission. Si la combustion s'effectue dans la chambre de travail, il s'agit d'une combustion interne. Dans ce cas, les gaz de combustion servent directement de fluide moteur.

Une production continue de travail mécanique ne peut s'obtenir que par un processus cyclique (moteur à pistons) ou par un processus continu d'absorption de chaleur, de détente (production de travail) et de retour du fluide moteur à son état initial (cycle de fonctionnement).

Si le fluide moteur est modifié lors de l'absorption de chaleur, par exemple par l'utilisation d'une partie de ses composants comme agents d'oxydation, il ne peut retrouver son état initial que par remplacement. Ce processus est appelé «cycle ouvert» et se caractérise par un remplacement cyclique des gaz (élimination des gaz de combustion et introduction d'une charge fraîche); C'est pourquoi la combustion interne nécessite toujours un cycle ouvert [6].

I.16.1 Le moteur diesel

La combustion dans les moteurs diesel s'effectue avec un mélange hétérogène composé d'air et de carburant diesel. Ce mélange est favorable à l'auto-inflammation et n'a donc pas besoin d'étincelle pour s'enflammer. Au début, le diesel est injecté dans le cylindre au moyen d'une pompe à air mais avec les évolutions de la technologie, le carburant est injecté au moyen d'un système haute pression qui pulvérise le carburant. La Figure I.12 montre les différents composants d'un moteur diesel [1].

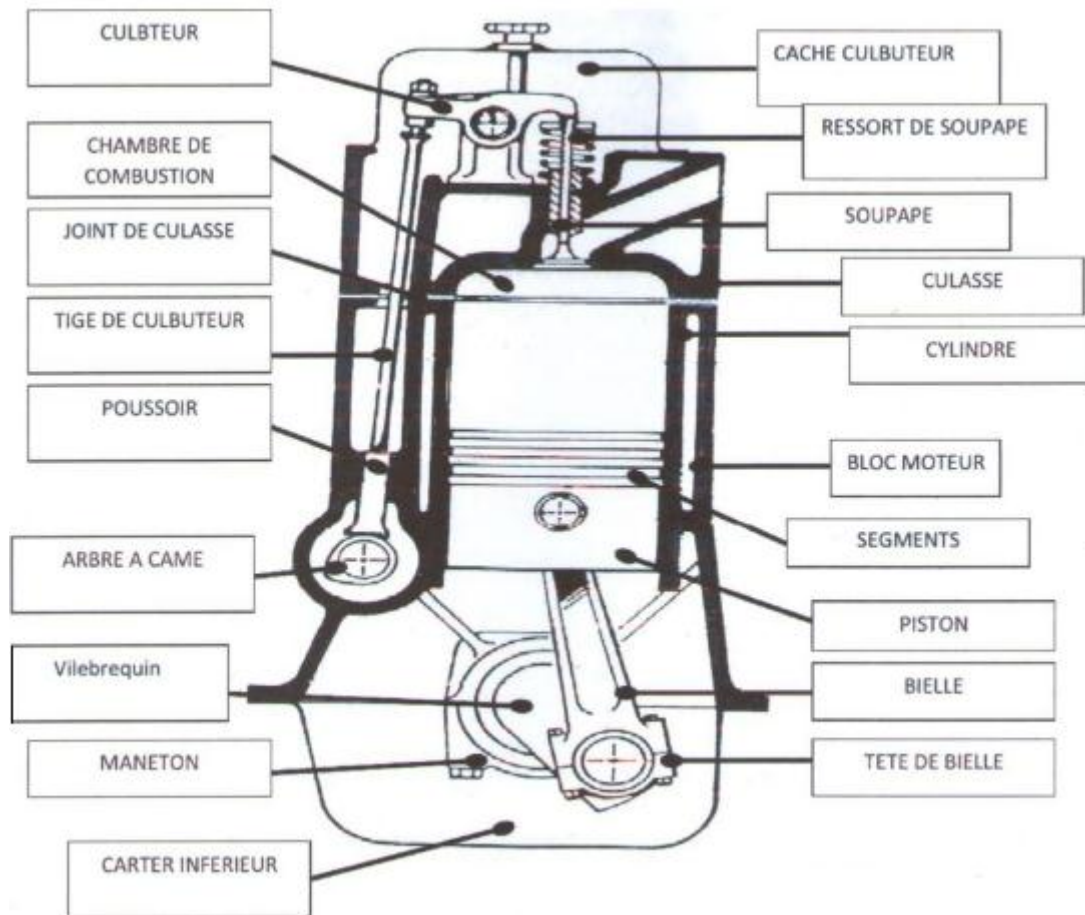


Fig I-12- : Les Différent élément du Moteur.

I.16.2 Cycle du moteur

Dans le cadre de notre étude nous utilisons un moteur diesel à quatre temps, à savoir qu'un cycle moteur (correspondant à une rotation de $2 \times 360^\circ$) comporte les quatre phases suivantes (cf. Figure I.13):

ADMISSION :

- Le piston descend et la soupape d'admission s'ouvre.
- L'air frais s'engouffre dans le cylindre.

COMPRESSION :

- La soupape d'admission se ferme et le piston remonte.
- L'air est comprimé et s'échauffe fortement.

- Lorsque le piston atteint les 9/10ème de sa course environ, une quantité définie de carburant est injectée.

DETENTE :

- Les soupapes sont fermées.
- Le mélange d'air et de carburant contenu dans le cylindre est sous pression.
- La température est suffisamment élevée pour que ce mélange brûle en créant une surpression qui pousse le piston vers le bas.

ECHAPPEMENT :

- La soupape d'échappement s'ouvre.
- Le piston remonte chassant les gaz brûlés vers la sortie d'échappement.

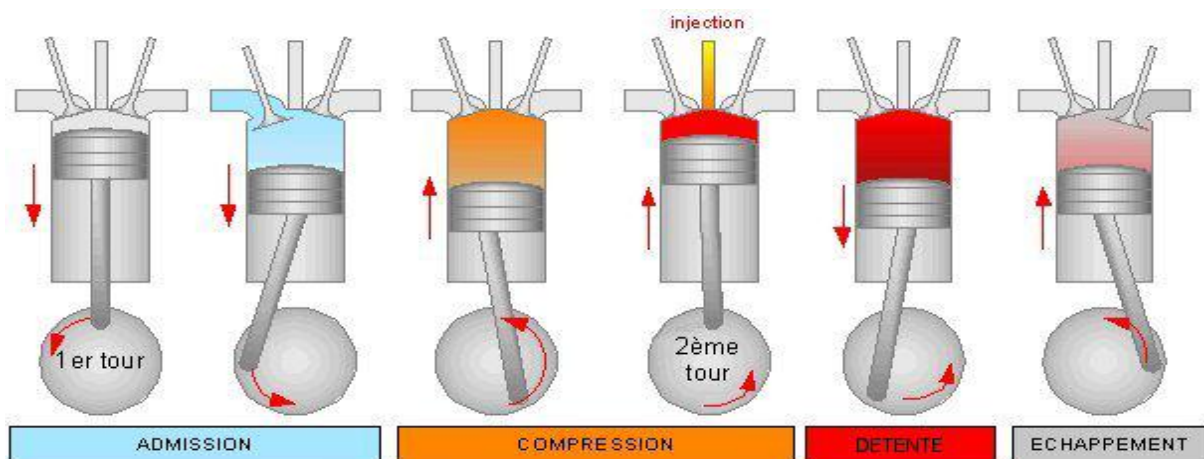


Fig I-13-: Cycle de fonctionnement d'un moteur diesel à 4 temps [16].

Dans le cas d'un moteur à quatre cylindres (soit 4 pistons), chacun des pistons effectue les 4 phases décrites précédemment et est décalé de 180° (angle vilebrequin) par rapport au piston avoisinant, pendant que le premier piston est en fin de phase d'admission, le deuxième est en fin de phase de compression (début de détente), le troisième en fin de phase d'échappement et le quatrième en fin de phase d'explosion (début d'échappement) [16].

I.16.3 Groupe électrogène diesel

Les groupes électrogènes utilisés actuellement pour assurer les besoins en électricité des communautés vivant dans les régions éloignées sont des moteurs fonctionnant au diesel et couplés directement à des générateurs asynchrones à rotor bobiné. Pour pouvoir assurer en tout temps la qualité de l'électricité fournie, un régulateur de tension triphasé agit sur l'excitation des alternateurs asynchrones pour s'opposer aux variations de tension. De même, la fréquence du courant alternatif à la sortie est maintenue par un gouverneur de vitesse sur le moteur diesel. Le gouverneur fonctionne en ajustant la quantité de carburant injectée dans les moteurs diesel, pour s'opposer aux variations de la vitesse du moteur et du générateur afin de les garder constantes. La fréquence du réseau est directement liée à la vitesse de rotation du générateur et elle est donc maintenue au niveau désiré (Figure I-14). Les réseaux de courant alternatif avec diesel, tout comme ceux interconnectés fournissent pour leurs charges, deux formes d'énergie : active et réactive. La puissance réactive dans un système en CA avec groupe diesel est produite par la génératrice asynchrone.

Cela est fait conjointement avec le réglage de tension, en ajustant le courant d'excitation du générateur asynchrone . Par conséquent, dans un système d'énergie en CA avec plusieurs groupes diesel (GD), il doit y avoir au moins un GD connecté au réseau, pour fixer la fréquence du réseau et fournir la puissance réactive [18].

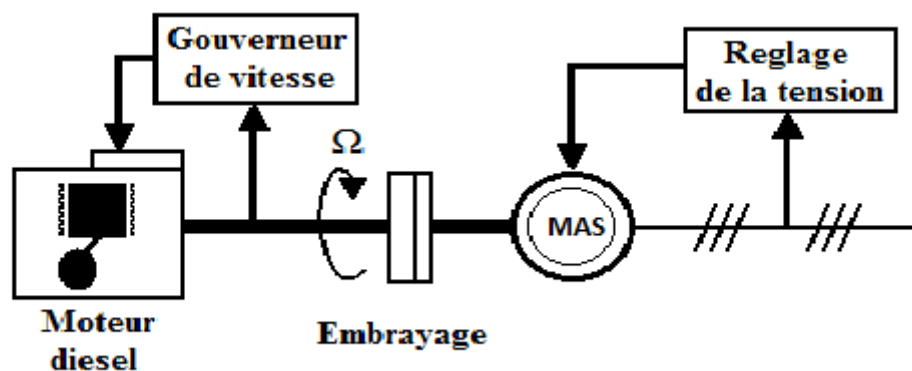


Fig I-14- : Configuration du générateur diesel [18].

Quand plusieurs générateurs diesels fournissent de l'énergie au réseau, ceux-ci sont connectés généralement à un bus en CA. Dans ce cas, un système de commande doit être utilisé pour une distribution correcte de la puissance fournie par les générateurs diesels. Ce système de commande peut prendre une variété de formes, le plus répandu étant le système de commande

numérique. Une approche est d'utiliser un seul générateur pour fixer la fréquence (générateur maître) du réseau et laisser les autres à tourner à vitesse fixe (générateurs esclaves), donc fonctionner à un débit de carburant constant. Dans les systèmes traditionnels, le débit de carburant est fixé manuellement par un opérateur. Avec les commandes modernes, le débit peut être ajusté pour optimiser l'usage du carburant [18].

I-17 Conclusion :

Dans ce chapitre on a donné un historique sur les machines asynchrone et le moteur diesel nous Avons exposé une étude générale sur les moteurs asynchrones triphasés (constitution, Principe de fonctionnement, caractéristique), plus on a donné utilisation de ce type de moteur, et ses avantages et ses inconvénients .ainsi une étude profond sur le moteur diesel (constitution, Principe de fonctionnement, caractéristique).et on fait une étude suffisant sur l'onduleur et le types des onduleur ainsi on distingué une étude sur les onduleur multi-niveau .

Chapitre II : Modélisation du MAS et de l'onduleur multi-niveaux et le moteur diesel

II.1 Introduction

L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement.

Dans la machine à courant continu à excitation séparée, le couple et le flux sont naturellement découplés, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine. Par contre pour la commande des machines à courant alternatif (MAS) la difficulté majeure rencontrée, réside dans le fait que ces deux variables sont fortement couplées.

Pour aboutir à un contrôle de même type que celui de la machine à courant continu, BLASCHKE avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dites « commande vectorielle » [19,20].

La machine à induction est particulièrement robuste et de faible coût, cela a conduit à son utilisation dans le domaine industriel. Elle est utilisée dans les applications à toutes les performances. Plusieurs méthodes de commande, dont le degré de complexité varie de l'une à l'autre suivant les performances demandées, sont utilisées pour contrôler la machine à induction. La commande vectorielle est la méthode la plus usitée qui tient compte de la structure dynamique de la machine pour avoir des systèmes d'entraînement robustes et à hautes performances.

Le moteur asynchrone est normalement alimenté directement au réseau industriel par un système de tensions triphasées équilibrées. Dans certaines applications pour lesquelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés « injectés » dans les bobinages du stator, par l'intermédiaire d'un convertisseur d'électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel de fourniture d'énergie électrique généralement l'onduleur.

Le générateur diesel est principalement constitué d'une turbine diesel entraînant une génératrice, généralement de type synchrone. C'est l'organe de base d'un système éolien diesel, dans la mesure où il est généralement installé en premier. Ainsi, tout ajout au système doit être accordé au fonctionnement de ce générateur. Dans le présent chapitre, nous développons le modèle du sous-système générateur diesel. Nous l'étudierons suivant le découpage généralement employé dans la littérature à savoir: (1) la turbine diesel, (2) la génératrice synchrone. Ces deux composantes seront ensuite couplées au moyen de l'équation mécanique et du couple électromagnétique de la génératrice synchrone.

Les efforts seront essentiellement consacrés à production de modèles d'états permettant une analyse rapide de la stabilité à travers l'évaluation des valeurs propres. Cependant, les fonctions de transfert seront employées pour l'analyse des boucles de régulation à travers les méthodes classiques.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation et la commande vectorielle d'une machine asynchrone (MAS). ainsi la modélisation de l'onduleur multi-niveaux nous choisissons l'onduleur a trois niveau et le moteur diesel.

II.2. Modélisation de la machine asynchrone à cage

-Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [21]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique.

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée, il existe trois types d'équations qui définissent entièrement son comportement à savoir:

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

II.2.1 Modèle triphasé de la machine asynchrone

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la figure. (II.1) Avec les armatures statoriques et rotoriques munies chacune d'un enroulement triphasé. Les trois enroulements du stator sont représentés par S_A , S_B et S_C , et les trois enroulements rotoriques sont représentés: R_a , R_b et R_c , et θ est l'angle entre l'axe de la phase statorique et celui de la phase rotorique.

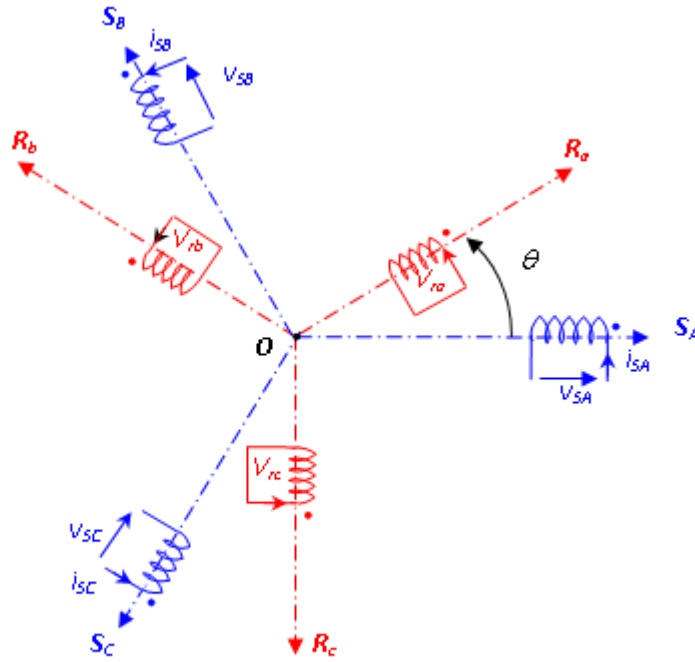


Fig II-1-: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé

II.2.2. Les équation de la machine asynchrone :

II.2.2.1. Equations électriques :

- Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_{sa}I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_{sb}I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_{sc}I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

- Pour le rotor :

$$V_{ra} = V_{rb} = V_{rc} = 0$$

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

On fait remarquer que les tensions rotoriques sont court circuitées.

$[M_{S,R}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator rotor.

Avec :

$$[L_{S_s}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} [L_{R_r}] = \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Avec:

L_S : Inductance propre d'une phase statorique.

L_R : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_S : Inductance mutuelle entre phases de stator.

M_R : Inductance mutuelle entre phases de rotor.

$[M_0]$: mutuelle inductance maximale entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

II.2.2.3 Equation mécaniques :

L'expression de l'équation mécanique est donné par

$$C_{em} - C_r = J.(d\Omega/dt) + f_v.\Omega \quad (II.11)$$

J : moment d'inertie du rotor.

f_v : Coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

Les équations de tensions des phases statorique et rotorique sont à coefficients variables en fonction de l'angle électrique θ traduisant la non linéarité du modèle de la machine asynchrone. Pour simplifier cette complexité, on fait appel à la transformation de Park permettant de les rendre indépendantes du position du rotor.

II.3. Transformation de Park :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondre aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation a pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [22].

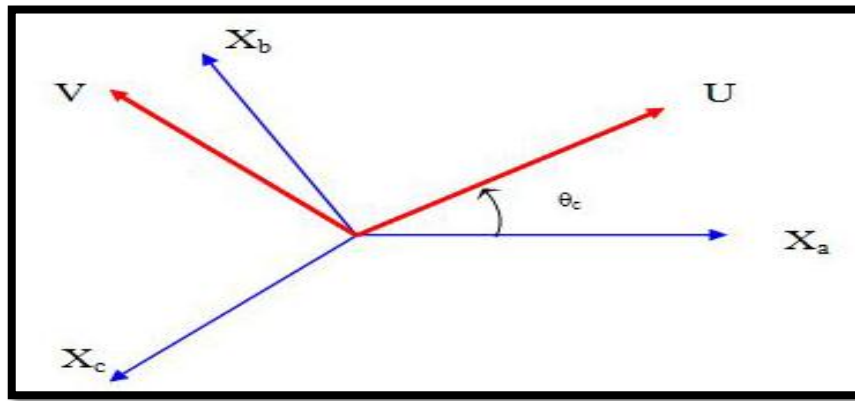


Fig. II.2 : Passage du repère triphasé au repère biphasé

Pour transformer un système triphasé $[abc]$ en un système biphasé $[UV]$ avec une composante homopolaire l'équation suivante

$$[X_{uvo}] = [p(\theta_c)][X_{abc}] \quad (\text{II.12})$$

Le passage inverse est donné par:

$$[X_{abc}] = [p(\theta_c)]^{-1} [X_{uvo}] \quad (\text{II.13})$$

Talque :

X : peut-être la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta)]$: est la matrice de transformation directe de Park.

$[p(\theta_c)]^{-1}$: est la matrice de transformation inverse de Park.

Avec:

$$[p(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \cos(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_c + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_c) & -\sin(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_c + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

La matrice de transformation $[P(\theta_c)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est donc simplifiée

$$[p(\theta_c)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_c + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_c + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (abc) est équilibré et symétrique.

θ_c : La position angulaire du système d'axe (u,v) par rapport au système d'axes réels (a,b,c)

$$\omega_c = d\theta_c / dt$$

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent:

II.3.1 Equations électriques :

$$\begin{aligned} V_{su} &= R_s \cdot I_{su} + \frac{d\varphi_{su}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{su} \\ V_{sv} &= R_s \cdot I_{sv} + \frac{d\varphi_{sv}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sv} \\ V_{Ru} &= R_r \cdot I_{Ru} + \frac{d\varphi_{Ru}}{dt} - \omega_{gl} \cdot \varphi_{Ru} = 0 \\ V_{Rv} &= R_r \cdot i_{Rv} + \frac{d\varphi_{Rv}}{dt} + \omega_{gl} \cdot \varphi_{Rv} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

II.3.2 Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \varphi_{su} = L_s I_{su} + M I_{ru} \\ \varphi_{sv} = L_s I_{sv} + M I_{rv} \\ \varphi_{ru} = L_r I_{ru} + M I_{su} \\ \varphi_{rv} = L_r I_{rv} + M I_{sv} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - m_r$: inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$: mutuelle Inductance stator-rotor

II.3.3 Equations mécaniques :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega + C_R \quad (II.18)$$

$$C_{em} = (3M / 2L_r) \cdot p [(\varphi_{ru} \cdot I_{rv} - \varphi_{rv} \cdot I_{ru})]$$

II.4. Choix du référentiel biphasé :

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (U, V) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour choisir un système d'axe de référence et cela dépend généralement des objectifs de l'application. Le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles :

- Repère d'axes (α, β) : le système biphasé lié au stator.
- Repère d'axes (d, q) : le système biphasé lié au champ tournant.
- Repère d'axes (x, y) : le système biphasé lié au rotor.

Avec:

θ_s : Angle électrique de rotation du champ tournant. Dans l'élaboration ce travail on a limité notre étude dans le repère lié au champ tournant (d, q).

II.5. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone dans le repère (d,q) :

Les composantes homopolaires des différentes grandeurs étant nulles pour les régimes de fonctionnement équilibrés et en mode non dégradé, nous ferons par la suite abstraction de cette séquence, aussi l'ordre du système s'en trouve réduit et le modèle défini dans le plan (d,q) correspond à celui d'une machine fictive biphasée comme illustrée dans la figure II.3. Les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant

prennent la forme suivante:

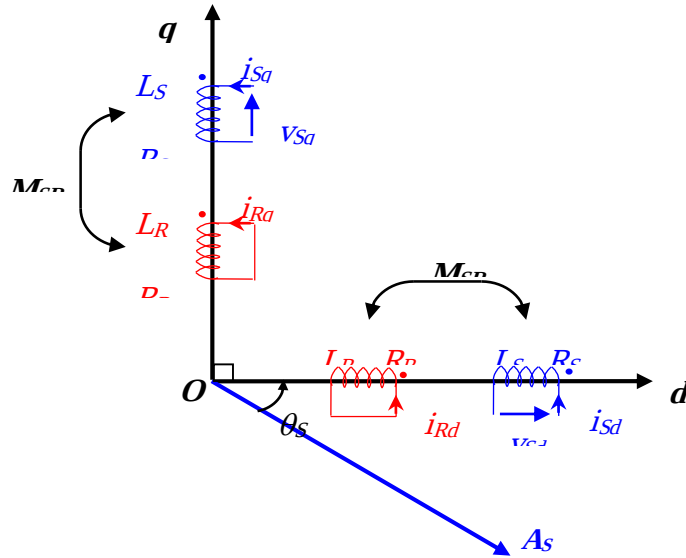


Fig II-3:- Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q

II.5.1 Equations électriques :

$$\begin{aligned}
 v_{Sd} &= R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\varphi_{Sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{Sq} \\
 v_{Sq} &= R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\varphi_{Sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{Sd} \\
 v_{Rd} &= R_R \cdot i_{Rd} + \frac{d\varphi_{Rd}}{dt} - \omega_{gl} \cdot \varphi_{Rq} = 0 \\
 v_{Rq} &= R_R \cdot i_{Rq} + \frac{d\varphi_{Rq}}{dt} + \omega_{gl} \cdot \varphi_{Rd} = 0
 \end{aligned} \tag{II.19}$$

II.5.2. Equation magnétiques :

$$\begin{aligned}
 \varphi_{Sd} &= L_S \cdot i_{Sd} + M_{SR} \cdot i_{Rd} \\
 \varphi_{Sq} &= L_S \cdot i_{Sq} + M_{SR} \cdot i_{Rq} \\
 \varphi_{S0} &= L_{S0} \cdot i_{S0}
 \end{aligned} \tag{II.20.a}$$

et

$$\begin{aligned}
 \varphi_{Rd} &= L_R \cdot i_{Rd} + M_{SR} \cdot i_{Sd} \\
 \varphi_{Rq} &= L_R \cdot i_{Rq} + M_{SR} \cdot i_{Sq} \\
 \varphi_{R0} &= L_{R0} \cdot i_{R0}
 \end{aligned} \tag{II.20.b}$$

En reportant de l'équation (II.20) les grandeurs : φ_{sd} , *et* I_{rd} , I_{rq} le modèle de la machine asynchrone devient

$$\begin{aligned} v_{sd} &= \left(R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{sd} + M_{sr} \cdot \frac{di_{rd}}{dt} - L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - M_{sr} \cdot \omega_s \cdot i_{rq} \\ v_{sq} &= \left(R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{sq} + M_{sr} \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} + M_{sr} \cdot \omega_s \cdot i_{rd} \\ v_{rd} &= \left(R_r + L_r \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{rd} + M_{sr} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - L_r \cdot \omega_{gl} \cdot i_{rq} - M_{rs} \cdot \omega_{gl} \cdot i_{sq} = 0 \\ v_{rq} &= \left(R_r + L_r \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{rq} + M_{sr} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + L_r \cdot \omega_{gl} \cdot i_{rd} + M_{rs} \cdot \omega_{gl} \cdot i_{sd} = 0 \end{aligned} \quad (II.21)$$

II.5.3. Expressions de couple

électromagnétique :

L'expression du couple

électromagnétique peut être déterminée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad (II.22)$$

et sachant que :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = p \cdot \Omega_s \quad (II.23)$$

L'expression du couple électromagnétique en biphasé est :

$$C_{em} = p \cdot [\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}] \quad (II.24)$$

D'autres expressions peuvent être établies selon les variables choisies :

$$C_{em} = p \cdot (\varphi_{rq} \cdot i_{rd} - \varphi_{rd} \cdot i_{rq}) \quad (II.25.a)$$

$$C_{em} = p \cdot M_{sr} \cdot (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (II.25.b)$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot (\varphi_{sq} \cdot i_{rd} - \varphi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (II.25.c)$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot (\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (II.25.d)$$

Pour compléter le modèle nous pouvons ajouter la relation fondamentale de la dynamique pour les corps en rotation (II.11) :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega + C_R \quad (II.26)$$

II.6. Les différents référentiels d'observation

L'étude de la machine asynchrone à l'aide des composantes de Park aboutit à des relations à priori indépendantes du repère d'observation. On dispose, selon l'objectif de l'application envisagée, des trois possibilités suivantes [23], [24], [25] :

➤ **Référentiel d'axe (d,q) solide du stator** ($\theta_s = \text{constante}$)

Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s .

$$\text{D'où :} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_R}{dt} = -p.\Omega = -\omega \quad (\text{II.27.a})$$

On privilégie ce choix dans le cas de l'étude des grandeurs rotoriques ou pour l'étude des régimes transitoires à grandes variations de vitesse quelque soit la fréquence d'alimentation.

➤ **Référentiel d'axe (d,q) solide du rotor** ($\theta_R = \text{constante}$)

Les grandeurs évoluent en régime permanent ou la pulsation des courants rotoriques est faible. (fréquence de glissement).

Ce référentiel est caractérisé par :

$$\frac{d\theta_R}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega = p.\Omega \quad (\text{II.27.b})$$

Il est retenu dans le cas de l'étude des grandeurs statoriques ou l'étude des régimes transitoires lorsque la vitesse de rotation est considérée comme constante.

➤ **Référentiel d'axe (d,q) solide du champ tournant**

Les grandeurs du modèle sont continues, en régime permanent électrique, puisque la pulsation du champ tournant est égale à celle des grandeurs statoriques, ce qui implique :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_R \quad (\text{II.27.c})$$

Ce choix permet de définir une pulsation de glissement :

$$\omega_{gl} = \frac{d\theta_R}{dt} = \omega_s - \omega = g.\omega_s \quad (\text{II.28})$$

Les équations du modèle mathématique prennent la forme indiquée par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
v_{Sd} &= R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\varphi_{Sd}}{dt} - \omega_S \cdot \varphi_{Sq} \\
v_{Sq} &= R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\varphi_{Sq}}{dt} + \omega_S \cdot \varphi_{Sd} \\
v_{Rd} &= R_R \cdot i_{Rd} + \frac{d\varphi_{Rd}}{dt} - \omega_{gl} \cdot \varphi_{Rq} = 0 \\
v_{Rq} &= R_R \cdot i_{Rq} + \frac{d\varphi_{Rq}}{dt} + \omega_{gl} \cdot \varphi_{Rd} = 0
\end{aligned} \tag{II.29}$$

En combinant ces équations avec les équations magnétiques (II.20), on obtient les relations électromagnétiques suivantes :

$$\begin{aligned}
v_{Sd} &= \left(R_S + L_S \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{Sd} + M_{SR} \cdot \frac{di_{Rd}}{dt} - L_S \cdot \omega_S \cdot i_{Sq} - M_{SR} \cdot \omega_S \cdot i_{Rq} \\
v_{Sq} &= \left(R_S + L_S \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{Sq} + M_{SR} \cdot \frac{di_{Rq}}{dt} + L_S \cdot \omega_S \cdot i_{Sd} + M_{SR} \cdot \omega_S \cdot i_{Rd} \\
v_{Rd} &= \left(R_R + L_R \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{Rd} + M_{SR} \cdot \frac{di_{Sd}}{dt} - L_R \cdot \omega_{gl} \cdot i_{Rq} - M_{RS} \cdot \omega_{gl} \cdot i_{Sq} = 0 \\
v_{Rq} &= \left(R_R + L_R \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{Rq} + M_{SR} \cdot \frac{di_{Sq}}{dt} + L_R \cdot \omega_{gl} \cdot i_{Rd} + M_{RS} \cdot \omega_{gl} \cdot i_{Sd} = 0
\end{aligned} \tag{II.30}$$

C'est ce référentiel que l'on considérera par la suite, vu qu'il s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux [26] que nous étudierons dans ce chapitre.

II.7. Modèle de la machine en vue de la commande

Afin d'étudier les comportements de la machine asynchrone lors des régimes permanents et transitoires, on dispose de deux méthodes :

- la technique des schémas blocs qui nécessite l'usage des transformées de Laplace,
- le formalisme d'état qui utilise le calcul matriciel.

Nous utiliserons une représentation du modèle dynamique de la machine dans l'espace d'état.

En effet, cette écriture se prête bien à la description des systèmes linéaires ou non, mono ou multivariable, tel que la machine asynchrone qui est un exemple typique d'un système multivariable non linéaire [26].

La représentation dans l'espace d'état est un système de la forme :

$$\begin{aligned}
\dot{[X]} &= \frac{d[X]}{dt} = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \\
[Y] &= [C] \cdot [X]
\end{aligned} \tag{II.31}$$

Où $[X]$ est le vecteur d'état, $[U]$ le vecteur de commande, $[A]$ la matrice de transition ou d'état qui caractérise la dynamique du moteur, $[B]$ la matrice d'application des commandes, $[Y]$ le vecteur de sortie et $[C]$ la matrice d'observation [27].

La représentation d'état n'étant pas unique pour un système donné, on dispose donc de plusieurs choix pour le vecteur d'état qui dépendent de l'objectif tracé.

Dans le cadre de ce travail nous envisageons une commande en tension de la machine asynchrone avec un contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique, dans cette optique nous avons optés pour les choix suivants :

- variables de commandes: les tensions v_{sd} , v_{sq} , d'où $[U] = [v_{sd} \ v_{sq}]^T$,
- variables d'état: les courants i_{sd} , i_{sq} et les flux ϕ_{Rq} , ϕ_{Rd} , d'où $[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{Rq} \ \phi_{Rd}]^T$.

Le choix des composantes du courant statorique est justifié par le fait que celui-ci est une grandeur mesurable. Les variables de sortie pouvant être la vitesse (la position), le couple, les flux, les courants ou une combinaison de celle-ci [28], le couple résistant sera considéré comme étant une perturbation.

La vitesse et le couple électromagnétique seront déterminés par les relations (II.12) et (II.25.d).

En utilisant les expressions des tensions (II.19) et celles des flux provenant des relations (II.20), on obtient après arrangement les équations d'état suivantes :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{sd}}{dt} &= -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR} T_r}\right) \phi_{Rd} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR}} \cdot \omega\right) \phi_{Rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\
 \frac{di_{sq}}{dt} &= -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sq} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR}} \cdot \omega\right) \phi_{Rd} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR} T_r}\right) \phi_{Rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\
 \frac{d\phi_{Rd}}{dt} &= \frac{M_{SR}}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{Rd} + \omega_{gl} \phi_{Rq} \\
 \frac{d\phi_{Rq}}{dt} &= \frac{M_{SR}}{T_r} i_{sq} - \omega_{gl} \phi_{Rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{Rq} \\
 \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} \left(\frac{p M_{SR}}{L_r} (\phi_{Rd} i_{sq} - \phi_{Rq} i_{sd}) - C_r \right) - \frac{f_v}{J} \omega
 \end{aligned}
 \tag{II.32}$$

En définissant les trois grandeurs caractéristiques T_s , T_r , σ [24,26] :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{et} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{respectivement constantes de temps statorique et rotorique,}$$

$\sigma = 1 - \frac{M_{SR}^2}{L_s \cdot L_r}$: Coefficient de dispersion de Blondel.

Ou d'une forme plus simple après le simplification on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sr} I_{sd} + \omega_s \sigma L_s I_{sq} + \frac{M_{SR} R_r}{L_r^2} \phi_{rd} + \frac{M_{SR}}{L_r} \omega \phi_{rq} + V_{sd} \right] \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s I_{sd} - R_{sr} I_{sq} - \frac{M_{SR}}{L_r} \omega \phi_{rd} + \frac{M_{SR} R_r}{L_r^2} \phi_{rq} + V_{sq} \right] \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} = \frac{M_{SR} R_r}{L_r} I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + \omega_{gl} \phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rq} = \frac{M_{SR} R_r}{L_r} I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} - \omega_{gl} \phi_{rd} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} C_{em} - \frac{f_v}{J} \omega - \frac{p}{J} C_r \end{cases} \quad (II.33)$$

avec :

$$C_{em} = P \frac{M_{SR}}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad \text{et} \quad R_{sr} = \left(R_s + R_r \frac{M_{SR}^2}{L_r^2} \right)$$

$$\text{et} \quad \omega_{gl} = \omega_s - \omega$$

Alors, le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivante [23]

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{SR} T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{SR}} \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{SR}} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{SR} T_r} \\ \frac{M_{SR}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M_{SR}}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

Et

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.35)$$

II.8.Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone :

Vu la variation de la vitesse des machines asynchrones; leur alimentation nécessite l'utilisation d'un convertisseur statique de puissance appelé conventionnellement onduleur de tension. A partir d'une source de tension continue, le convertisseur statique peut, grâce à une séquence appropriée d'ouverture et de fermeture de ses interrupteurs, commuter le courant dans les phases de la machine afin d'obtenir un système triphasé de courant parfaitement commandable.

Les tensions appliquées sur les phases de la machine sont de forme rectangulaire donc ayant un contenu d'harmoniques élevés qui provoque des pertes supplémentaires dans la machine ainsi que des oscillations mécaniques à base fréquence sur l'arbre de la machine.

II.8.1- Association onduleur avec la machine asynchrone :

La figure II.4 représente le schéma structurel d'un onduleur de tension triphasé en pont. Il comporte trois bras de commutation et six interrupteurs électroniques pouvant être des transistors de types bipolaires, MOSFET ou IGBT associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage.

Afin d'éviter de court-circuit la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras devront être complémentaires.

Pour simplifier l'étude nous supposons que :

- la commutation des composants est instantanée,
- les chutes de tension à leurs bornes sont négligeables,
- la charge est triphasée équilibrée et couplée en étoile avec point neutre isolé.

Ainsi le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois, les harmoniques de rang trois et multiples de trois étant éliminés [29].

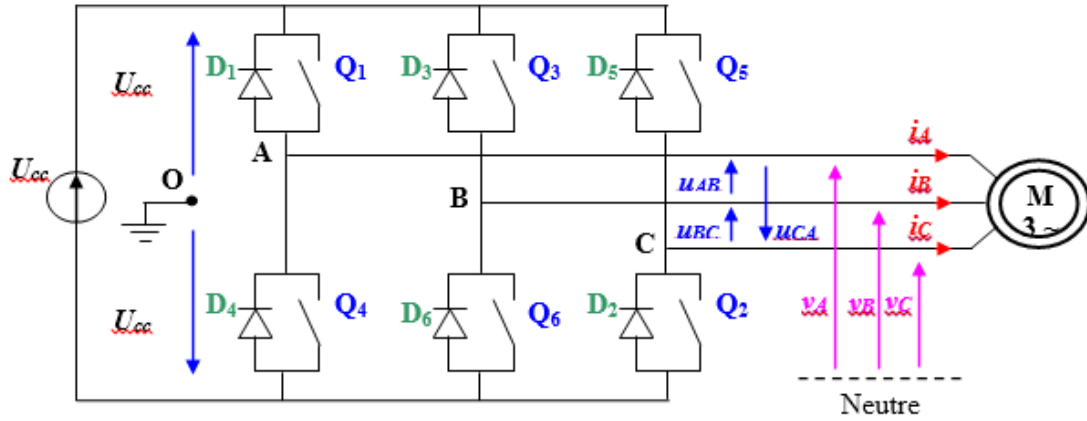


Fig II-4-: Structure d'un onduleur de tension triphasé

II.8.2. Tension d'axes "d" et "q" :

Les relations de tensions " V_d " et " V_q " sont obtenues d'après la transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V'_A \\ V'_B \\ V'_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

D'où les tensions de phases

$$\begin{cases} V'_A = \frac{2}{3}(V_A - V_O) - \frac{1}{3}(V_B - V_O) - \frac{1}{3}(V_C - V_O) \\ V'_B = -\frac{1}{3}(V_A - V_O) + \frac{2}{3}(V_B - V_O) - \frac{1}{3}(V_C - V_O) \\ V'_C = -\frac{1}{3}(V_A - V_O) - \frac{1}{3}(V_B - V_O) + \frac{2}{3}(V_C - V_O) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Alors :

$$\begin{cases} V_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V'_A \cos \theta + V'_B \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V'_C \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ V_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[-V'_A \sin \theta - V'_B \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - V'_C \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

II.9 LES ONDULEURS MULTI NIVEAUX:

II.9.1 Les différentes topologies des onduleurs multi niveau :

Par définition, l'onduleur de tension multi niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. On a trois topologies de base des onduleurs multi niveaux:

- La topologie à diode de bouclage,
- La topologie au condensateur flotteur,
- La topologie en cascade.

Nous avons limité cette partie aux onduleurs multi niveaux a diode de bouclage.

II.10 ONDULEUR MULTI NIVEAUX A DIODE DE BOUCLAGE (NPC) :

Cette structure d'onduleur multi niveau a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur.

II.10.1 Structure topologique de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC :

La figure (8) représente la structure topologique d'un onduleur triphasé à trois niveaux. Elle est composée de trois bras monophasés. A partir de la source principale de tension continu, et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ($E/2$). Cette structure crée alors un point neutre (M) entre les deux condensateurs.

Ces derniers sont identiques de manières à éviter le déséquilibre de charge ($C_1=C_2$ & $U_{C1}=U_{C2}$).

Chaque demi – bras de l'onduleur se compose deux interrupteurs (T) en série avec leur point commun relié par une diode de bouclage au point neutre des sources (M). Une diode en anti-parallèle est montée sur chaque interrupteur pour assurer la réversibilité des courants dans la charge.

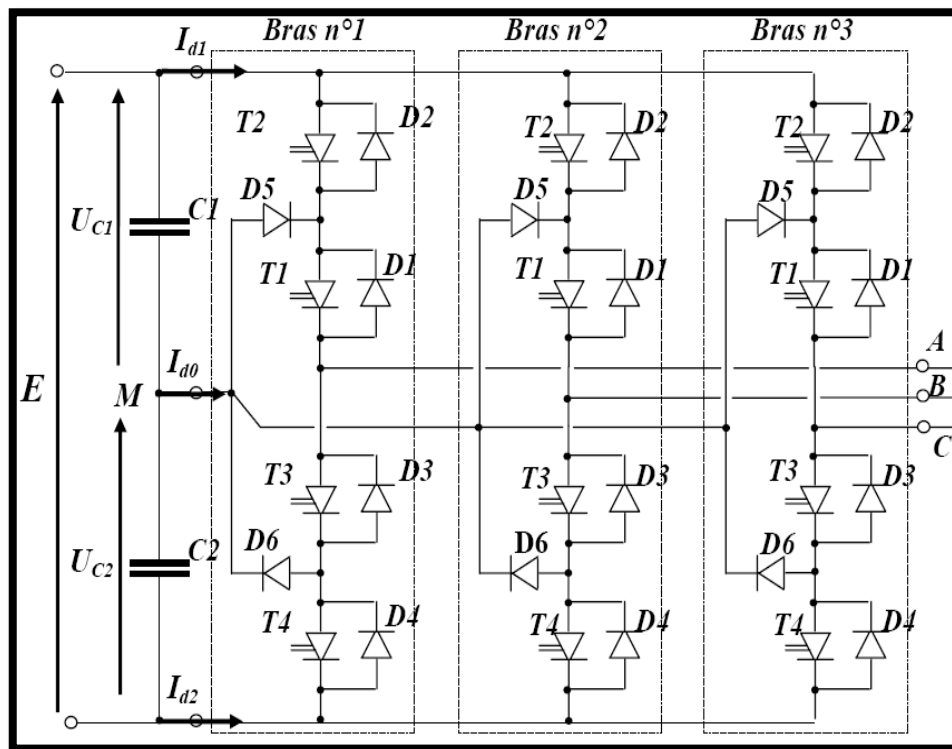


Fig II-5-: Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.

II.10.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux :

Pour ce faire, on va étudier le modèle d'un bras de l'onduleur, puis on va généraliser l'approche.

II.10.2.1 Modèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur :

La tension polaire V_{AM} entre la borne A de la charge et le point neutre M est entièrement défini par l'état des quatre interrupteurs bidirectionnels en courant (K) du bras d'onduleur; cette tension doit prendre les trois potentiels $(-U_C, 0, +U_C)$ d'où l'appellation onduleur triphasé à trois niveaux.

II.10.2.2 Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur :

Les configurations possibles d'un seul bras de 04 interrupteurs est de $2^4 = 16$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de 1 suivant l'état des interrupteurs K_1, K_2, K_3 et K_4 .

Une analyse topologique d'un bras d'onduleur montre cinq configurations électriques possibles:

- **Configuration 0:** $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 0 0)$

Les interrupteurs (K_1, K_2) et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie V_{AM} est imposée par la charge; cette configuration est indésirable pour la commande de l'onduleur.

- **Configuration 1:** $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (1 1 0 0)$

Les interrupteurs (K_1, K_2) sont passants et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie:

$$V_{AM} = +U_C = +E/2.$$

- **Configuration 2:** $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (1 0 0 0)$

L'interrupteur K_1 est passant et (K_2, K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie:

$$V_{AM} = 0.$$

- **Configuration 3:** $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 1 1)$

Les interrupteurs (K_1, K_2) sont bloqués et (K_3, K_4) sont passants et la tension de sortie:

$$V_{AM} = -U_C = -E/2.$$

- **Configuration 4:** $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 1 0)$

L'interrupteur K_3 est passant et (K_2, K_1, K_4) sont bloqués et la tension de sortie:

$$V_{AM} = 0.$$

Les autres configurations sont à éviter, car:

- Soit, elles provoquent le court circuit des sources continues.
- Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources continues.

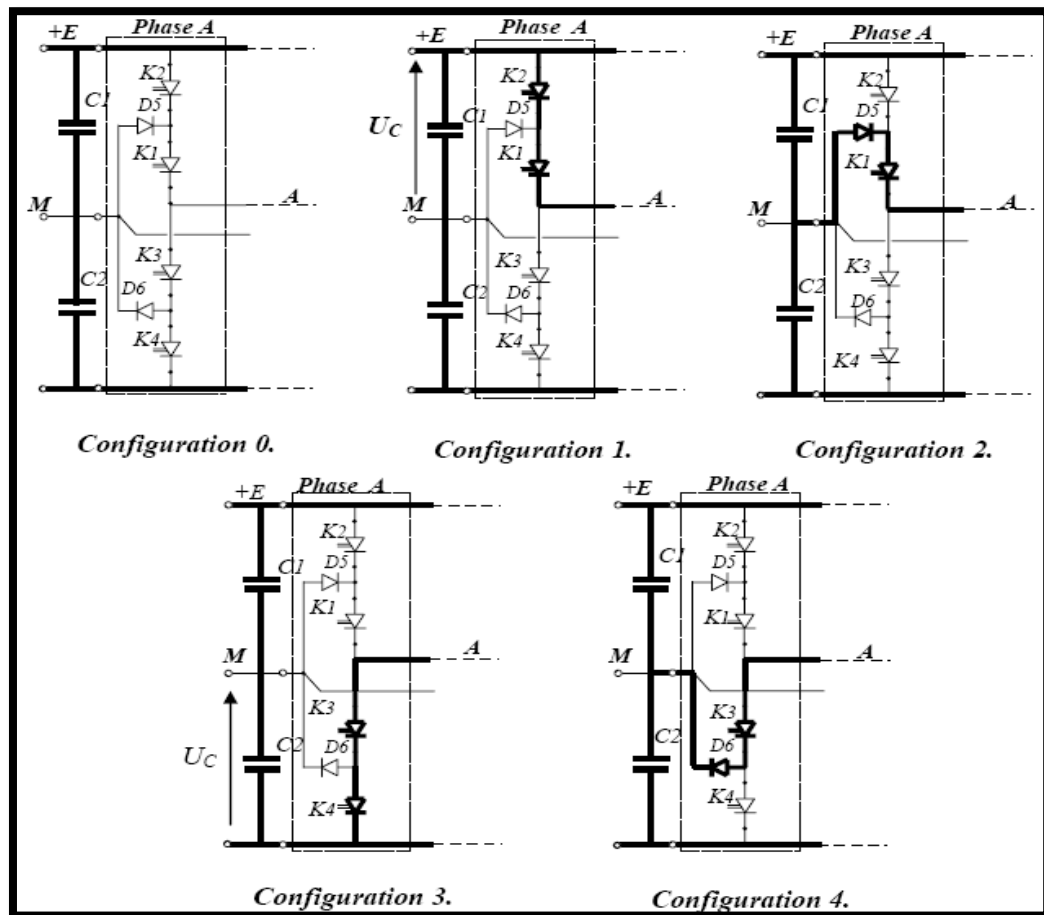


Fig II-6- : Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur.

Le tableau ci-dessous récapitule les cinq configurations électriques possibles:

Tableau 1 : Tableau récapitulatif relatif au bras n° 1

Configuration	Commande	Tension V_{AM}	Courant continu	Observation
Conf 0	$C_{ij} = 0$ $i = 1,3$ $j = 1,4$	Imposée Par la charge	$I_{d0} = I_{d1} = I_{d2} = 0$ $I_A = 0$	Configuration non désirable pour la commande
Conf 1	$C_{11} = C_{12} = 1$ $C_{13} = C_{14} = 0$	$+U_C$	$I_{d1} = I_A$ $I_{d0} = I_{d2} = 0$	Niveau de tension $(+U_C)$
Conf 2	$C_{11} = 1$ $C_{12} = C_{13} = C_{14} = 0$	0	$I_{d1} = I_{d2} = 0$ $I_{d0} = I_A$	Niveau de tension (0)

Conf 3	$C_{11} = C_{12} = 1$ $C_{13} = C_{14} = 0$	$-U_C$	$I_{d1} = I_{d0} = 0$ $I_{d2} = I_A$	Niveau de tension ($-U_C$)
Conf 4	$C_{13} = 1$ $C_{11} = C_{12} = C_{14} = 0$	0	$I_{d1} = I_{d2} = 0$ $I_{d0} = I_A$	Niveau de tension (0)

$i = 1,3$: numéro du bras

$j = 1,4$: numéro de l'interrupteur du bras i

- On doit éliminer la configuration 0, car elle déconnecte totalement la charge de la source continue.
- Garder les (4) configurations utiles qui vont permettre de générer les trois niveaux de tension ($-U_C$, 0, $+U_C$) relative à la tension du bras d'onduleur (V_{AM}).
- Pour avoir un mode commandable du bras d'onduleur, on doit chercher une commande complémentaire optimale.

II.10.2.3 modèle de commande de l'onduleur :

II.10.2.3.1 fonction de connexion :

A chaque interrupteur (K_{ij}), on lui associe une fonction de connexion F_{ij} , définie par:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } K_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Avec: $i = 1,3$: numéro du bras

$j = 1,4$: numéro de l'interrupteur du bras

II.10.2.3 relation entre les fonctions de connexion :

Si on utilise la commande complémentaire pour un bras (i):

$$C_{i1} = \overline{C_{i4}} \text{ \& } C_{i2} = \overline{C_{i3}} \quad (\text{II.40})$$

Alors on peut en déduire les relations entre les fonctions de connexion des différents interrupteurs (K_{ij}) du bras (j):

$$\begin{bmatrix} F_{i1} = 1 - F_{i4} \\ F_{i2} = 1 - F_{i3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

On se basant sur cette commande complémentaire, on peut remarquer que pour chaque bras d'onduleur (i), on peut définir deux cellules de commutation à deux interrupteurs chacune:

- Cellule n° 1 constituée par la paire d'interrupteurs: K_{i1} & K_{i4}
- Cellule n° 2 constituée par la paire d'interrupteurs: K_{i2} & K_{i3}

On peut définir des fonctions de commutation pour chaque cellule:

F_i^1 : Fonction de commutation relative à la cellule n° 1

F_i^2 : Fonction de commutation relative à la cellule n° 2

On peut exprimer les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit:

$$F_{i1}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_i^1(t)] \quad (\text{II.42})$$

$$F_{i2}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_i^2(t)] \quad (\text{II.43})$$

$$F_{i4}(t) = \frac{1}{2} \left[1 + F_i^1 \left(t - \frac{T}{2} \right) \right] \quad (\text{II.44})$$

$$F_{i3}(t) = \frac{1}{2} \left[1 + F_i^2 \left(t - \frac{T}{2} \right) \right] \quad (\text{II.45})$$

II.10.2.3.3 fonction de connexion des demi – bras :

On définit la fonction de connexion du demi – bras par F_{im}^b , tel que:

- Pour le demi – bras du haut, $m = 1$ et $F_{i1}^b = F_{i1} \cdot F_{i2}$ (II.47)

- Pour le demi – bras du bas, $m = 0$ et $F_{i0}^b = F_{i3} \cdot F_{i4}$ (II.48)

$$\left[\begin{array}{c} F_{im}^b = 1 \\ \forall m = 0,1 \end{array} \right] \Leftrightarrow \left[\begin{array}{c} F_{i1} = F_{i2} = 1 \\ \text{ou} \\ F_{i3} = F_{i4} = 1 \end{array} \right] \Leftrightarrow \left[\begin{array}{c} K_{i1} \& K_{i2} \text{ sont fermés} \\ \text{ou} \\ K_{i3} \& K_{i4} \text{ sont fermés} \end{array} \right] \quad (\text{II.49})$$

$$\left[\begin{array}{c} F_{im}^b = 0 \\ \forall m = 0,1 \end{array} \right] \Rightarrow [\text{dans tous les autres cas}] \quad (\text{II.50})$$

II.10.2.3.4 table d'excitation des interrupteurs :

Si on considère la commande complémentaire optimale qui permet d'avoir les niveaux $(-U_C, 0, +U_C)$:

V_{iM}	F_{i1}	F_{i2}
$+U_C$	1	1
0	1	0
$-U_C$	0	0

Tableau (2) : Tableau des excitations relatif au bras (i)

II.10.2.4 modèle de connaissance de l'onduleur :

II.10.2.4.1 les fonctions de conversion :

a. calcul des tensions polaires V_{AM} , V_{BM} , V_{CM}

Calcul des tensions de sortie de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu (M) de la source continue

$$V_{AM} = V_A - V_M = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} \quad (\text{II.51})$$

$$V_{BM} = V_B - V_M = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} \quad (\text{II.52})$$

$$V_{CM} = V_C - V_M = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} \quad (\text{II.53})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demis – bras (II.47 et II.48), on obtient:

$$V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} \quad (\text{II.54})$$

$$V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} \quad (\text{II.55})$$

$$V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} \quad (\text{II.56})$$

On obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \quad (\text{II.57})$$

La forme matricielle obtenue révèle que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux

De plus si on suppose que: $U_{c1} = U_{c2} = U_c = E/2$ (E : tension continu délivrée par l'étage continu), on abouti à:

$$V_{AM} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C \quad (\text{II.58})$$

$$V_{BM} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C \quad (\text{II.59})$$

$$V_{CM} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C \quad (\text{II.60})$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_C \quad (\text{II.61})$$

b. calcul des tensions composées de sorties de l'onduleur

$$V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C - (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C \quad (\text{II.62})$$

$$V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C - (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C \quad (\text{II.63})$$

$$V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31}^b - F_{30}^b)U_C - (F_{11}^b - F_{10}^b)U_C \quad (\text{II.64})$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.65})$$

c. calcul des tensions simples de sorties de l'onduleur

On suppose une charge équilibrée et couplée en étoile et soit (N) le neutre de la charge; on obtient:

$$V_{AN} = V_A - V_N = V_A \quad (\text{II.66})$$

$$V_{BN} = V_B - V_N = V_B \quad (\text{II.67})$$

$$V_{CN} = V_C - V_N = V_C \quad (\text{II.68})$$

D'après le diagramme vectoriel des tensions (*simples et composées*), on obtient:

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ V_B &= \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3} \\ V_C &= \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3} \end{aligned} \quad (\text{II.69})$$

D'où les tensions simples:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.70})$$

d. calcul des courants sources

Le but est de trouver les expressions des courants sources continus (I_{d1}, I_{d2} et I_{d0}) en fonction des courants alternatifs de la charge (I_A, I_B, I_C), en utilisant les fonctions de connexions des interrupteurs (II.39):

$$I_{d1} = (F_{11} \cdot F_{12})I_A + (F_{21} \cdot F_{22})I_B + (F_{31} \cdot F_{32})I_C \quad (\text{II.71})$$

$$I_{d2} = (F_{13} \cdot F_{14})I_A + (F_{23} \cdot F_{24})I_B + (F_{33} \cdot F_{34})I_C \quad (\text{II.72})$$

$$I_{d0} = (F_{11} \cdot F_{13})I_A + (F_{21} \cdot F_{23})I_B + (F_{31} \cdot F_{33})I_C \quad (\text{II.73})$$

En introduisant la notion de fonction de connexion des demis – bras (II.47 et II.48):

$$I_{d1} = F_{11}^b I_A + F_{21}^b I_B + F_{31}^b I_C \quad (\text{II.74})$$

$$I_{d2} = F_{10}^b I_A + F_{20}^b I_B + F_{30}^b I_C \quad (\text{II.75})$$

L'équation au nœud, permet d'écrire:

$$I_{d0} = I_A + I_B + I_C - I_{d1} - I_{d2} \quad (\text{II.76})$$

Si on remplace les courants continus (I_{d1} et I_{d2}) par leurs expressions relatives, on obtient:

$$I_{d0} = I_A + I_B + I_C - (F_{11}^b + F_{10}^b)I_A - (F_{21}^b + F_{20}^b)I_B - (F_{31}^b + F_{30}^b)I_C \quad (\text{II.77})$$

On aboutit à la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 1 - F_{11}^b - F_{10}^b & 1 - F_{21}^b - F_{20}^b & 1 - F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.78})$$

II.10.2.4.2 matrice de conversion simple $[N(t)]$:

Si on choisi comme variables d'états pour l'ensemble, sources de tension continues, onduleur de tension à trois niveaux et charge triphasée à caractère inductive, le vecteur d'état suivant:

$$X = [U_{C1} \quad U_{C2} \quad I_A \quad I_B \quad I_C]^T \quad (\text{II.79})$$

Et comme variables d'entrées, le vecteur suivant:

$$U_{SIM} = [V_A \quad V_B \quad V_C \quad I_{d1} \quad I_{d2} \quad I_{d0}]^T \quad (\text{II.80})$$

On obtient, la matrice de conversion simple $[N(t)]$, définie par la relation:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.81})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions simples (II.70), on définit la matrice de conversion simple:

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & \frac{-(2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2F_{21}^b - F_{11}^b - F_{31}^b}{3} & \frac{-(2F_{20}^b - F_{10}^b - F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2F_{31}^b - F_{21}^b - F_{11}^b}{3} & \frac{-(2F_{30}^b - F_{20}^b - F_{10}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II.82})$$

II.10.2.4.3 matrice de conversion composée $[M(t)]$:

Si on utilise les tensions composées, le vecteur des entrées devient:

$$U_{COM} = [U_{AB} \quad U_{BC} \quad U_{CA} \quad I_{d1} \quad I_{d2} \quad I_{d0}]^T \quad (\text{II.83})$$

On obtient, la matrice de conversion composée $M(t)$, définie par la relation:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.84})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions composées (II.65), on définit la matrice de conversion composée:

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II.85})$$

II.11 Stratégie de commande de l'onduleur a trois niveaux :

II.11.1 les différentes stratégies de commande de l'onduleur :

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux, peuvent êtres

classées comme suit:

- Commande à pleine onde
- Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale)
- La modulation vectorielle

II.11.1 .1- Commande classique à pleine onde :

La tension de sortie est formée de créneaux rectangulaire, riche en harmoniques. Le filtrage de cette tension rectangulaire, à la fréquence industrielle, est lourd, coûteux et les résultats médiocres. D'où la nécessité de la modulation de largeur d'impulsion.

II.11.1 .2- Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale) :

La *MLI* consiste alors à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adoptant une fréquence de commutation supérieure à celle des grandeurs de sortie de l'onduleur, ainsi elle permet:

- De repousser vers, des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie; ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Cependant, l'essor de la modulation *MLI* est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi - conducteurs de puissance, la montée en fréquence de découpage limite la puissance transmise et augmentent les pertes par commutations.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont:

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence: $m = f_p / f_r$
- Le coefficient à tension crête U_{pm} de la porteuse: $r = V_m / U_{pm}$
- Le facteur d'évaluation des performances de la *MLI*, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD_v , définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension:

$$THD_v = \frac{\left(\sum_{i=2}^n V_i^2 \right)^{1/2}}{\left(\sum_{i=1}^n V_i^2 \right)^{1/2}} \quad (II.86)$$

La commande *triangulo – sinusoïdale* de base, consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement triangulaire ou en dents de scie, unipolaires ou bipolaires. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel, par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois hybride. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.

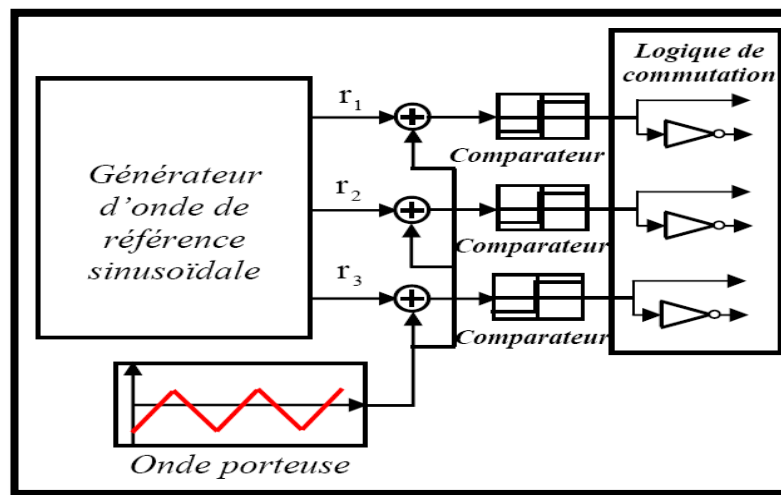


Fig II-7-: Schéma de principe de la technique triangulo – sinusoïdale

II.12. La commande vectorielle à flux orienté

De multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande scalaire avec ses performances modeste ne peut satisfaire. La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux.

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturel entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée.

II.12.1. Principe de la commande vectorielle

Le principe sur lequel repose la commande FOC est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la MCC à excitation séparée comme illustrée dans la figure(II.7), où les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique, ou celui de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe d (contrôle du flux) et selon l'axe q (contrôle du couple).

La commande FOC a été initialement proposée à la fin des années 60 et au début des années 70 selon deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connue par IRFOC, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (Blaschke) connue par DFOC.

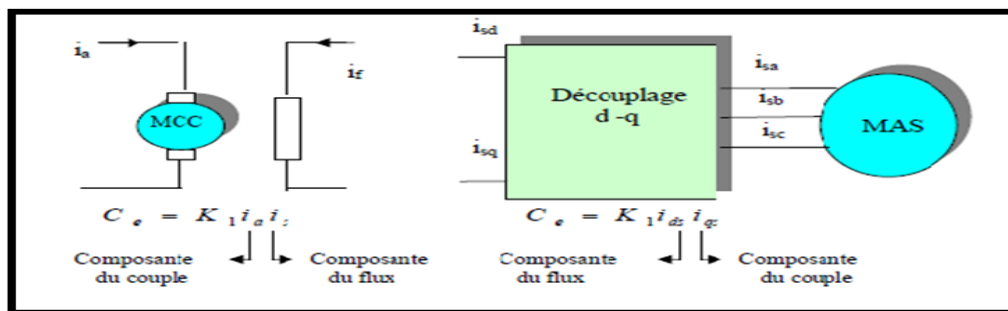


Fig II-8:- Principe de commande découplée

La technique IRFOC a été généralement préférée à la DFOC car elle a une configuration relativement simple comparée à la DFOC qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet *Hall* pour la mesure du flux qui sont contraints aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc), de plus la mesure est entachée de bruits dépendants de la vitesse [30, 31].

Mais sans omettre que la IRFOC dépend des paramètres de la machine et notamment la

constante de temps rotorique T_r et surtout la résistance rotorique R_r [32].

Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique (en fait c'est le repère dq qui est orienté), d'autres techniques ont été introduites telle que l'orientation du flux statorique $SFOC$ avec les deux formes directes et indirectes, et l'orientation du flux d'entrefer, mais leurs performances sont moindres par rapport aux premières, d'autant qu'elles exigent des algorithmes plus compliqués et surtout la compensation au découplage qui est très sensible aux erreurs [33].

Cet alignement est traduit par :

$$\varphi_{Rq} = 0 \quad \text{d'où} \quad \varphi_R = \varphi_{Rd} \quad (\text{II.87})$$

La figure II.8 illustre le principe de l'orientation du flux rotorique, on y remarque l'orthogonalité retrouvée entre le flux rotorique et le courant de quadrature i_{Sq} .

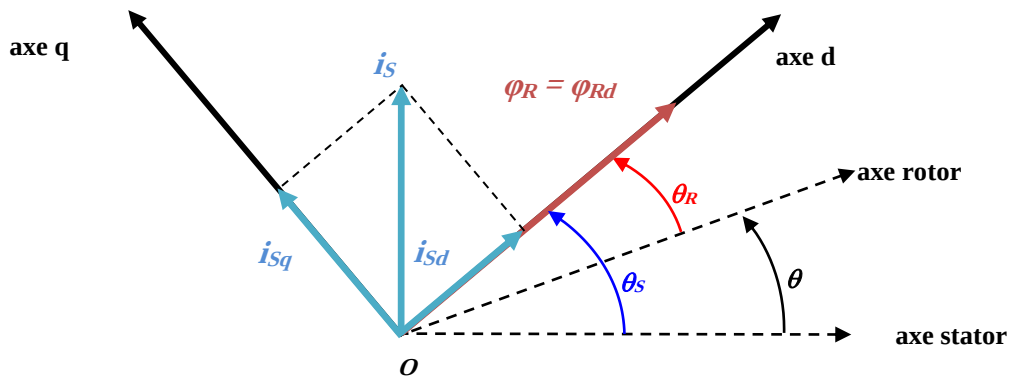


Fig II-9-: Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

En fait on utilise la formule *orientation du flux* par abus de langage, c'est plutôt le système d'axe (d,q) que l'on oriente de manière que l'axe direct d soit en phase avec le flux [34].

On peut exprimer le couple électromagnétique de la manière suivante :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M_{SR}}{L_R} \cdot \varphi_{Rd} \cdot i_{Sq} \quad (\text{II.88})$$

On remarque pour cette expression une forme identique à celle du couple développé par une machine à courant continu.

Les équations relatives au flux rotoriques deviennent :

$$\varphi_R = \varphi_{Rd} = L_R \cdot i_{Rd} + M_{SR} \cdot i_{Sd} \quad (\text{II.89.a})$$

$$\varphi_{Rq} = 0 = L_R \cdot i_{Rq} + M_{SR} \cdot i_{Sq} \quad (\text{II.89.b})$$

Quant à celle des tensions rotoriques (II.34), définies pour le référentiel lié au champ tournant, elles sont alors exprimées de la manière suivante :

$$v_{Rd} = 0 = R_R \cdot i_{Rd} + \frac{d\varphi_{Rd}}{dt} \quad (\text{II.90.a})$$

$$v_{Rq} = 0 = R_R \cdot i_{Rq} + \omega_{gl} \cdot \varphi_{Rd} \quad (\text{II.90.b})$$

Pour un moteur asynchrone les grandeurs rotoriques ne sont pas accessibles, aussi on les estime à l'aide de celles relatives au stator. La combinaison des relations (II.89.a) et (II.90.a) donne une équation différentielle décrivant l'évolution du flux rotorique :

$$\varphi_{Rd} + \frac{L_R}{R_R} \cdot \frac{d\varphi_{Rd}}{dt} = M_{SR} \cdot i_{Sd} \quad (\text{II.91})$$

On obtient à l'aide de la transformée de Laplace et exprimant la constante de temps rotorique:

$$\varphi_{Rd} = \frac{M_{SR}}{1 + T_R \cdot s} \cdot i_{Sd} \quad (\text{II.92.a})$$

En régime permanent le flux rotorique aura pour expression :

$$\varphi_{Rd} = M_{SR} \cdot i_{Sd} \quad (\text{II.92.b})$$

Les relations (II.89) et (II.92) mettent en évidence le fait que le flux est réglable par le courant i_{Sd} , et que si l'on maintient ce dernier constant et donc le flux, on peut contrôler le couple électromagnétique par action sur le courant i_{Sq} (la relation les liant étant linéaire) et de manière indépendante au courant statorique direct.

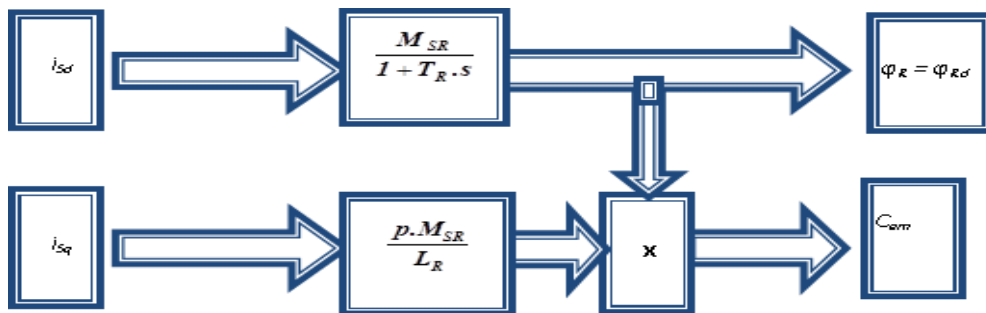


Fig II-10:-Influence des courants sur le flux et le couple

La figure II.10 montre l'influence des courants direct et de quadrature sur le flux et le couple.

la commande à flux rotorique orienté offre donc deux grandeurs d'action en quadrature,

Soient le courant producteur de flux i_{Sd} et le courant producteur de couple i_{Sq} .

La mise en œuvre d'une telle commande est tributaire de la connaissance, à chaque instant de la position et de l'amplitude (ou module) du vecteur flux rotorique.

II.13. Découplage entrée / sortie

II.13.1 Nécessité du découplage

Dans le cas d'une commande en tension il est nécessaire de générer les tensions de référence v_{Sd}^* et v_{Sq}^* , qui converties en grandeurs statoriques par une transformation de Park inverse, seront en mesure de commander le moteur et d'imposer le flux et le couple désirés. Reprenons les équations (II.32) du modèle dynamique du moteur défini précédemment, et tenons compte de la relation (II.87), nous obtenons le système suivant :

$$\frac{di_{Sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1}{T_R} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{Sd} + \omega_S \cdot i_{Sq} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR} T_R}\right) \phi_R + \frac{1}{\sigma L_S} v_{Sd} \quad (\text{II.93.a})$$

$$\frac{di_{Sq}}{dt} = -\omega_S \cdot i_{Sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1}{T_R} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{Sq} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR}} \cdot \omega\right) \phi_R + \frac{1}{\sigma L_S} v_{Sq} \quad (\text{II.93.b})$$

$$\frac{d\phi_{Rd}}{dt} = \frac{M_{SR}}{T_R} \cdot i_{Sd} - \frac{1}{T_R} \cdot \phi_{Rd} \quad (\text{II.93.c})$$

$$0 = \frac{M_{SR}}{T_R} \cdot i_{Sq} - \omega_{gl} \cdot \phi_{Rd} \quad (\text{II.93.d})$$

D'où l'on peut tirer les expressions des tensions statoriques :

$$v_{Sd} = \left(R_S + R_R \cdot \frac{M_{SR}^2}{L_R^2}\right) i_{Sd} + \sigma L_S \cdot \frac{di_{Sd}}{dt} - \omega_S \cdot \sigma L_S \cdot i_{Sq} - \frac{M_{SR}}{L_R^2} \cdot R_R \cdot \phi_R \quad (\text{II.94.a})$$

$$v_{Sq} = \left(R_S + R_R \cdot \frac{M_{SR}^2}{L_R^2}\right) i_{Sq} + \sigma L_S \cdot \frac{di_{Sq}}{dt} + \omega_S \cdot \sigma L_S \cdot i_{Sd} + \frac{M_{SR}}{L_R} \cdot \omega \cdot \phi_R \quad (\text{II.94.b})$$

On remarque, au regard de ces équations, l'influence des grandeurs de l'axe direct sur celles de l'axe de quadrature, et vice versa. En effet les tensions v_{Sd} et v_{Sq} influent à la fois sur les courants i_{Sd} et i_{Sq} , et donc sur le flux et le couple [23]. Il est donc intéressant d'introduire, dans le cas de moteurs commandés en tension un découplage entre les actions des axes d et q afin d'améliorer les performances de l'association faite entre la machine et sa commande [35].

Le découplage rend les axes d et q complètement indépendant et permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie commande d'une manière simple et aussi de calculer les coefficients des régulateurs [34].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, plusieurs techniques sont décrites dans la littérature et donnent sensiblement les mêmes résultats, les plus employées sont le découplage par compensation, que nous allons exploiter par la suite, et le découplage par retour d'état développé dans [23,36].

II.13.2 Découplage par compensation

Les expressions (II.94.a) et (II.94.b) mettent en évidence deux processus électromagnétiques mono-variables et couplés par les grandeurs de perturbations [26].

Ces grandeurs électriques ont pour expressions :

$$e_{sd} = -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} - \frac{M_{SR}}{L_R} \cdot R_R \cdot \varphi_R \quad (\text{II.95.a})$$

$$e_{sq} = +\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M_{SR}}{L_R} \cdot \omega \cdot \varphi_R \quad (\text{II.95.b})$$

La méthode de compensation statique consiste à introduire des termes, dites fém de compensation $\tilde{e}_{sd}$ et $\tilde{e}_{sq}$ identiques à ceux responsables du couplage, mais de signes opposés de manière à supprimer leur influence et donc à séparer les actions mutuelles sur les deux axes d et q .

Leurs expressions sont données par les relations :

$$\tilde{e}_{sd} = \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} + \frac{M_{SR}}{L_R} \cdot R_R \cdot \varphi_R \quad (\text{II.96.a})$$

$$\tilde{e}_{sq} = -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} - \frac{M_{SR}}{L_R} \cdot \omega_s \cdot \varphi_R \quad (\text{II.96.b})$$

En substituant les relations (II.32) et (II.93.b) dans l'équation (II.96.b) on peut exprimer le terme $\tilde{e}_{sq}$ sous une nouvelle forme :

$$\tilde{e}_{Sq} = -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} - \frac{M_{SR}}{L_R} \cdot \omega_s \cdot \varphi_R + \frac{M_{SR}^2}{L_R \cdot T_R} \cdot i_{sq} \quad (\text{II.96.c})$$

On peut alors définir deux nouvelles variables de commande v_{sd1} et v_{sq1} telles que:

$$v_{sd1} = \left(R_s + R_R \cdot \frac{M_{SR}}{L_R^2} \right) i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} \quad (\text{II.97.a})$$

$$v_{sq1} = \left(R_s + R_R \cdot \frac{M_{SR}}{L_R^2} \right) i_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} \quad (\text{II.97.b})$$

Les tensions directe et quadratique v_{sd} et v_{sq} sont alors reconstituées à partir des deux variables v_{sd1} et v_{sq1} et des termes de compensation $\tilde{e}_{sd}$ et $\tilde{e}_{sq}$, comme exprimés par les relations (II.98).

$$v_{sd} = v_{sd1} - \tilde{e}_{sd} \quad (\text{II.98.a})$$

$$v_{sq} = v_{sq1} - \tilde{e}_{sq} \quad (\text{II.98.b})$$

Grace à cette technique de découplage illustrée sur la figure II.11, si la compensation est correcte (c'est-à-dire si : $\tilde{e}_{sd} = e_{sd}$ et $\tilde{e}_{sq} = e_{sq}$), l'action sur l'une des entrées n'engendra aucune variation sur l'autre sortie.

Dans de telles conditions, le système est linéaire et le découplage est de type linéarisant, les actions sur les deux axes étant découplées, la partie électrique est décrite par le système d'équations (II.98) qui fait apparaître deux processus mono variables identiques.

On peut remarquer que ce type de découplage exploite les valeurs des courants acquis à la période d'échantillonnage considérée, mais par la même occasion, reporte leur bruit sur les références de tension [34,35].

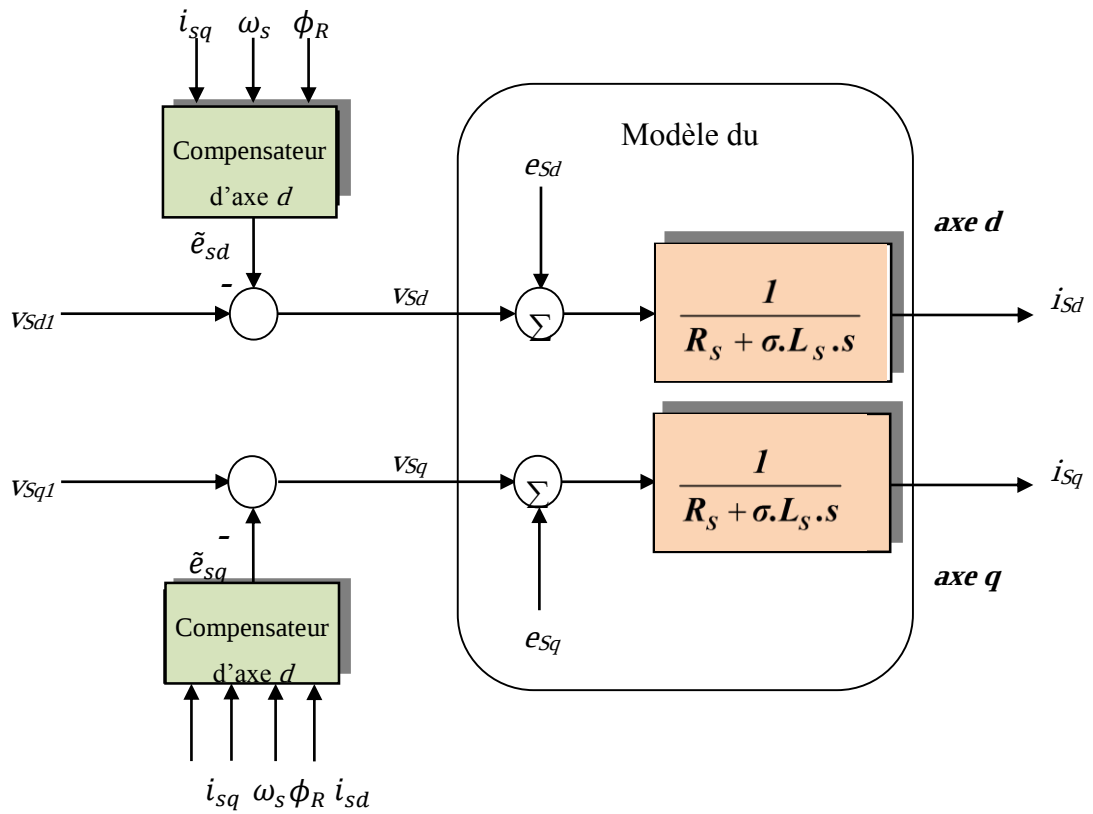


Fig II-11-: Principe du découplage par compensation

II.14. Commande vectorielle directe

II.14.1 Principe

Cette méthode prévoit une régulation du flux rotorique, et impose donc une connaissance parfaite de cette grandeur, en module et position, quelque soient les régimes permanents et transitoires. Une première possibilité consiste à mesurer directement le flux afin de déterminer ses composantes et en déduire son module et sa position, on peut alors disposer:

- des capteurs à effet Hall sous les dents du stator donnant des valeurs locales du flux,
- des spires supplémentaires sous les pôles du stator, les fém(s) induites dans celles-ci donnant après traitement une image des flux statoriques de phase.

Ces techniques, bien qu'assurant un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement [35], entraînent une construction spéciale et donc une augmentation du coût du moteur et lui fait perdre ses avantages (simplicité, robustesse, ...). De plus les capteurs sensibles aux vibrations mécaniques et aux variations de température lors du fonctionnement génèrent des signaux contenant des harmoniques dues aux encoches.

Une autre solution consiste à exploiter les tensions statoriques du moteur, celles-ci donnant une image du flux. Cependant, tout comme pour les spires statoriques, la précision obtenue décroît fortement à faible vitesse [23], ce qui limite leur emploi pour les applications de positionnement.

Ces procédés coûteux et présentant d'importantes contraintes ne sont plus employés que sur certaines plateformes expérimentales, ils sont remplacés dans les applications industrielles par des techniques mettant en œuvre des estimateurs ou des observateurs de flux.

Nous nous limiterons ci-dessous à la description d'un estimateur pour la détermination du vecteur flux rotorique. Ce type d'estimation est basée sur la représentation du processus sous forme du modèle définit en régime transitoire. Ce choix permet d'obtenir des algorithmes simples et donc rapides, par contre l'estimation étant faite en boucle ouverte, la sensibilité aux variations paramétriques du moteur viendra affecter la robustesse de la commande.

Le module du flux rotorique est estimé par la relation (II.92.a) :

$$\hat{\varphi}_{Rd} = \frac{M_{SR}}{1 + T_R \cdot s} \cdot i_{Sd} \quad (\text{II.99})$$

Quant à la pulsation statorique est obtenue par combinaison de la loi d'autopilotage (I.37) et de la relation (II.93.d), d'où son expression:

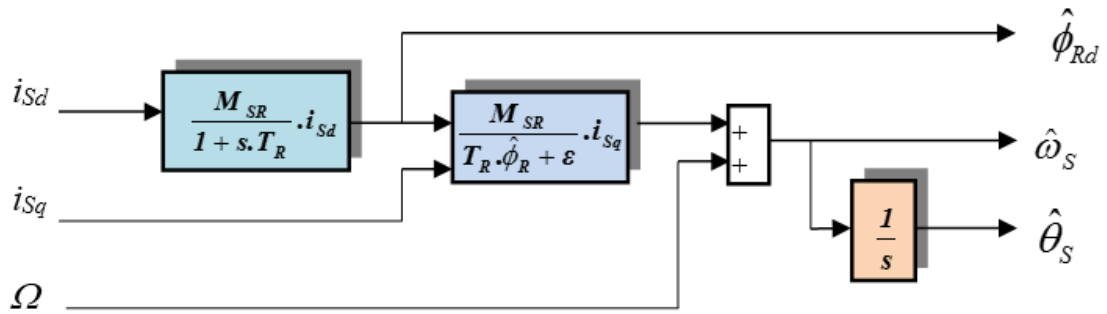
$$\omega_S = \omega + \omega_{gl} = p \cdot \Omega + \frac{M_{SR}}{T_R \cdot \varphi_{Rd}} \cdot i_{Sq} \quad (\text{II.100})$$

L'absence de flux au démarrage ne permet pas l'exploitation de cette relation en cet état, d'où la modification suivante:

$$\hat{\omega}_S = \frac{M_{SR}}{T_R \cdot \varphi_{Rd} + \varepsilon} \cdot i_{Sq} + p \cdot \Omega \quad \text{avec par exemple : } \varepsilon = 0.01 \quad (\text{II.101})$$

La position du flux rotorique sera obtenue par intégration de la pulsation statorique, soit :

$$\hat{\theta}_s = \int \hat{\omega}_s . dt \quad \text{ou} \quad \hat{\theta}_s = \frac{1}{s} . \hat{\omega}_s \quad (\text{II.102})$$



La fig II-12-: montre le schéma bloc de l'estimateur du vecteur flux rotorique.

II.14.2 Structure d'une commande vectorielle directe

A partir du modèle mathématique du moteur asynchrone et des équations de découplage, nous pouvons élaborer le schéma d'une commande vectorielle directe par orientation du flux. La figure II.13 représente un exemple de structure d'une commande vectorielle directe dont l'objectif est d'assurer la régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé.

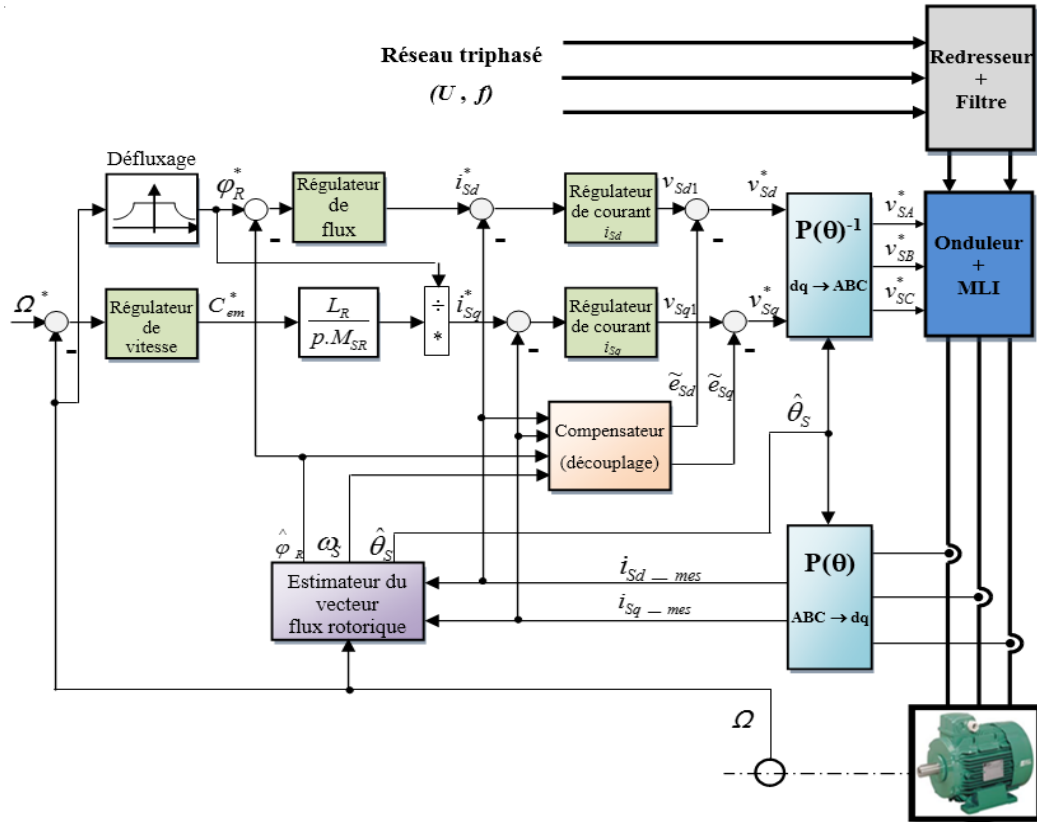


Fig II-13:-Schéma de principe d'une commande vectorielle directe pour moteur asynchrone.

Afin de contrôler la vitesse, il convient d'ajuster le couple électromagnétique lors des changements de consigne, ou lors de l'application des perturbations de charge. Aussi le principe de la régulation consiste à intervenir sur les courants statoriques i_{sd} et i_{sq} à partir des grandeurs de référence. En effet en fixant la valeur du courant i_{sd} de sorte à imposer un flux rotorique constant dans le moteur, on peut agir sur la composante de quadrature i_{sq} et imposer le couple électromagnétique nécessaire. Les courants statoriques biphasés sont contrôlés chacun par un régulateur de courant prenant en entrée respectivement les valeurs de référence i_{sd}^* et i_{sq}^* et leurs valeurs mesurées i_{sd_mes} et i_{sq_mes} afin de délivrer sur leur sortie les tensions découplées v_{sd1} et v_{sq1} . Le bloc de compensation découple les deux axe d et q et fournit les fem(s) $\tilde{e}_{sd}$ et $\tilde{e}_{sq}$ afin de générer les tensions de référence v_{sd}^* et v_{sq}^* . Ces dernières imposent, après changement de repère par une transformation inverse de Park, le flux et le couple désirés via l'onduleur de tension et sa commande. Les valeurs des courants mesurées i_{sd_mes} et i_{sq_mes} sont fournies par des capteurs de courant et une transformation directe de Park. La valeur de la vitesse peut être obtenue par un capteur donnant sa valeur, ou après intégration de l'information délivrée par un capteur de position. L'estimateur détermine la norme du vecteur flux rotorique, sa position et la pulsation statorique, à partir des mesures i_{sd_mes} , i_{sq_mes} des courants et de la vitesse angulaire de rotation Ω . Un régulateur de flux est inséré afin de fixer l'intensité de la composante directe du courant statorique, la valeur du flux estimé est alors comparée à la référence du flux rotorique ϕ_R^* obtenue par défluxage. Le fonctionnement à flux constant est imposé pour des vitesses de rotation inférieure ou égale à la valeur nominale. Au delà de cette valeur le flux rotorique doit diminuer afin de réduire la tension statorique vers des valeurs acceptables pour le moteur. Le fonctionnement est alors de type puissance constante. Le bloc de défluxage est défini par la relation non linéaire suivante [23] :

$$\phi_R^* = \begin{cases} \phi_{RN} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_N \\ \phi_{RN} \cdot \frac{\Omega_N}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_N \end{cases} \quad (\text{II.103})$$

En survitesse, la diminution du flux est d'allure hyperbolique et le couple maximal que l'on peut imposer sera donc plus faible.

II.15 Modélisation d'un générateur diesel (moteur diesel – génératrice synchrone)

II.15.1 Modèle du groupe électrogène

II.15.2 Modèle du moteur diesel

La modélisation du moteur diesel doit prendre en considération les pièces du moteur en mouvement, la puissance fournie, P_i , et les puissances résistantes, P_{diss} . Or, le moteur fonctionne à régime constant (pour une charge donnée) afin de maintenir constantes la tension et la fréquence du courant fourni par l'alternateur. Le principe de la conservation d'énergie s'écrit alors comme suit [17]:

$$P_i - P_{diss} = 0 \quad (II.107)$$

La puissance fournie peut être représentée par l'expression suivante :

$$P_i = p_{ci} \cdot n_i \cdot m_f \quad (II.108)$$

Avec:

p_{ci} : Désigne le pouvoir calorifique inférieur du carburant.

n_i : Le rendement indiqué du moteur.

m_f : Le débit de carburant injecté dans la chambre de combustion.

La puissance dissipée totale, inclut d'une part l'effet de frottement des pièces mécaniques en mouvement comme (bielles, pistons, vilebrequin) et d'autre part celui de la charge appliquée sur le moteur, celle de la génératrice. Elle peut être exprimée par la formule suivante :

$$P_{diss} = p_{mf} \cdot \frac{C_y}{4\pi} \cdot \omega + C_r \cdot \omega \quad (II.109)$$

p : La pression moyenne des pertes par frottement.

C_y : La cylindrée totale du moteur.

C_r : Le couple résistant dû à la charge appliquée.

La modélisation des frottements au niveau des différents éléments du moteur a fait l'objet de nombreux travaux qui aboutissent à des formes très variées. Vu la complexité pour traiter chaque élément à part, il a été préféré d'utiliser les formules d'évaluations globales de ces pertes. La formule la plus précise qui représente la variation de la puissance de frottement en fonction du régime et de la pression d'air à l'admission du moteur s'écrit comme suit :

$$p_{mf} = \left(1 + \omega \cdot S_{eng} \cdot \left(K_{f1} + K_{f2} \frac{P_{in}}{P_a}\right) + K_{f3} \omega^2\right) P_a \cdot \frac{C_y}{4\pi} \omega \quad (\text{II.110})$$

II.15.3. Production du couple mécanique

le moteur diesel est un ensemble technique très hétérogène. En se focalisant sur la dynamique du couple mécanique en rapport avec l'index du système de pompe de carburant, la turbine diesel peut être réduite à un système du premier ordre caractérisé par un gain statique et une constante de temps. Les mesures pratiques montrent la présence d'un retard du fait de l'intervalle existant entre deux explosions. On en déduit l'expression (II.111) qui représente la dynamique du couple mécanique T_{Dm} écrit dans le plan de Laplace. La variable $z(s) = L[z(t)]$ est l'équivalent dans le plan de Laplace de l'index d'alimentation, T_{D1} est une constante de temps exprimant la limite en vitesse de réaction de la turbine, et la constante de temps T_{D2} exprime le délai de changement de couple [37].

$$T_{Dm}(s) = \frac{K_{Dm}}{1+sT_{D1}} z(s) e^{-sT_{D2}} \quad (\text{II.111})$$

En normalisant l'équation (II.111), on a $z(t) \in [0,1]$. $z(t)=1$ correspond au fonctionnement en pleine puissance. Pour ce régime, on a une couple mécanique $T_{Dm} = 1$ pu et on en déduit que $K_{Dm} = 1$ pour une équation normalisée. L'index d'alimentation permet d'évaluer la dynamique du débit de carburant dans la turbine moyennant une fonction caractéristique $p(t) = f(z(t))$ [g/kWh]. La fonction de débit de carburant est non linéaire, convexe, avec un minimum absolu en $z(t) = 1$.

En appliquant la transformation de Padé du premier au retard temporel $e^{-sT_{D2}}$ de l'expression (II.111), on a l'expression (II.112). En exploitant la transformation en forme canonique observable. Une telle transformation est particulièrement appréciée pour l'analyse des valeurs propres et l'élaboration des stratégies de commande à partir de l'observation des valeurs propres [37].

$$e^{-sT_{D2}} \sim \frac{2-sT_{D2}}{2+sT_{D2}} \Rightarrow T_{Dm}(s) = \frac{1}{1+sT_{D1}} \frac{2-sT_{D2}}{2+sT_{D2}} z(s) \quad (\text{II.112})$$

II.16. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné le modèle mathématique d'une machine asynchrone dans les différents repères et l'onduleur multi-niveaux et le moteur diesel. Les modèles de moteur asynchrone sont obtenus par des transformations de passage système

triphasé à un système biphasé on applique la transformation de Park. L'alimentation est assurée par un onduleur de tension à commander MLI.

D'après les résultats obtenus on peut déduire que la commande vectorielle permet de traiter la MAS de façon semblable à celle de la machine à courant continu, l'inconvénient de la commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques de type PI réside dans sa sensibilité

Chapitre III : Simulation d'un Moteur Asynchrone Alimenté par Générateur Diesel

III.1 Introduction :

Le principe est semblable à celui utilisé pour la simulation analogique mais tout ce qui était réalisé avec du "matériel" sera remplacé par un logiciel exécuté par un ordinateur.

Le réglage des paramètres effectué à l'aide du clavier est beaucoup plus aisé que sur les simulateurs analogiques, une liaison "physique" avec l'extérieur est possible grâce aux cartes de conversion analogique numérique d'entrée et numérique de sortie.

III.2 Présentation de l'environnement MATLAB/SIMULINK™ :

MATLAB est un logiciel destiné principalement au calcul scientifique, à la modélisation et à la simulation. Le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK, permettant une modélisation basée sur des schémas-blocs.

Des bibliothèques spécialisées sont disponibles (les "Toolboxes") pour la plupart des domaines scientifiques nécessitant des moyens de calcul importants : automatique, traitement de signal, mathématiques appliquées, télécommunications, etc.

Des modules temps réel, développés autour des produits dSPACE (Real Time Interface, TRACE, COCKPIT) sont également proposés et rendent l'environnement de travail particulièrement attractif : l'utilisateur dispose en effet de tous les outils nécessaires à l'élaboration d'une application sur procédé réel, de la simulation à la supervision.

III.2.1 Matlab:

Un système interactif et convivial de calcul numérique et de visualisation graphique, destiné aux ingénieurs et scientifiques. Il possède un langage de programmation à la fois puissant et simple d'utilisation. Il permet d'exprimer les problèmes et solutions d'une façon aisée, contrairement à d'autres langages de programmation. Il intègre des fonctions d'analyse numérique, de calcul matriciel, de traitement de signal, de visualisation graphique 2D et 3D, etc. il peut être utilisé de façon interactive ou en mode programmation. En mode interactif,

L'utilisateur a la possibilité de réaliser rapidement des calculs sophistiqués et d'en présenter les résultats sous forme numérique ou graphique. En mode programmation, il est possible d'écrire des scripts (programmes) comme avec d'autres langages l'utilisateur peut aussi créer ses propres fonctions pouvant être appelées de façon interactive ou par des scripts. Ces fournissent à MATLAB un atout inégalable : son extensibilité. Ainsi, l'environnement

MATLAB peut facilement être étendu. Dans MATLAB, l'élément de base est la matrice. L'utilisateur ne s'occupe pas des allocations de mémoire ou de redimensionnement comme dans les langages classiques. Les problèmes numériques peuvent être résolus en un temps record, qui ne représente qu'une infime partie du temps à passer avec d'autres langages comme le Basic, C, C++ ou le Fortran. MATLAB s'est imposé dans les milieux universitaire et industriel comme un outil puissant de modélisation, de simulation et de visualisation de problèmes numériques. Dans le monde universitaire MATLAB est utilisé pour l'enseignement de l'algèbre linéaire, traitement du signal, l'automatique, etc., ainsi que dans la recherche scientifique. Dans le domaine industriel, il est utilisé pour la résolution et la simulation de problèmes d'ingénierie et de prototypage. MATLAB est une abréviation de MATrix LABoratoire. écrit à l'origine, en Fortran, par Cleve Moler, MATLAB était destiné à faciliter l'accès au logiciel matriciel développé dans les projets LINPACK et EISPACK.

III.2.2 Simulink :

(SIMULINK) est un programme pour la simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires ; une (MATLAB), dans laquelle la définition des modèles se fait par schémas blocs (diagramme structurel). Le diagramme structurel permet la représentation graphique d'un système d'équations linéaires et non linéaires. Il met en évidence la structure du système et permet de visualiser les interactions entre les différentes grandeurs internes et externes. On distingue alors particulièrement bien les contre-réactions, les couplages réciproques, les non-linéarités, etc. les éléments qui composent le diagramme structurel représentent des opérations mathématiques, à savoir addition, soustraction, multiplication avec un coefficient, intégration et différentiation, ainsi que la multiplication et la division de deux variables et la fonction non linéaire d'une variable. SIMULINK possède une interface graphique pour visualiser les résultats sous forme de graphiques ou de valeurs numériques en cours de simulation. Les paramètres régissant le fonctionnement des systèmes peuvent être modifiés en ligne, c'est-à-dire en cours de simulation, et l'on peut observer leur effet immédiatement. SIMULINK est bâti autour d'une bibliothèque de blocs (bibliothèques) classés par catégories.

III.3 Avantage de la simulation numérique :

Grâce aux performances des logiciels par exemple Matlab, Matrix, Sysi,..., nous permet de simuler les modèles non linéaires, ces logiciels permet aussi de :

- Tracer le schéma fonctionnel sur l'écran de l'ordinateur.
- Entrer en mémoire les valeurs des coefficients des fonctions de transfert.
- Simuler les entrées.
- Enregistrer les grandeurs significatives.
- Tracer les réponses temporelles ou fréquentielles à l'écran puis les sortir sur "papier" à l'aide d'une imprimante en mode graphique.

Dans cette étude nous avons utilisé le *MATLAB/SIMULINK* comme moyen de la simulation de notre système.

III.4 Description du circuit :

Cette démonstration illustre le défaut et l'îlotage d'un système de moteur à induction / générateur diesel et démontre l'option de débit de charge de la machine du Powergui.

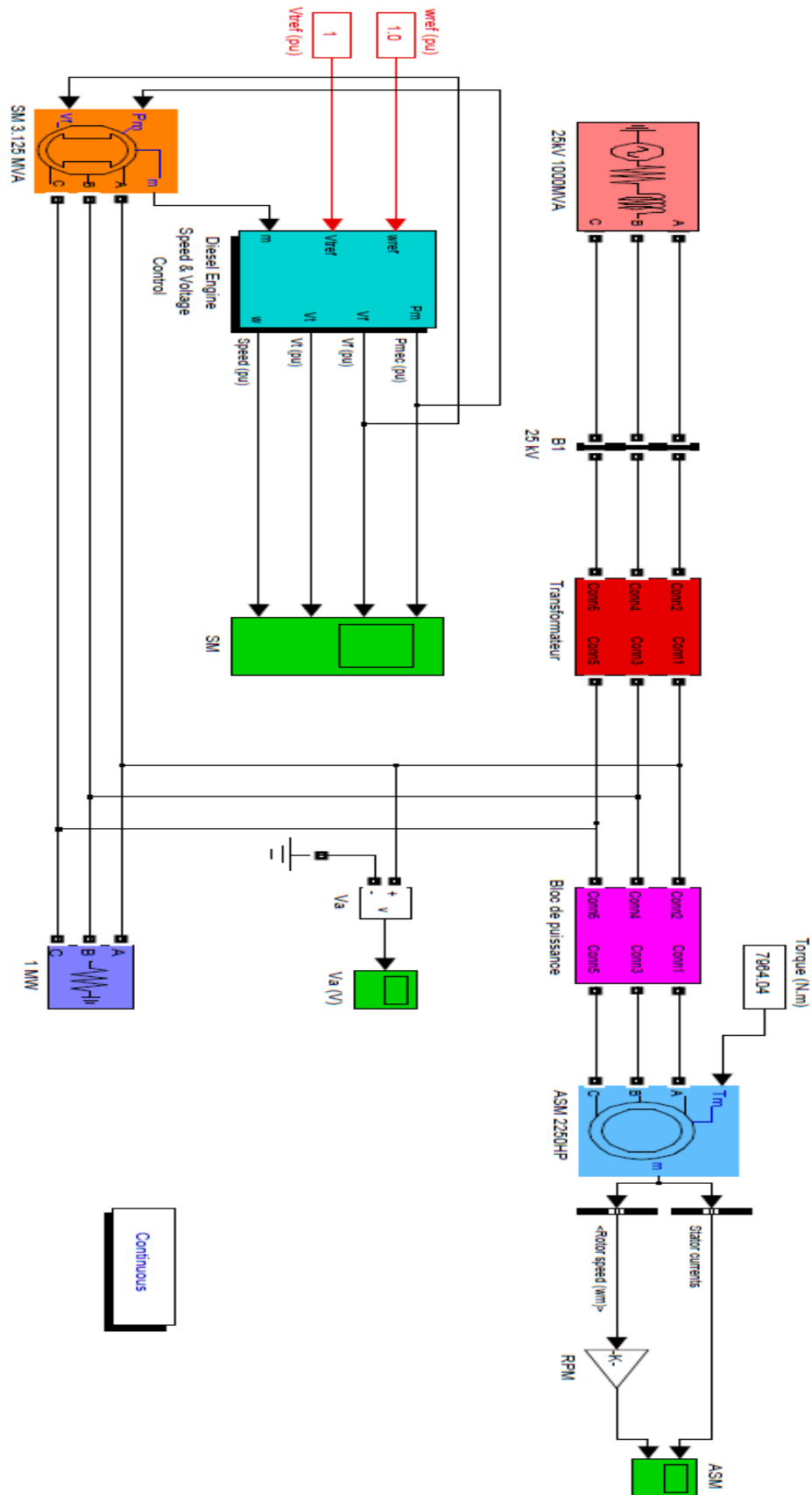


Fig III-1- : Schéma bloc du système

III.5 Résultats de simulation :

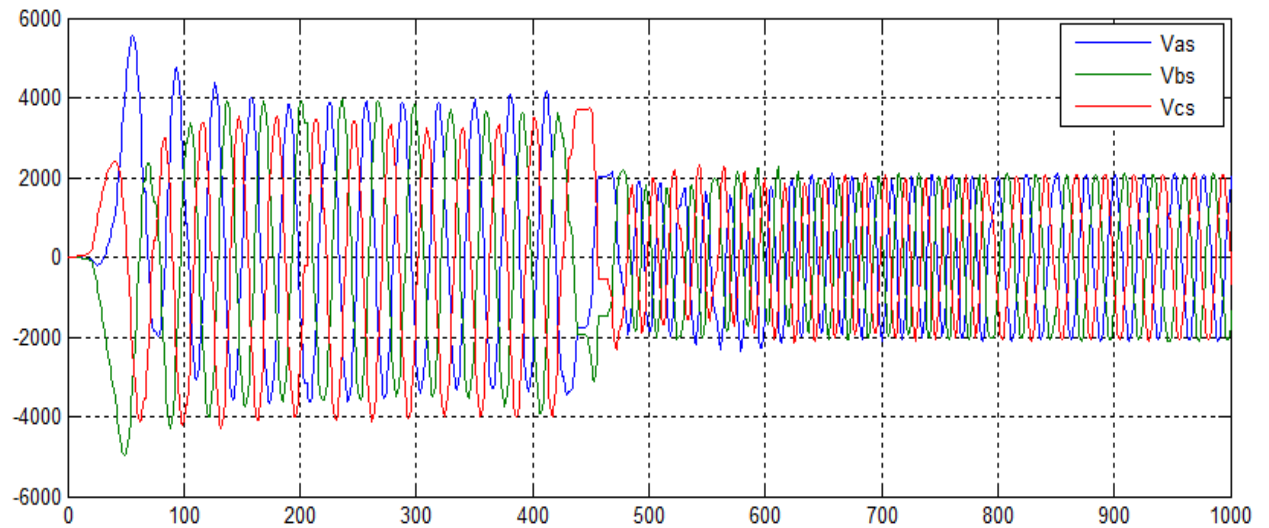


Fig III-2- : Courant statorique

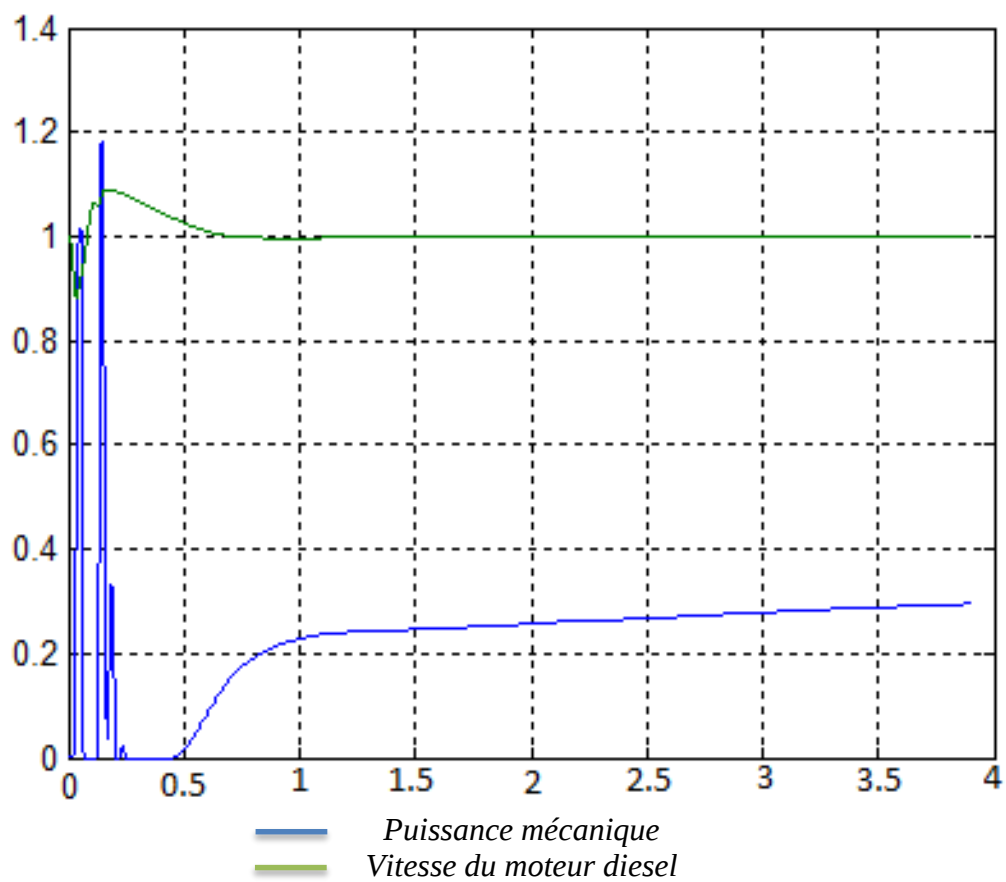


Fig III-3- : Vitesse du moteur et Puissance mécanique

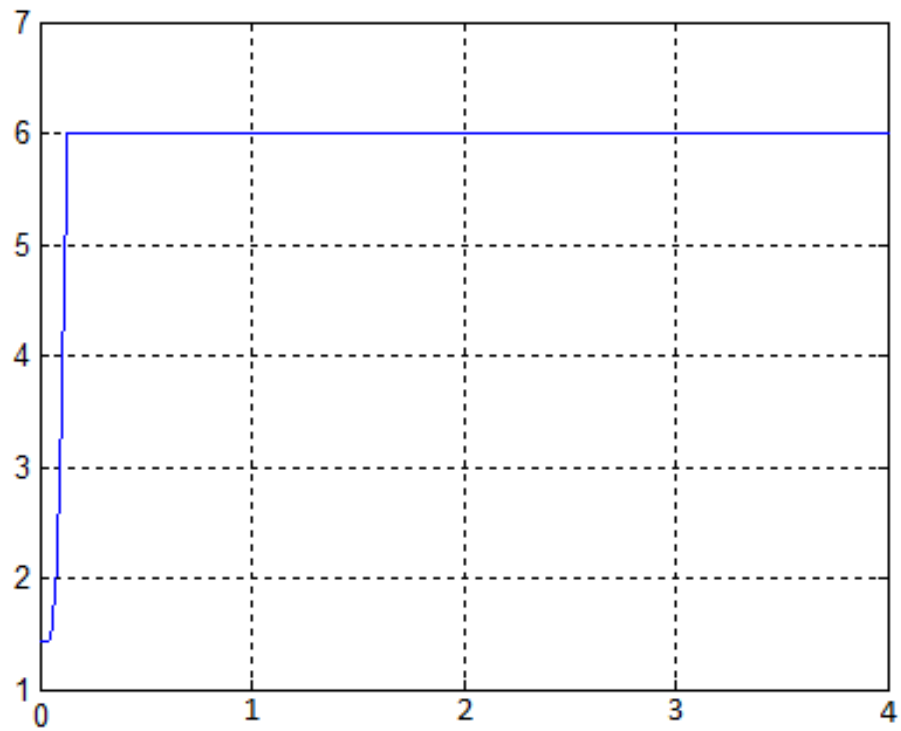


Fig III-4 : Tension d'excitation

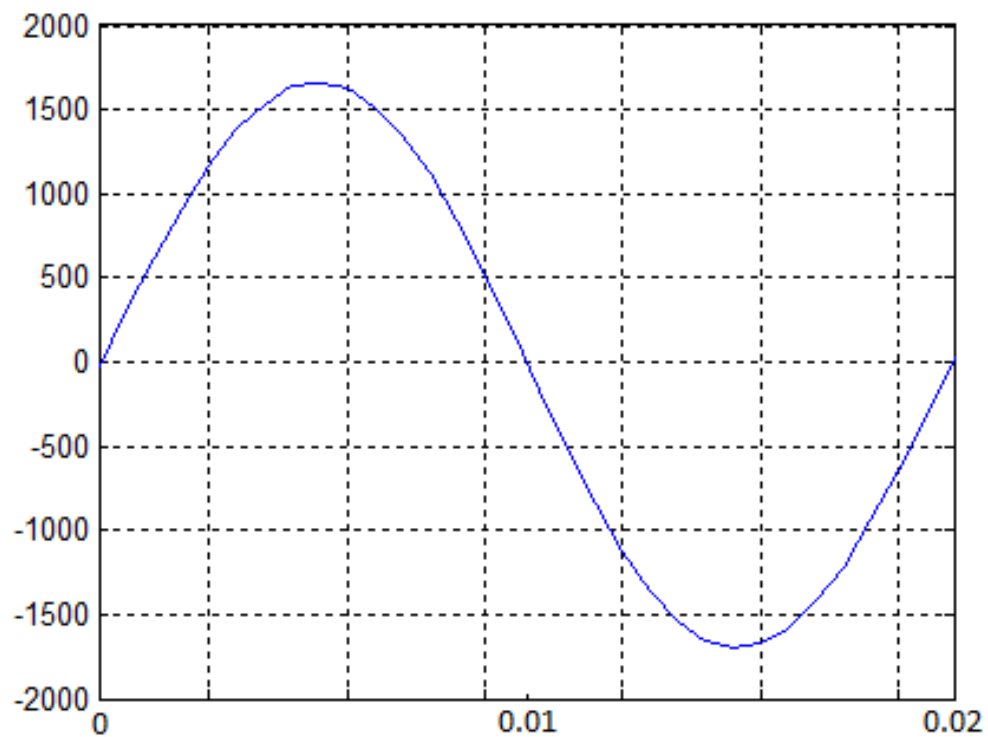


Fig III-5- : Tension fournie par le générateur diesel

III.6 discussion :

Une installation composée d'une charge résistive et moteur (ASM) est alimentée à 2400 V à partir d'un réseau de disjonction de 25 kV à travers un transformateur en étoile de 6 MVA 25/2 kV et d'une génératrice synchrone d'urgence / moteur diesel (SM). Le réseau 25 kV est modélisé par une simple source équivalente R-L (niveau de court-circuit 1000 MVA) et une charge de 5 MW. Le moteur asynchrone est évalué 2250 HP, 2.4 kV et la machine synchrone est évaluée 3.125 MVA, 2.4kV. L'excitation SM est effectuée par le bloc d'excitation standard fourni dans la bibliothèque de la machine. Le moteur diesel et le système de régulation sont modélisés par un bloc Simulink®.

Initialement, le moteur développe une puissance mécanique de 2000 CV (1,49 MW) et le générateur diesel est en veille, ne fournissant aucune puissance active. Le système d'excitation de la machine synchrone commande la tension du bus B2 2400 V à 1 pu. À $t = 0,1$ s, un défaut triphasé à la terre se produit sur le système à 25 kV, provoquant l'ouverture du disjoncteur de 25 kV à $t = 0,2$ s.

La démonstration illustre les transitoires mécaniques et électriques à la suite du défaut et de l'îlotage du système moteur / alternateur.

III.7 Conclusion

Ce chapitre permet essentiellement de retrouver les résultats désirés tels que: Tension fournie par le générateur diesel, Puissance mécanique du moteur diesel, Vitesse du moteur diesel, Tension d'excitation de la machine synchrone, Courant statorique de la machine asynchrone.

D'après les analyses des résultats de simulation obtenus on constate que on a atteint les objectifs fixés qui sont principalement deux :

- Le premier c'est d'assurer une alimentation permanente vers la machine synchrone.
- Le second est de réaliser un système adaptatif au variation de la tension des réseaux.

Conclusion

Conclusion générale

La production d'énergie est un défi de grande importance pour les années à venir. En effet, les besoins énergétiques des sociétés industrialisées ne cessent d'augmenter. Par ailleurs, les pays en voie de développement auront besoin de plus en plus d'énergie pour mener à bien leur développement.

De nos jours, une grande partie de production mondiale d'énergie est assurée à partir de sources fossiles. La consommation de ces sources donne lieu à des émissions de gaz à effet de serre et donc une augmentation de la pollution. Le danger supplémentaire est qu'une consommation excessive du stock de ressources naturelles réduit les réserves de ce type d'énergie de façon dangereuse pour les futures générations[16].

Par l'énergie renouvelable, on entend des énergies issues du soleil, du vent, de la chaleur de la terre, de l'eau ou encore de la biomasse. A la différence des énergies fossiles, les énergies renouvelables sont des énergies à ressource illimitée.

Il existe de nombreux sites isolés dans le monde, alimentés par des systèmes autonomes de génération d'électricité. Ces générateurs utilisent les sources renouvelables locales (groupe électrogène).

Le problème majeur de l'énergie électrique de la société SONELGAZ n'est pas disponible toujours, cette dernière est variable tout le temps. On a deux solutions pour cette problématique, on installe un groupe électrogène qui fonctionne d'une façon complémentaire avec le générateur qui utilise les sources de réseau, et c'est le cas de notre travail.

Donc notre système c'est un moteur asynchrone alimenté avec un générateur diesel à vitesse variable, la variation de vitesse est inversement proportionnelle à la vitesse du moteur asynchrone. Pour assurer la continuité d'alimentation en énergie en tout temps et valeur.

Comme nous avons dit au dernier chapitre et d'après les analyses des résultats de simulation obtenus on constate que l'on a atteint l'objectif fixé qui est principalement:

- C'est d'assurer une alimentation permanente des charges.

Le travail que nous avons réalisé peut être exécuté pratiquement au niveau des sites isolés ou dans les endroits sensibles comme par exemple les hôpitaux de campagne.

Références bibliographiques

- [1] Télémécanique, schématique électrotechnique, **1986**
- [2] C. Canudas schéma électrique, **1994**
- [3] J. P. Caron et J.P. Hautier, ‘‘Modélisation et commande de la machine asynchrone’’. Editions Technip, Paris, **1995**.
- [4] Française milsant ‘’ machine électrique ‘’ berti édition, **1993**.
- [5] R.bourgois, D .congniel memottch électrotechnique 5^{eme} édition **1996**
- [6] Physique Appliquée, terminale électrotechnique - collection R. Mérat et R.
- [7] Electrosystème, première STI - H. Ney - édition Nathan technique **1996**.
- [8] Physique appliquée, terminale génie électrotechnique - Delva, Leclercq,
- [9] **Guerfi Yousef**, « Régulation des onduleurs Multiniveaux par un régulateur à logique floue, » Mémoire de Magister, université Badji Mokhtar, Annaba, 2009.
- [10] **Younes hadji, Yasser Gadi**, « Détection de défauts dans le convertisseur à MLI d’une Machine Asynchrone, » Mémoire de Master académique, université kasdi Merbah, Ouargla, 2014.
- [11] **Boucheritte wafa**, « Convertisseurs Multiniveaux dans les systèmes PV connectés au réseau, » Mémoire de Magister, université Mohamed Khider, Biskra, 2009.
- [12] **Kambiz arab Tehrani**, « Conception, synthèse et application d’une nouvelle commande robuste par PID fractionnaire pour les onduleurs Multiniveaux, »Thèse de Doctorat, Institut Nationale Polytechnique de lorraine, 2010.
- [18] **Abed Khoudri**, « Technique de commande avances appliquées aux machines de type asynchrone, » Thèse de Doctorat, université Mentouri de Constantine, 2010.

- [19] **ZHIWEN MA, TRILLION ZHENG, FEI LIN, XIAOJIE YOU** “A New Sliding-mode Current Controller for Field Oriented Controlled Induction Motor Drives”, Industrial Electronics Society (IECON). 31st Ann. Con. of IEEE Publication Nov. 2005.
- [20] **ALKORTA P., BARAMBONES O., GARRIDO A. J., GARRIDO I.**
“SVPWM Variable Structure Control of Induction Motor Drives”, Industrial Electronics, ISIE.IEEE International Symposium on Volume, Issue, pp.1195 – 1200, June 2007.
- [21] **LUC MUTREL** "le Moteur Asynchrone Régime Statique et Dynamique' ENSP de Yaormde au Cameroun (1999).
- [22] **A.MATI BENYAHIA** "commande sans capteur de vitesse d'un machine à induction ' mémoire d'ingénieur-Université de M' sila (2006 -2007)"
- [23] **G.GRELLET, G.CLERC,** «Actionneurs électriques Principes-Modèles-Commande», Editions Eyrolles, Paris 1997.
- [24] **R.PEÑA EGUILIZ,** «Commande algorithmique d’un système mono-onduleur bi-machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire», thèse en vue de l’obtention du titre de docteur de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, Laboratoire d’Electrotechnique et d’Electronique Industrielle de l’ENSEEIH, soutenue le 14-01-2002.
- [25] **H.RAZIK,** «Commande des systèmes», Maitrise IUP – GEII – Opt – SYSET – Module UV 12, Université Henry Poincaré – Nancy 1, 2003.
- [26] **J.P.CARON, J.P.HAUTIER,** «Electrotechnique Modélisation et commande de la machine asynchrone», Editions Technip, Paris 1995.
- [27] **P.DE LARMINAT,** «Automatique Commande des systèmes linéaires», 2° édition Edition Hermès, Paris 1996.

- [28] **TA CAO.MINH**, «Commande numérique de machines asynchrones par logique floue», thèse en vue de l'obtention du grade de PHD, Université de Laval, Faculté des sciences et de génie Québec, soutenue en décembre 1997.
- [29] **F.BRICHANT**, «Les onduleurs autonomes. Conception et applications industrielles», Editions Dunod, Bordas, Paris 1982.
- [30] **MINH TA-CAO, HOANG LE-HUY**, “Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives”, IEEE, Conf. of IES. vol. 1, Aug./Sep. 1998, pp.303 – 308.
- [31] **DAVID AGUGLIA**, “Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande vectorielle ”, Mémoire Maître ès science de l'Université de LAVAL Québec, Canada 2004.
- [32] **PETER VAS**: Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, London, 1998, ch.1. ISBN: 0198564651.
- [33] **A. M. TRZYNADLOWSKI**, “ Control of Induction Motors”, Edition Academic Press 2001, 0-12- 701510-8.
- [34] **L.BAGHLI**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », thèse en vue de l'obtention du titre de docteur de l'université Henry Poincaré, Nancy-I en génie électrique, Département de formation doctorale: Electrotechnique, Electronique, soutenue le 14-01-1999.
- [35] **C.CANUDAS DE WIT**, «Commande des moteurs asynchrone », Volume1, « Modélisation contrôle vectoriel et DTC», Edition Hermès Sciences, Lavoisier, Paris 2004.
- [36] **G.BUCHE**, «Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB, SIMULINK », mémoire en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur CNAM, Conservatoire national des arts et métiers, Centre régional associé de Grenoble (C.U.E.F.A), soutenue le 07-03-2001.

Titre du mémoire : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par générateur diesel et commande par onduleur de tension multi-niveaux

Master : Electromécanique

Auteur : GHERAISSA Othmane et HECHIFA Abdallah

Mots clés : l'onduleur multi-niveaux , le moteur diesel, le moteur asynchrone .

Résumé :

le travail effectué porte sur une étude d'un système d'alimentation de énergie électrique pour deux types des charges, une principale et l'autre secondaire, et cela par deux types des sources électriques. La première source est Réseau électrique de SONELGAZ et la seconde est un générateur diesel à vitesse variable fonctionne comme un complément pour assurer une continuité d'alimentation par l'énergie électrique en terme présence et valeur.

la simulation de système a été faite, et tous les résultats sont effectués et interprétés.

Report titre: Modeling and simulation of an asynchronous motor powered by a diesel generator and control by multi-level voltage inverter

Keywords: asynchronous motor, diesel generator, multi-level voltage inverter

Abstract:

The work carried out concerns a study of an electric power supply system for two types of loads, one main and the other secondary, and this by two types of Electrical network of SONELGAZ . The first source is a wind turbine and the second is a variable speed diesel generator that works as a complement to ensure continuity of power supply by electricity in terms of presence and value.

the system simulation was done, and all the results are done and interpreted.

عنوان المذكرة: نمذجة ومحاكاة محرك غير متزامن يغذى بمولد ديزل والتحكم بواسطة عاكس الجهد متعدد المستويات

الكلمات المفتاحية: عاكس متعدد المستويات. محرك الديزل ، محرك كهربائي غير متزامن

الملخص:

يتعلق العمل المنجز بدراسة نظام تزويد الطاقة الكهربائية لنوعين من الأحمال ، أحدهما رئيسي والآخر ثانوي ، وهذا بواسطة نوعين من المصادر الكهربائية. المصدر الأول هو الشبكة الكهربائية (سونلغاز)، والثاني هو مولد ديزل متغير السرعة يعمل كمكمل لضمان استمرارية الإمدادات بالطاقة الكهربائية من حيث التواجد والقيمة.

تم تنفيذ محاكاة النظام ، وتم إنجاز جميع النتائج وتفسيرها.