

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : présentation de la station d'eau potable	
1.1 Introduction	3
1.2 Présentation de la station	3
1.2.1. Unité d'alimentation et distribution de l'eau brute	3
1.2.2. Unité de préparation de produits chimiques	4
1.2.2.1. Chloration	4
1.2.2.2. Sulfates d'aluminium	5
1.2.2.3. Polymère	5
1.2.2.4. Carbonate de sodium	5
1.2.3. Unité de traitement d'eau brute	5
1.2.3.1. Un réservoir de floculation et de sédimentation	5
1.2.3.2. Pompes intermédiaires	6
1.2.3.3. Filtres sous pression	6
1.2.4. Unité d'alimentation d'air	6
1.2.4.1. Surpresseur d'air de lavage	6
1.2.4.2. Compresseur d'air	6
1.2.5. Unité d'alimentation électrique	6
1.2.6. Unité de pompage	7
1.2.6.1. Le pompage	7
1.2.6.2. Le système anti-bélier	7
1.2.7. Unité de contrôle	7
1.3. Fonctionnement de la station	7
1.4 Conclusion	12
Chapitre 2 : machine asynchrone, modèle et principe	
2.1 Introduction	13
2.2 Description sommaire du moteur asynchrone	13
2.3. Principe de fonctionnement.....	13
2.4 Modélisation de la machine asynchrone	15
2.4.1 Définition des enroulements de la machine asynchrone	15
2.4.2 Hypothèses simplificatrices	16
2.4.3 Convention de signe	17
2.4.4 Définition des angles	17

2.5 Equations de la machine asynchrone triphasée	18
2.5.1 Equations électriques du moteur	18
2.5.2 Equation des flux	19
2.5.3 Equation mécanique	20
2.6 Mise en équation de la machine asynchrone dans le système d'axes (d,q)	20
2.6.1 Transformation de Park	20
2.6.2 Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (d,q)	22
2.6.2.1 Equations électriques	22
2.6.2.2 Equations des flux	24
2.6.2.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère (d,q)	26
2.6.2.4 Expression du couple électromagnétique dans le plan (d,q)	26
2.7 Choix du référentiel de travail	27
2.7.1 Référentiel lié au stator	27
2.7.2 Référentiel lié au rotor	27
2.7.3 Référentiel lié au champ tournant	27
2.8 Modèle du moteur asynchrone en régime permanent et schéma équivalent	29
2.8.1 Modélisation en régime permanent sinusoïdal	29
2.8.2 Schéma équivalent en régime permanent sinusoïdal	32
2.8.2.1 Modèle à inductances couplées	32
2.8.2.2 Modèle à inductance réparties	33
2.8.2.3 Modèle à fuites totalisées au rotor	34
2.8.2.4 Modèle à fuites totalisées au stator	35
2.9 Modèle de la machine asynchrone en représentation d'état	36
2.10 Simulation du fonctionnement de la machine asynchrone	38
2.10.1 Simulation d'un démarrage à vide ($C_r = 0$)	39
2.10.2 Simulations d'un démarrage en charge ($C_r = 23 \text{ Nm à } 1\text{s}$)	40
2.10.3 Interpretation des resultados obtenus	42
2.10.3.1 Evolution du courant d'une phase statorique	42
2.10.3.2 Evolution du couple instantané	42
2.10.3.3 Evolution de la vitesse de rotation	42
2.11 Conclusion	43
Chapitre 3 : mode de démarrages des moteurs asynchrones	
3.1 Introduction	44
3.2 Problème posé par le démarrage des moteurs asynchrones	44

3.3. Principe de démarrage	44
3.4. Choix de démarrage	45
3.5. Modes de démarrages	45
3.5.1 Démarrage direct	45
3.5.2 Démarrage étoile-triangle	47
3.5.3 Démarrage par autotransformateur	50
3.5.4 Démarrage par élimination des résistances statorique	51
3.5.5. Démarrage par élimination des résistances rotorique	54
3.6 Conclusion	56
Chapitre 4 : étude de variation de vitesse	
4.1 Introduction	57
4.2 Action sur le nombre de paires de pôles	58
4.2.1 Connexion des bobines	58
4.3. Action sur le glissement	59
4.3.1. Action sur la tension d'alimentation	59
4.4. Action sur la fréquence de la tension d'alimentation	61
4.4.1. Alimentation par un cycloconvertisseur	61
4.4.2. Alimentation par redresseur-onduleur	62
4.5. Le variateur de vitesse	63
4.5.1. Principe de fonctionnement	64
4.5.1.1. Accélération contrôlée	64
4.5.1.2. Variation de vitesse	64
4.5.1.3. Régulation de vitesse	64
4.5.1.4. Décélération contrôlée	65
4.5.1.5. Inversion du sens de marche	65
4.5.1.6. Freinage d'arrêt	65
4.5.1.7. Protection intégrées	66
4.5.1.8. Architecture d'un variateur de vitesse	66
4.5.1.9. Description de fonctionnement d'un Altivar	66
4.5.2. Altivar	67
4.5.2.1. Altivar 31	67
4.5.2.2 Schéma d'alimentation en triphasé d'Altivar 31	68
4.5.2.3 Altivar 71	68

4.5.2.4 Schéma d'alimentation en triphasé d'Altivar 71	69
4.6. Simulation du fonctionnement de la machine asynchrone avec Altivar31	70
4.7 Conclusion	71
Conclusion générale	72
Annexes	73
Bibliographie	85

Introduction générale

Introduction générale

Les moteurs asynchrones sont de nos jours, à l'exception des dispositifs d'éclairage, les récepteurs les plus nombreux dans les industries et les installations tertiaires. Leur fonction, de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique, leur donne une importance économique toute particulière qui fait qu'aucun concepteur d'installation ou de machine, aucun installateur et aucun exploitant ne peut les ignorer.

Parmi toutes les types de moteurs existants, les moteurs asynchrones triphasés notamment les moteurs à cage sont les plus utilisés dans l'industrie et au-delà d'une certaine puissance dans les applications du bâtiment tertiaire. De plus, bien que leur commande par des équipements à contacteurs soit parfaitement adaptée pour un grand nombre d'applications, l'emploi de matériels d'électroniques en constante progression élargit leur champ d'application. C'est le cas pour contrôler le démarrage avec les variateurs de vitesse, comme lorsqu'un réglage précis de la vitesse est également nécessaire avec les variateurs de vitesse.

Le démarrage en direct sur le réseau de distribution des moteurs asynchrones est la solution la plus répandue et est souvent convenable pour une grande variété des moteurs. Cependant elle s'accompagne parfois de contraintes qui peuvent s'avérer gênantes pour certaines applications, voir même incompatible avec le fonctionnement souhaité au niveau de la machine :

- ❖ Appel de courant au démarrage pouvant perturber le moteur et d'autres appareils connectés sur le même réseau.
- ❖ A-coups mécanique lors des démarrages, inacceptables pour le moteur ou pour le confort et la sécurité des usages.
- ❖ Impossibilité de contrôler l'accélération et la décélération.
- ❖ Impossibilité de faire varier la vitesse.

Les variateurs de vitesse suppriment ces inconvénients. La technologie d'électronique de puissance leur a donné plus de souplesse et a étendu leur champ d'application.

Habituellement, la régulation de la vitesse des moteurs asynchrones s'obtient en faisant varier la fréquence de son alimentation, mais ce fonctionnement est accompagné des pertes considérables qui se traduisent par une diminution du rendement du moteur. Pour limiter les pertes, la fréquence de la tension aux bornes du moteur est modifiée de façon à maintenir un

Introduction générale

rapport $((V/f) = \text{constante})$, cette technique est répondeu il y a une vingtaine d'années, pourtant, elle n'est devenue techniquement viable et économique que récemment pour la régulation des variateurs de vitesse. Elle consiste à maintenir le couple maximal constant sur toute la plage de vitesse, pour que le moteur asynchrone fonctionne à couple constant quelque soit la vitesse, il est nécessaire de maintenir le flux constant, ceci est possible au moyen d'un convertisseur statique qui délivre au moteur une tension et fréquence qui évoluent simultanément dans les mêmes proportions.

Pour mettre notre travail en évidence qui consiste à simuler un variateur de vitesse avec un moteur asynchrone, ce travail a été structuré comme suit :

- **Premier chapitre** : présentation de la station d'eau potable.
- **Deuxième chapitre** : machine asynchrone, modèle et principe.
- **Troisième chapitre** : mode de démarrages des moteurs asynchrones.
- **Quatrième chapitre** : étude de variation de vitesse.
- **Conclusion générale.**

Chapitre 1

Presentation de la station d'eau potable

1.1 Introduction

La station de traitement des eaux de Draa El Mizan est construite dans la daïra de Draa El Mizan située à 40 km de Tizi Ouzou. Elle est construite en décembre 2008 pour alimenter en eau potable la ville de Draa El Mizan. La capacité de la station s'élève à $105 \text{ m}^3/\text{h}$, soit une production quotidienne de 2520 m^3 .

L'eau à traiter est transportée d'un lac de barrage vers la station de traitement par un pipeline à partir d'une pompe immergée dans le lac de barrage. Lors de la conception de l'installation, l'analyse de la qualité d'eau brute est basée sur une étude prés établie.

L'eau potable d'une qualité correspondante aux normes standards de l'OMS (Organisation Mondiale de la Sante) est directement reliée à la station de pompage, qui pompe cette eau vers deux réservoirs de capacité de 800 m^3 , situés à la proximité de l'habitat ensuite, distribuée aux abonnées par un système de gravitation.

1.2 Présentation de la station

La station est conçue et disposée comme des conteneurs de conception modulaires, à raison d'une capacité quotidienne de 2520 m^3 .

La station comprend plusieurs unités :

1.2.1 Unité d'alimentation et distribution de l'eau brute

L'eau brute pompée du lac du barrage vers la station de traitement par une pompe immergée dans le lac de barrage et un pipeline disposant d'un filtre à tamis installé en amont de la vanne de réduction de pression afin de protéger celle-ci des débris, d'une capacité de $105 \text{ m}^3/\text{h}$, maintenue à l'aide d'un contrôleur de pression. La distribution est assurée par une canalisation, construite à base des tuyaux en acier ST-37 à bride soudés longitudinalement, sables et revêtues d'une couche d'époxy d'une épaisseur minimale de 200 micromètres. La boulonnerie sera en acier galvanisé avec joints à bague en caoutchouc, qui finit par un distributeur via la section SF12 et SF13.

Il dispose des points d'injection des produits chimiques, avec en amont un mélangeur statique remuant $105 \text{ m}^3/\text{h}$ d'eau brute avec les produits chimiques et en aval un débitmètre.

1.2.2 Unité de préparation de produits chimiques

Pour l'alimentation de la station de traitement complète, des réservoirs centraux à deux bacs de préparation de produits chimiques sont prévus. Les bacs de préparation et de stockage des solutions sont en béton armé avec un revêtement interne compatible avec le produit utilisé. Chaque bac est équipé de :

- Une arrive d'eau de dilution ;
- Un trop-plein ;
- Une vidange avec robinet ;
- Un orifice de sortie avec robinet d'isolement ;
- Un électro-agitateur y compris sa commande locale.

Le bâtiment existant comprend également :

- Un local de préparation et de dosage ;
- Un local des supprimeurs pour les unités existantes ;
- Un bureau ;
- Un laboratoire ;

Les produits chimiques sont utilisés pour la désinfection, la floculation et l'ajustement du PH d'eau brute. Ils comprennent le chlore, le sulfate d'aluminium, le polymère et le carbonate de sodium.

Le dosage des produits chimiques varie selon la qualité d'eau brute.

1.2.2.1 Chloration

Le chlore est préparé en solution de 12.5%. On a deux points d'injection de chlore :

a- La prèchloration

Pour l'oxydation de la matière organique et minérale, à la moyenne de 1 mg/l. une pompe de dosage injecte la solution dans la conduite d'arrivée de l'eau brute.

b- La postchloration

Pour la désinfection et garantir l'eau potable le long du réseau, avec une moyenne de 0.8 mg/l et au final (consommateurs). Un résidu de 0.1 à 0.2 mg/l (la consommation du chlore dans le réseau sous l'effet de la corrosion et l'entartrage oxydante). Une pompe de dosage injecte la solution dans le collecteur des conduites de sortie des filtres.

1.2.2.3 Sulfates d'aluminium

Pour la turbidité, injectée à la moyenne de 2 mg/l. Il a pour rôle :

- a- La coagulation** : qui consiste à la neutralisation des charges.
- b- La floculation** : la formation des flocons

Une pompe de dosage injecte de la solution dans la conduite d'arrivée de l'eau brute.

1.2.2.3 Polymère

Utilise comme adjuvant de floculation, injecté à la moyenne de 0.2 mg/l, pour la formation de flocon plus dense ainsi facilite la décantation et avoir une bonne sédimentations.

Une pompe de dosage injecte la solution dans la conduite d'arrivée de l'eau brute.

1.2.2.4 Carbonate de sodium

Pour ajuster le PH au voisinage de 6.8 à 7.3, car l'efficacité de la coagulation n'est présenté que lorsque le PH se situe en dessous de 7.4 dans ce cas on utilise du sulfate d'aluminium.

Une pompe de dosage injecte la solution dans la conduite d'arrivée des eaux brutes.

1.2.3 Unité de traitement des eaux brutes

Elle est constituée de deux sections SF12 et SF13 à trois chaîne de traitement chaque une. Une chaîne de traitement est conçue comme suite :

1.2.3.1 Un réservoir de floculation et de sédimentation

Il a les dimensions d'un conteneur de 12.2 m et sera devise en trois compartiments :

Un réservoir de floculation pour la floculation, un réservoir de sédimentation à lamelle à une capacité d'environ 52 m³. Les lamelles intégrées se composent de profiles en plastique de forme alvéolaire. La surface de sédimentation effective est la projection horizontale de toutes les faces supérieures des alvéoles. Dix vannes de boue, garantissent l'évacuation des boues et un réservoir d'eau claire d'une capacité d'environ 12.5 m³ est raccorde à la suite de chaque réservoir de sédimentation ; ainsi, on dispose d'une réserve d'eau claire d'environ 37.5 m³ pour chaque section. Chaque réserve d'eau claire est supervisée par un détecteur de niveau (transmetteur de pression) avec un point de contact de niveau bas, protection contre la marche des pompes intermédiaires et niveau bas contre le débordement.

1.2.3.2 Pompes intermédiaires

Pompes centrifuges horizontale avec vanne coté aspiration et coté refoulement et clapet de retenue pour l'alimentation et le rinçage de filtre. La pompe est montée avec un moteur à accouplement, boîtier de protection et accessoires, sur une fondation en béton. Le tout pour une capacité d'environ 105 m³/h.

1.2.3.3 Filtres sous pression

Chaque filtre à sable raccorde à la suite du décanteur par l'intermédiaire d'une pompe et se présente sous la forme d'un cylindre de 2400 mm de diamètre par 5000 mm de longueur, disposant de trois couches de sable gravier, moyen et fin, a pour rôle de retenir les particules résiduelles qui peuvent être encore dans l'eau décantée, d'une surface de filtration de 10.8 m². Avec une filtration de 115 m³/h, la vitesse de filtration s'élève à 10.7 m/h. les filtres sont rincés à contre courant à l'air à raison de 60 m³/h et à l'eau à raison de 27 m³/h. à l'entrée et sortie de chaque filtre est place en manomètre ainsi indiquant la pression d'entrée et de sortie.

1.2.4 Unité d'alimentation d'air

1.2.4.1 Surpresseur d'air de lavage

Deux surpresseurs s'air avec moteurs à accouplement direct seront installés pour le lavage des filtres a pression horizontales. Les surpresseurs seront montés sur un châssis et fixés sur le sol dans un bâtiment. Le filtre aspirateur d'air sera raccorde à la paroi extérieure. Le conteneur sera également équipé d'une ventilation.

1.2.4.2 Compresseur d'air

Un compresseur d'air sera monté dans le local technique avec un réservoir de service afin d'alimenter les vanne pneumatique.

1.2.5 Unité d'alimentation électrique

L'alimentation électrique des différentes installations est fournie par une armoire électrique commune, qui alimente la station complète et prend en charge toutes les fonctions d'opération et de contrôle du réseau électrique.

L'alimentation électrique de chaque section est assurée par le poste de distribution électrique principale.

1.2.6 Unité de pompage

1.2.6.1 Le pompage

Des G.E.P (groupe électropompes) sont installés afin de refouler l'eau traitée vers des réservoirs de distribution.

1.2.6.2 Le système anti-bélier

L'arrêt des pompes est souvent associé à un phénomène connu et redouté des exploitants, le coup de bélier. Ce dernier n'est pas uniquement lié à l'arrêt des pompes : il est une conséquence de ce qu'on appelle « transitoires hydrauliques ». Dans une station de pompage, les problèmes liés au coup de bélier surviennent donc :

- Arrêt et démarrage des pompes.
- Ouverture ou fermeture des vannes et clapets.
- Modification d'écoulement sur le réseau.

L'anti-bélier est un réservoir, étanche et alimenté en eau par les pompes de refoulement. Le réservoir d'air est le moyen de protection le plus utilisé, peu encombrant, sa place est indiscutable dans une station de pompage.

1.2.7 Unité de contrôle

La station de traitement est contrôlée par un système central de commande : l'Automate Programmable (API) S7-300 et un système de visualisation et de communication Operateur Panel (OP7). Ces deux systèmes assurent un fonctionnement automatique de la station.

1.3 Fonctionnement de la station

L'eau pompée d'un lac vers la station de traitement à travers un pipeline (by-pass), il se compose de deux conduites :

- La principale qui permet de filtrer l'eau venant du lac grâce à un filtre ainsi empêcher le passage des matières solides.
- La seconde de secours munie de deux vannes, le temps de nettoyer la conduite principale.

A la sortie du by-pass, un réducteur de pression règle le débit d'eau brute qui est mesuré à l'aide du débitmètre électromagnétique. Un signal électrique proportionnel au débit est envoyé à la salle de contrôle pour l'enregistrement et le réglage des dosages des produits chimiques qui seront injectés par suite :

- **Le chlore (hypochlorite de calcium) :** 1.3 mg/l pour l'oxydation (solution 12.5%).
- **Le sulfate d'aluminium :** 2mg/l pour la turbidité (coagulation et la floculation).
- **Le carbonate de sodium :** pour l'ajustement de PH.
- **Polymère :** 0.2mg/l adjuvant de floculation.

Après l'injection des produits chimiques, un mélangeur statique remue les produits chimiques avec l'eau brute, le tout est canalisé vers un distributeur via les deux sections de filtration SF12 et SF13. Chaque section comporte trois chaînes de traitement chacune est conçue comme suit :

- Un réservoir de sédimentation.
- Une pompe intermédiaire.
- Un filtre pour filtrer l'eau décantée.

L'eau coule en premier dans le compartiment de floculation où la création des flocons puis vers le compartiment de sédimentation où on aura de l'eau claire en haut et les flocons en bas.

A ce niveau, des particules de boue de 12-17 kg/h se forment et seront évacuées vers l'extérieur à travers des vannes tout ou rien. Ces boues vont être drainées tout les 30 minutes. L'eau claire sortant de décanteur lamellaire coule ensuite dans le réservoir de stockage d'eau claire. Les deux réservoirs d'eau claire de chaque section, sont reliés par des conduites communicantes.

Un détecteur de niveau est installé dans un des réservoirs d'eau claire de chaque section ; cet appareil commande l'ouverture du clapet de réglage du débit d'alimentation en eau brute lorsque le niveau d'eau dans le réservoir est bas, ou la fermeture de ce clapet lorsque le niveau est haut. Lorsque le niveau minimum (25%) dans les compartiments d'eau claire est atteint, la pompe sera arrêtée, la reprise se fera à 35%.

Une pompe intermédiaire doit refouler 105 m³/h d'eau claire vers les filtres. Avec en amont un débitmètre, cet appareil commande l'ouverture du clapet de réglage du débit d'eau à filtrer.

Un manomètre est installé à la sortie de chaque filtre. Un filtre contenant trois couches de sable, à savoir : gravier, sable moyen et fin.

Ces filtres ont pour rôle la rétention des particules résiduelles encore en suspension dans l'eau claire. Le colmatage des filtres est décelé par :

- La visualisation : différence de pression d'entrée et de sortie.
- Automate : le débit de consigne est supérieur au débit de sortie.
- Prélèvement : opéré par le laboratoire.

Après avoir le rapport de colmatage, le processus de lavage du filtre doit être effectué. Ce dernier est automatiquement enclenché par le système de contrôle. Il se déroule en deux étapes.

1- Le barbotage : on aura la suite des actions suivantes :

- Ouverture de la vanne d'abaissage du filtre, située sur le collecteur des filtres de chaque section, pendant 45 secondes. Elle a pour rôle de décompresser le filtre.
- Ouverture de la vanne de lavage, située en haut du filtre, pendant le cycle de lavage. Elle a pour rôle d'évacuer le surplus du filtre.
- Enclenchement de surpresseur et ouverture de la vanne à air momentanément, envoi d'air à pression à contre courant. L'étape de barbotage dure entre 3 à 4 minutes.

2- Le rinçage : on aura la suite des actions suivantes :

- La fin de l'étape de barbotage, a pour effet l'enclenchement des deux autres pompes intermédiaires qui assurent le rinçage du filtre à contre courant pendant 10 minutes.
- Démarrage de la pompe du filtre concerne les des deux autres pompes, pendant 10 secondes pour remplissage de filtre.
- La fin de cycle de lavage.

L'ultime opération et l'ajout du chlore (postchloration) 0.8mg/l à la sortie des deux sections pour assurer l'eau traitée le long de la conduite. L'eau sera ensuite refoulée vers les réservoirs de distributions.

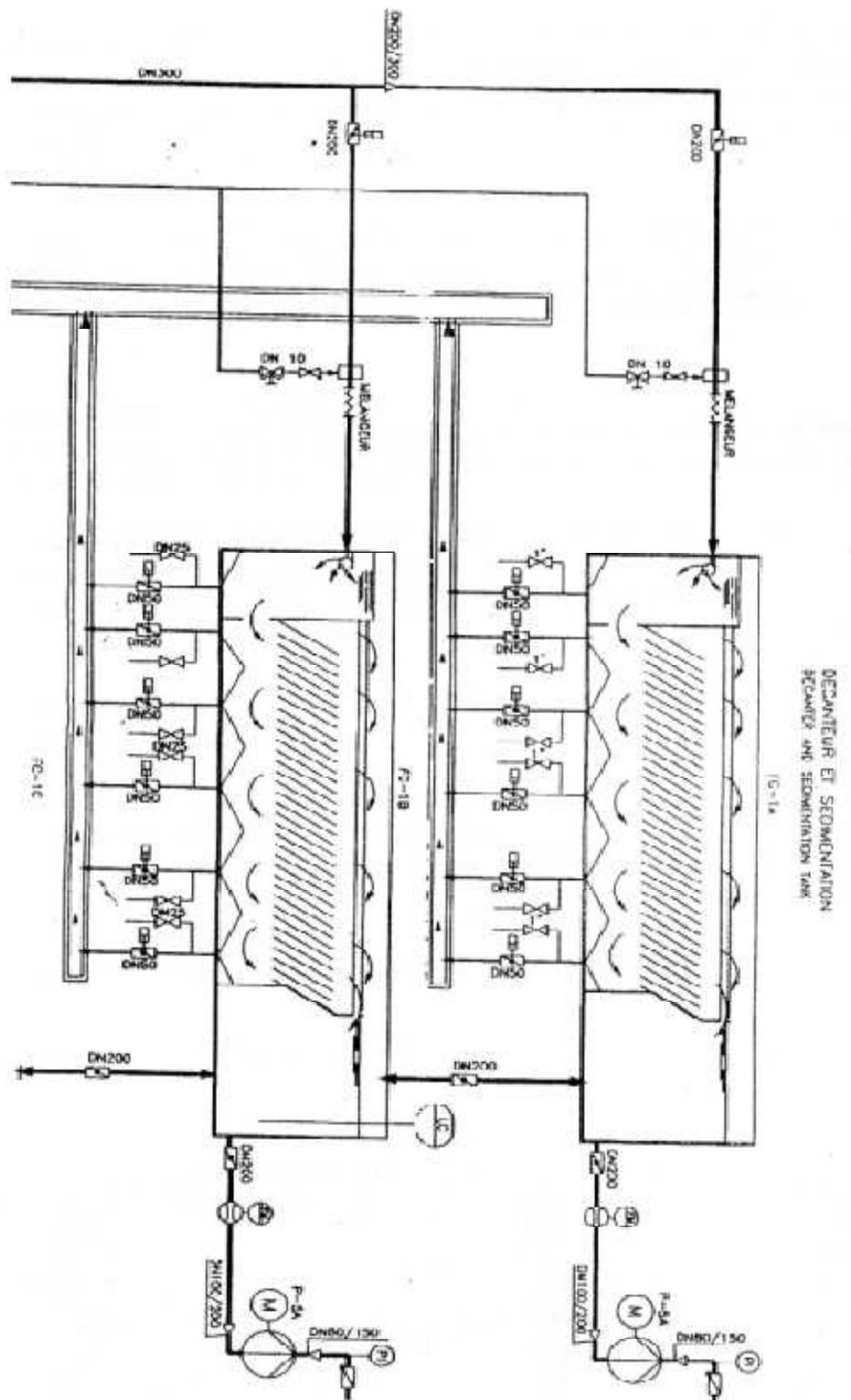


Figure (1.1) : schéma synoptique du réservoir de sédimentation et pompes intermédiaires. [1]

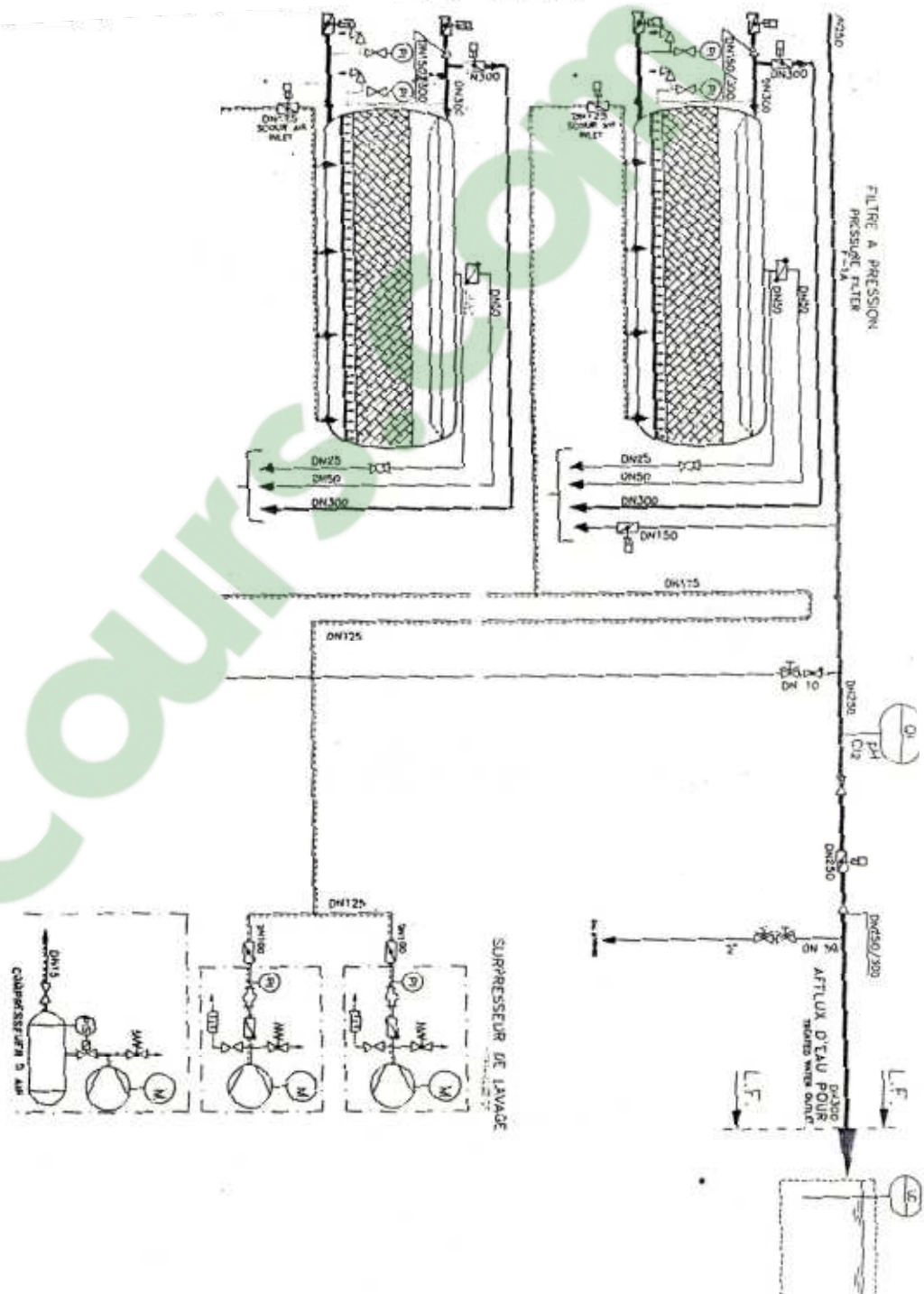


Figure (1.2) : schéma synoptique d'unité de filtration et unité d'air. [1]

1.4 Conclusion

Ce chapitre nous a facilité la compréhension et le fonctionnement de la station d'eau ainsi la présentation des différentes unités qui constituent cette station.

Chapitre 2

Machine asynchrone, modele et principe,

Clicours.COM

2.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des moteurs asynchrones triphasés, l'un des moteurs les plus utilisés dans les l'entraînement. Ils s'imposent en effet dans un grand nombre d'applications, en raison des avantages qu'ils présentent : normalisés, robustesse, simplicité d'entretien, facilités de mise en œuvre et faible coût.

Il traite principalement les modèles de la machine asynchrone, à savoir le modèle de PARK, ainsi le modèle en régime permanent et les schémas équivalents sont abordés à la fin du même chapitre, on donne également une brève description de sa constitution et son principe de fonctionnement.

2.2 Description sommaire du moteur asynchrone [2]

Une machine à induction comprend :

- Une carcasse statorique (appelée également « primaire de la machine ») feuilletée, ferromagnétique, abritant dans des encoches un enroulement polyphasé généralement triphasé $2p$ polaires : les 3 enroulements sont couplés soit en étoile ou en triangle.
- Un rotor feuilleté, ferromagnétique, selon les caractéristiques constructives de celui-ci, on trouve deux types de rotor :
 - Un rotor bobiné supportant un bobinage semblable à celui du stator (bobinage triphasé à même nombre de pôles que celui du stator). Ce bobinage, dit aussi « secondaire » est le plus souvent couplé en étoile et court-circuités sur lui-même.
 - Un autre type de rotor constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité, est appelé cage d'écureuil.

2.3. Principe de fonctionnement [2] :

Les enroulements statoriques sont alimentés par un système de tensions équilibrées, il va en résulter (théorème de **Ferraris**) la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine. La pulsation du glissement de ce champ par rapport au stator est définie comme :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (2.1)$$

ω_s : Désigne ici la pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique (pulsation de synchronisme), p le nombre de bobines de chaque bobinage, il désigne également le nombre de paires de pôles.

Les trois bobinages du secondaire sont court-circuités et le rotor tourne à une vitesse $\Omega \neq \Omega_s$ ($\Omega < \Omega_s$).

Le rotor perçoit donc un champ glissant à la vitesse relative Ω_r égale à :

$$\Omega_r = \Omega_s - \Omega \quad (2.2)$$

Il en résulte donc la création d'une fem induite dans les bobinages, cette fem est à la pulsation:

$$\omega_r = \omega_s - p\Omega \quad (2.3)$$

On voit donc que pour que la machine développe un couple, il faut que le bobinage rotorique soit traversé par un flux variable. En régime permanent sinusoïdal (amplitudes, phases et fréquences des tensions et courants constantes), la seule possibilité est que le champ statorique tourne à une vitesse différente de celle du rotor. Ainsi, la vitesse angulaire du champ tournant ω_s ($\frac{d\theta_s}{dt}$) et celle du rotor ω ($\frac{d\theta}{dt}$) doivent être asynchrones pour que la machine fournisse du couple.

La différence entre ces deux vitesses, relativisée à celle du champ tournant, s'appelle le glissement(g) Il est très faible lorsque la machine fournit son couple nominal:

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (2.4)$$

La différence des pulsations s'appelle également pulsation de glissement. Elle correspond à la pulsation des grandeurs électromagnétiques relatives au rotor (tensions, courants, flux,... etc.).

$$\omega_r = \omega_s - \omega = g \omega_s \quad (2.5)$$

La réécriture de la relation (2.5) en fonction des fréquences statorique et rotorique, respectivement f_s et f_r est donnée comme suit :

$$f_r = g f_s \quad (2.6)$$

Les relations précédentes sont valables pour un fonctionnement moteur, si on considère un fonctionnement quelconque on aura :

$$\omega_s = p\Omega \pm \omega_r \quad (2.7)$$

‘+’ : pour un fonctionnement moteur (hyposynchrone);

‘-’ : pour un fonctionnement générateur (hypersynchrone).

2.4 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l’automaticien. Au niveau de la conception, le constructeur aura recours aux équations de Maxwell afin d’analyser finement le comportement de la machine électrique. Sur un aspect commande, cependant, un modèle basé sur les équations du circuit équivalent est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande.

Le choix d’un modèle de représentation, qu’il soit formel ou issu d’une identification se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser. On présente ci après le modèle de **Park**, le modèle en régime permanent et le modèle d’état d’une machine à rotor bobiné.

2.4.1 Définition des enroulements de la machine asynchrone

Le stator de la machine est constitué de trois enroulements répartis dans l’espace et séparés d’un angle électrique de $\frac{2\pi}{3}$ radians. Le rotor que ce soit à cage d’écureuil ou bobiné, est aussi formé de trois enroulements, car un système de courant triphasé symétrique s’établit

lors d'un fonctionnement en régime permanent. La figure (2.1) présente la schématisation des enroulements du stator et du rotor.

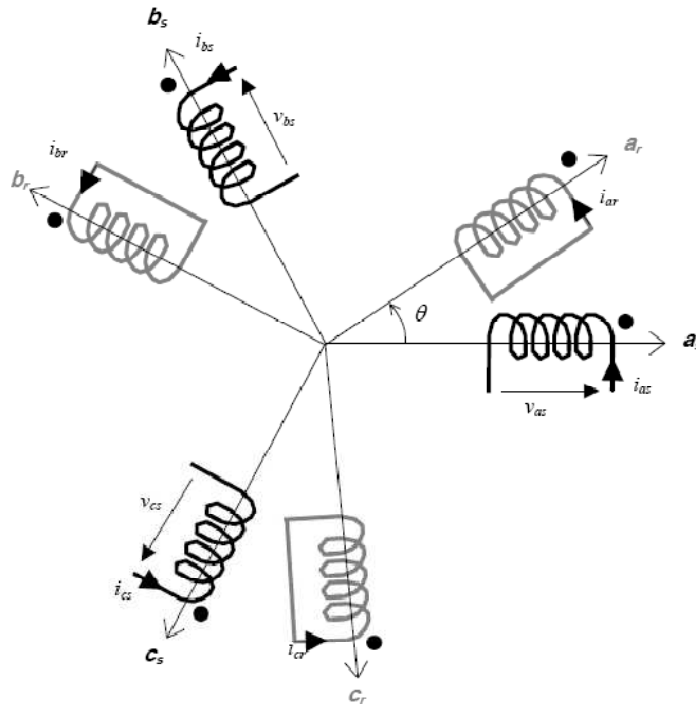


Figure (2.1) : Représentation des enroulements d'une machine asynchrone bipolaire.

2.4.2 Hypothèses simplificatrices

Les modèles de la machine asynchrone qui sont abordé dans ce chapitre s'appuient sur les principales hypothèses simplificatrices suivantes [3].

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, il est parfaitement feuilleté au stator et au rotor, seuls les conducteurs sont parcourus par des courants (les courants de Foucault sont négligés)
- La densité du courant est uniformément répartie sur la section des conducteurs (l'effet de peau est négligé).
- Les paramètres ne varient pas avec la température.
- La force magnétomotrice créée par chaque phase des deux armatures est à répartition spatiale sinusoïdale le long de l'entrefer (on ne considère que le premier harmonique d'espace).
- Parfaite symétrie de la machine et entrefer lisse.

Il en résulte, des inductances propres constantes et des inductances mutuelles qui sont des fonctions sinusoïdales de l'angle que font les axes magnétiques.

2.4.3 Convention de signe

La machine asynchrone est surtout utilisée comme moteur, on adoptera alors les conventions de signe suivantes [3].

- Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif.
- Une f.é.m positive fait circuler un courant positif.
- Le stator est considéré comme générateur, le rotor comme récepteur.
- Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.

2.4.4 Définition des angles

Il est à noter que les grandeurs rotoriques portent l'indice « r » et celles du stator l'indice « s ». L'angle électrique θ indique la position du rotor par rapport au stator. Si θ est nulle, l'enroulement de la phase « a_r » de la partie mobile se trouve aligné à l'enroulement « a_s » de la partie fixe. D'un point de vue magnétique, et avec les hypothèses posées, seules les inductances mutuelles entre stator et rotor sont fonction de l'angle θ [4].

$$\begin{array}{ll}
 (o_{as}, o_d) = \theta_s & ; \quad (o_{ar}, o_d) = \theta_r \\
 (o_{bs}, o_d) = \theta_s - \frac{2\pi}{3} & ; \quad (o_{br}, o_d) = \theta_r - \frac{2\pi}{3} \\
 (o_{cs}, o_d) = \theta_s - \frac{4\pi}{3} & ; \quad (o_{cr}, o_d) = \theta_r - \frac{4\pi}{3}
 \end{array}$$

On définit également :

$$(o_{as}, o_{ar}) = \theta_s - \theta_r = \theta \quad ; \quad (o_q, o_d) = \frac{\pi}{2}$$

2.5 Equations de la machine asynchrone triphasée

2.5.1 Equations électriques du moteur

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque enroulement du système, nous obtenons :

$$[v_s] = \frac{d}{dt} [\varphi_s] + [R_s][i_s] \quad (2.8)$$

$$[v_r] = \frac{d}{dt} [\varphi_r] + [R_r][i_r] \quad (2.9)$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

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

Où :

$[v_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t$: Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques ;

$[v_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^t$: Tensions instantanées aux bornes des enroulements rotoriques ;

$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t$: Courants dans les phases des enroulements statoriques ;

$[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^t$: Courants dans les phases des enroulements rotoriques ;

$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^t$: Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques ;

$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^t$: Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques.

2.5.2 Equation des flux

Les flux totalisés des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous forme :

$$[\varphi_s] = [l_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (2.10)$$

$$[\varphi_r] = [l_r][i_r] + [M_{sr}][i_s] \quad (2.11)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine fait que les inductances propres des phases statoriques sont égales, il en est ainsi de même pour celles du rotor.

Les matrices « L_s » et « L_r » s'écrivent alors:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

l_s, l_r : inductances propres statoriques et rotoriques ;

m_s : inductance mutuelle entre phases statoriques ;

m_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor, elle s'écrit :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

m_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

2.5.3 Equation mécanique

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques (tensions, courants), les grandeurs mécaniques (vitesse, couple, inertie, frottements). Lorsque la vitesse angulaire est constante, le couple résistant appliqué (y compris celui des frottements) à l'arbre de la machine asynchrone est équilibré par le couple électromagnétique et l'équation d'équilibre des couples s'écrit [5] :

$$\frac{J}{p} \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (2.13)$$

J : inertie de toutes les masses tournantes ramenées au rotor de la machine ;

C_{em} : couple électromagnétique ;

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor ;

C_f : couple dû aux frottements du système d'entraînement ;

C_r : couple mécanique de la charge.

2.6 Mise en équation de la machine asynchrone dans le système d'axes (d,q)

La matrice (2.12) des inductances mutuelles étant à éléments non constants, les coefficients des équations (2.8) et (2.9) sont variables, la résolution analytique de ce système d'équation se heurte à des difficultés insurmontables particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires. L'utilisation de la transformation de Park [3] permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, ce qui facilite sa résolution.

2.6.1 Transformation de Park

La transformation de Park est une opération mathématique qui permet de passer d'un système triphasé quelconque (a, b, c) décalés respectivement les un par rapport aux autres d'un angle électriques de $\frac{2\pi}{3}$, en un système à trois axes orthogonaux (d, q, o). En fait, ce n'est rien d'autre qu'un changement de base pour les axes magnétiques du système [6].

La transformation directe est la suivante :

$$[p(\theta_s)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

La transformation inverse s'écrit:

$$[p(\theta_s)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

La transformation directe de Park s'écrit :

$$[X'_d, X'_q, X'_o] = [A][X'_a, X'_b, X'_c] \quad (2.16)$$

Et la transformation inverse s'obtient :

$$[X'_a, X'_b, X'_c] = [A]^{-1}[X'_d, X'_q, X'_o] \quad (2.17)$$

Avec :

$[X'] = ([i], [v], [\phi])$ où ces composantes sont respectivement le courant, la tension et le flux.

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié ($i_a + i_b + i_c = 0$), la composante homopolaire d'indice « o » est nulle après transformation de Park.

Les repères (dq) de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations, ceci se fait en liant les angles par la relation (2.18):

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (2.18)$$

Ce qui permet d'écrire la relation suivante :

$$\omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.19)$$

1.6.2 Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (dq)

2.6.2.1 Equations électriques

En reprenant les équations et les résultats précédents, il vient avec des notations condensées :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \text{ , pour le stator ;} \quad (2.20)$$

$$[p(\theta_s)][v_s] = [R_s][p(\theta_s)][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s][p(\theta_s)] \quad (2.21)$$

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sp}] \quad (2.22)$$

On notera :

(V_{sp}) , vecteur tension, où l'indice p indique ici la nouvelle base de Park.

$(V_{sp}) = (V_d, V_q, V_o)^t$, sont les composantes du vecteur dans le repère de Park.

En multipliant les deux membres de l'équation (2.20) par $[P(\theta_s)]$, il vient :

$$[p(\theta_s)]v_{sp} = [R_s][p(\theta_s)]i_{sp} + \left(\frac{d}{dt} [\varphi_{sp}] p(\theta_s) \right) \quad (2.23)$$

En multipliant une autre fois par $[P(\theta_s)]^{-1}$, on trouve :

$$[v_{sp}] = [R_s]i_{sp} + [p(\theta_s)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [p(\theta_s)] [\varphi_{sp}] \right) = [R_s]i_{sp} + \frac{d}{dt} [\varphi_{sp}] + [p(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [p(\theta_s)] [\varphi_{sp}] \quad (2.24)$$

Le développement du dernier terme de la somme est :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [p(\theta_s)] \cdot \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{pmatrix} &= \frac{2}{3} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{pmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \omega_s \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s) \cdot \varphi_{sq} & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) \cdot \varphi_{sq} & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) \cdot \varphi_{sq} & 0 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

En effectuant la multiplication des matrices, on trouve :

$$[p(\theta_s)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [p(\theta_s)] \cdot (\varphi_{sp}) = \omega_s \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

D'où le résultat final :

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sp}] + \omega_s \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Le développement des composantes de PARK pour le stator :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \quad (2.28)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} \quad (2.29)$$

On aura les mêmes équations au rotor en changeant partout l'indice «s» en «r» et en annulant les tensions puisque le rotor est en court circuit:

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega \varphi_{rq} \quad (2.30)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - \omega \varphi_{rd} \quad (2.31)$$

2.6.2.2 Equations des flux

$$[p(\theta_s)](\varphi_{sp}) = [L_s][p(\theta_s)](i_{sp}) + [M_{sr}][p(\theta)](i_{rp}) \quad (2.32)$$

En multipliant par $[p(\theta_s)]^{-1}$, il vient :

$$(\varphi_{sp}) = [p(\theta_s)]^{-1}[L_s][p(\theta_s)](i_{sp}) + [p(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][p(\theta)](i_{rp}) \quad (2.33)$$

Le produit matriciel $[p(\theta_s)]^{-1}[L_s][p(\theta_s)]$ donne la nouvelle matrice suivante :

$$\begin{pmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2m_s \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

En exploitant la relation (1.18), qui est obtenue du fait que les axes de PARK sont coïncidés pour le stator ainsi pour le rotor le produit $[p(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][p(\theta_s)]$ est égal :

$$[p(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][p(\theta_s)] = \frac{3}{2}m_{sr} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

Les équations magnétiques pour le stator et le rotor compte tenue des résultats obtenus ci-dessus sont récapitulées dans le système matriciel suivant:

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{dr} \end{pmatrix} \quad (2.37)$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

On définit pour ces équations :

$L_s = l_s - m_s$: Inductance propre cyclique du stator ;

$L_r = l_r - m_r$: Inductance propre cyclique du rotor ;

$M_{sr} = \frac{3}{2}m_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ;

2.6.2.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère dq

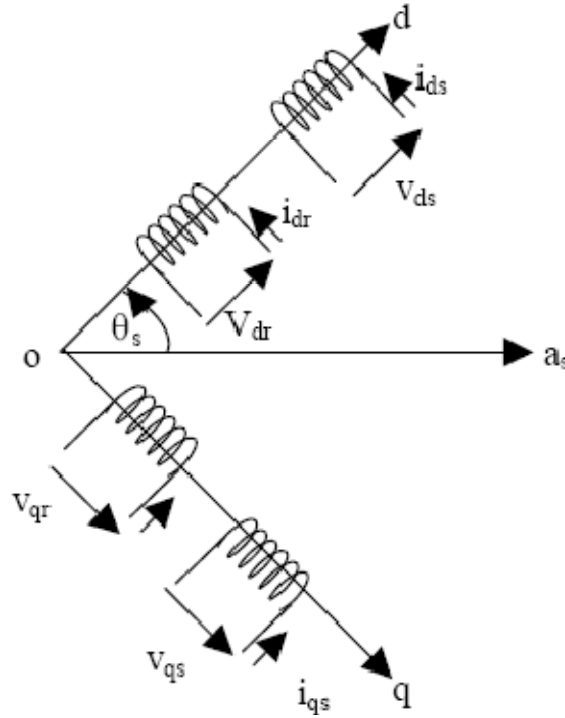


Figure (2.2) : schéma équivalent de la machine asynchrone dans le plan dq.

2.6.2.4 Expression du couple électromagnétique dans le plan dq

Elle est déduite à partir de la puissance électromécanique qui s'écrit

$$p_e = \frac{3}{2} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \right) = \frac{3}{2} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \omega \quad (2.39)$$

D'où le couple électromécanique qui est le rapport de la puissance électromagnétique sur la vitesse :

$$cem = \frac{3}{2} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (2.40)$$

Dans le cas d'une machine à plusieurs paires de pôles, le couple s'exprime par la même relation précédente en introduisant cette fois-ci le nombre de paires de pôles p :

$$cem = \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (2.41)$$

2.7 Choix du référentiel de travail

Le référentiel de travail est le système (od, oq) associé à la vitesse de rotation choisie pour lui. En pratique, trois référentiels sont intéressants, le choix de ces derniers se fait en fonction de l'application. Dans les paragraphes précédents nous avons déjà défini la vitesse de rotation du rotor ω , la vitesse du champ tournant ou pulsation des courants statoriques ω_s ainsi la pulsation des courants rotoriques ($g\omega_s$). Ce changement de référentiel concerne seulement les équations électriques de la machine.

2.7.1 Référentiel lié au stator

Il est utilisé de préférence pour étudier des variations importantes de la vitesse de rotation associées au non avec des variations de fréquence d'alimentation. Cela se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

2.7.2 Référentiel lié au rotor

Il est employé dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante (exemple : l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit).

Cela se traduit par les conditions : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \frac{d\theta_r}{dt} = 0$

2.7.3 Référentiel lié au champ tournant

Cela se traduit par les relations : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta}{dt} = \omega, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = g\omega_s$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations mais il est particulièrement avantageux dans le cas où la fréquence est constante. Il est très souvent utilisé même dans l'étude des moteurs asynchrones à fréquence variable, lorsque nous nous intéressons à de petites perturbations autour d'un point de fonctionnement.

Pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (2.42)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - g \omega_s \varphi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - g \omega_s \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.43)$$

Pour les flux :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{pmatrix} \quad (2.44)$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

En introduisant les équations des flux dans les lois des mailles précédentes, le modèle final de Park du moteur asynchrone comprend deux équations principales pour le stator et pour le rotor, la dernière est moins d'importance car on s'arrange pour que la composante homopolaire soit nulle. On donnera pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_s (L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}) \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rq} - \omega_s (L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd}) \end{cases} \quad (2.46)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sd} - g \omega_s (L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}) \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sq} - g \omega_s (L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd}) \end{cases} \quad (2.47)$$

2.8 Modèle du moteur asynchrone en régime permanent et schéma équivalent

2.8.1 Modélisation en régime permanent sinusoïdal

Un régime permanent sinusoïdal est caractérisé par ses grandeurs d'alimentation sinusoïdale dont les fréquences, les amplitudes et les déphasages sont constants au niveau des grandeurs statoriques, de plus la vitesse de rotation (mécanique) reste constante.

Les tensions statoriques forment un système triphasé équilibré à la pulsation ω_s :

$$\begin{cases} v_{sa} = V_s \cdot \cos(\omega_s t) \\ v_{sb} = V_s \cdot \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = V_s \cdot \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.48)$$

Les courants statoriques forment un système triphasé équilibré à la pulsation ω_s .

$$\begin{cases} i_{sa} = I_S \cdot \cos(\omega_s t - \beta_s) \\ i_{sb} = I_S \cdot \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \beta_s) \\ i_{sc} = I_S \cdot \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} - \beta_s) \end{cases} \quad (2.49)$$

Avec $\beta_s = (i_{sa}, v_{sa})$

Les courants rotoriques forment un système triphasé équilibré à la pulsation ω_r .

$$\begin{cases} i_{ra} = I_R \cdot \cos(\omega_r t - \beta_r) \\ i_{rb} = I_R \cdot \cos(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} - \beta_r) \\ i_{rc} = I_R \cdot \cos(\omega_r t - \frac{4\pi}{3} - \beta_r) \end{cases} \quad (2.50)$$

Dans les expressions des flux, l'angle θ qui donne la position du rotor par rapport au stator est une fonction du temps puisque il y'a un glissement, on peut écrire $\theta = \omega t$ en supposant qu'à $t = 0$, les axes du stator et du rotor soient coïncidents, $\omega = P \cdot \Omega$ prend en compte le nombre de paires de pôles de la machine. Les éléments de la matrice des mutuelles sont aussi des fonctions du temps ; en reprenant l'équation (2.10) d'une phase, il vient :

$$\varphi_{sa} = l_s \cdot i_{as} - m_s \cdot i_{as} + m_1 \cdot i_{ar} + m_2 \cdot i_{br} + m_3 \cdot i_{cr} \quad (2.51)$$

$$i_{bs} + i_{cs} = -i_{as} \quad (2.52)$$

On pose :

$l_s - m_s = L_S$: Inductance cyclique statorique.

$$\varphi_{sa} = L_S \cdot i_{as} + (m_1 \cdot i_{ar} + m_2 \cdot i_{br} + m_3 \cdot i_{cr}) \quad (2.53)$$

Posant $(m_1 \cdot i_{ar} + m_2 \cdot i_{br} + m_3 \cdot i_{cr}) = A$; Cette quantité peut être calculée comme suit :

$$\begin{aligned}
A &= m_{sr} \cdot I_R [\cos(\omega t) \cdot \cos(\omega_r t - \beta_r) + \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\omega_r t - \beta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\
&\quad + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\omega_r t - \beta_r - \frac{4\pi}{3}\right)] \\
A &= \frac{3}{2} m_{sr} \cdot I_R \cdot \cos((\omega + \omega_r)t - \beta_r) = \frac{3}{2} m_{sr} \cdot I_R \cdot \cos(\omega_s t - \beta_r)
\end{aligned} \tag{2.54}$$

On constate que A est à la même pulsation que le premier terme de φ_{sa} .

On pose :

$$M_{SR} = \frac{3}{2} m_{sr} : \text{Inductance mutuelle cyclique.}$$

Finalement, l'expression du flux devient :

$$\begin{aligned}
\varphi_{sa} &= \\
L_S \cdot I_S \cdot \cos(\omega_s t - \beta_s) &+ M_{SR} \cdot I_R \cdot \cos(\omega_s t - \beta_r)
\end{aligned} \tag{2.55}$$

C'est l'expression du flux totalisé qui correspond à une seule phase, les flux dans les autres phases se déduisent de celle-ci.

On peut maintenant réécrire les équations de la machine en utilisant la notation complexe habituelle aux grandeurs sinusoïdales à la pulsation ω_s , pour que les équations soient plus générales, on a en omettant l'indice de phase :

$$\underline{\Phi}_S = L_S \underline{I}_S + M_{SR} \underline{I}_R \tag{2.56}$$

De même, la loi des mailles devient :

$$\underline{V}_S = R_S \underline{I}_S + j\omega_s \underline{\Phi}_S \tag{2.57}$$

Au rotor, on pourra écrire pour les flux :

$$\underline{\Phi}_R = L_R \underline{I}_R + M_{SR} \underline{I}_S \tag{2.58}$$

Ainsi que la loi des mailles :

$$0 = R_R \underline{I_R} + j\omega_s g \underline{\Phi_R} \quad (2.59)$$

En reprenant les équations précédentes, on peut écrire finalement :

$$\underline{V_S} = R_S \underline{I_S} + j\omega_s L_S \underline{I_S} + j\omega_s M_{SR} \underline{I_R} \quad (2.60)$$

$$0 = R_R/g \underline{I_R} + j\omega_s L_R \underline{I_R} + j\omega_s M_{SR} \underline{I_S} \quad (2.61)$$

2.8.2 Schéma équivalent en régime permanent sinusoïdal

Sous le vocable schéma équivalent, on désigne un circuit électrique composé de dipôles linéaires permettant de modéliser la machine réelle. Le schéma équivalent le plus pertinent est fonction du domaine d'utilisation et du degré de précision souhaitée. Dans le cas des machines asynchrones, il comprend au minimum, une association de résistances et d'inductances.

2.8.2.1 Modèle à inductances couplées

D'après les deux dernières équations, on peut déduire le schéma suivant :

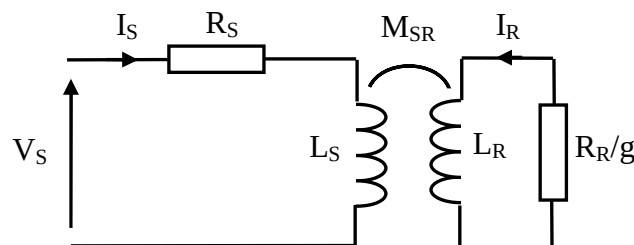


Figure (2.3) : schéma équivalent avec inductances couplées.

2.8.2.2 Modèle à inductance réparties

Les équations (2.61) et (2.62) peuvent être réécrites comme suit :

$$\underline{V}_S = R_S \underline{I}_S + j\omega_s (L_S - M_{SR}) \underline{I}_S + j\omega_s M_{SR} (\underline{I}_R + \underline{I}_S) \quad (2.62)$$

$$0 = \frac{R_R}{g} \underline{I}_R + j\omega_s (L_R - M_{SR}) \underline{I}_R + j\omega_s M_{SR} (\underline{I}_S + \underline{I}_R) \quad (2.63)$$

Ce qui donne le schéma de la figure (1.4) ;

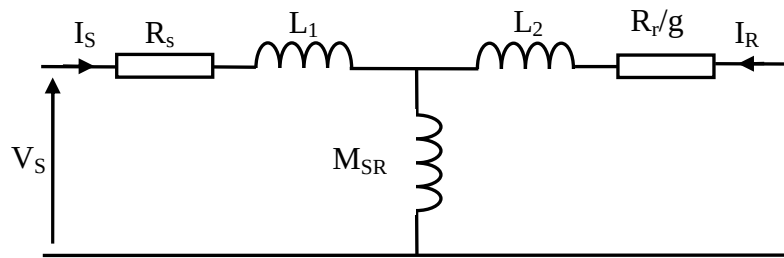


Figure (2.4) : schéma équivalent aux inductances réparties.

Où :

$L_1 = L_S - M_{SR}$: Inductance cyclique de fuite statorique ;

$L_2 = L_R - M_{SR}$: Inductance cyclique de fuite rotorique

2.8.2.3 Modèle à fuites totalisées au rotor

On peut ramener ce schéma au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor ($\acute{L}_r$), ce qui nous permet d'établir le schéma de la Figure (2. 5). Pour ce faire, on pose :

$$\left\{ \begin{array}{l} \acute{R}_r = \left(\frac{L_S}{M_{SR}} \right)^2 R_r \\ \acute{I}_R = \left(\frac{M_{SR}}{L_S} \right)^2 I_R \\ \acute{L}_r = \left(\frac{L_S}{M_{SR}} \right)^2 \left(1 - \frac{M_{SR}^2}{L_S L_r} \right) = \sigma \left(\frac{L_S}{M_{SR}} \right)^2 L_r \\ \sigma = 1 - \frac{M_{SR}^2}{L_S L_r} \end{array} \right. \quad (2.64)$$

On obtient alors le schéma suivant :

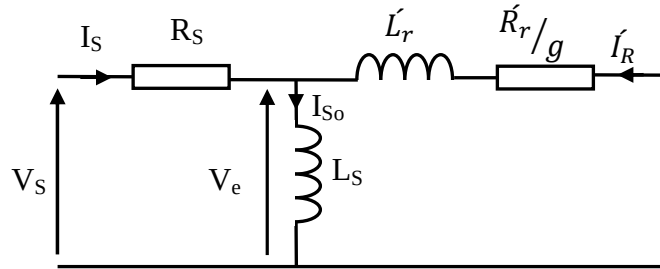


Figure (2.5) : schéma équivalent ramené au stator avec des fuites totalisées au rotor.

Ce modèle est caractérisé par :

Le terme M_{SR}/L_S représente le rapport de transformation de la machine dans le sens (stator - rotor) ($m_{s \leftrightarrow r}$). De même L_R / M_{SR} représente le rapport de transformation de la machine dans le sens (rotor - stator) ($m_{r \leftrightarrow s}$).

σ : Coefficient de dispersion de **Blondel**, il permet d'estimer les fuites de flux de la machine, généralement, on a $\sigma \leq 10\%$.

Si la machine n'a pas de fuites de flux, ces deux rapports de transformation doivent être inverses (il suffit de se souvenir que dans un transformateur classique, cela représente le rapport des nombres de spires des bobinages primaire et secondaire).

Dans ce cas on a :

$$\frac{M_{SR}}{L_S} = \frac{L_R}{M_{SR}}, \text{ ce qui conduit à } \sigma = 0.$$

On peut donc dire que le modèle est équivalent à celui de la figure (1.6) (Schéma de Steinmetz):

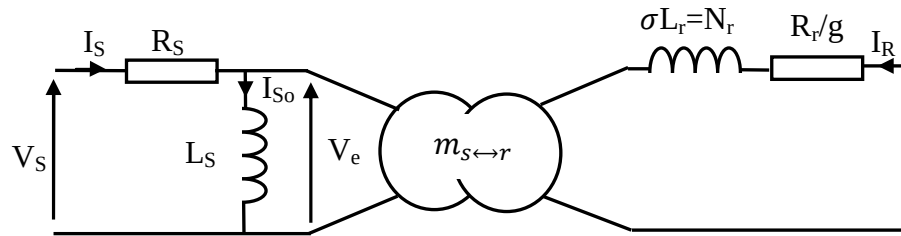
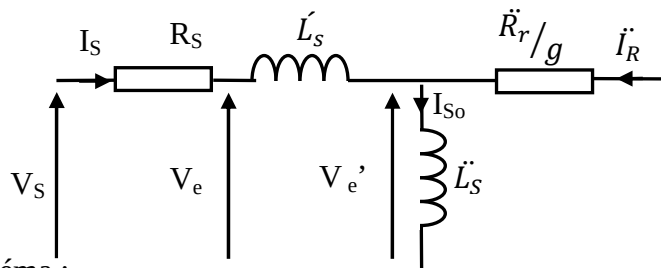


Figure (2.6) : Schéma équivalent faisant apparaître le rapport de transformation.

2.8.2.4 Modèle à fuites totalisées au stator

En procédant comme précédemment, il est possible de donner un schéma où l'on ramène les fuites au niveau du stator. Le schéma équivalent est alors le suivant :



On définit pour ce schéma :

Figure (2.7) : schéma équivalent ramené au stator avec des fuites totalisées au stator.

$$\begin{cases} \ddot{R}_r = \left(\frac{M_{SR}}{L_r}\right)^2 R_r \\ \ddot{L}_S = \frac{M_{SR}^2}{L_r} L_S = (1 - \sigma) \end{cases} \quad (2.65)$$

Remarque :

Les pertes fer n'ont pas été prises en compte dans les schémas précédents, car en général elles sont négligeables pour un fonctionnement nominal.

2.9 Modèle de la machine asynchrone en représentation d'état

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, u, t) \\ Y = g(X, u, t) \end{cases} \quad (2.66)$$

Où :

X : vecteur d'état ;

U : vecteur d'entrée ;

Y : vecteur de sortie.

Le vecteur d'état peut être choisi selon le type de grandeurs dont on désire connaître l'évolution en fonction des grandeurs d'entrées, ou bien selon le type de commande à établir, pour cela le vecteur d'état peut se présenter sous diverses formes:

$$\begin{cases} X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \Omega)^t \\ X = (i_{dr}, i_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t \end{cases} \quad (2.67)$$

Notre choix a été porté sur le premier vecteur comme illustré par la figure ci-dessous. Ce choix peut être justifié dans les prochains chapitres.

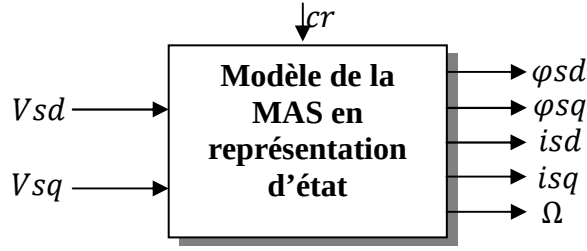


Figure (2.8) : schéma du modèle de la machine en représentation d'état.

A partir du système d'équations et des relations liant les flux et les courants, on peut établir le modèle d'état de la machine asynchrone sous cette forme [7]

$$\frac{dX}{dt} = \mathbf{A}X + \mathbf{B}U \quad (2.68)$$

Avec :

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & \omega \\ -\frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & -\omega_s & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \end{pmatrix} \quad (2.69)$$

$$\text{Et } \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{pmatrix} \quad (2.70)$$

On définit pour les deux matrices d'état, les paramètres :

$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique ;

$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

Il est à signaler que l'équation mécanique reste inchangée, mais celle du couple peut avoir d'autres expressions à savoir :

$$\begin{cases} cem = p.(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \\ cem = p.M(i_{dr}i_{qs} - i_{rq}i_{ds}) \\ cem = p.\frac{M}{L_r}(\varphi_{rd}i_{qs} - \varphi_{rq}i_{ds}) \end{cases} \quad (2.71)$$

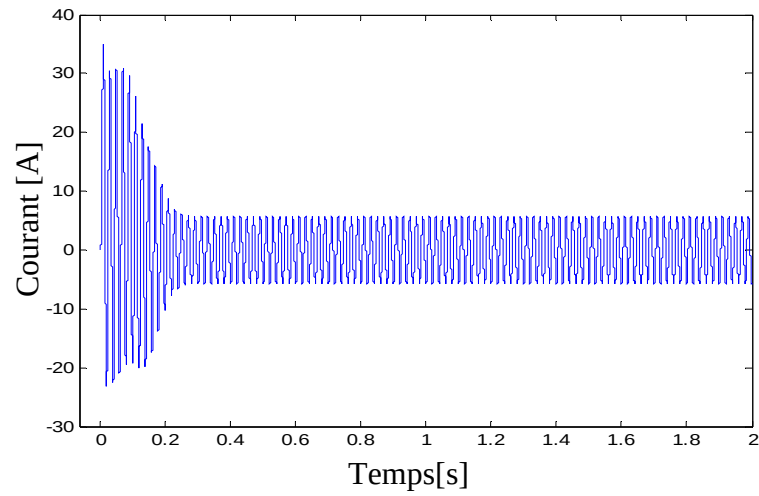
1.10 Simulation du fonctionnement de la machine asynchrone

Après avoir introduit le système décrit précédemment dans l'outil de simulation MATLAB/ SIMULINK, on pourra ainsi prévoir le comportement de la machine sur un démarrage franc avec un échelon de couple.

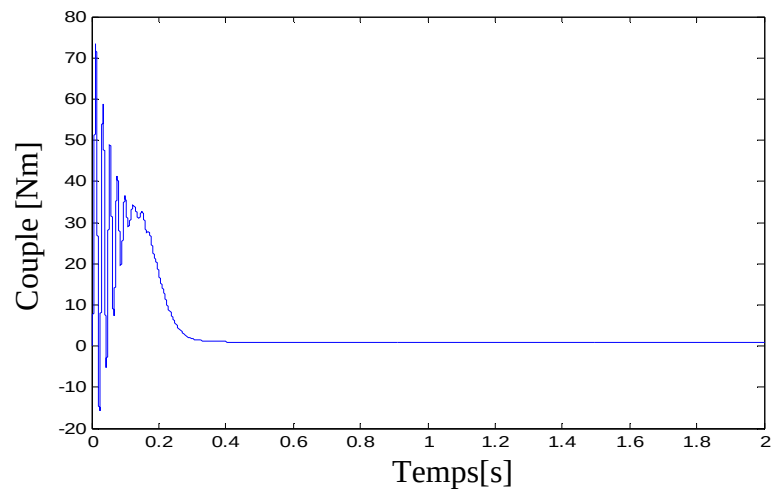
Les résultats de simulation qu'on montrera, sont obtenus après simulation d'un démarrage du moteur asynchrone à rotor bobiné alimenté par un réseau d'alimentation de tension et de fréquence fixes.

Ce moteur est disponible au niveau du laboratoire (TEC 423), du département d'électrotechnique, ses paramètres ainsi que sa plaque signalétique sont donnés dans la partie annexe. Voici les résultats de simulation obtenus à vide, puis avec un échelon de couple résistant.

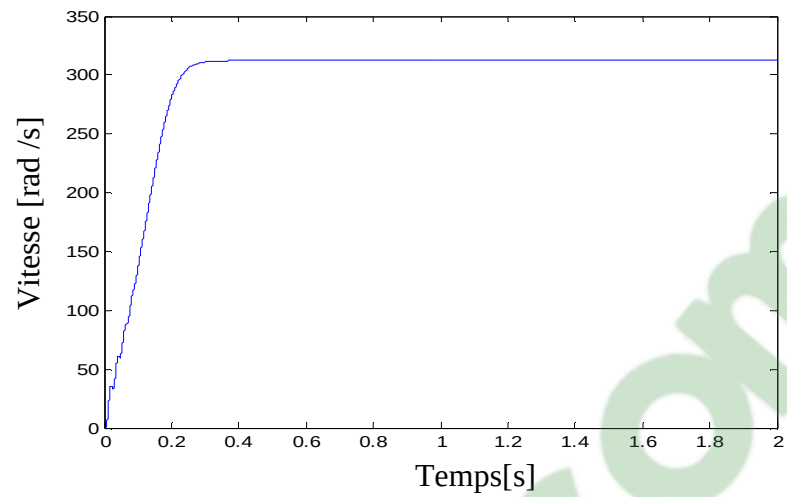
2.10.1 Simulation d'un démarrage à vide ($C_r = 0$)



Figure(2.9) : Evolution du courant de phase en fonction du temps.

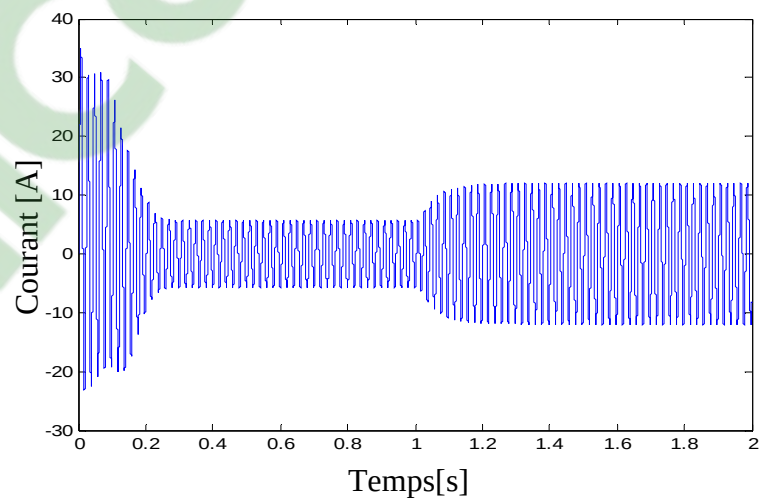


Figure(2.10) : Evolution du couple instantané en fonction du temps.

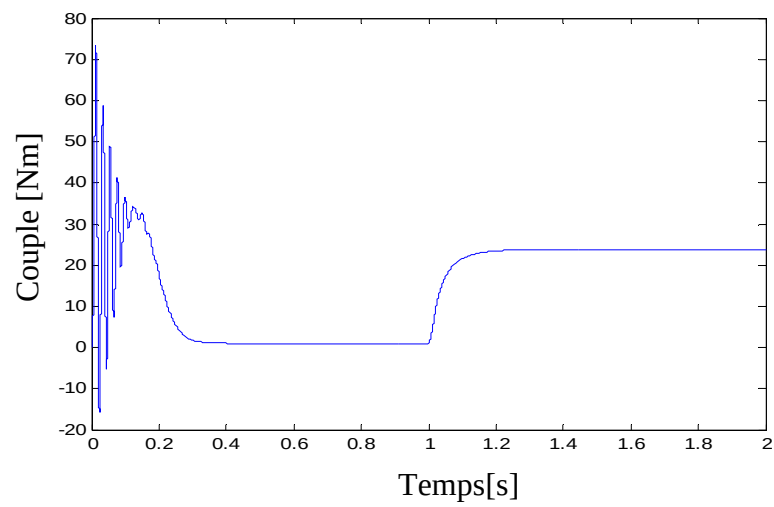


Figure(2.11) : Evolution de la vitesse en fonction du temps.

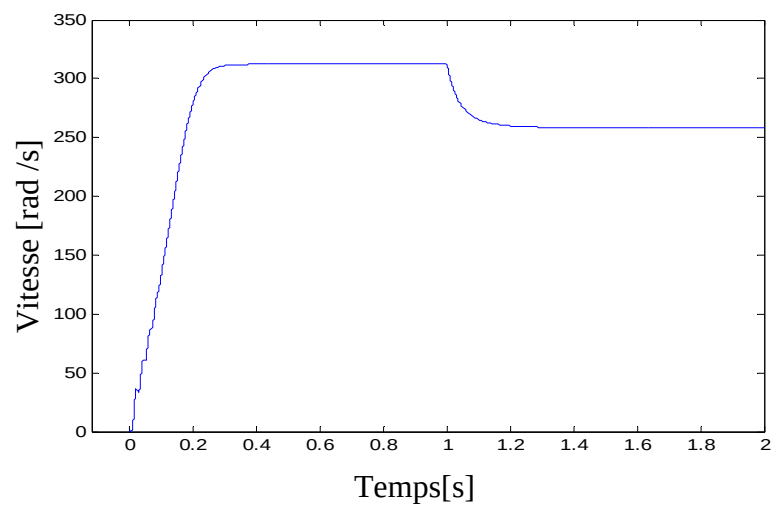
2.10.2 Simulations d'un démarrage en charge ($C_r = 23 \text{ Nm}$ à 1s)



Figure(2.12) : Evolution du courant de phase en fonction du temps.



Figure(2.13) : Evolution du couple instantané en fonction du temps



Figure(2.14) : Evolution de la vitesse en fonction du temps.

2.10.3 Interpretation des résultats obtenus

2.10.3.1 Evolution du courant d'une phase statorique

Lors du démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant statorique, il est égal à 5 fois environ le courant nominal de la machine (8A) ; pendant la phase transitoire, ces courants peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par suréchauffement, notamment en cas de répétition excessive.

Une fois le régime permanent atteint, le courant à vide correspond au comportement inductif de la machine.

2.10.3.2 Evolution du couple instantané

L'allure du couple représenté en figure (2.10), est marquée par des oscillations importantes pendant le régime transitoire puisque celui-ci monte jusqu'à 3 fois le couple nominale de la machine qui est de (23Nm). Après disparition de ce régime, le couple a tendance à s'annuler puisque le couple résistant est nul (il s'agit bien d'un démarrage à vide).

2.10.3.3 Evolution de la vitesse de rotation

Les oscillations du couple se font également ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 157 rad/s soit 1500 tr/min qui représente la vitesse de synchronisme, (le moteur possède une paire de pôle).

Quant aux résultats obtenus après application de la charge (23 Nm à 1s après la marche à vide), on s'aperçoit que le courant augmente à cet instant là, le couple développé également, tandis que la vitesse chute à cause du glissement provoqué par la charge.

2.11 Conclusion

Ce chapitre présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à rotor bobiné par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction, par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul comme MATLAB/SIMULINK, permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. D'autres régimes de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudiés.

Chapitre 3

Mode de démarrage des moteurs asynchrones

3.1 Introduction

Le souci consiste dans l'utilisation de la machine : son branchement correct, le sens de rotation, le démarrage et le ralentissement, les protections, la mesure du couple et de rendement...etc.

Nous allons nous étaler sur les différents types de démarrage, car ils jouent un rôle capital dans l'industrie. En effet, si un type quelconque de démarrage est mal conçu par exemple, dans le cas d'une machine à puissance importante, si on utilise un démarrage qui ne convient, il y'aurait conséquences néfastes sur cette dernière.

3.2 Problème posés par le démarrage des moteurs asynchrones

Au moment de démarrage, le moteur asynchrone fonctionne comme un transformateur, dans le quel le primaire (stator) est sous tension, et le secondaire (rotor) en court-circuit, l'intensité appelé est alors très importants suivant le type et la puissance du moteur, elle peut atteindre 4 à 10 fois le courant nominal I_n de pleine charge. Cet appel de courant très important de courte durée, que le moteur ne pourrait supporter sans aucun risque d'échauffement dangereux. Par ailleurs, il est néfaste pour le distributeur d'énergie électrique et pour les utilisateurs dans le voisinage qui sont sur la même ligne, en provoquant des chutes de tension excessives, il est alors nécessaire de réduire ce courant.

Le seul moyen pour réduire le courant de démarrage, pour un moteur à rotor en court-circuit, c'est de réduire la tension aux bornes du stator en utilisant plusieurs moyens tel que le démarrage étoile-triangle et des alimentations via des convertisseurs statiques. [8]

3.3 Principe de démarrage

Si l'installation peut supporter l'appel de courant à la mise sous tension du moteur, celui-ci peut être directement couplé au réseau ; il démarre avec ses caractéristiques naturelles, dans le cas contraire, le courant de démarrage doit être limité. Pour cela, on peut agir pendant la durée de démarrage sur l'une des deux grandeurs suivantes :

- la tension d'alimentation du moteur (qu'il faudra réduire).
- la résistance des enroulements rotoriques (qu'il faudra augmenter)

3.4 Choix de démarrage

Le choix d'un démarrage est guidé par des critères économiques et techniques qui sont :

- Les caractéristiques mécaniques.
- Les performances recherchées.
- La nature du réseau d'alimentation électrique.
- L'utilisation du moteur existant dans le cas d'un rééquipement.
- La politique de maintenance de l'entreprise.
- Le coût de l'équipement.

3.5 Modes de démarrages

Il existe plusieurs modes de démarrages pour les moteurs asynchrones, chacun s'appuie sur des techniques permettant la réduction du courant de démarrage. Ces derniers présentent des avantages et des inconvénients. [8]

3.5.1 Démarrage direct

Le démarrage direct est plus simple, il ne peut être exécuté qu'avec le moteur asynchrone à cage, car celui à rotor bobine est utilisé pour l'entraînement des machines de grande puissance qui exigent un grand couple de démarrage. Les enroulements du stator sont directement liés au réseau. [8]

a-schéma de puissance

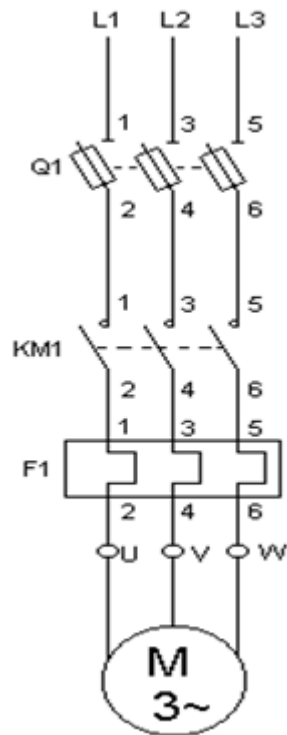


Figure (3.1) : Schéma de puissance de démarrage direct [8]

b-courbe caractéristique

Lors de démarrage direct le couple de démarrage est important, ce qui provoque un fort appel de courant compris entre 6 à 8 fois le courant nominales I_n

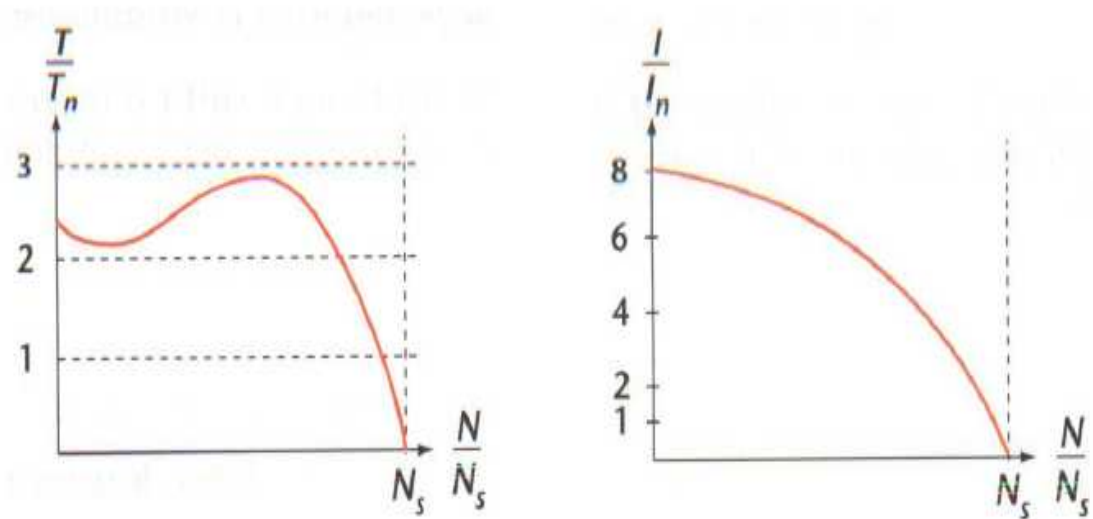


Figure (3.2) : Courbes caractéristique de démarrage direct [9]

c- Avantages

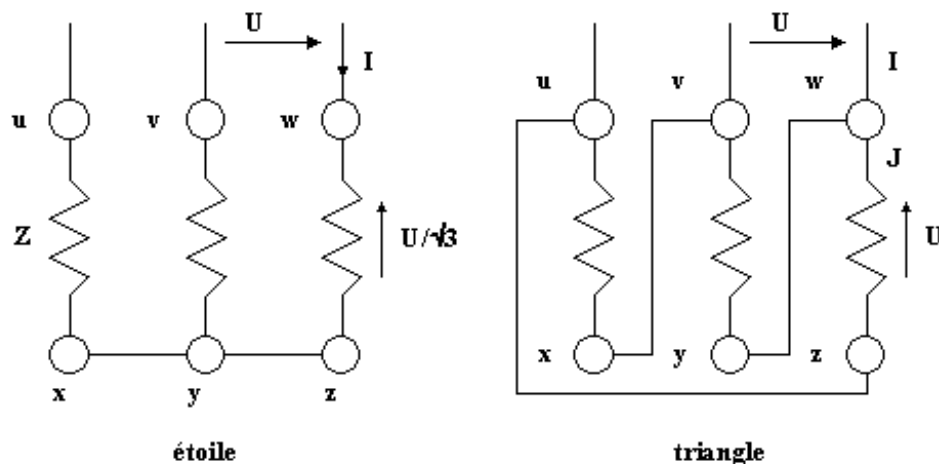
- Simplicité de l'appareillage.
- Démarrage rapide.
- Coût faible.

d-Inconvénients

- La pointe de courant lors de la mise sous tension est très élevée, de l'ordre de 4 à 8 fois le courant nominal
- Démarrage brusque : déconseillé si le démarrage doit être doux et progressif (tapis, transporteur, etc. ...)

3.5.2 Démarrage étoile-triangle

Ce mode de démarrage ne peut être utilisé qu'avec un moteur sur lequel les deux extrémités de chacun des trois enroulements statoriques sont ramenés sur la plaque à bornes. Par ailleurs le bobinage doit être réalisé de telle sorte que le couplage triangle corresponde à la tension de réseau. [8]



$$I = \frac{U}{\frac{\sqrt{3}}{Z}} \quad J = \frac{U}{Z} \quad I = J * \sqrt{3} = \sqrt{3} * \frac{U}{Z}$$

Figure (3.3) : bobinage étoile-triangle [8]

Le principe consiste à démarrer le moteur en couplant les enroulements en étoile sous la tension du réseau, ce qui revient à diviser la tension nominale du moteur en étoile par $\sqrt{3}$. La pointe de courant de démarrage est divisée par 3, le courant de démarrage égal à 1,5 à 2,6 le courant nominal.

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

La vitesse du moteur se stabilise quand le couple moteur et le couple résistant s'équilibrent, généralement entre 75% et 85% de la vitesse nominale, et le moteur rejoint ses caractéristiques naturelles.

Le passage du couplage étoile en couplage triangle est commande par un temporisateur. La fermeture du contacteur triangle s'effectue avec un retard de 30 à 50ms après l'ouverture de contacteur étoile pour éviter les courts-circuits entre phases. Le passage du couplage étoile au couplage triangle s'accompagne une pointe de courant transitoire très brève mais très important. [8]

a-Schéma de puissance

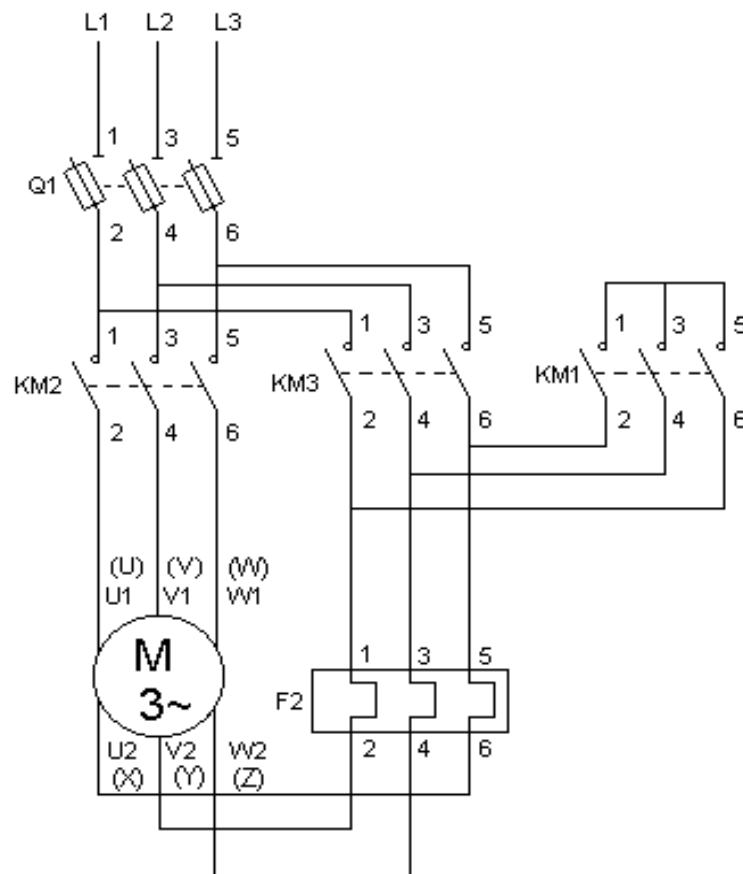


Figure (3.4) schéma de puissance de démarrage étoile-triangle [8]

Le démarrage s'effectue en deux étapes et dure 3 à 7 secondes :

- **Première étape : couplage étoile**

Les enroulements sont soumis à une tension $\frac{U}{3}$ et $\frac{U}{\sqrt{3}}$.

Le courant de démarrage I_d est réduit par rapport au démarrage direct. ($I_d = 1.3$ à $2.6 I_n$).

Le couple au démarrage est plus faible qu'en démarrage direct (0.2 à $0.5 C_n$).

- **Deuxième étape : couplage triangle**

Quand le moteur est lancé, on passe au couplage triangle. La surintensité qui en résulte est moins importante qu'en démarrage direct et le moteur atteint sa vitesse nominale à pleine tension. [8]

b-Courbes caractéristiques

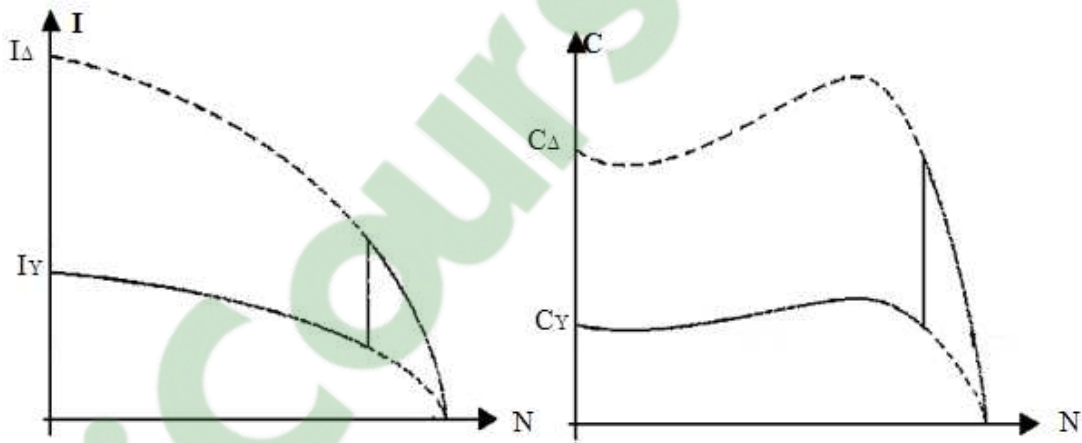


Figure (3.5) : courbes caractéristiques de démarrage étoile-triangle [8]

c-Avantages :

- Démarreur relativement peu onéreux.
- Le courant de démarrage est plus faible qu'en direct et donc moins perturbant pour le réseau.

d-inconvénients :

- Couple de démarrage faible
- Coupure de l'alimentation et courants transitoires importants au passage Etoile/triangle

3.5.3 Démarrage par autotransformateur

Le moteur est alimenté sous tension réduite par l'intermédiaire d'un autotransformateur qui est mis hors circuit quand le démarrage est terminé. Le démarrage s'effectue en trois temps :

Dans un premier temps, l'autotransformateur est d'abord couplé en étoile, puis le moteur est couplé au réseau à une partie des enroulements de l'autotransformateur.

Avant de passer au couplage pleine tension, l'étoilage est ouvert et la vitesse d'équilibre est atteinte à la fin du premier temps.

Le couplage en pleine tension intervient après le deuxième temps, généralement très court (une fraction de seconde), puis l'autotransformateur est mis hors circuit.

Le courant et le couple de démarrage varient dans les mêmes proportions. Le courant de démarrage égal à 1,7 à 4 fois le courant nominal, le couple de démarrage égale à 0,5 à 0,85 fois le couple nominal. [8]

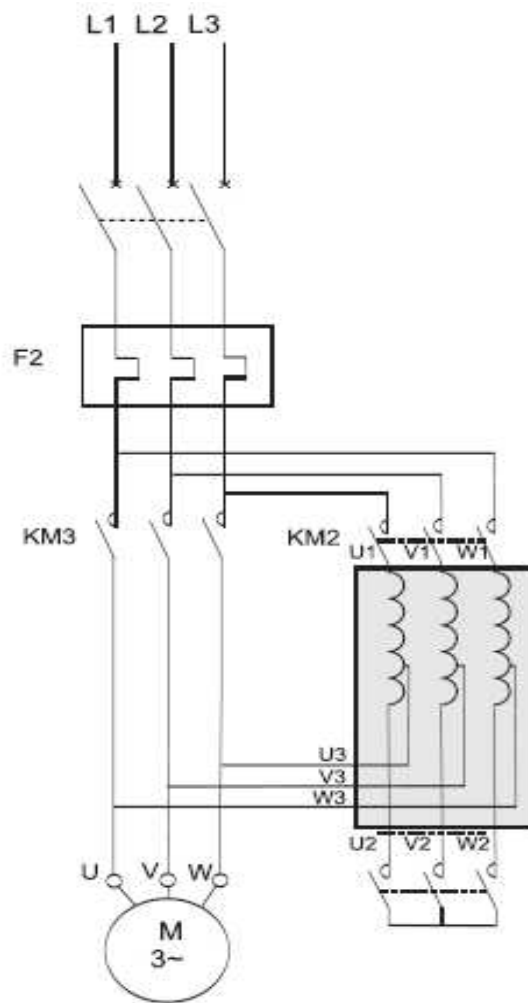


Figure (3.6) : Démarrage par autotransformateur [11]

Au moment de démarrage, la tension est réduite au moyen d'un autotransformateur.

- 1- 1^{er} temps : l'autotransformateur est couplé en étoile et le moteur est alimenté à tension réduite
- 2- 2^{ème} temps : Ouverture du l'étoilage, seul la self de la partie supérieure de l'enroulement limite le courant
- 3- 3^{ème} temps : l'alimentation du moteur sous pleine tension.

b-courbes caractéristiques :

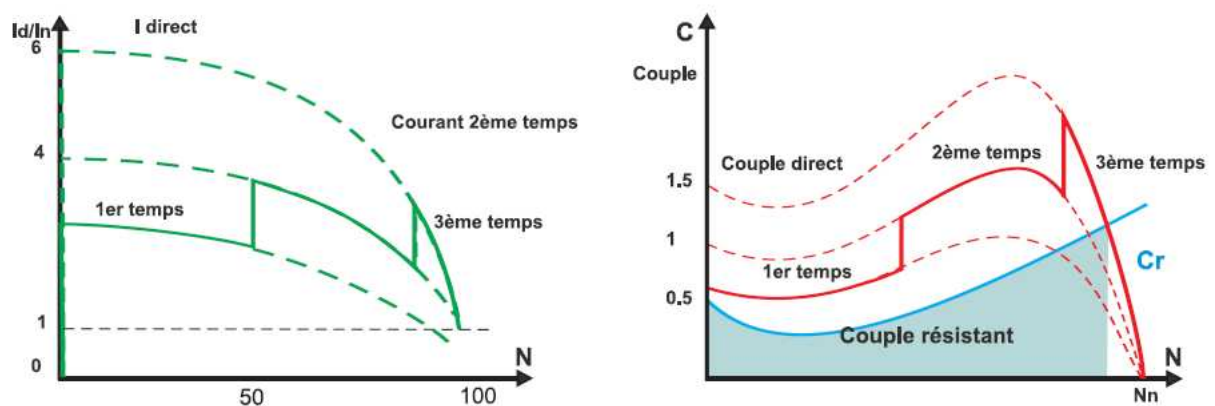


Figure (3.7) : Courbes caractéristique de démarrage par autotransformateur [11]

c- avantages :

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

d-inconvénients :

- Prix d'achat élevé de l'équipement.

3.5.4 Démarrage par élimination des résistances statorique

L'alimentation sous tension réduite du moteur pendant le premier temps de démarrage est obtenu par la mise en série avec chaque phase du stator d'une résistance, qui est ensuite court-circuitée généralement au même temps. Le couple initial de démarrage est relativement faible (valeur typique ; 0,75 fois le couple nominal). Pour une pointe de courant encore plus important (valeur typique ; 4,5 fois le courant nominal). [8]

La tension appliquée aux bornes du moteur ne reste pas constante pendant la période d'accélération. L'intensité est maximale lorsque le moteur est mis sous tension et diminue au fur et à mesure que le moteur accélère ; la chute de tension aux bornes des résistances diminue et la tension aux bornes du moteur augmente progressivement. [8]

a-schéma de puissance

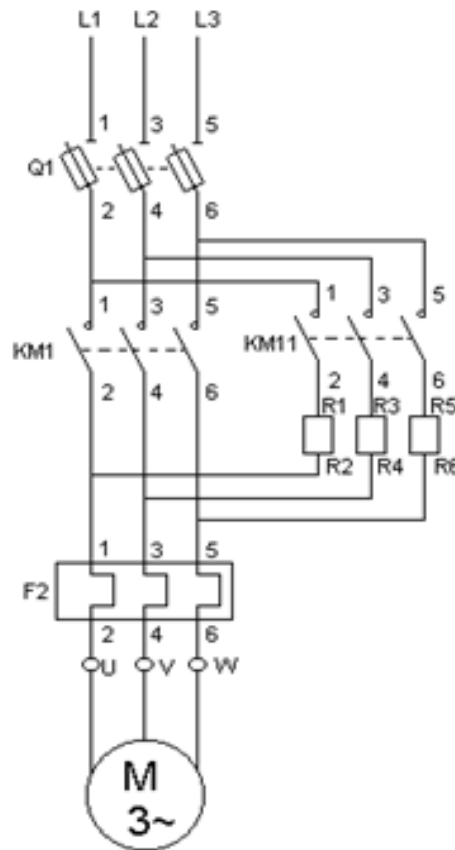


Figure (3.8) Schéma de puissance de démarrage par élimination des résistances statorique. [8]

Le démarrage s'effectue en 2 temps et dure entre 7 et 12s :

- ✓ Dans le premier temps, on met en série avec chaque phase du stator une résistance (Fermeture de KM11).
- ✓ Dans le second temps, on court-circuite les résistances (Fermeture de KM1).

b-courbes caractéristiques [11]

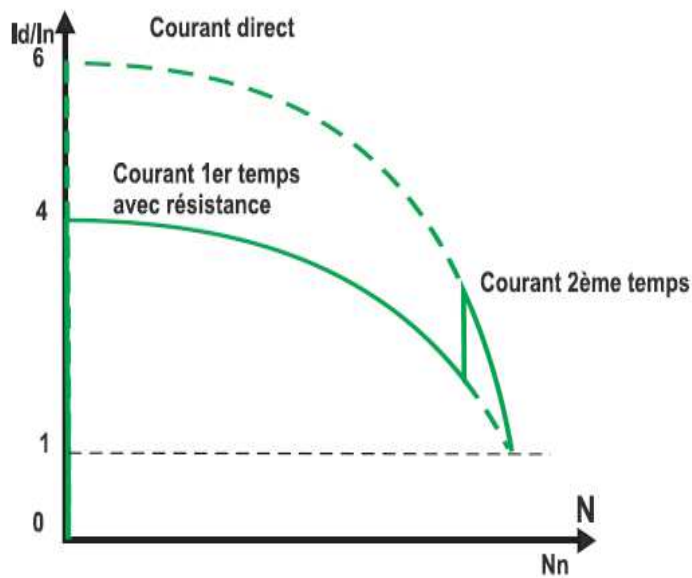
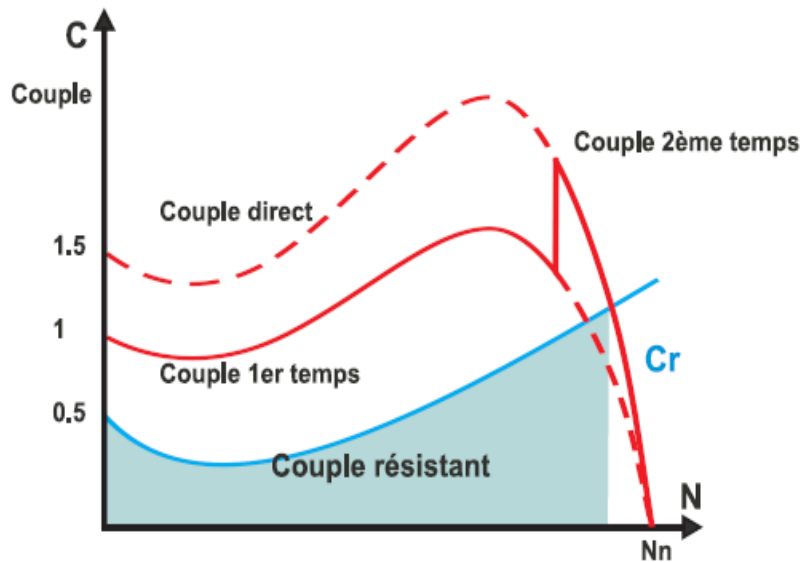


Figure (3.9) Courbes caractéristiques de démarrage par élimination des résistances statorique

c- avantages :

- Pas de coupure d'alimentation pendant le démarrage.
- Forte réduction des pointes de courant transitoires (à ne pas confondre avec courant de démarrage).

- Possibilité de réglage des valeurs au démarrage.

d- inconvénients :

- Perte de puissance dans les résistances.
- Perte de couple important.
- Le courant de démarrage est encore élevé ($4,5 I_n$).

3.5.5 Démarrage par élimination des résistances rotorique

Ce mode de démarrage est utilisé que pour les moteurs à bague. Un moteur à bague ne peut ne peut démarrer en un temps, enroulements rotoriques court-circuités sans provoquer de pointes de couple et de courant inadmissible.

Il est nécessaire, tout en alimentant le stator sous la pleine tension du réseau d'insérer dans le circuit rotorique un ensemble de résistances qui seront ensuite court-circuitées progressivement. [8]

Le calcul de la résistance à insérer dans chaque phase permet de déterminer de façon rigoureuse la courbe couple vitesse obtenue par un couple donné. La vitesse est d'autant plus basse que la résistance est élevée. Il en résulte que celle-ci doit être insérée en totalité au moment de démarrage. La pleine vitesse est atteinte lorsque les résistances sont entièrement court-circuitées. Le courant absorbé est sensiblement proportionnel au couple fourni ; ou du moins juste supérieur à cette valeur. [8]

a-schéma de puissance : [10]

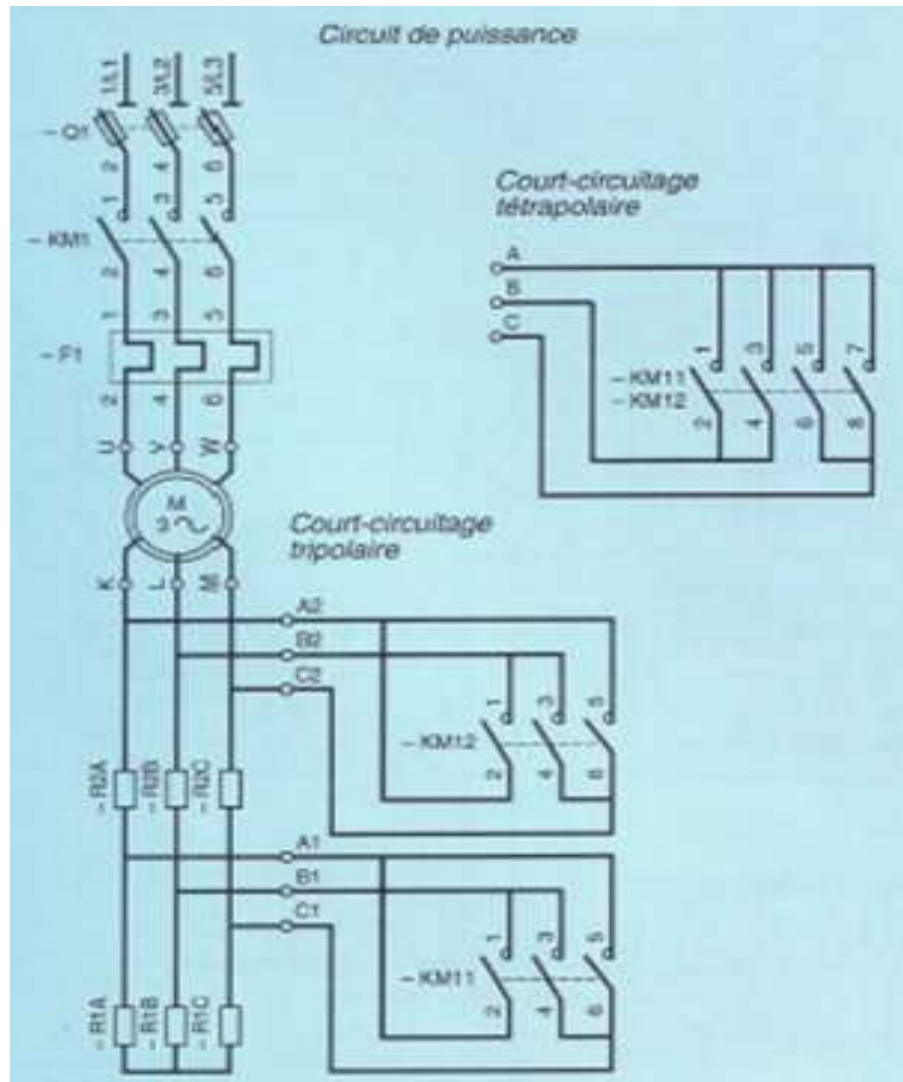


Figure (3.10) Schéma de puissance de démarrage par élimination des résistances rotorique

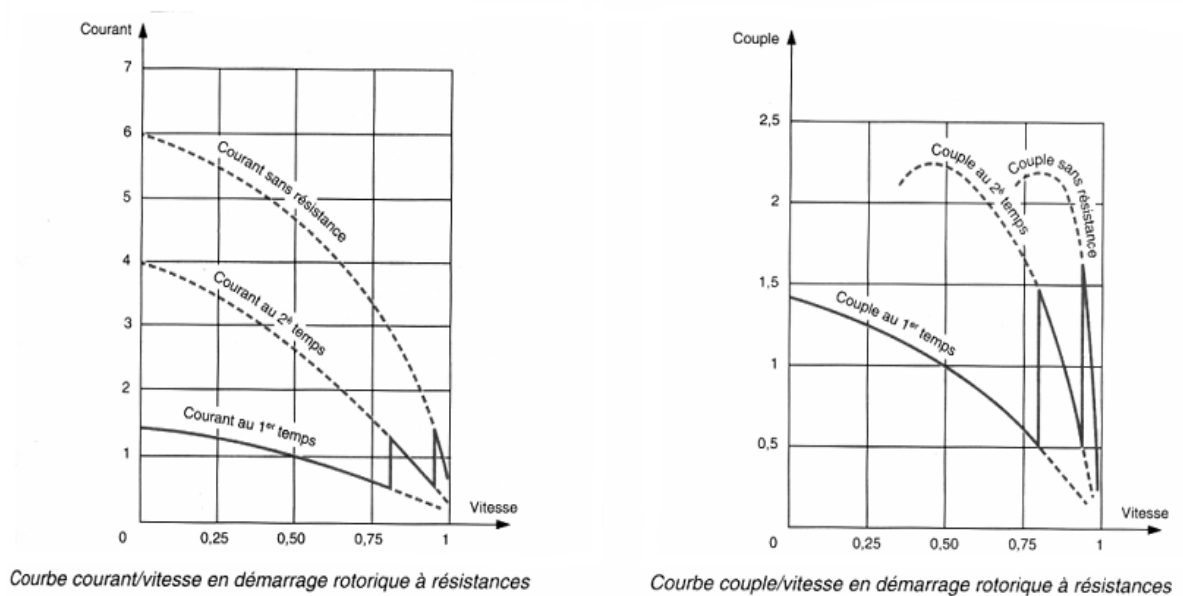
b-courbes caractéristiques : [10]

Figure (3.11) Courbes caractéristiques de démarrage par élimination des résistances rotoriques.

c- avantages :

- L'appel de courant est pour un couple de démarrage donné le plus faible par rapport à tous les autres modes de démarrage.
- La possibilité de choisir par construction le couple et la durée de démarrage.

d-inconvénients :

- Nécessité d'un moteur à rotor bobiné.
- Equipement plus cher.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé les différents types de démarrage des machines asynchrones ; ces démarrages ont des inconvénients qui ne répondent pas aux exigences requis pour le bon fonctionnement des stations de pompage. Pour cela l'entreprise d'Algérienne Des Eaux (ADE) a opté pour la solution de démarrage avec des variateurs de vitesse. Cela fera l'objet de notre étude dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Etude des variations de vitesse

4.1 Introduction :

Pour démarrer les moteurs électriques et contrôler leur vitesse, les démarreurs rhéostatiques, les variateurs mécaniques et les groupes tournants (Ward Leonard en particulier) ont été les premières solutions ; puis les démarreurs et les variateurs électroniques se sont imposés dans l'industrie comme la solution moderne, économique, fiable et sans entretien.

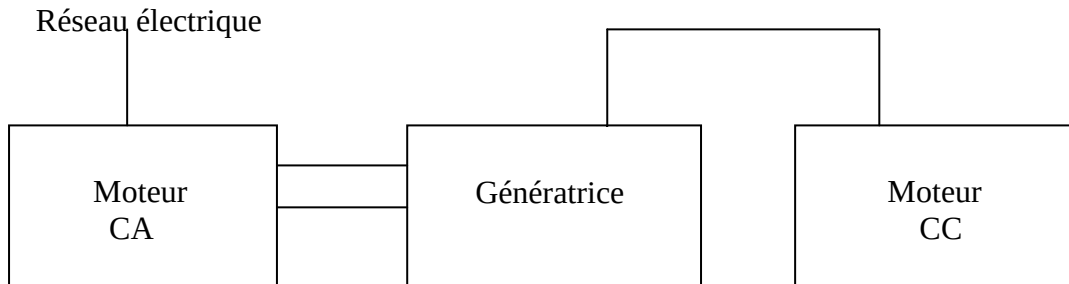


Figure 4.1. Schéma d'un groupe Ward Leonard

Un variateur électronique est un convertisseur d'énergie dont le rôle consiste à moduler l'énergie électrique fournie au moteur.

Les variateurs de vitesse assurent une mise en vitesse et une décélération progressive, ils permettent une adaptation précise de la vitesse aux conditions d'exploitation.

Les variateurs de vitesse sont de type redresseur contrôlé pour alimenter les moteurs à courant continu, ceux destinés aux moteurs à courant alternatif sont des convertisseurs de fréquence.

Historiquement, le variateur électronique pour moteur à courant continu a été la première solution proposée. Le progrès de l'électronique de puissance et de la microélectronique ont permis la réalisation de convertisseur de fréquence fiable et économique. Les convertisseurs de fréquence modernes permettent l'alimentation des moteurs asynchrones standards avec des performances analogues aux meilleurs variateurs de vitesse à courant continu. [12]

L'expression de la pulsation rotorique d'un moteur asynchrone est donnée par :

$$\Omega = \Omega_s (1-g) = \frac{\omega}{p} (1-g) = \frac{2\pi f}{p} (1-g) \quad (4.1)$$

Avec :

- g : glissement.
- p : nombre de paires de pôles.
- Ω : pulsation de rotor [rd/s].
- Ω_s : pulsation de synchronisation [rd/s].

- f : fréquence de la tension d'alimentation.
- w : pulsation de la tension d'alimentation.

De cette expression, nous pouvons déduire les paramètres sur lesquels il faudra agir pour obtenir des vitesses variables, à savoir :

- le nombre de paire de pôles.
- Le glissement.
- La fréquence d'alimentation.

Nous pouvons aussi modifier la vitesse en combinant deux ou les trois procédés.

4.2 Action sur le nombre de paires de pôles

On peut modifier le nombre de paires de pôles d'un enroulement en agissant sur la connexion des bobines. On obtient ainsi des divisions ou des multiplications par deux du nombre de paires de pôles.

4.2.1 Connexion des bobines :

Dans la grande vitesse, chaque phase est alimentée par son milieu, on obtient une marche à deux pôles, les courants sont en opposition dans les demi enroulements, et une tension simple aux bornes de chacun.

Dans la gamme des petites vitesses, les enroulements sont alimentés par les deux extrémités, ce qui correspond à une marche à quatre pôles.

La figure ci-dessous montre la possibilité de branchement des deux bobines de chaque phase du moteur. [13]

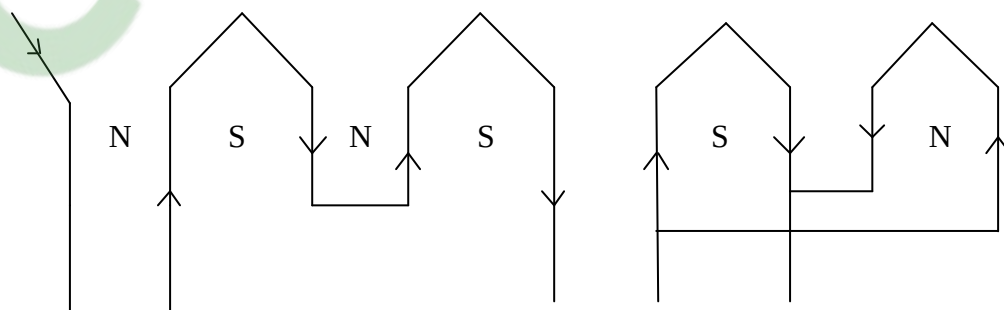


Figure.4.2.Branchement des bobines série / parallèle

Ce type de moteur possède deux bobines distinctes par phase, qui peuvent être couplées en série, donc elles créent 4 pôles. Si elles sont montées en parallèle où le sens de branchement est inverse, donc elles créent 2 pôles.

Donc on choisira la connexion de primaire, correspondant la grande et la petite vitesse, de sorte que la machine, en charge nominale fonctionne dans les deux cas avec son régime nominale. [13]

En conclusion, la modification du nombre de pôles ne permet qu'un nombre restreint de vitesses discrètes et non un réglage continu sur une plage étendue de vitesse. C'est toutefois suffisant dans un certain nombre de cas : machine à laver, appareils de levage ; ces derniers nécessitent deux vitesses : vitesse de levage rapide et une vitesse d'accostage lente.

4.3 Action sur le glissement

4.3.1. Action sur la tension d'alimentation

Dans le cas d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil, la seule façon de faire varier le glissement est d'agir sur la tension d'alimentation dont la fréquence est fixe.

L'équation montre qu'on peut modifier la vitesse d'alimentation d'un groupe moteur-charge en réglant la valeur de la tension primaire mais on ne peut pas sortir de l'intervalle $[\Omega_0, \Omega_s]$.

$$C_{em} = 3 E_2^2 \frac{p}{w} \left(r_2 \cdot g / (r_2^2 + (g \cdot w \cdot L_2)^2) \right). \quad (4.2)$$

La variation de la tension d'alimentation est obtenue par l'association d'un gradateur avec le moteur. Cette association est très simple ; il suffit d'interposer un gradateur triphasé entre le réseau et les bornes du moteur à cage. Le premier fonctionnement d'un gradateur consiste à réduire le couple moteur en réduisant la valeur efficace de la tension afin d'équilibrer le couple résistant à la vitesse désirée. Le réglage de la tension statorique se fait par action sur l'angle d'amorçage des thyristors. [13]

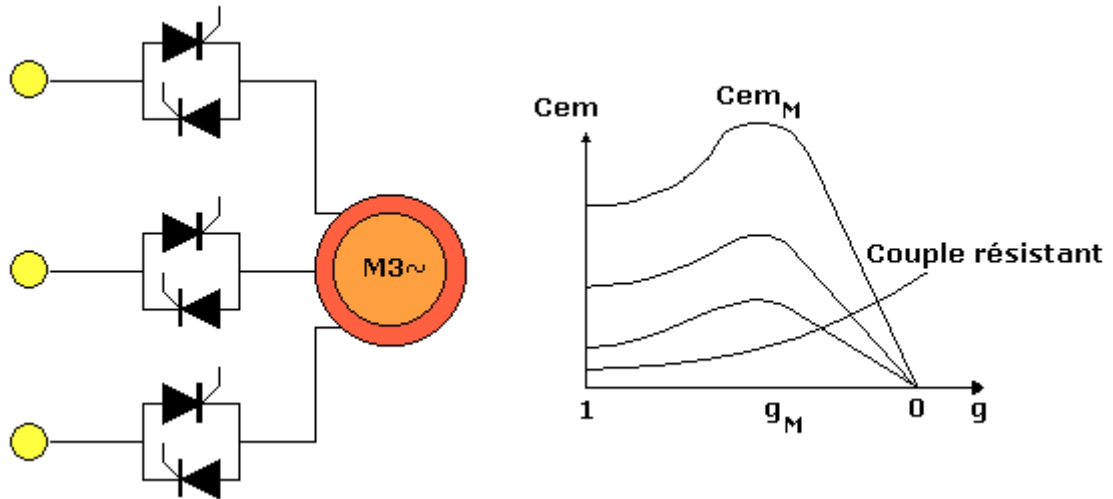


Figure.4.3.Montage gradateur-machine asynchrone [13]

La variation de la tension est obtenue en faisant varier le temps de conduction de ces thyristors au cours de chaque demi-période. Plus l'instant d'amorçage est retardée plus la valeur de la tension résultante est faible.

Cette association gradateur-machine asynchrone présente des avantages qui sont :

- Simplicité du montage.
- Commutations naturelles des composants.
- Utilisation des moteurs à cage.
- Fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

Et elle présente en même temps des inconvénients qui sont :

- Faible variation de vitesse.
- Utilisation limitée aux faibles puissances (quelques dizaine de KW), en raison de la dégradation de rendement avec la diminution de vitesse.

4.4 Action sur la fréquence de la tension d'alimentation

Pour obtenir une vraie variation de vitesse du moteur asynchrone, il faut faire varier la fréquence de sa tension d'alimentation.[13]

Pour obtenir à partir du réseau à tension et fréquence constantes, la tension de valeur et de fréquence variables appliquées, on peut utiliser :

- Soit la conversion directe qui consiste à construire les tensions appliquées à la machine par un échantillonnage convenable des tensions du réseau ; c'est la technique des cycloconvertisseurs.
- Soit la conversion indirecte avec passage par l'intermédiaire du continu ; on redresse les tensions du réseau, puis on ondule la tension redressée de façon à obtenir les tensions alternatives voulues et c'est le principe de fonctionnement d'un altivar.

4.4.1 Alimentation par un cycloconvertisseur

C'est un convertisseur de fréquence, dont la fréquence de sortie est faible devant celle du réseau d'alimentation ($1/3$ maximum). Le montage complet nécessite 36 thyristors pour une machine triphasée. Chaque enroulement de la machine est alimenté par deux ponts de thyristors montés en tête-bêche. On sait que la tension aux bornes d'un pont triphasé de thyristors est une fonction sinusoïdale de retard à l'amorçage des thyristors (à partir de l'instant d'amorçage naturelle). En faisant varier linéairement ce retard, chaque pont produit une tension moyenne à peu près sinusoïdale. On monte deux ponts tête-bêche afin de produire les deux alternances de chaque tension d'alimentation. [13]

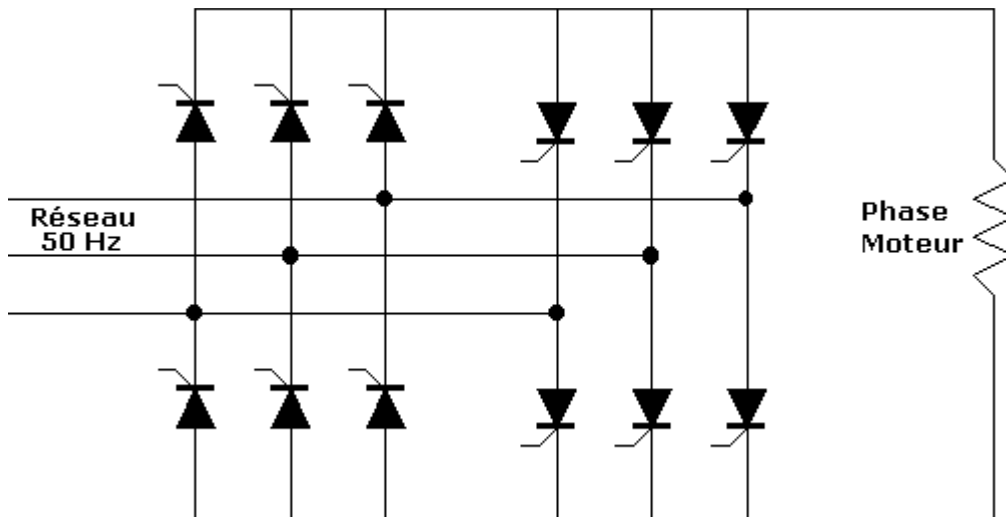


Figure.4.4 Montage d'un cycloconvertisseur [13]

Ce montage présente l'avantage d'être réversible, quand la machine passe de la marche en moteur à celle de fonctionnement en génératrice asynchrone, il n'y a aucune discontinuité dans la commande.

Il présente en même temps des inconvénients qui sont :

- Il renvoie au réseau des courants harmoniques importants.
- Il ne fournit que des fréquences de sortie notamment inférieures à la fréquence du réseau d'alimentation (généralement, on ne peut pas dépasser 1/3 de celle-ci).

4.4.2 Alimentation par redresseur-onduleur

La plupart des convertisseurs statiques utilisés dans les variateurs de vitesses de machine asynchrone sont constitués par la mise en cascade d'un redresseur à diodes et d'un onduleur de tension à MLI. L'inconvénient de cette association est la génération de perturbation basse fréquence sur le réseau électrique. De plus, le redresseur à diodes n'étant pas réversible, il est impossible de récupérer l'énergie de freinage de la charge, énergie dissipé alors dans des résistances (pertes). Une des solutions envisagée pour améliorer les performances des variateurs consiste à remplacer le redresseur à diodes par un redresseur commandé par modulation de largeur d'impulsion MLI. [14]

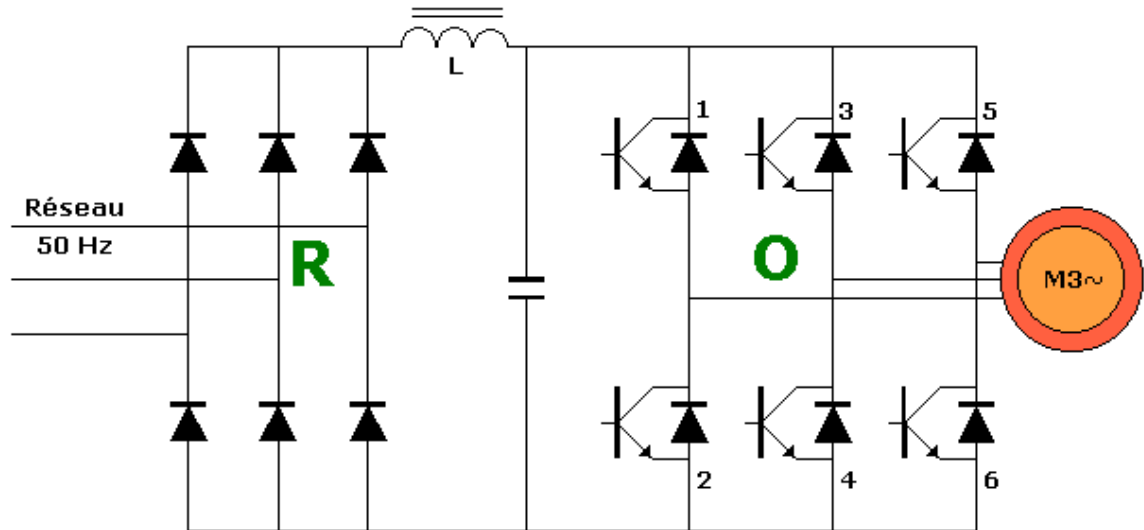


Figure.4.5. Montage redresseur onduleur [13]

L'avantage de cette solution est de pouvoir prélever sur le réseau des courants quasi sinusoïdaux, et de pouvoir renvoyer l'énergie de freinage sur le réseau, augmentant ainsi le rendement globale de système (efficacité énergétique). En contrepartie, la présence d'un convertisseur MLI supplémentaire induit plus de perturbations haute fréquence sur le réseau (pollution électromagnétique), d'où la nécessité d'utiliser un filtre CEM (compatibilité électromagnétique) ayant un dimensionnement plus important. [14]

4.5 Le variateur de vitesse

Le variateur de vitesse est un convertisseur d'énergie dont le rôle consiste à moduler l'énergie électrique fournie au moteur.

Les variateurs de vitesse assurent une mise en vitesse et une décélération progressive, ils permettent une adaptation précise de la vitesse aux conditions d'exploitation. Les variateurs de vitesse sont de type redresseur contrôlé pour alimenter les moteurs à courant continu, ceux destinés aux courants alternatifs sont des convertisseurs de fréquence. [12]

4.5.1 Principe de fonctionnement

4.5.1.1 Accélération contrôlée

La mise en vitesse du moteur est contrôlée au moyen d'une rampe d'accélération linéaire en « S ». Cette rampe est généralement réglable et permet par conséquent de choisir le temps de mise en vitesse approprié à l'application. [12]

4.5.1.2 Variation de vitesse

Un variateur de vitesse peut ne pas être en même temps régulateur. Dans ce cas, c'est un système, rudimentaire, qui possède une commande élaborée à partir des grandeurs électriques du moteur avec amplification de puissance, mais sans boucle de retour ; il est dit « en boucle ouverte ». [12]

4.5.1.3 Régulation de vitesse

Un régulateur de vitesse est un variateur asservi. Il possède un système de commande avec amplification de puissance et une boucle de retour : il est dit « en boucle fermée ».

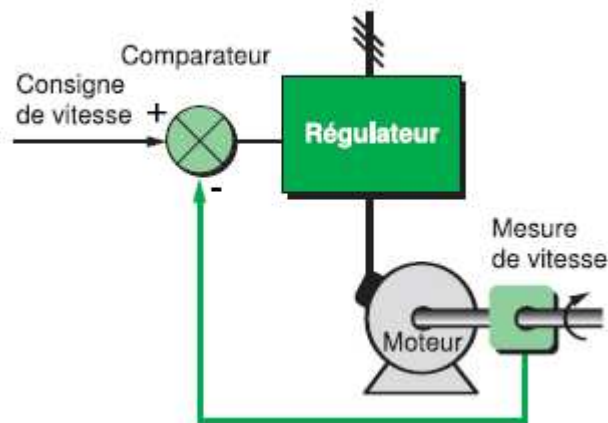


Figure.4.6. Structure générale d'un variateur de vitesse [12]

La vitesse du moteur est définie par une consigne. La valeur de cette consigne est en permanence comparée à un signal de retour. Ce signal est délivré par une génératrice tachymétrique ou un générateur d'impulsion monté en bout d'arbre du moteur ou encore par un estimateur qui détermine la vitesse du moteur à partir de grandeurs électriques disponibles dans le variateur. Les convertisseurs de fréquence alimentant les moteurs asynchrones en sont fréquemment dotés. Si un écart détecté suite à une variation de la vitesse, les grandeurs appliquées au moteur (tension et/ou fréquence) sont automatiquement corrigées de façon à ramener la vitesse à sa valeur initiale.

Grace à la régulation, la vitesse est pratiquement insensible aux perturbations. La précision d'un régulateur est généralement exprimée en % de la valeur nominale de la grandeur à régler. [12]

4.5.1.4 Décélération contrôlée

Les variateurs de vitesse permettent de contrôler la décélération au moyen d'une rampe linéaire ou en « S », généralement indépendante de la rampe d'accélération.

Cette rampe peut être réglée de manière à obtenir un temps de passage de la vitesse en régime établi à une vitesse intermédiaire ou nulle. [12]

- Si la décélération désirée est plus rapide que la décélération naturelle, le moteur doit développer un couple résistant qui vient s'ajouter au couple résistant de la machine, on parle alors de freinage électrique qui peut s'effectuer soit par renvoi d'énergie au réseau d'alimentation, soit par dissipation dans une résistance de freinage.
- Si la décélération désirée est plus lente que la décélération naturelle. Le moteur doit développer un couple moteur supérieur au couple résistant de la machine et continuer à entraîner la charge jusqu'à l'arrêt.

4.5.1.5 Inversion du sens de marche

L'inversion de la tension d'alimentation (variateur pour moteur à courant continu) ou l'inversion de l'ordre des phases d'alimentation du moteur est réalisée automatiquement, soit par inversion de la consigne à l'entrée, soit par un ordre logique sur une borne, soit par une information transmise par une connexion du réseau. La majorité des variateurs actuels pour moteurs alternatifs permettent cette fonction standard. [12]

4.5.1.6 Freinage d'arrêt

Ce freinage consiste à arrêter un moteur sans pour autant contrôler la rampe de ralentissement. Pour les variateurs de vitesses pour moteurs asynchrones, ceci est réalisé de manière économique en injectant du courant continu dans le moteur avec un fonctionnement particulier de l'étage de puissance. Toute l'énergie mécanique est dissipée dans le rotor de la machine, et de ce fait, ce freinage ne peut être qu'intermittent. Sur un variateur pour un moteur à courant continu, cette fonction sera assurée en connectant une résistance aux bornes de l'induit. [12]

4.5.1.7 Protection intégrées

Les variateurs modernes assurent en général la protection thermique des moteurs et leurs propres protections. A partir de la mesure du courant et d'une information sur la vitesse (si la ventilation du moteur dépend de sa vitesse de rotation), un microprocesseur calcule l'élévation de température du moteur et fournit un signal d'alarme ou de déclenchement en cas d'échauffement excessif. [12]

4.5.1.8 Architecture d'un variateur de vitesse

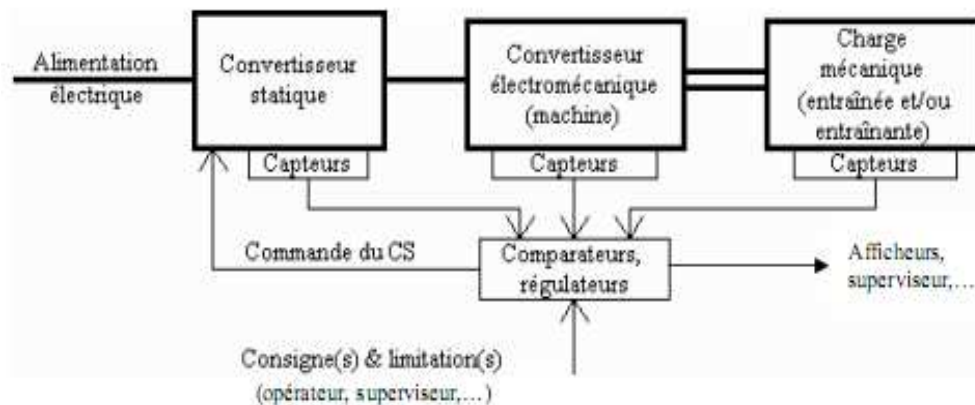


Figure.4.7. architecture d'un variateur de vitesse. [15]

4.5.1.9 Description de fonctionnement d'un Altivar

La tension alternative triphasée est convertie en tension continue par l'intermédiaire du pont redresseur et de condensateur de filtrage. Cette tension continue est alors découpée par un pont onduleur à thyristors. L'ajustage de largeur des impulsions et leur répétitions permet d'ajuster l'alimentation du moteur en tension et en fréquence afin de garantir un rapport tension/fréquence constant dans le moteur.

Un signal externe de vitesse est transmis au bloc de commande ASIC (action par microprocesseur). Le bloc de commande, après comparaison des signaux interne et externe, actionne la commande des transistors.

- Structure du schéma interne du variateur ATV31

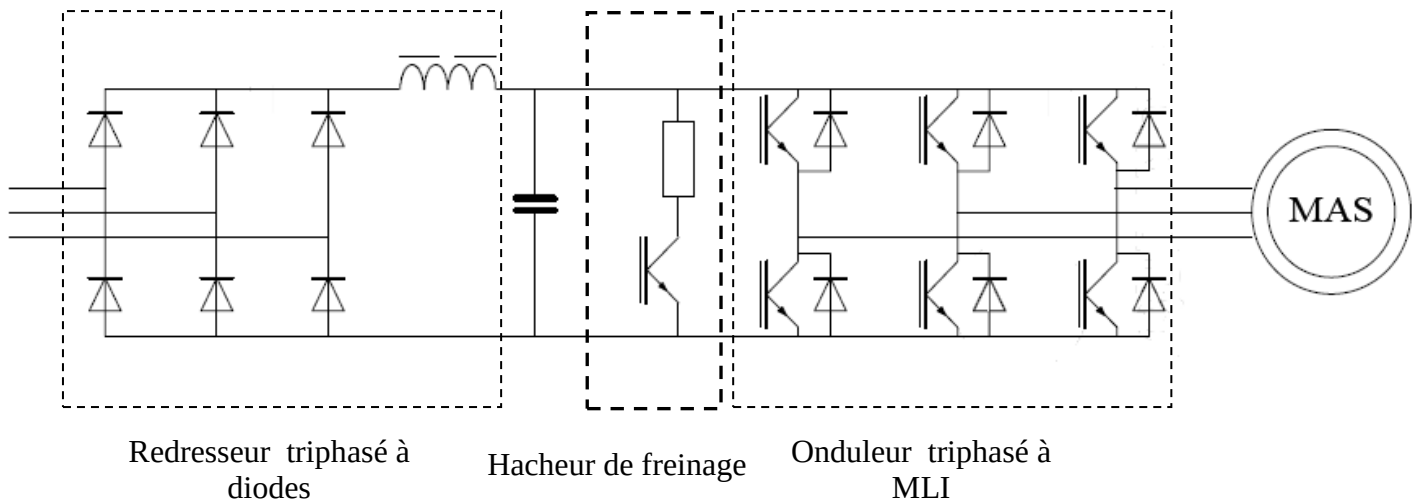


Figure (4.8) : Structure du schéma interne du variateur de vitesse.

4.5.2 Altivar :

Après avoir effectuée une étude des variations de la vitesse des machines asynchrones, on va faire une étude sur les altivars qui sont utilisées dans le système de commande. L'altivar est un convertisseur de fréquence pour moteur asynchrone triphasé à cage de puissance comprise entre 0.18 KW jusqu'à 500 KW tout dépendra des caractéristiques des moteurs et aussi les types d'installation.

Pour notre système on a utilisé deux types des altivar : altivar 31 et altivar 71. [15]

4.5.2.1 Altivar 31 :

Le variateur altivar 31 est un convertisseur de fréquence pour moteur asynchrone triphasé à cage. L'altivar 31 est robuste peu encombrant facile à mettre en œuvre.[15]

Il intègre des fonctions répondant aux applications les plus courantes notamment :

- Manutention (petit convoyeurs, palans,.....)
- Machine d'emballage et de conditionnement.
- Machines spécialisés (mélangeurs, malaxeurs, machines textiles,...)
- Pompes, compresseurs, ventilateurs.

Les variateurs altivar 31 sont proposés pour les puissances moteurs comprises entre 0,18 KW et 15 KW, avec quatre types d'alimentation :

- 200 V à 240 V monophasé, de 0.18 KW à 2.2 KW.
- 200 V à 240V triphasé, de 0,18 KW à 15 KW.

- 380 V à 500 V triphasé de 0,37 KW à 15 KW.
- 525 V à 600V triphasé de 0,75 KW à 15 KW.

4.5.2.2 Schéma d'alimentation en triphasé d'Altivar 31

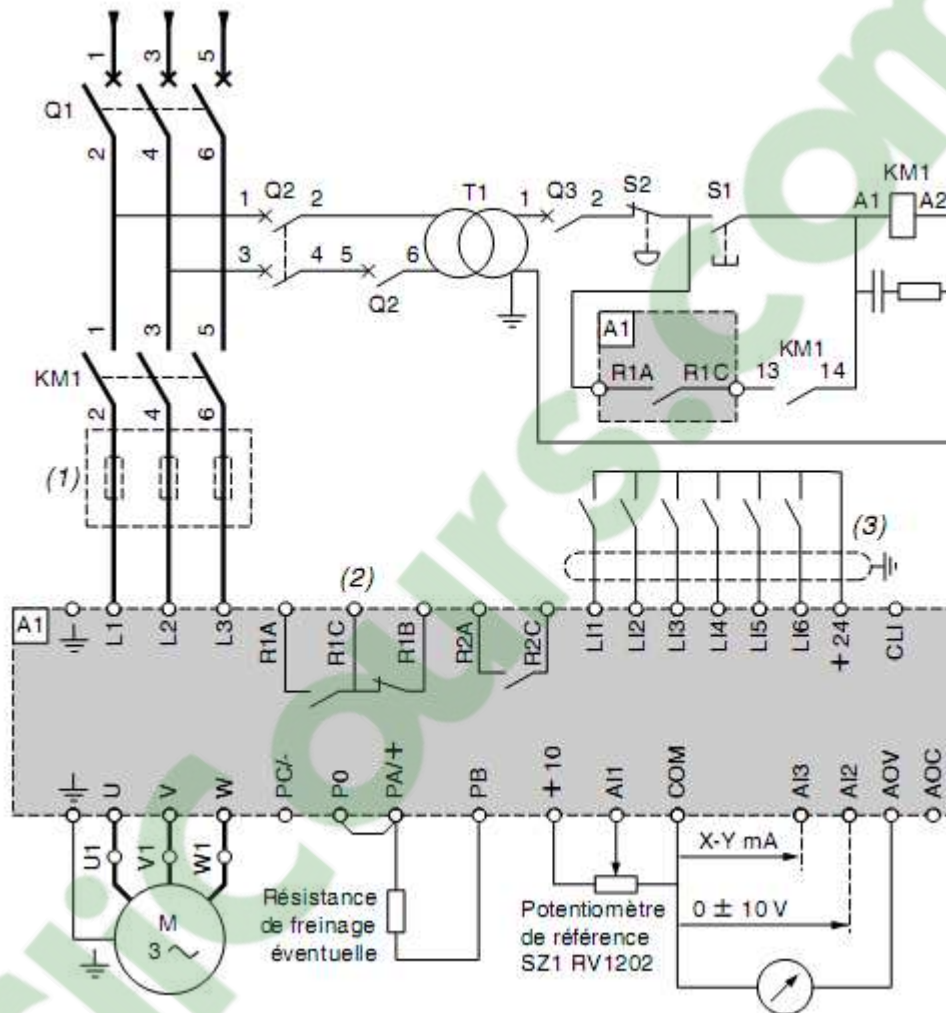


Figure (4.9) : schéma d'alimentation en triphase d'Altivar 31. [15]

4.5.2.2 Altivar 71

La gamme de variateur de vitesse Altivar 71 permet de satisfaire les exigences les plus fortes grâce à différents types de commandes moteur et à des nombreuses fonctionnalités intégrées. Elle est adaptée aux entraînements les plus exigeants :

- Couple et précision de vitesse à très basse vitesse, dynamique élevée avec control vectoriel de flux avec ou sans capteur.
- Gamme de fréquence étendue pour les motrices hautes vitesses.

- Mise en parallèle des moteurs et d'entrainements spéciaux grâce à la loi tension/fréquence.
- Précision de vitesse statique et économie d'énergie pour les moteurs synchrone en boucle ouvert.
- Souplesse sans à coup pour les machines à balourd avec l'ENA system (énergie adaptation système).

La gamme de variateur de vitesse Altivar71 couvre les puissances motrices comprises entre 0.37 KW et 500 KW avec trois types d'alimentation :

- 200 V à 240 V monophasé, de 0.37 KW à 5.5 KW.
- 200 V à 240 V triphasé, de 0.37 KW à 75 KW.
- 380 V à 480 V triphasé, de 0.75 KW à 500 KW.

4.5.2.3 Schéma d'alimentation en triphasé d'Altivar 71

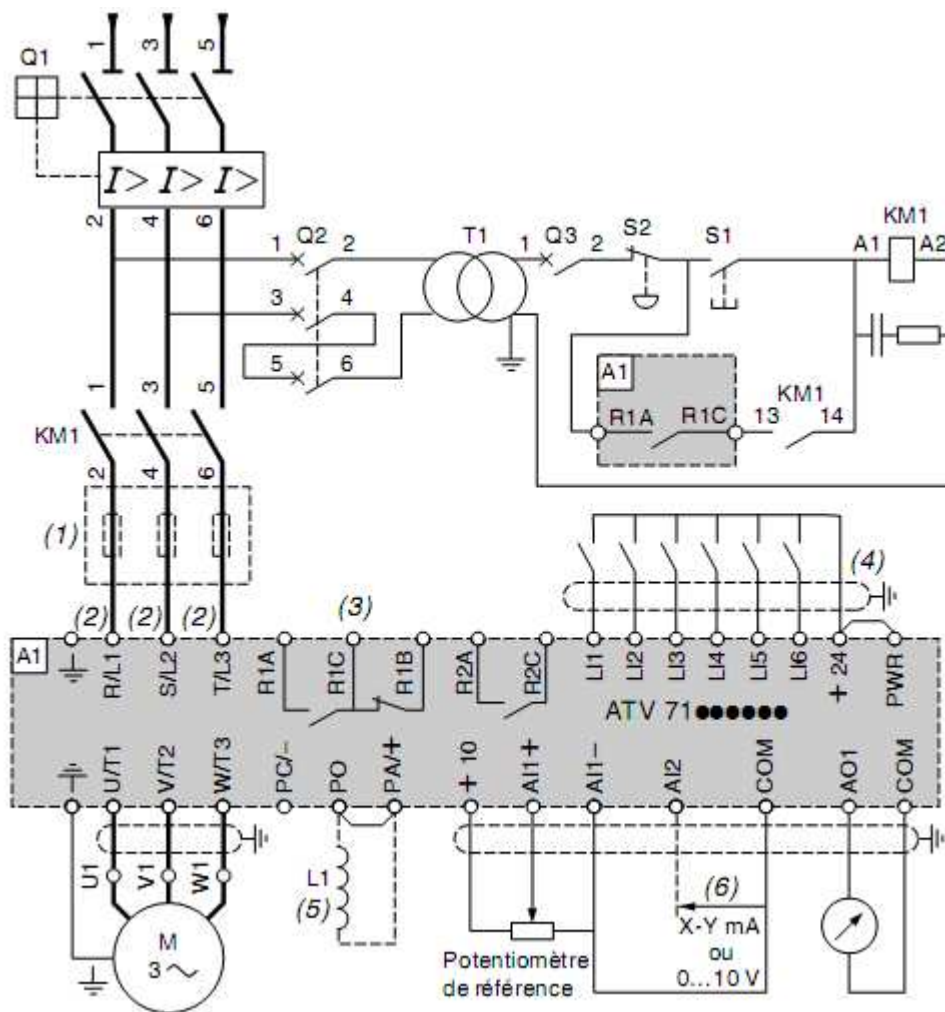


Figure (4.10) : schéma d'alimentation en triphasé d'Altivar 71. [15]

4.6 Simulation du fonctionnement de la machine asynchrone avec Aaltivar

Après avoir introduit le système dans l'outil de simulation MATLAB/ SIMULINK, on pourra ainsi prévoir le comportement de la machine asynchrone avec Altivar sur un démarrage franc avec un échelon de couple.

Les résultats de simulation qu'on montrera, sont obtenus après simulation d'un démarrage du moteur asynchrone à rotor bobiné avec altivar alimenté par un réseau d'alimentation de tension et de fréquence fixes.

L'altivar 31 et Altivar 71 ont les mêmes principes de fonction, la différence entre les deux variateurs est que l'Altivar 71 alimente la puissance des machines asynchrone plus élevé que la puissance des machines asynchrones alimentées par l'Altivar 31.

L'essai est fait au niveau du laboratoire (TEC 423), du département d'électrotechnique, à cause de la disponibilité de l'Altivar 31 et la machine asynchrone qui ont les mêmes caractéristiques que celle qui se trouve au niveau de la station, ses paramètres ainsi que sa plaque signalétique sont donnés en annexe.

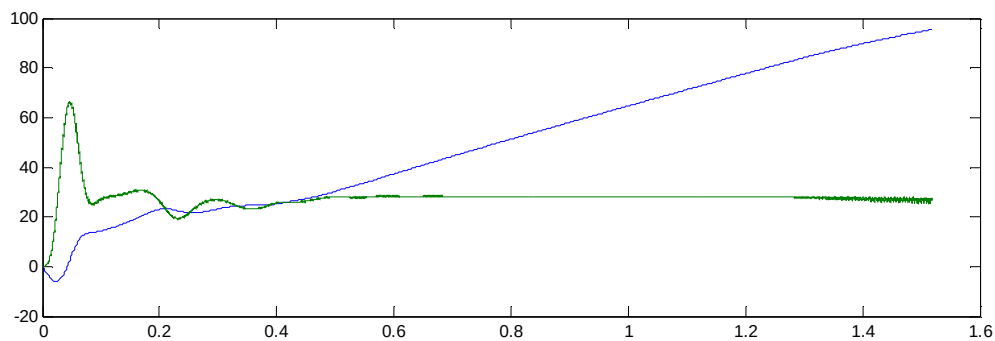


Figure 4.11 Couple-vitesse démarrage $V/F=cst$

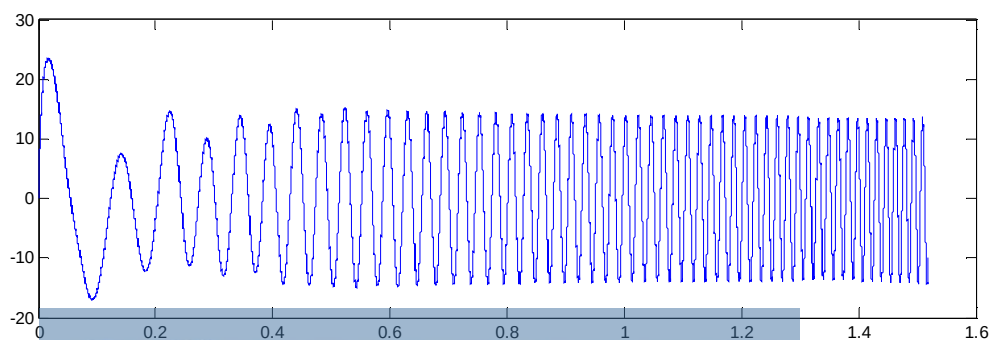


Figure 4.12 Courant démarrage $V/F=cst$

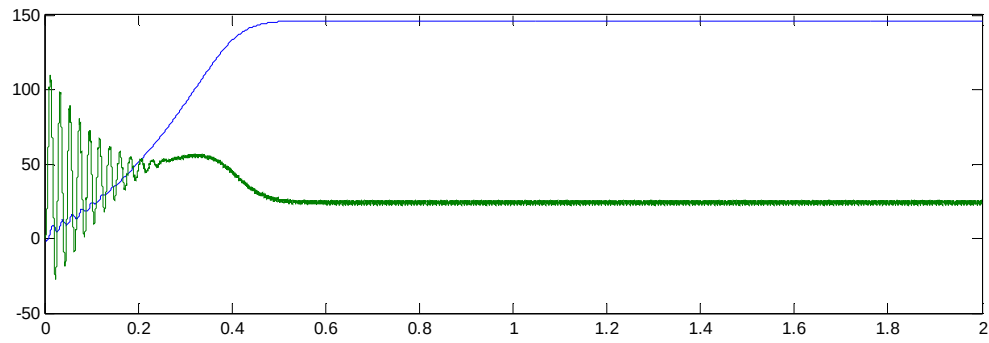


Figure 4.13 Démarrage plein tension

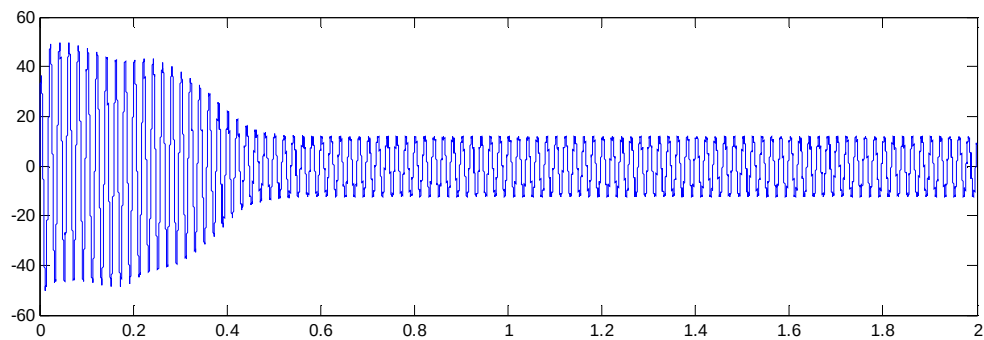


Figure 4.14 Courant plein tension

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre et d'après les résultats de simulation on voit que le variateur de vitesse donne des résultats très fiable et acceptable dans le démarrage des moteurs et il annule tout les inconvénients de démarrage qu'on a traité dans le chapitre précédent.

Conclusion générale

Conclusion générale

Pour mettre en œuvre la variation de vitesse des moteurs asynchrones, beaucoup de solutions sont offertes. Si le choix de l'entreprise d'Algérienne Des Eaux (ADE) a été porté sur variateur de vitesse, c'est parce qu'il est toujours d'actualité et c'est la solution privilégiée par la plupart des installations des stations de pompage.

L'étude d'un variateur de vitesse offre des performances statiques acceptables, c'est pour cette raison que notre travail consiste à étudier et simuler un variateur de vitesse d'un moteur asynchrone à rotor bobiné.

Pour mettre en évidence les caractéristiques du moteur asynchrone à fréquence variable, l'élément principal dans cette chaîne d'entraînement à vitesse variable est l'onduleur de tension, la stratégie de commande associée à ce dernier est la modulation vectorielle, elle nous a permis une diminution d'harmoniques de courant considérable et une bonne plage de variation du fondamental de la tension.

Les résultats obtenus jusqu'ici montrent effectivement qu'un couple élevé peut être obtenu à n'importe quelle vitesse, même à basses vitesses,

La reconstruction de la caractéristique de variation de vitesse pour les différents cas considérés, confirme la concordance des résultats de simulation et pratiques, mais elle nous a permis de conclure que le variateur utilisé pour effectuer différents essais fonctionne avec une loi de commande munie d'une compensation de la chute de tension.

Néanmoins, malgré cette amélioration de la commande, le couple en régime transitoire n'est pas maîtrisé.

Le moteur asynchrone présente toutefois quelques difficultés supplémentaires à cause du glissement, sa vitesse mécanique différant de celle de l'alimentation et dépendant de la charge, il en est de même pour le couple, afin d'améliorer les performances dynamiques de variation de vitesse s'avère insuffisant, aujourd'hui le variateur de vitesse permet une bonne maîtrise du couple en régime transitoire, mais il faut payer le capteur de position.

Annexes

Plaque signalétique de la machine asynchrone à rotor bobiné

ROZZANO- MI –ITALIE
DE LORENZO

Moteur asynchrone -3- phases à bagues

Type	DL 2052	n° 07
Tension	220/380V	courant 13.5/7.8
Vitesse	1420 RPM	à 50Hz
Puissance nominale	3.5 KW	
Tension du rotor	220V	
Courant du rotor	8A	
Isolement F	$\cos \varphi$ 0.78	

Paramètres de la machine

Données pour la simulation de la machine asynchrone

Resistance statorique:

$$R_s = 1.3 \text{ ohm ;}$$

Resistance rotorique:

$$R_r = 0.88 \text{ ohm;}$$

Inductance cyclique statorique:

$$L_s = 0.171 \text{ Henry;}$$

Inductance cyclique rotorique:

$$L_r = 0.072 \text{ Henry;}$$

Inductance mutuelle:

$$M = 0.072 \text{ Henry;}$$

$$L_m = 3/2M;$$

Nombre de paires de pôles:

$$p=2;$$

Moment d'inertie:

$$j=0.069;$$

Coefficient de frottement:

$$f=0.0066;$$

Plaque signalétique du variateur de vitesse

ATV 31HU75N4
V1 7 IE 15
7.5KW/10 HP

U(V~)	380/500 Φ3	380/500 Φ3
F(Hz)	50/60	0.5/500
I(A)	27.7 max	17.0 622000ASCKL
	J 35 A max	

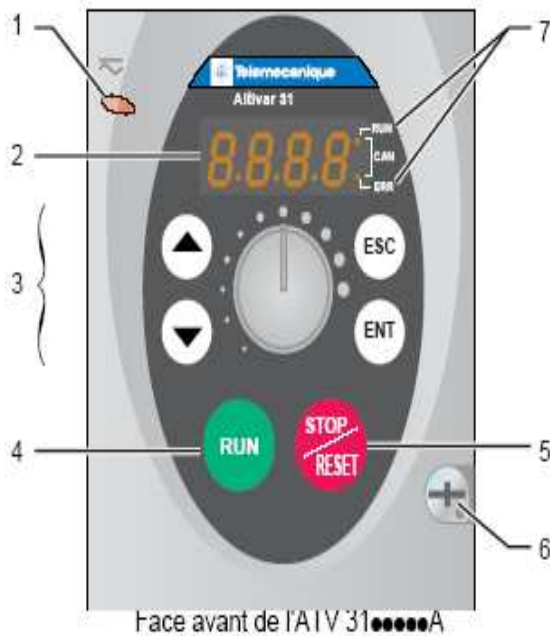
Altivar 31H

Guide d'installation

Variateurs de vitesse
pour moteurs asynchrones



Description de la face avant de l'ATV 31



Légende :

- 1 Le voyant rouge allumé indique que le bus continu est sous tension (symbole "≈")
- 2 Afficheur "7 segments" à 4 chiffres
- 3 Terminal de programmation central (le potentiomètre de référence est uniquement présent sur l'ATV 31.....A)
- 4 Touche "RUN", utilisée pour démarrer le moteur en mode avant (ATV 31.....A uniquement)
- 5 Touche "STOP/RESET", utilisée pour arrêter le moteur et réarmer les défauts actuels (ATV 31.....A uniquement)
- 6 Pour verrouiller / déverrouiller la face avant du variateur, il faut utiliser un tournevis plat ou cruciforme
- 7 Ces deux voyants, incorporés dans l'afficheur à 4 chiffres du variateur, signalent l'état des communications ("RUN") et la présence d'un défaut éventuel ("ERR") sur le bus CANopen

Références des variateurs

Tension d'alimentation triphasée : 380...500 V 50/60 Hz

Moteur triphasé 380...500 V

Moteur	Réseau (entrée)					Variateur (sortie)			Altivar 31
Puissance indiquée sur plaque (1)	Courant de ligne maxi (2)		Icc ligne présumé maxi	Puissance apparente	Courant d'appel maxi (3)	Courant nominal In (1)	Courant transitoire maxi (1) (4)	Puissance dissipée à charge nominale	Référence (5)
	en 380 V	en 500 V							
kW / HP	A	A	kA	kVA	A	A	A	W	
0,37 / 0,5	2,2	1,7	5	1,5	10	1,5	2,3	32	ATV31H037N4
0,55 / 0,75	2,8	2,2	5	1,8	10	1,9	2,9	37	ATV31H055N4
0,75 / 1	3,6	2,7	5	2,4	10	2,3	3,5	41	ATV31H075N4
1,1 / 1,5	4,9	3,7	5	3,2	10	3,0	4,5	48	ATV31HU11N4
1,5 / 2	6,4	4,8	5	4,2	10	4,1	6,2	61	ATV31HU15N4
2,2 / 3	8,9	6,7	5	5,9	10	5,5	8,3	79	ATV31HU22N4
3 / 3	10,9	8,3	5	7,1	10	7,1	10,7	125	ATV31HU30N4
4 / 5	13,9	10,6	5	9,2	10	9,5	14,3	150	ATV31HU40N4
5,5 / 7,5	21,9	16,5	22	15,0	30	14,3	21,5	232	ATV31HU55N4
7,5 / 10	27,7	21,0	22	18,0	30	17,0	25,5	269	ATV31HU75N4
11 / 15	37,2	28,4	22	25,0	97	27,7	41,6	397	ATV31HD11N4
15 / 20	48,2	36,8	22	32,0	97	33,0	49,5	492	ATV31HD15N4

Tension d'alimentation triphasée : 525...600 V 50/60 Hz

Moteur triphasé 525...600 V

Moteur	Réseau (entrée)					Variateur (sortie)			Altivar 31
Puissance indiquée sur plaque (1)	Courant de ligne maxi (2)		Icc ligne présumé maxi	Puissance apparente	Courant d'appel maxi (3)	Courant nominal In (1)	Courant transitoire maxi (1) (4)	Puissance dissipée à charge nominale	Référence
	en 525 V	en 600 V							
kW / HP	A	A	kA	kVA	A	A	A	W	
0,75 / 1	2,8	2,4	5	2,5	12	1,7	2,6	36	ATV31H075S6X
1,5 / 2	4,8	4,2	5	4,4	12	2,7	4,1	48	ATV31HU15S6X
2,2 / 3	6,4	5,6	5	5,8	12	3,9	5,9	62	ATV31HU22S6X
4 / 5	10,7	9,3	5	9,7	12	6,1	9,2	94	ATV31HU40S6X
5,5 / 7,5	16,2	14,1	22	15,0	36	9,0	13,5	133	ATV31HU55S6X
7,5 / 10	21,3	18,5	22	19,0	36	11,0	16,5	165	ATV31HU75S6X
11 / 15	27,8	24,4	22	25,0	117	17,0	25,5	257	ATV31HD11S6X
15 / 20	36,4	31,8	22	33,0	117	22,0	33,0	335	ATV31HD15S6X

(1) Ces puissances et ces courants sont donnés pour une température ambiante de 50 °C et une fréquence de découpage de 4 kHz, en utilisation en régime permanent. La fréquence de découpage est réglable de 2 à 16 kHz.
 Au delà de 4 kHz, le variateur diminuera de lui-même la fréquence de découpage en cas d'échauffement excessif. L'échauffement est contrôlé par une sonde CTP dans le module de puissance lui-même. Néanmoins, un déclassement doit être appliqué au courant nominal du variateur dans le cas où le fonctionnement au delà de 4 kHz doit être permanent.
 Les déclassements, en fonction de la fréquence de découpage, de la température ambiante et des conditions de montage, sont indiqués page 6.

(2) Courant sur un réseau ayant le "Icc ligne présumé maxi" indiqué.

(3) Courant de pointe à la mise sous tension, pour la tension maxi (500 V + 10 %, 600 V + 10 %).

(4) Pendant 60 secondes.

(5) Référence pour un variateur avec terminal intégré sans organe de commande. Pour un variateur avec potentiomètre de commande et boutons RUN / STOP, ajouter un A en fin de référence, exemple : ATV31H037N4A

Résultats de simulation

Les courbes présentées dans les figures suivantes ont été obtenus avec les paramètres suivants :

Pour l'onduleur,

- La fréquence de commutation est maintenue constante ($f_c = 4\text{KHz}$) ;
- La tension du bus continue est une source de tension continue constante ($U_c = 380\sqrt{2}\text{V}$), puis une tension redressée.

Pour le moteur,

Les paramètres ainsi que la plaque signalétique ont été relevés d'une machine asynchrone à rotor bobiné disponible au niveau du laboratoire de TEC 423 du département d'électrotechnique et donnés en annexe. Le rapport (V_s / f_s) est choisi de tel sorte à assurer au moteur un fonctionnement nominal, quelque soit la fréquence d'alimentation.

Les courbes ont été obtenues pour différentes valeurs de fréquence statorique f_s , mais on ne présente ici que celles obtenus pour trois valeurs de f_s : 50Hz.

Simulation avec tension du bus continu non parfaitement lissée

$F_s = 50\text{Hz}$

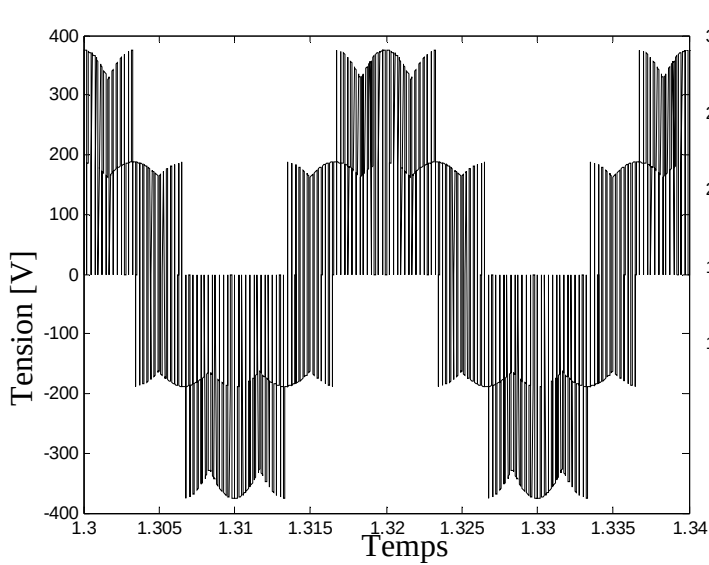


Figure (4.22) : Allure de la tension de phase en fonction du temps.

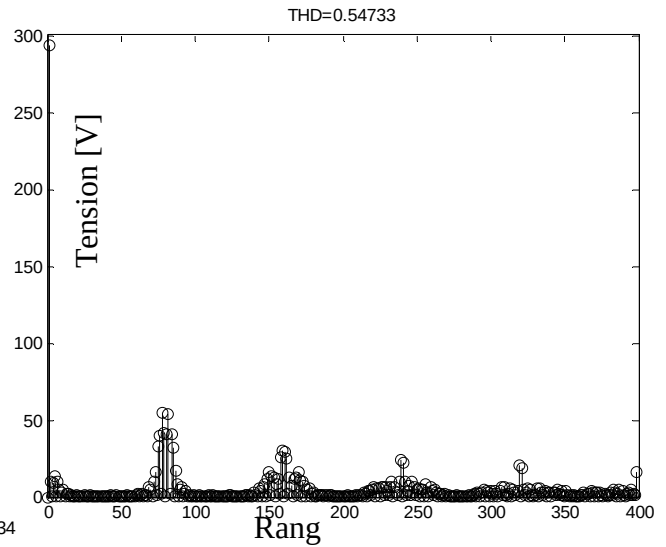


Figure (4.23) : Spectre de la tension de phase

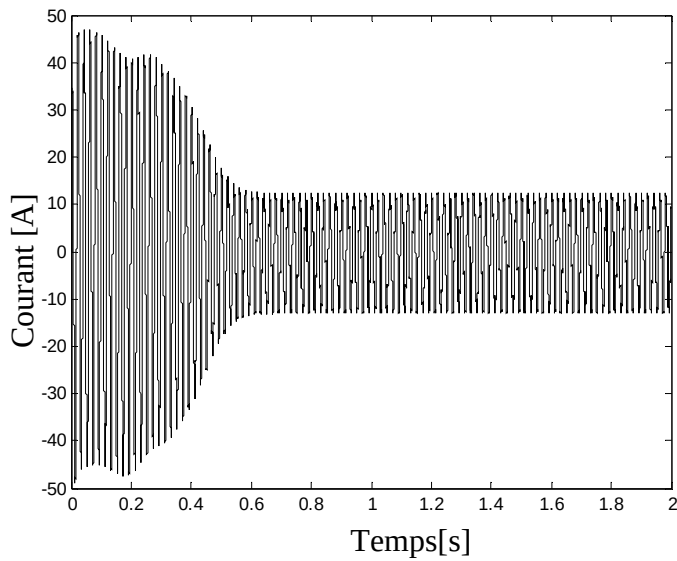


Figure (4.24) : Allure du courant de phase
En fonction du temps.

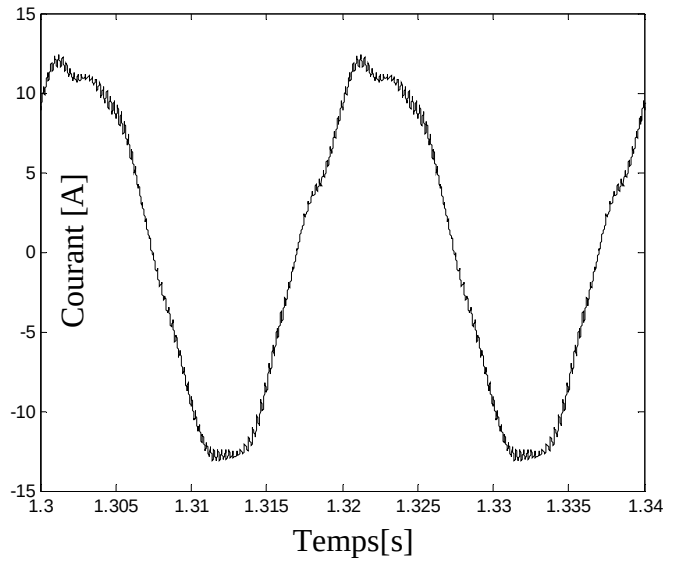


Figure (4.25) : Allure du courant de phase
en régime permanent.

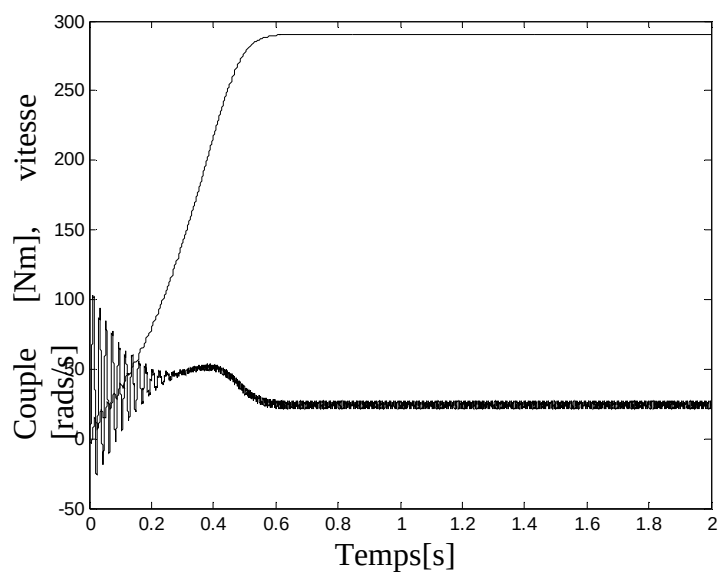


Figure (4.26) : Allure du couple et de la vitesse en fonction du temps.

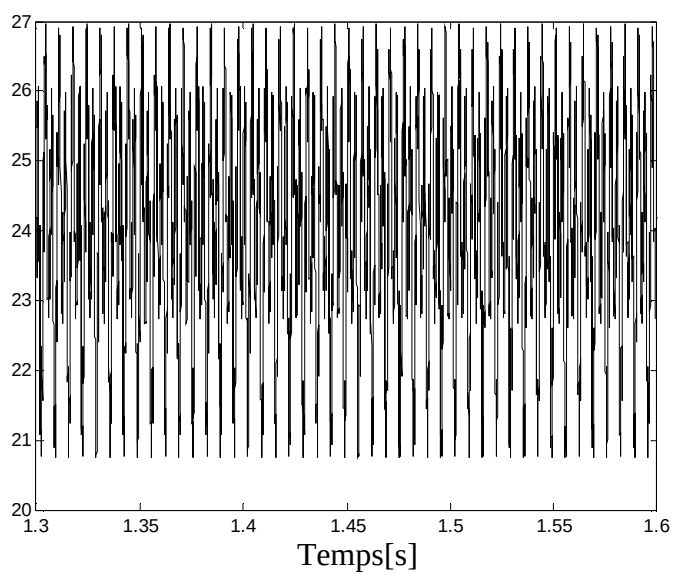


Figure (4.27) : Effet loupe du couple En régime permanent

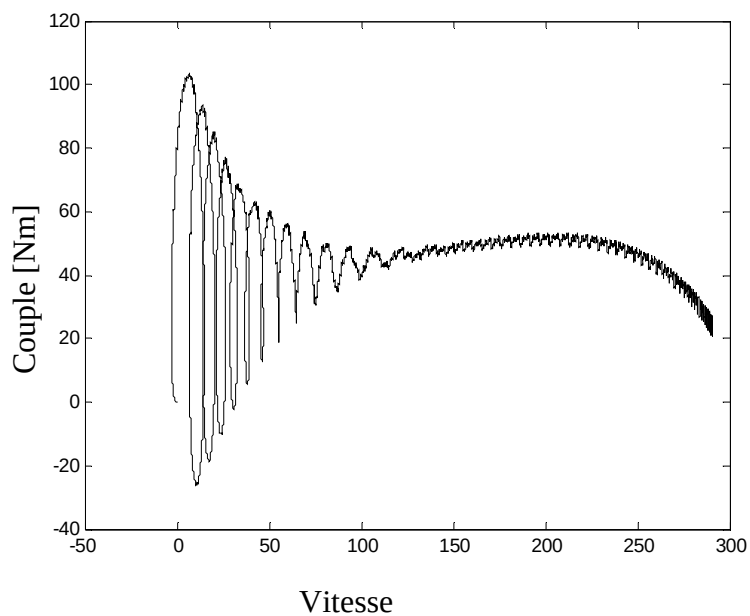


Figure (4.28) : Allure du couple en fonction de la vitesse.

Conception de la partie pratique (essais)

Les résultats suivants ont été obtenus avec un produit industriel, le variateur de vitesse Télémécanique Altivar 31, le moteur utilisé est un moteur asynchrone à rotor bobiné de puissance de 3.5 KW couplé en étoile, sans capteur (en boucle ouverte), pour le charger à sa charge nominale, il entraîne un électrofrein qui permet de lui opposer un couple résistant.

L'entrée du variateur est alimentée directement par une table d'alimentation 220V/380V~, tandis que la sortie alimente le stator du moteur, on a placé de part et d'autre du variateur des appareils de mesure : des voltmètres et des ampèremètres, la vitesse de l'arbre est mesurée grâce à la dynamotachymétrie, figure (4.43).

Pour un fonctionnement à $((V_s/f_s) = \text{constant})$, la fréquence du variateur est réglable par l'intermédiaire d'un potentiomètre, la valeur de la fréquence s'affiche sur un afficheur 7 segments (voir annexe). On a pris un point de mesure, $f_s = (50)$ Hz, la visualisation et l'acquisition des résultats ne concerne que deux grandeurs, la tension et le courant de phase statorique, on a utilisé pour cet effet un oscilloscope à mémoire, quant au couple et à la vitesse de rotation on s'est contenté des valeurs mesurées car on ne dispose pas de capteurs adéquats.

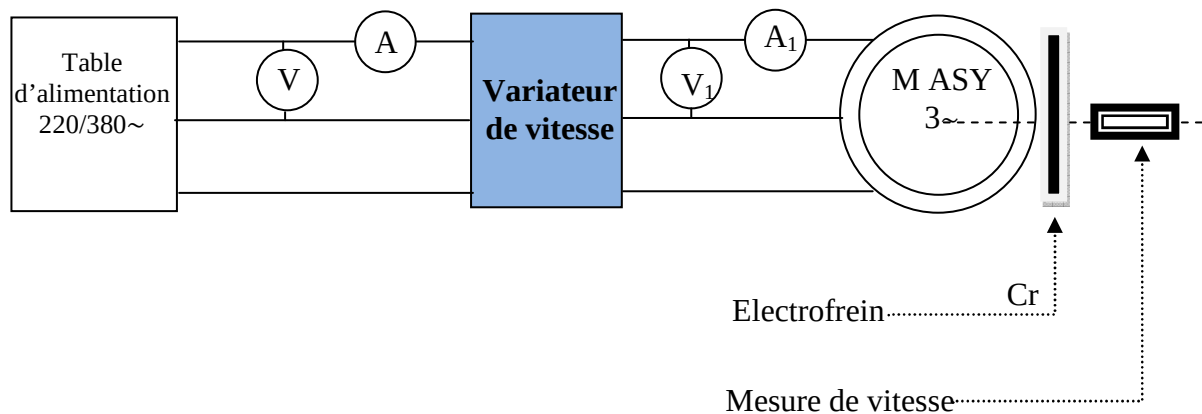


Figure (4.43): Schéma synoptique du banc d'essai.

Résultats des essais

$F_s = 50\text{Hz}$

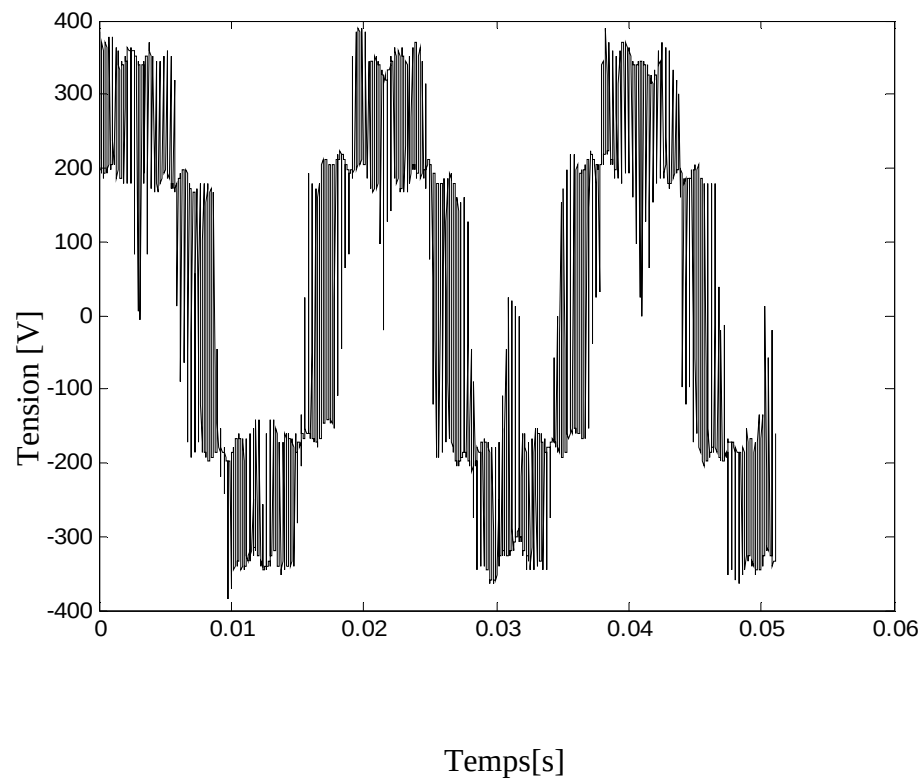


Figure (4.44) : Allure de la tension de phase en fonction du temps.

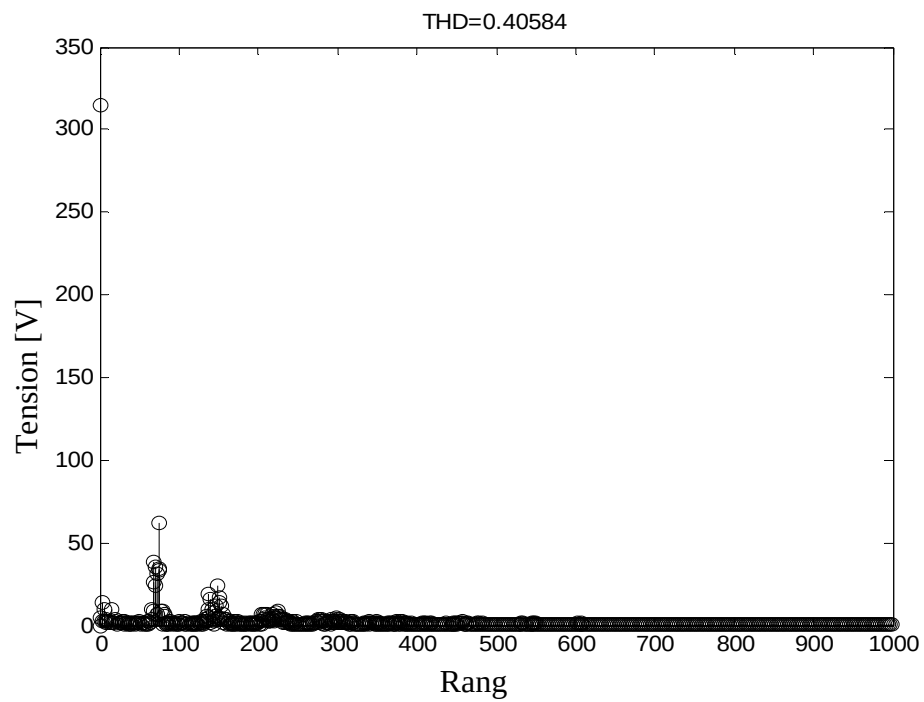


Figure (4.45) : Spectre de la tension de phase.

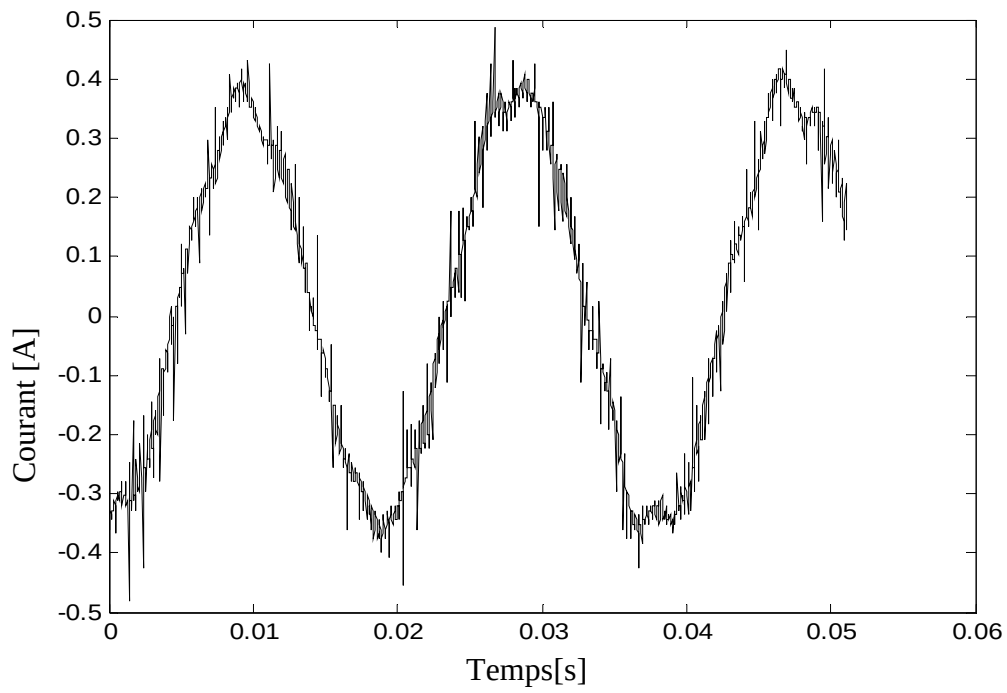


Figure (4.46) : *Allure du courant de phase en régime permanent.*

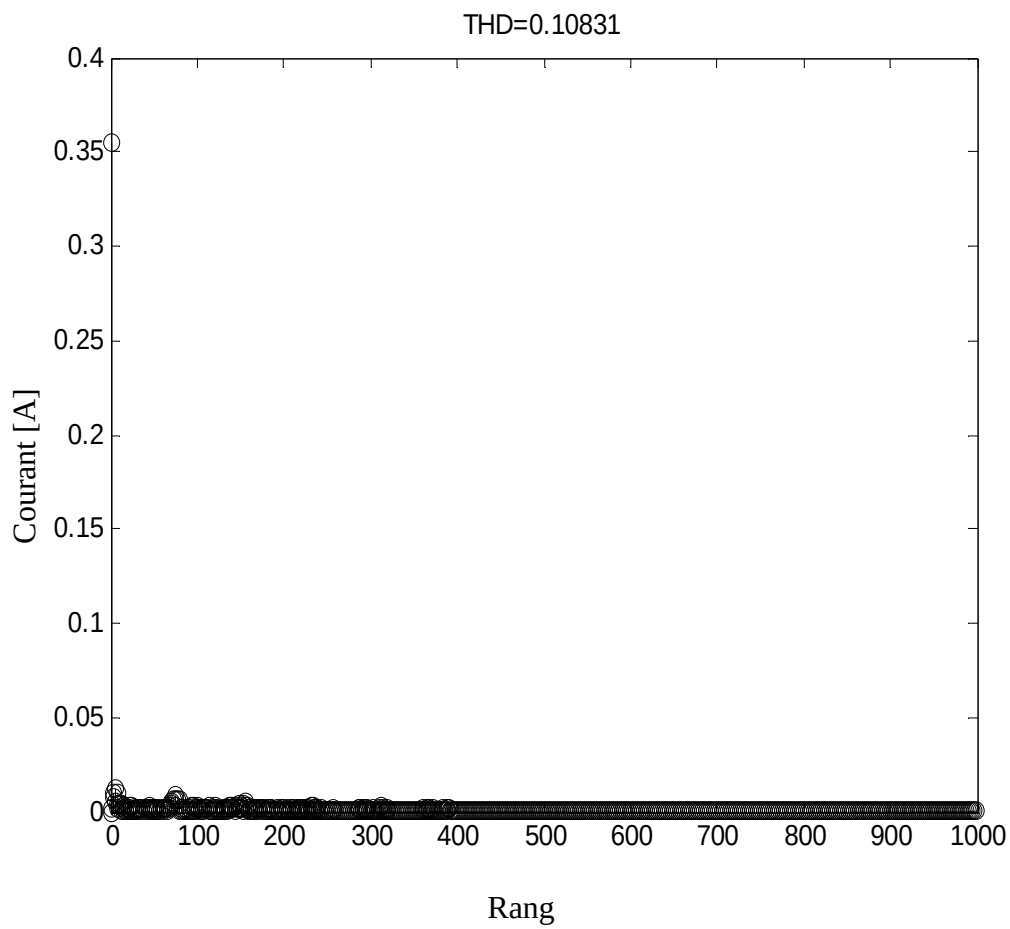


Figure (4.47) : *Spectre du courant de phase.*

Interprétation des résultats obtenus

On a représenté les figures de la variation de la tension de ligne statorique en fonction du temps ainsi que leur spectre harmoniques, l'examen de ces courbes montre qu'elles sont formées de créneaux successifs de largeur variables. On constate que dans le cas d'une tension redressée, la tension présente plus d'irrégularités au niveau des amplitudes ; elles sont plus importantes dans le cas pratiques,

Ensuite, on a représenté aussi les figures illustrant la variation du courant de phase statorique en fonction du temps, on s'aperçoit qu'aux basses fréquences, le pic du courant de démarrage, la durée de la phase transitoire diminuent d'avantages. En régime permanent, le courant statorique a bien la forme sinusoïdale mais présentent des oscillations dues aux commutations des semi conducteurs de l'onduleur.

Les courbes du couple et de vitesse, sont pratiquement les mêmes pour les deux types d'alimentation du bus continu, on remarque l'apparition d'un couple pulsatoire avant que le moteur n'atteigne la vitesse de synchronisme, ceci est du aux interharmoniques, car pendant ce régime le courant est pseudopériodique.

En régime permanent, le couple oscille autour d'une valeur moyenne, son effet loupe montre quelle est égale à environ 23 Nm. Cette valeur correspond au couple nominale de la machine, pour différentes valeurs de fréquences et dans les deux cas d'alimentations, ce qui est justifié par les résultats pratiques obtenus. En effet, en pratique l'amplitude du courant statorique est pratiquement la même pour différentes fréquences, son spectre le montre bien on a un THD sensiblement constant respectivement égal a (0.10831, 0.136, 0.129, 0.13893) pour $f_s=50\text{Hz}$.

Quant à la vitesse de rotation, on s'aperçoit aisément l'obtention d'une vitesse variable pour différentes fréquences d'alimentation, le temps de montée en vitesse diminue avec la fréquence.

Les tableaux (4.1) et (4.2) résument les valeurs efficaces du fondamental de la tension de phase statoriques du moteur asynchrone en fonction de la fréquence statorique, dans les différents cas déjà cités. Il est à signalé que dans le cas pratiques, les valeurs de la fréquence qui s'affichent sur l'afficheur du variateur sont un peu différentes de celles calculées sur les acquisitions reconstruites sous MATLAB, car après analyse spectrale on constate qu'il y a une présence d'une composantes continue dans les courant de phase, néanmoins, nous avons utilise un couplage étoile sans neutre.

Fréquence du fondamental de la tension statorique F_s [Hz]	Valeur efficace du fondamental de la tension de phase statorique V_s [V]			
	Cas d'une source continue parfaite	Cas d'une source alternative redressée	Cas pratique	
			$V_{s\text{ eff}}$	Fréquence recalculé(Hz)
50	215.7333	207.2640	222.2771	52.9803
40	175.9581	175.9415	190.0685	42.9185
30	131.7067	132.2232	156.1201	32.6797
20	87.9923	88.1397		
15	66.3771	65.4608	83.6339	17.8571
12.5	54.8413	55.0125		
10	54.3014	54.9719		
5	54.5611	54.8054		

Tableau (4.1) : Valeurs efficaces de la tension de phase statorique en fonction de la fréquence statorique

Charge	Fréquence d'alimentation f_s [Hz]	Tension d'alimentation U_s [V]	Courant statorique I_s [A]	Courant rotorique I_r [A]	Vitesse de rotation [tr/min]	Courant de ligne $I_{\text{réseau}}$ [A]
Cr=23Nm	50	400	8	10	1475	14.8
	40	340	7.8	9	1184	9.5
	30	260	7.8	9.4	885	8
	15	150	7.8	9.4	440	5.25
Cr=0Nm	50	400	3.75	0.6	1496	1.5

Tableau (4.2) : Autres mesures pratiques.

Bibliographie

[1] : Documentation : Algérienne des eaux.

[2] : J.L Dalmasso, « cours d'électrotechnique », Edition BELIN, 1985

[3] : P. Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques » Edition Eyrolles, Paris,

[4] : J. Chatelain, « Machine électriques », Tome II, Paris, Dunod, 1983.

[5] : N. Khenfer, « Machine asynchrone : ses modèles, son identification et sa commande »,

Thèse de Doctorat, I.N.P de Lorraine (France), Octobre 1995.

[6 : J.P.Hautier, J.P.Caron, Modélisation et commande de la machine asynchrone», Paris, Edition Technip, 1995.

[7]: G. Grellet, G. Clerc, « Actionneurs électriques: Principe/Modèles/Commande », Edition Eyrolles, 1997.

[8]: « démarrage des moteurs asynchrone », source : www.geea.org

[9] : « démarrage moteurs », source : www.positron-libre.com

[10] : « démarrages des moteurs asynchrones », source : www.stigel.free.fr

[11]: « démarrage et protection des moteurs », source : www.Schneider.fr

[12]: « Départs Moteurs », source: www.Schneider.fr

[13]: « électronique de puissance » source: www.stielec.ac-aix-marseille.fr

[14]: N.Idir « qualité de l'énergie de convertisseur statique : réduction des perturbations électromagnétiques dans un variateur de vitesse », Master recherche 2008, université de Lille (France)

[15] : « variateurs de vitesse », source : www.altivar.be