

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERRI DE TIZI OUZOU

MÉMOIRE

DE FIN D'ÉTUDE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGÉNIEUR D'ÉTAT
EN ÉLECTROTECHNIQUE
OPTION MACHINES ÉLECTRIQUES

THÈME

CONTRÔLE À $V/F = \text{CONSTANTE}$ D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE ALIMENTÉ PAR UN ONDULEUR
DE TENSION À MLI VECTORIELLE

PROPOSÉ ET DIRIGÉ PAR :

M^{ELLE}: R. KACHENOURA

ETUDIÉ ET RÉALISÉ PAR :

M^{ELLE}: AIT RAMDANE NAÏMA

PROMOTION 2008

Remerciements

Je ne pourrai jamais remercier suffisamment ma promotrice Melle R. KACHENOURA, maître assistante au département d'électrotechnique, pour tout le temps quelle m'a accordée tout au long de ce travail, son soutien moral et scientifique, sa sympathie, je lui dois énormément et dans tout les cas cette page.

Je remercie également Mr KHALDI de nous avoir accueillies au laboratoire de TEC 423 du département d'électrotechnique, et aidées pour effectuer nos différents essais.

Je remercie Mr CHALLAL, Mr NAHI et Mr AMRANI pour leurs discussions scientifiques et leur sympathie.

Mes remerciements vont aussi à l'adresse de tous les enseignants du bureau de département n°06 qui nous ont mis à l'aise, Mr HADDAD, chef du département d'électrotechnique, la secrétaire, Melle GVERIB de m'avoir aidée pour des formalités administratives et pour leur gentillesse.

Je ne peux oublier les personnes qui m'ont aidé dans les moments les plus difficiles et qui ont été ma seconde famille, je pense particulièrement à mes amis, GHANIA AGGOUN, sa famille, DIAMILA AIT KAID, sa famille, SAID, LYES, je remercie aussi MOURAD, NAÏMA, pour leurs sympathie.

Je remercie les membres du jury qui me feront l'honneur de juger ce travail.

Enfin un grand merci à ma famille et plus particulièrement, mon père, ma mère, ma sœur et mes frères pour m'avoir soutenue et aidée tout le long de mes études.

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : <i>Machine asynchrone, Modèles et principes</i>	
1.1 Introduction.....	3
1.2 Description sommaire du moteur asynchrone	3
1.3. Principe de fonctionnement	3
1.4 Modélisation de la machine asynchrone.....	4
1.4.1 Définition des enroulements de la machine asynchrone.....	5
1.4.2 Hypothèses simplificatrices.....	5
1.4.3 Convention de signe	7
1.4.4 Définition des angles	7
1.5 Equations de la machine asynchrone triphasée.....	8
1.5.1 Equations électriques du moteur.....	8
1.5.2 Equation des flux	9
1.5.3 Equation mécanique	10
1.6 Mise en équation de la machine asynchrone dans le système d'axes (d,q)	10
1.6.1 Transformation de Park	10
1.6.2 Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (dq)	12
1.6.2.1 Equations électriques.....	12
1.6.2.2 Equations des flux.....	14
1.6.2.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère dq	16
1.6.2.4 Expression du couple électromagnétique dans le plan dq	16
1.7 Choix du référentiel de travail	17
1.7.1 Le référentiel est lié au stator	17
1.7.2 Le référentiel est lié au rotor	17

1.7.3 Le référentiel est lié au champ tournant	18
1.8 Modèle du moteur asynchrone en régime permanent et schéma équivalent	18
1.8.1 Modélisation en régime permanent sinusoïdal	19
1.8.2 Schéma équivalent en régime permanent sinusoïdal	22
1.8.2.1 Modèle à inductances couplées	22
1.8.2.2 Modèle à inductance réparties	22
1.8.2.3 Modèle à fuites totalisées au rotor	23
1.8.2.4 Modèle à fuites totalisées au stator	25
1.9 Modèle de la machine asynchrone en représentation d'état	26
1.10 Simulation du fonctionnement de la machine asynchrone	28
1.10.1 Simulation d'un démarrage à vide ($C_r = 0$)	28
1.10.2 simulation d'un démarrage en charge ($C_r = 23 \text{ Nm à } 1\text{s}$)	30
1.10.3 Interpretation des resultas obtenus	31
1.10.3.1 Evolution du courant d'une phase statorique	31
1.10.3.2 Evolution du couple instantané	31
1.10.3.3 Evolution de la vitesse de rotation	32
1.11 Conclusion	33

Chapitre 2 : *Théorie sur le control v/f constant*

2.1 Introduction	33
2.2 Problème posé par le moteur asynchrone	33
2.3 Expression du couple électromagnétique en régime permanent	34
2.4 Caractéristiques du moteur asynchrone	35
2.4.1 Caractéristique mécanique	35
2.4.1.1 Caractéristique $C_e = f(\omega_r)$	35
2.4.1.2 Caractéristique $C_e = f(g)$	36

2.5 Démarrage des moteurs asynchrones sur un réseau industriel de fréquence fixe	37
2.6 Procédées de variation de vitesse	37
2.6.1 Commandes des machines asynchrones	38
2.6.1.1 Commande scalaire en couple	38
2.6.2 Grandeurs de réglage du couple en régime permanent	38
2.6.3 Commande à flux d'entrefer constant	40
2.6.3.1 Lois de commandes permettant le contrôle du flux	40
2.6.3.1.1 Contrôle du flux à partir des courants statoriques	41
2.6.3.1.2 Contrôle du flux à partir des tensions statoriques	42
2.7 Conclusion	48

Chapitre 3: *Mise en œuvre de la loi de commande v/f constant*

3.1 Introduction	49
3.2 Système d'alimentation	49
3.3 Alimentation par un onduleur de tension	50
3.4 Onduleur de tension triphasé	50
3.4.1 Modèle de l'onduleur de tension: liaison entre le coté continu et le coté alternatif	51
3.4.2 Onduleur de tension à <i>MLI</i>	54
3.4.3 Modulation de Largeur d'Impulsions sinus-triangle	55
3.4.4 Modulation Vectorielle	57
3.4.4.1 Transformation de Concordia	57
3.4.4.2 Vecteurs de commande	59
3.4.4.3 Étape 1 : la détermination de V_α , V_β , V_{ref} et l'angle α	61
3.4.4.4 Étape 2: génération des séries d'impulsions T_1 , T_2 et T_0	62
3.4.4.5 Durée des temps de commutation dans le secteur1	63
3.4.4.6 Durée des temps de commutation dans un secteur quelconque	63
3.4.4.7 Étape 3 : détermination des instants de commutation pour chaque transistor	64
3.5 Mise en œuvre de la variation de vitesse	65
3.5.1 Commande en boucle ouverte	65
3.5.2 Boost manuel	65

3.5.3 Compensation fixe de la chute de tension $R_s I_s$	66
3.5.4 Compensation automatique de la chute de tension : boost automatique	66
3.5.5 Variation de la vitesse en boucle ouverte du moteur asynchrone	68
3.5.6 Synoptique de commande à V_s/f_s constant en boucle ouverte	69
3.6 Conclusion	70

Chapitres 4 : *Résultats et discussions*

4.1 Introduction	71
4.2 Résultats de simulation	71
4.2.1 Simulation avec une source de tension continue constante.....	72
4.2.2 Simulation avec tension du bus continu alternative redressée	78
4.3 Conception de la partie pratique (essais)	84
4.4 Interprétation des résultats obtenus	93
4.5 Reconstruction de la loi $V_s/f_s = cte$	95
4.6 Conclusion.....	98

Introduction générale

Introduction générale

Pendant longtemps, les possibilités de réglage de vitesse des moteurs asynchrones ont été des plus réduites. La plupart du temps, les moteurs à cage étaient cantonnés à être utilisés à leur vitesse nominale. Pratiquement seuls les moteurs à couplage de pôles ou à enroulements statoriques séparés, encore utilisés de nos jours, permettaient de disposer de plusieurs vitesses fixes. Avec les convertisseurs de fréquence, les moteurs asynchrones sont aujourd'hui couramment commandés à vitesse variable, et peuvent ainsi être employés dans des applications jusqu'alors réservées aux moteurs à courant continu

L'indépendance naturelle entre la création du flux et la production du couple est manifestement la propriété intrinsèque fondamentale de la machine à courant continu à excitation indépendante. La complexité de la commande des moteurs asynchrones réside dans le fait que le courant et le flux sont des variables fortement couplées, contrairement à la machine à courant continu, et que toute action sur l'une d'entre elles se répercute sur l'autre.

La machine asynchrone appelée aussi machine à induction est réputée pour sa simplicité de conception, son couple massique élevé, sa robustesse, son coût avantageux et sa maintenance réduite. Il n'est pas certain que l'intérêt pour la machine asynchrone à cage d'écureuil soit évident au premier abord, son circuit rotorique n'est pas accessible et seule l'action sur le stator est possible. Par ailleurs, pour augmenter le couple on fait élever l'intensité des courants statoriques provoquant simultanément, une variation du champ et du couple, par conséquent, pour faire varier la vitesse des moteurs asynchrones, deux actions sont possible : action sur le stator, ou action sur le rotor.

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié ces deux dernières décennies, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives, en effet, grâce aux progrès de l'électronique numérique et le développement des composants de puissance, il est possible de contrôler non seulement la vitesse et la position mais également le couple des moteurs à induction.

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 rapport $(V/f) = \text{constante}$, cette technique est répandue il y a une vingtaine d'années,

Introduction générale

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.

Afin de mettre en évidence ce principe de réglage du couple électromagnétique de la machine asynchrone, ce travail a été structuré comme suit :

- Dans le premier chapitre, sont abordés les modèles de la machine asynchrone.
- Le second chapitre est consacré à la théorie du control à (V/f) constant, une approche qui se base sur le modèle en régime permanent.
- La mise en œuvre de la variation de vitesse au moyen d'un convertisseur statique : onduleur de tension à MLI vectorielle, est l'objet du troisième chapitre.
- Quant au dernier chapitre, il est réservé aux différents résultats obtenus avec simulation, on a présenté également les résultats pratiques obtenus avec un variateur industriel.
- Enfin ce travail se termine par une conclusion générale.

Chapitre 1

Machine asynchrone, Modèles et principes

1.1 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.

le chapitre 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.

1.2 Description sommaire du moteur asynchrone [12]

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.

1.3. Principe de fonctionnement [12]

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 :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.1)$$

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 :

$$\Omega_r = \Omega_s - \Omega \quad (1.2)$$

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

$$\omega_r = \omega_s - p\Omega \quad (1.3)$$

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:

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (1.4)$$

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.).

$$\omega_r = \omega_s - \omega = g \omega_s \quad (1.5)$$

La réécriture de la relation (1.5) en fonction des fréquences statorique et rotorique, respectivement f_s et f_r est donnée comme suit :

$$f_r = g f_s \quad (1.6)$$

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

$$\omega_s = p\Omega \pm \omega_r \quad (1.7)$$

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

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

1.4 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.

1.4.1 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 (1.1) présente la schématisation des enroulements du stator et du rotor.

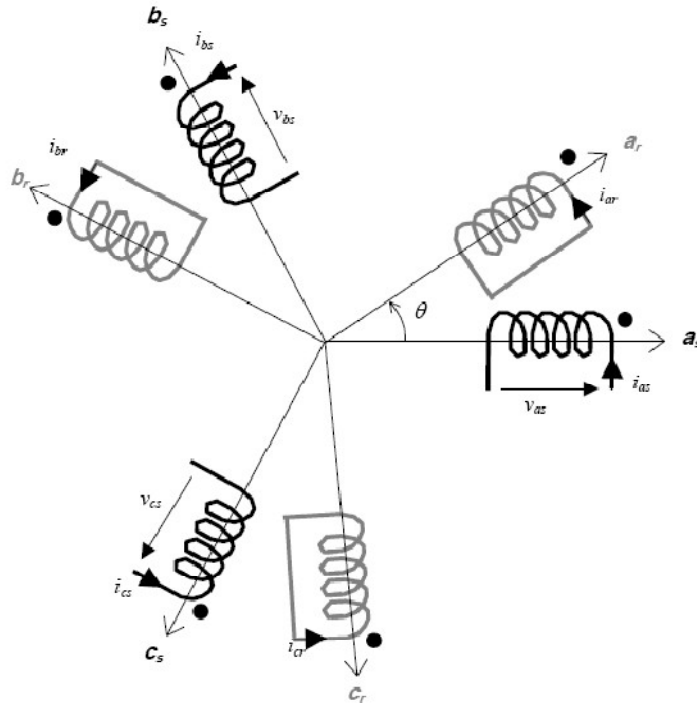


Figure (1.1) : Représentation des enroulements d'une machine asynchrone bipolaire.

1.4.2 Hypothèses simplificatrices

Les modèles de la machine asynchrone qui sont abordés dans ce chapitre s'appuient sur les principales hypothèses simplificatrices suivantes[11].

- 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.

1.4.3 Convention de signe

La machine asynchrone est surtout utilisée comme moteur, on adoptera alors les conventions de signe suivantes [11].

- 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 récepteur, le rotor comme récepteur.
- Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.

1.4.4 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 [1].

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

On définit également :

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

1.5 Equations de la machine asynchrone triphasée

1.5.1 Equations électriques du moteur

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

$$[v_s] = \frac{d}{dt}[\varphi_s] + [R_s][i_s] \quad (1.8)$$

$$[v_r] = \frac{d}{dt}[\varphi_r] + [R_r][i_r] \quad (1.9)$$

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.

1.5.2 Equation des flux

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

$$[\varphi_s] = [l_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (1.10)$$

$$[\varphi_r] = [l_r][i_r] + [M_{sr}]^t [i_s] \quad (1.11)$$

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 :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

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

1.5.3 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 [17] :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\omega}{dt} + f\omega \quad (1.13)$$

J : inertie de toutes les masses tournantes ramenées au rotor de la machine [Nm^2] ;

C_{em} : couple électromagnétique [Nms] ;

ω : vitesse angulaire du rotor [rad/s] ;

$f\omega$: Couple dû aux frottements du système d'entraînement ;

C_r : couple mécanique de la charge.

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

La matrice (1.12) des inductances mutuelles étant à éléments non constants, les coefficients des équations (1.8) et (1.9) 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 [11] permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, ce qui facilite sa résolution.

1.6.1 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 électrique 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 [2].

La transformation directe est la suivante :

$$[p(\theta_s)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

La transformation inverse s'écrit:

$$[p(\theta_s)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

La transformation directe de Park s'écrit :

$$[X'_d, X'_q, X'_o] = [A][X'_a, X'_b, X'_c] \quad (1.16)$$

Et la transformation inverse s'obtient :

$$[X'_a, X'_b, X'_c] = [A]^{-1}[X'_d, X'_q, X'_o] \quad (1.17)$$

Avec :

$[X'] = ([i], [v], [\varphi])$ 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 (1.18):

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (1.18)$$

Ce qui permet d'écrire la relation suivante :

$$\omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad (1.19)$$

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

1.6.2.1 Equations électriques

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

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \text{ , pour le stator ;} \quad (1.20)$$

$$[p(\theta_s)][v_s] = [R_s][p(\theta_s)][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s][p(\theta_s)] \quad (1.21)$$

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sp}] \quad (1.22)$$

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 (1.20) par $[P(\theta_s)]$, il vient :

$$[p(\theta_s)][v_{sp}] = [R_s][p(\theta_s)][i_{sp}] + \left(\frac{d}{dt}[\varphi_{sp}][p(\theta_s)] \right) \quad (1.23)$$

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

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + [p(\theta_s)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [p(\theta_s)] [\varphi_{sp}] \right) = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sp}] + [p(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [p(\theta_s)] [\varphi_{sp}] \quad (1.24)$$

Le développement du dernier terme de la somme est :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [p(\theta_s)] \cdot \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{pmatrix} &= \frac{2}{3} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{pmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \omega_s \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s) \cdot \varphi_{sq} & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) \cdot \varphi_{sq} & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) \cdot \varphi_{sq} & 0 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (1.25)$$

En effectuant la multiplication des matrices, on trouve :

$$[p(\theta_s)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [p(\theta_s)] \cdot (\varphi_{sp}) = \omega_s \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.26)$$

D'où le résultat final :

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sp}] + \omega_s \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.27)$$

Le développement des composantes de PARK pour le stator :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \quad (1.28)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} \quad (1.29)$$

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:

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega \varphi_{rq} \quad (1.30)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - \omega \varphi_{rd} \quad (1.31)$$

1.6.2.2 Equations des flux

$$[p(\theta_s)](\varphi_{sp}) = [L_s][p(\theta_s)](i_{sp}) + [M_{sr}][p(\theta)](i_{rp}) \quad (1.32)$$

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

$$(\varphi_{sp}) = [p(\theta_s)]^{-1}[L_s][p(\theta_s)](i_{sp}) + [p(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][p(\theta)](i_{rp}) \quad (1.33)$$

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

$$\begin{pmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2m_s \end{pmatrix} \quad (1.35)$$

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 :

$$[p(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][p(\theta_s)] = \frac{3}{2} m_{sr} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.36)$$

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

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{dr} \end{pmatrix} \quad (1.37)$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (1.38)$$

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 ;

1.6.2.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère dq

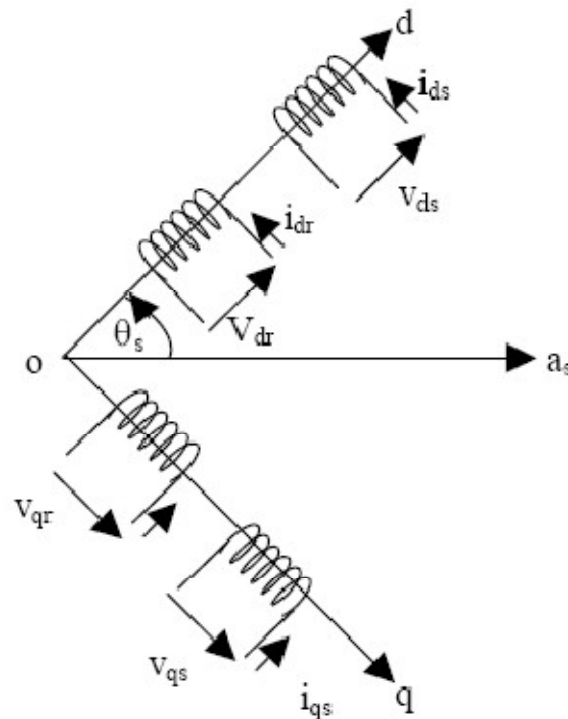


Figure (1.2) : schéma équivalent de la machine asynchrone dans le plan dq.

1.6.2.4 Expression du couple électromagnétique dans le plan dq

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

$$p_e = \frac{3}{2} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \right) = \frac{3}{2} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \omega \quad (1.39)$$

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

$$cem = \frac{3}{2} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (1.40)$$

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 :

$$cem = \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (1.41)$$

1.7 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.

1.7.1 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 :

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

1.7.2 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 : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega$, $\frac{d\theta}{dt} = 0$

1.7.3 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 :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.42)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - g\omega_s \varphi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - g\omega_s \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.43)$$

Pour les flux :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{pmatrix} \quad (1.44)$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (1.45)$$

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 :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_s (L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}) \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rq} - \omega_s (L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd}) \end{cases} \quad (1.46)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sd} - g \omega_s (L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}) \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sq} - g \omega_s (L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd}) \end{cases} \quad (1.47)$$

1.8 Modèle du moteur asynchrone en régime permanent et schéma équivalent

1.8.1 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 :

$$\begin{cases} v_{sa} = V_S \cdot \cos(\omega_s t) \\ v_{sb} = V_S \cdot \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = V_S \cdot \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.48)$$

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

$$\begin{cases} i_{sa} = I_S \cdot \cos(\omega_s t - \beta_s) \\ i_{sb} = I_S \cdot \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \beta_s) \\ i_{sc} = I_S \cdot \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} - \beta_s) \end{cases} \quad (1.49)$$

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

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

$$\begin{cases} i_{ra} = I_R \cdot \cos(\omega_r t - \beta_r) \\ i_{rb} = I_R \cdot \cos(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} - \beta_r) \\ i_{rc} = I_R \cdot \cos(\omega_r t - \frac{4\pi}{3} - \beta_r) \end{cases} \quad (1.50)$$

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 (1.10) d'une phase, il vient :

$$\varphi_{sa} = l_s \cdot i_{as} - m_s \cdot i_{as} + m_1 \cdot i_{ar} + m_2 \cdot i_{br} + m_3 \cdot i_{cr} \quad (1.51)$$

$$i_{bs} + i_{cs} = -i_{as} \quad (1.52)$$

On pose :

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

$$\varphi_{sa} = L_S \cdot i_{as} + (m_1 \cdot i_{ar} + m_2 \cdot i_{br} + m_3 \cdot i_{cr}) \quad (1.53)$$

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

$$\begin{aligned}
 A &= m_{sr} \cdot I_R [\cos(\omega t) \cdot \cos(\omega_r t - \beta_r) + \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\omega_r t - \beta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &\quad + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\omega_r t - \beta_r - \frac{4\pi}{3}\right)] \\
 A &= \frac{3}{2} m_{sr} \cdot I_R \cdot \cos((\omega + \omega_r)t - \beta_r) = \frac{3}{2} m_{sr} \cdot I_R \cdot \cos(\omega_s t - \beta_r)
 \end{aligned} \tag{1.54}$$

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 :

$$\begin{aligned}
 \varphi_{sa} &= \\
 L_S \cdot I_S \cdot \cos(\omega_s t - \beta_s) &+ M_{SR} \cdot I_R \cdot \cos(\omega_s t - \beta_r)
 \end{aligned} \tag{1.55}$$

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 :

$$\underline{\Phi}_S = L_S \underline{I}_S + M_{SR} \underline{I}_R \tag{1.56}$$

De même, la loi des mailles devient :

$$\underline{V}_S = R_S \underline{I}_S + j\omega_s \underline{\Phi}_S \tag{1.57}$$

Au rotor, on pourra écrire pour les flux :

$$\underline{\Phi}_R = L_R \underline{I}_R + M_{SR} \underline{I}_S \quad (1.58)$$

Ainsi que la loi des mailles :

$$0 = R_R \underline{I}_R + j\omega_s g \underline{\Phi}_R \quad (1.59)$$

En reprenant les équations précédentes, on peut écrire finalement :

$$\underline{V}_S = R_S \underline{I}_S + j\omega_s L_S \underline{I}_S + j\omega_s M_{SR} \underline{I}_R \quad (1.60)$$

$$0 = R_R/g \underline{I}_R + j\omega_s L_R \underline{I}_R + j\omega_s M_{SR} \underline{I}_S \quad (1.61)$$

1.8.2 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.

1.8.2.1 Modèle à inductances couplées

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

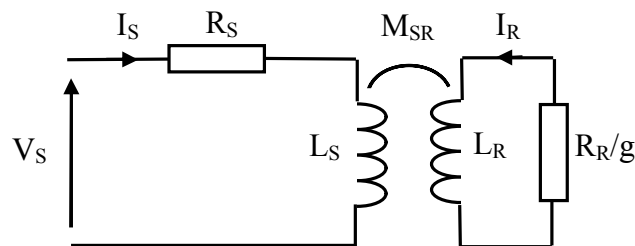


Figure (1.3) : schéma équivalent avec inductances couplées.

1.8.2.2 Modèle à inductance réparties

Les équations (1.61) et (1.62) peuvent être réécrites comme suit :

$$\underline{V}_S = R_S \underline{I}_S + j\omega_s(L_S - M_{SR})\underline{I}_S + j\omega_s M_{SR}(\underline{I}_R + \underline{I}_S) \quad (1.62)$$

$$0 = R_r/g \underline{I}_R + j\omega_s(L_R - M_{SR})\underline{I}_R + j\omega_s M_{SR}(\underline{I}_S + \underline{I}_R) \quad (1.63)$$

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

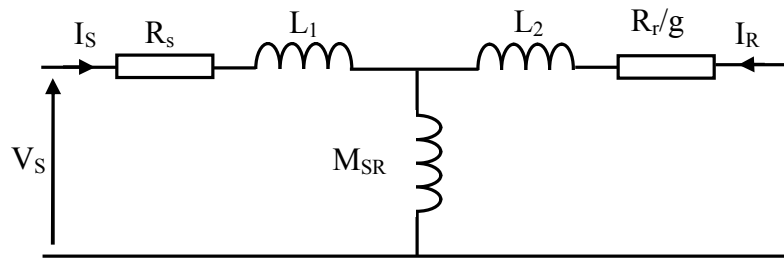


Figure (1.4) : schéma équivalent aux inductances réparties.

Où :

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

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

1.8.2.3 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 (1.5). Pour ce faire, on pose :

$$\left\{ \begin{array}{l} \acute{R}_r = \left(\frac{L_S}{M_{SR}}\right)^2 R_r \\ \acute{I}_R = \left(\frac{M_{SR}}{L_S}\right)^2 I_R \\ \acute{L}_r = \left(\frac{L_S}{M_{SR}}\right)^2 \left(1 - \frac{M_{SR}^2}{L_S L_r}\right) = \sigma \left(\frac{L_S}{M_{SR}}\right)^2 L_r \\ \sigma = 1 - \frac{M_{SR}^2}{L_S L_r} \end{array} \right. \quad (1.64)$$

On obtient alors le schéma suivant :

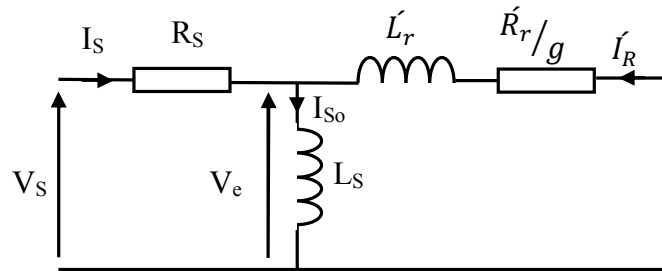


Figure (1.5) : schéma équivalent ramené au stator avec des fuites totalisées au rotor.

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):

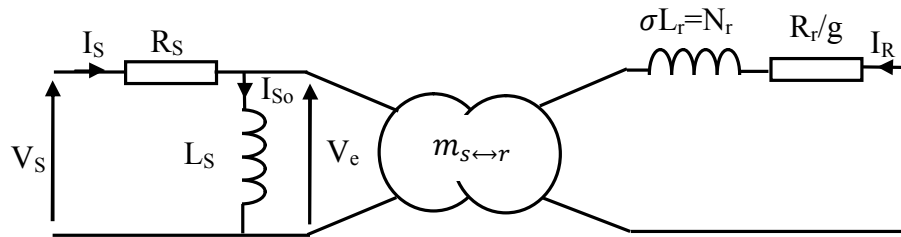


Figure (1.6) : Schéma équivalent faisant apparaître le rapport de transformation.

1.8.2.4 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 :

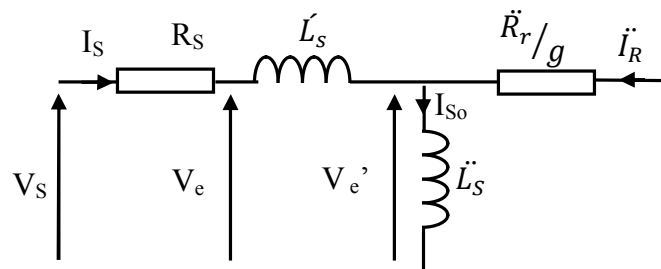


Figure (1.7) : schéma équivalent ramené au stator avec des fuites totalisées au stator.

On définit pour ce schéma :

$$\left\{ \begin{array}{l} \ddot{R}_r = \left(\frac{M_{SR}}{L_r}\right)^2 R_r \\ \ddot{L}_S = \frac{M_{SR}^2}{L_r} L_S = (1 - \sigma) \end{array} \right. \quad (1.65)$$

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.

1.9 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 :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, u, t) \\ Y = g(X, u, t) \end{cases} \quad (1.66)$$

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:

$$\begin{cases} X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \Omega)^t \\ X = (i_{dr}, i_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t \end{cases} \quad (1.67)$$

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.

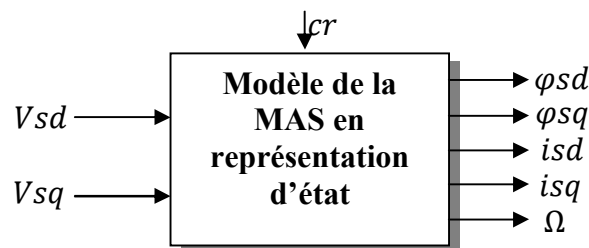


Figure (1.8) : schéma du modèle de la machine en représentation d'état.

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 [6]

$$\frac{dX}{dt} = \mathbf{A}X + \mathbf{B}U \quad (1.68)$$

Avec :

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & \omega \\ -\frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & -\omega_s & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \end{pmatrix} \quad (1.69)$$

$$\text{Et } \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.70)$$

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 :

$$\begin{cases} cem = p \cdot (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \\ cem = p \cdot M (i_{dr} i_{qs} - i_{rq} i_{ds}) \\ cem = p \cdot \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{qs} - \varphi_{rq} i_{ds}) \end{cases} \quad (1.71)$$

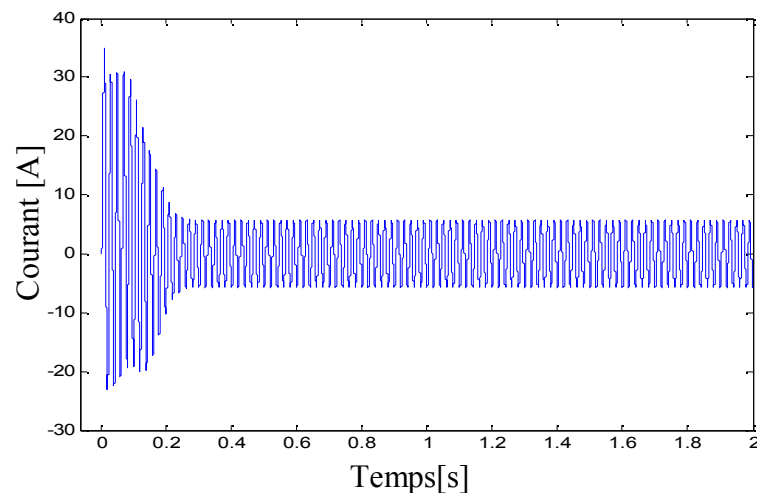
1.10 Simulation du fonctionnement de la machine asynchrone

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.

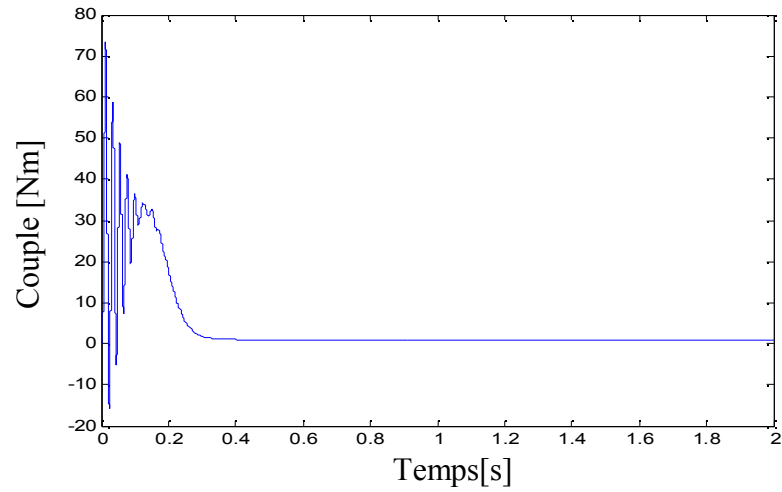
Les résultats de simulation qu'on montrera, sont obtenus après simulation d'un démarrage du moteur asynchrone à rotor bobiné alimenté par un réseau d'alimentation de tension et de fréquence fixes.

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.

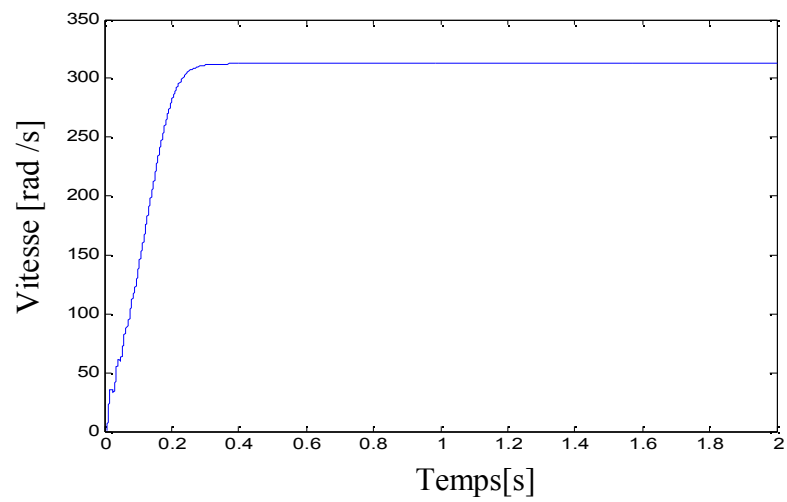
1.10.1 Simulation d'un démarrage à vide ($C_r = 0$)



Figure(1.9) : Evolution du courant de phase en fonction du temps.

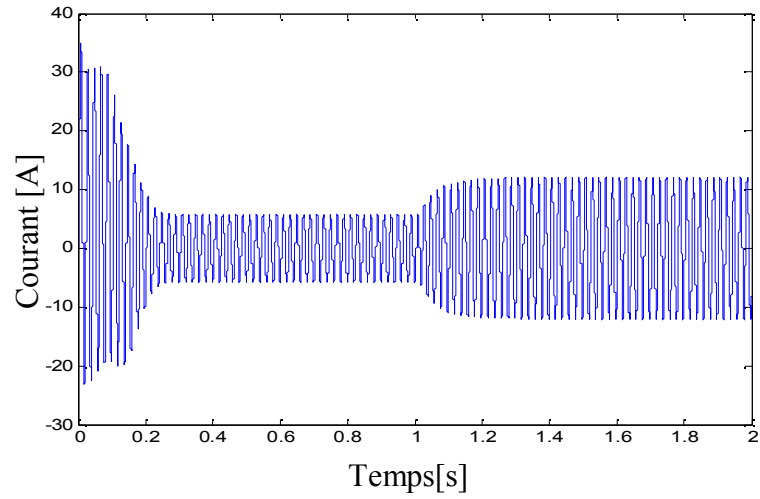


Figure(1.10) : Evolution du couple instantané en fonction du temps.

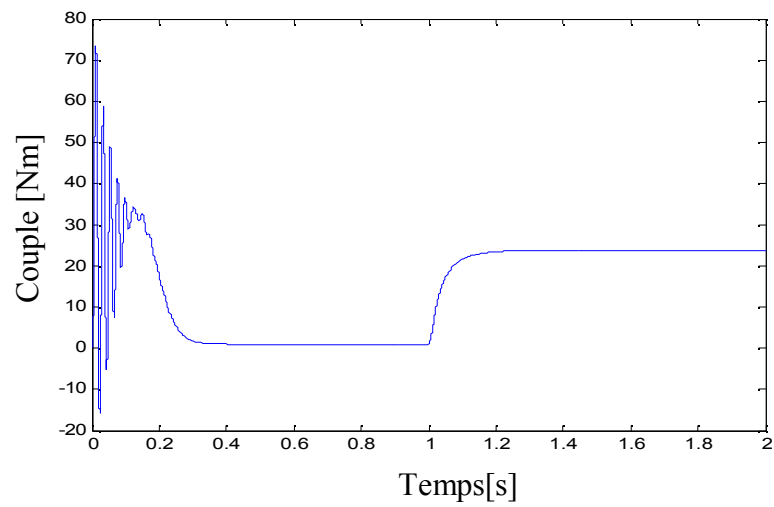


Figure(1.11) : Evolution de la vitesse en fonction du temps.

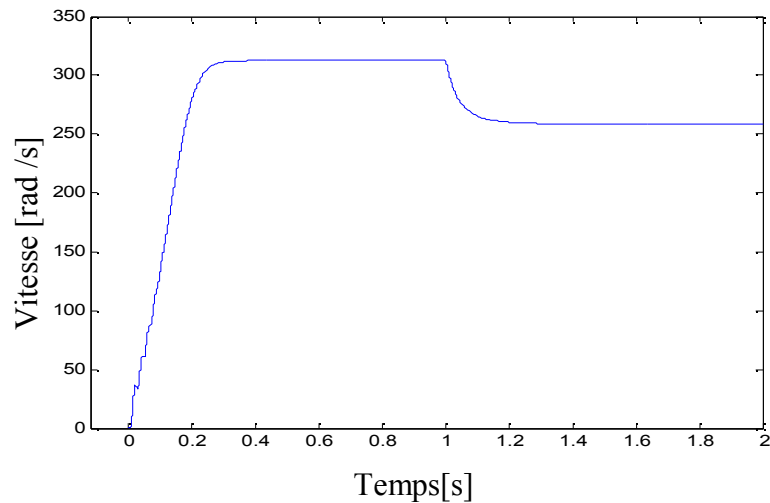
1.10.2 simulation d'un démarrage en charge ($C_r = 23 \text{ Nm}$ à 1s)



Figure(1.12) : Evolution du courant de phase en fonction du temps.



Figure(1.13) : Evolution du couple instantané en fonction du temps



Figure(1.14) : Evolution de la vitesse en fonction du temps.

1.10.3 Interpretation des résultats obtenus

1.10.3.1 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.

1.10.3.2 Evolution du couple instantané

L'allure du couple représenté en figure (1.10), 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 disparation 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).

1.10.3.3 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.

1.11 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 2

Théorie sur le control $v/f = \text{constante}$

2.1 Introduction

Le but de ce chapitre est de montrer comment la machine asynchrone peut être utilisée dans des applications d'entraînements asservis. Une approche relativement simple, basée sur le modèle de la machine en régime permanent sinusoïdal (schéma équivalent) permet déjà de montrer que des performances tout à fait remarquables peuvent être atteintes en pratique. D'autres approches telle la commande vectorielle ou la DTC (modèle dynamique) montrent que théoriquement, les performances envisageables sont équivalentes à celles obtenues avec des moteurs à courant continu ou synchrones autopilotés [18].

Le moteur asynchrone est utilisé essentiellement pour la commande en vitesse en boucle ouverte, pourtant, dans les techniques les plus développées de sa commande et selon la performance des capteurs de position utilisés (en boucle fermée), il peut servir à certaines commandes de positionnement [2].

Après la modélisation de la machine et l'établissement des différents schémas équivalents, la démarche suivie est l'étude d'une stratégie de commande possible via un convertisseur statique. Cependant dans le cas des machines asynchrones, c'est la modélisation et plus particulièrement la stratégie de commande qui constituent la partie essentielle du travail.

2.2 Problème posé par le moteur asynchrone

Par rapport aux entraînements utilisant des moteurs à courant continu (DCs) et synchrones auto commutés, auxquels l'alimentation ne fournit pratiquement que le courant servant à la création du couple. Le moteur asynchrone doit absorber un courant statorique $i_s(t)$ comprenant à la fois :

- Le courant actif $i_r(t)$ qui parcourt l'enroulement rotorique, lequel fait office d'induit ;
- Le courant magnétisant $i_{so}(t)$, qui crée le champ d'excitation.

Donc il est clair que pour les entraînements DCs et synchrones auto commutés, l'excitation est en effet produite de manière indépendante, soit par un enroulement alimenté séparément soit par un aimant permanent. Il suffit alors de varier le courant d'induit ($i_a(t)$) pour la machine DC et le courant $i_s(t)$ ou le courant $i_q(t)$ pour la machine synchrone autopilotée pour commander le couple.

L'inaccessibilité du rotor dans le cas de la machine asynchrone, nous amènera à modifier ces équations pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle : non-linéarités, difficulté d'identification due à la variation des paramètres (jusqu'à 50% pour la résistance rotorique) [16].

2.3 Expression du couple électromagnétique en régime permanent

C'est à partir du schéma équivalent de la figure (1.6) que nous allons donner l'expression du couple électromagnétique produit par la machine. Exprimons la puissance transmise au rotor.

$$P_e = 3 \frac{R_r}{g} \hat{I}_R^2 = Ce \cdot \Omega_s \quad (2.1)$$

Ce qui donne comme expression du couple électromagnétique:

$$Ce = \frac{3 R_r}{\Omega_s g} \hat{I}_R^2 \quad (2.2)$$

P_e : puissance électromagnétique ;

On obtient ainsi :

$$Ce = \frac{3 p \left(\frac{M_{SR}}{L_S} V_e \right)^2}{\Omega_s} \cdot \frac{R_r/g}{(R_r/g)^2 + (Nr\omega_s)^2} \quad (2.3)$$

Où encore en utilisant la variable ω_r (pulsation des courants au niveau rotorique). Le glissement a été défini dans le premier chapitre pour un fonctionnement moteur par :

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

Il est positif pour un fonctionnement moteur, négatif pour un fonctionnement générateur, c'est-à-dire :

$$g = \pm \frac{\omega_r}{\omega_s} \tag{2.5}$$

Pour un fonctionnement moteur, l'expression du couple en fonction de ω_r serait donc :

$$C_e = \frac{3 p \left(\frac{M_{SR}}{L_S} V_e \right)^2}{\omega_s^2} \cdot \frac{R_r / \omega_r}{(R_r / \omega_r)^2 + (N_r)^2} \tag{2.6}$$

2.4 Caractéristiques du moteur asynchrone

2.4.1 Caractéristique mécanique

Si la machine est alimentée par le réseau, Les expressions précédentes permettent de tracer les caractéristiques mécaniques suivantes :

2.4.1.1 Caractéristique $C_e = f(\omega)$

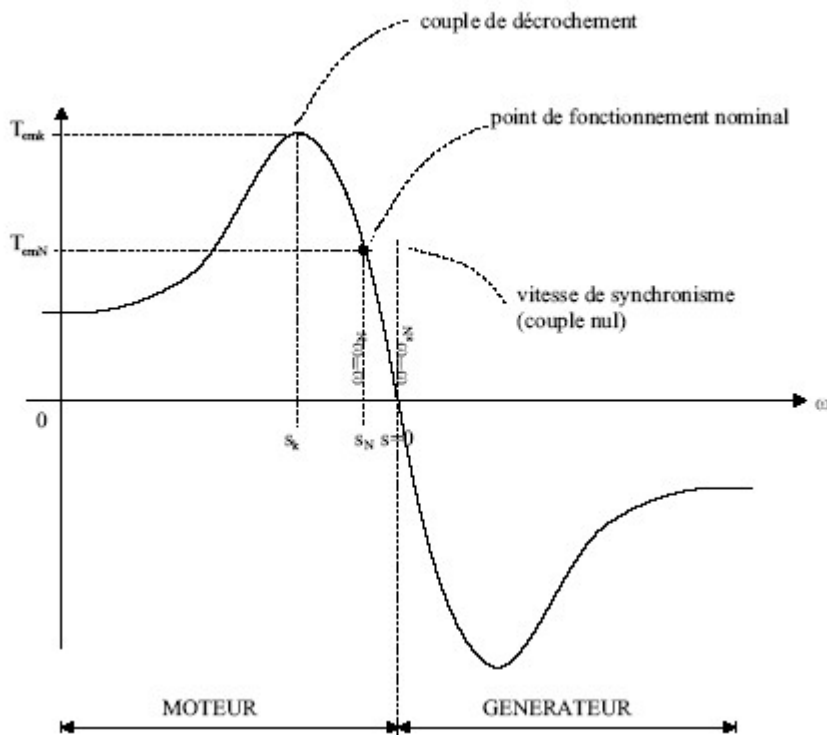
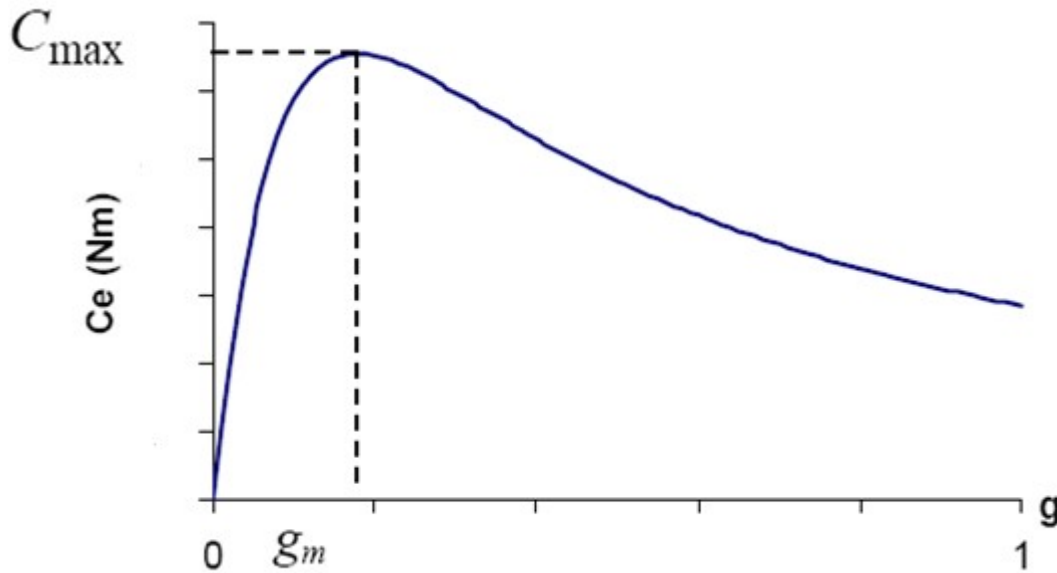


Figure (2.1): Caractéristique mécanique $c_{em} = f(\omega)$.

2.4.1.2 Caractéristique $C_e = f(g)$ Figure (2.2): Caractéristique mécanique $c_{em}=f(g)$.

D'après la caractéristique ci-dessus on constate que :

- Le glissement g intervient directement dans l'expression du couple. Le tracé de la caractéristique pour le régime sinusoïdal permanent (figure(2.2)), pour une tension d'alimentation $V_s(\theta)$ sinusoïdale d'amplitude et de fréquence constantes (comme c'est typiquement le cas lorsque le moteur est alimenté par le réseau), montre que pour de faibles valeurs de g , la courbe s'approche d'une droite.
- Le couple est comme prévu nul lorsque le glissement est égal à zéro, (il y a synchronisme). C'est uniquement dans cette zone, aux faibles glissements que la machine est exploitée. Si le glissement continue à augmenter, ce qui se produit par exemple si l'on charge graduellement la machine, il y a décrochage pour une certaine valeur de g : le couple passe par un maximum $C_{e_{MAX}}$, cette valeur dépend de la valeur de la tension d'alimentation et peut être ajustée en conséquence, pour autant que le dispositif d'alimentation le permette.
- De plus, elle est proportionnelle à l'inverse du carré de la fréquence d'alimentation, détail important lorsqu'il s'agira d'exploiter la machine à haute vitesse.

Pour les valeurs du glissement et de la pulsation rotorique respectivement égales à :

$g = g_{MAX} = \frac{R_r}{\omega_s}$, $\omega_r = \frac{R_r}{Nr}$, ainsi le couple est maximal, il est donné par :

$$C_{e_{MAX}} = \frac{3p \left(\frac{M_{SR}}{L_S} V_e \right)^2}{2Nr\omega_s^2} \quad (2.7)$$

2.5 Démarrage des moteurs asynchrones sur un réseau industriel de fréquence fixe

L'équation (2.6) montre que le couple électromagnétique en régime permanent ne dépend que de la pulsation rotorique ω_r pour un moteur alimenté par un réseau industriel de tension et de fréquence fixes, on ne peut pas parler dans ce cas de variation de vitesse puisque il s'agit de passer simplement de la vitesse nulle à la vitesse de fonctionnement nominale, il est souhaitable dans ce cas de limiter l'appel du courant au démarrage sans trop limiter le couple. Les solutions classiques couramment utilisées sont :

- Démarrage étoile-triangle ;
- Démarrage par un autotransformateur ;
- Insertion des Résistances ou d'inductances en série avec le stator ;
- Rhéostat de démarrage (insertion des résistances rotoriques dans le cas des MAS à rotor bobiné).

2.6 Procédés de variation de vitesse

L'électrotechnicien dispose de nombreux moyens pour réguler la vitesse du moteur asynchrone. Les progrès technologiques permettent aujourd'hui l'utilisation de nouveaux moyens pour obtenir une vitesse variable. Ces moyens exigent de leur part des convertisseurs de puissance (le plus souvent un onduleur). Dans la suite du présent chapitre on citera quelques procédés de variation de la vitesse notamment le procédé à V/F constant.

2.6.1 Commandes des machines asynchrones

On distingue deux types de commandes pour les moteurs asynchrones: les commandes vectorielles et les commandes scalaires. Les premières sont basées sur le modèle dynamique de la machine, les secondes sont basées en principe sur le modèle établi en régime permanent, issu des schémas équivalents donnés au chapitre précédent. Plusieurs commandes scalaires existent selon qu'on agit sur le courant ou la tension ; elles dépendent de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant).

Il existe un grand nombre de stratégies de pilotage de la machine asynchrone, toutes poursuivant l'idée de faire produire à la machine le couple le plus élevé possible, cela quelle que soit la vitesse, notamment aux faibles vitesses (démarrage) et à grandes vitesses (supérieures à la vitesse nominale). On se limite ci-après à la présentation de quelques-uns de ces principes de commande.

2.6.1.1 Commande scalaire en couple

Un bon fonctionnement du moteur asynchrone nous conduit à contrôler le couple pour imposer la vitesse de rotation ou la position de l'arbre. On dispose pour cela de l'expression du couple électromagnétique.

$$ce = \frac{(m_{s \leftrightarrow r} V e)^2}{\Omega_s} \frac{R_r / g}{(R_r / g)^2 + (Nr)^2} \quad (2.8)$$

Avec une relation faisant intervenir les paramètres de la machine et le flux statorique on aboutit:

$$ce = 3p \left(\frac{M_{SR}}{L_S} \right)^2 \Phi_s^2 \frac{R_r / \omega_r}{(R_r / \omega_r)^2 + (\sigma Lr)^2} \quad (2.9)$$

Pour un fonctionnement au voisinage du synchronisme (ce qui est souvent recherché), on peut considérer que :

$$R_r / \omega_r \gg (\sigma Lr)^2, \text{ on obtient ainsi :} \\ ce = 3p \left(\frac{M_{SR}}{L_S} \right)^2 \Phi_s^2 \frac{Rr}{\omega_r} \quad (2.10)$$

On peut également exprimer la relation (2.10) en fonction du flux rotorique, en sachant que ($\Phi_r = \frac{M_{SR}}{L_S} \Phi_s$).

$$ce = 3p\Phi_r^2 \frac{\omega_r}{R_r} \quad (2.11)$$

Ces deux expressions permettent de calculer le couple électromagnétique, identique à celui de la partie utile de la machine.

Le but de cette étude est de pouvoir régler le couple du moteur, pour cela les expressions qui viennent d'être établies sont à exploiter pour l'élaboration d'une loi de commande.

2.6.2 Grandeurs de réglage du couple en régime permanent

Des deux expressions précédentes, il en résulte que les grandeurs de réglages du couple sont :

- La pulsation rotorique ω_r ;
- Le flux totalisé Φ_s ou Φ_r .

Mais il reste à résoudre les problèmes suivants :

- Comment imposer une pulsation rotorique, sachant qu'en règle générale le rotor est inaccessible ?
- Comment imposer le flux totalisé Φ_s ou Φ_r , et à quelle valeur ?

Pour y remédier, on utilisera la relation naturelle d'autopilotage des machines à induction à savoir :

$$\omega_r = \omega_s - p \cdot \Omega \quad (2.12)$$

Avec :

- ω_s : grandeur imposable ;
- Ω : grandeur mesurable.

Quant aux flux, ils seront contrôlés à partir des grandeurs statoriques, courants ou tensions, les stratégies de commande couramment utilisées sont :

- De la vitesse nulle à la vitesse nominale, il faut maintenir le flux constant à sa valeur maximale pour minimiser les pertes (pour cette plage de fonctionnement, on disposera du couple nominale de la machine).
- Pour des vitesses supérieures à la vitesse nominale, on diminuera le flux dans la machine (pour cette plage de fonctionnement, on disposera de la puissance apparente nominale de la machine.).

On en déduit le synoptique d'une commande en couple donnée par la figure (2.3) :

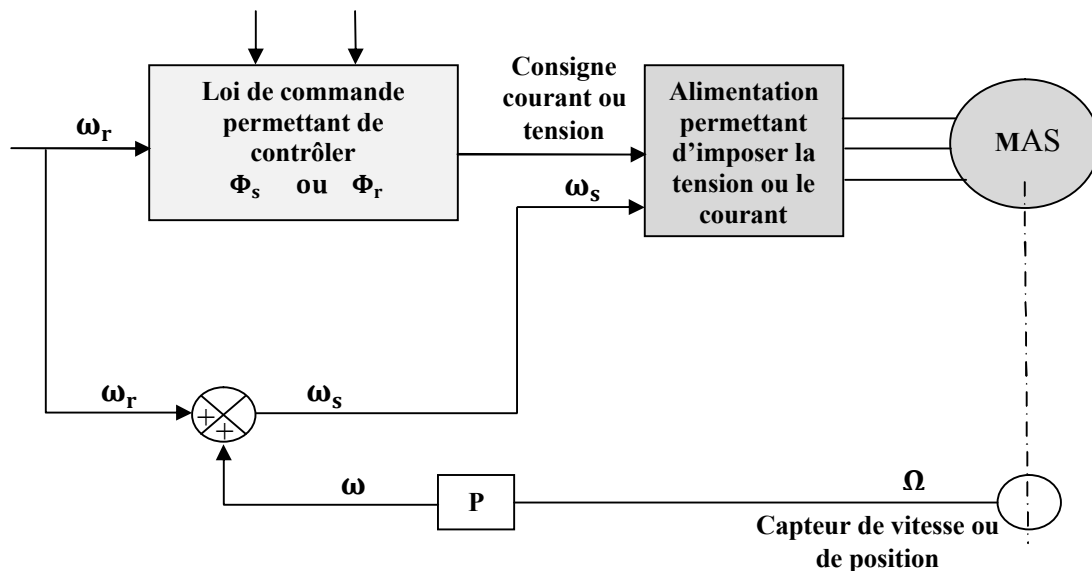


Figure (2.3) : Schéma global du principe de contrôle en couple du moteur asynchrone.

2.6.3 Commande à flux d'entrefer constant

2.6.3.1 Lois de commandes permettant le contrôle du flux

Quelle que soit la méthode de pilotage mise en œuvre, l'exploitation de la machine asynchrone dans une large gamme de vitesses nécessite une alimentation dont la tension (ou le courant) et la fréquence soient aisément variables. Pour les entraînements à courant alternatif d'une certaine précision, que la machine soit asynchrone ou synchrone auto-commutée, c'est le convertisseur statique, appelé également convertisseur de fréquence, qui est utilisé.

Les équations qui suivent montreront qu'une des bonnes stratégies consiste à maintenir le flux principal, ou flux d'entrefer constant.

2.6.3.1.1 Contrôle du flux à partir des courants statoriques

On cherche à établir les relations entre les flux et le module du courant statorique. A partir du schéma équivalent ramené au stator avec inductance de fuites ramenée au rotor, on aboutit à la relation suivante :

$$\underline{I}_S = \frac{\Phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + j\tau_r\omega_r}{1 + j\sigma\tau_r\omega_r}} \quad (2.13)$$

Soit en module :

$$I_S = \frac{\Phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\tau_r\omega_r)^2}{1 + (\sigma\tau_r\omega_r)^2}} \quad (2.14)$$

L'utilisation du schéma équivalent ramené au stator avec inductance de fuite localisée au stator, offre une expression du courant statorique en fonction du flux rotorique :

$$\underline{I}_S = \frac{\Phi_r}{M_{sr}} (1 + j\tau_r\omega_r) \quad (2.15)$$

Soit en module :

$$I_S = \frac{\Phi_r}{M_{sr}} \sqrt{1 + (\tau_r\omega_r)^2} \quad (2.16)$$

Pour des caractéristiques plus similaires dans la zone utile, il apparaît plus simple de contrôler le flux rotorique. La figure (2.4) illustre cette loi de réglage, pour une machine donnée, il faut préciser la valeur efficace du courant devant circuler dans les enroulements statoriques pour maintenir le flux rotorique à sa valeur nominale.

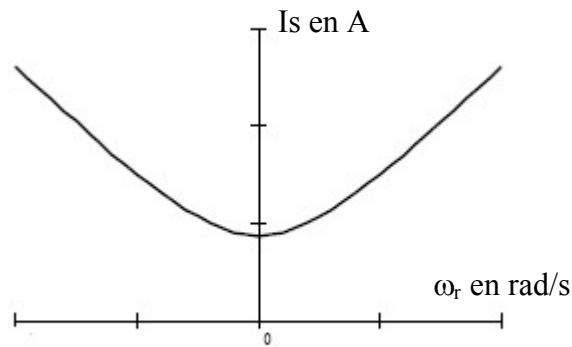


Figure (2.4) : Courant statorique en fonction de la pulsation rotorique à flux rotorique

Pour contrôler le courant statorique, il est possible d'utiliser :

- Un commutateur de courant à diodes d'isolement ;
- Un onduleur de tension piloté en courant qui fait partie de l'ensemble de la figure (2.3).
- Un gradateur triphasé.

Pour la partie commande, elle doit suivre un courant de consigne dont :

- L'amplitude permet de maintenir le module du flux constant ;
- La pulsation est ω_s .

2.6.3.1.2 Contrôle du flux à partir des tensions statoriques

- **Mise en évidence de la tension d'entrefer**

Pour ce faire :

- On reprend le schéma équivalent de la figure (1.4) :

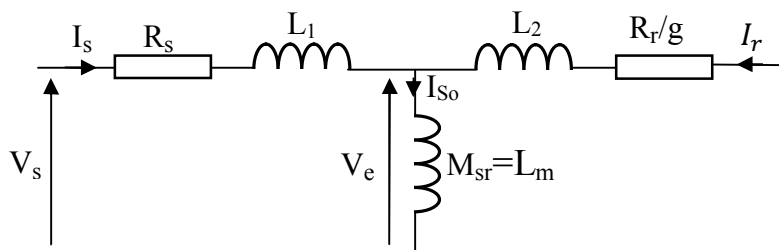


Figure (2.5) : Schéma équivalent aux inductances de fuites réparties.

D'après le schéma équivalent du moteur de la figure ci-dessus, La tension d'entrefer V_e s'exprime en écriture complexe :

$$\underline{V_e} = \underline{V_s} - (R_s + j\omega_s L_1)\underline{I_s} \tag{2.17}$$

V_e : tension induite par phase ou tension d'entrefer;

I_{so} : courant magnétisant.

- Ainsi que l'expression du couple :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{1}{\omega_s} \frac{R_r}{g} I_r^2 \tag{2.18}$$

Le courant rotorique peut être obtenue du même schéma en négligeant la tension induite ($j\omega_s L_1 \underline{I_r}$) par le flux de fuite rotorique figure (2.6).

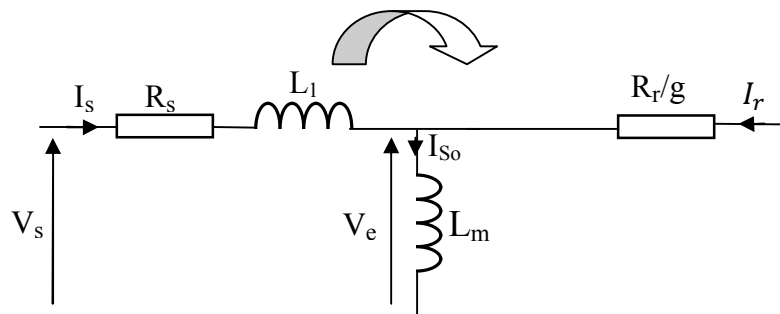


Figure (2.6) : Schéma équivalent avec inductance de fuite rotorique négligée.

L_m : Est appelée inductance magnétisante, cette appellation peut être justifiée par ce qui suit.

Le courant rotorique sera donc :

$$\underline{I_r} \approx \frac{-V_e}{R_r/g} = -\frac{j\omega_s L_m I_{so}}{R_r/g} \quad (2.19)$$

Soit en module :

$$I_r \approx \frac{\omega_s L_m I_{so}}{R_r/g} \quad (2.20)$$

Le couple a donc pour valeur approximative:

$$cem \approx \frac{3}{2} p L_m I_{so} I_r \approx Kc I_r \quad (2.21)$$

Si l'on parvient à contrôler le courant magnétisant I_{so} , en le maintenant à une valeur constante, on voit que l'expression du couple se simplifie puisqu'elle devient proportionnelle avec la composante active du courant rotorique I_r , la constante de proportionnalité étant Kc .

Notant encore, que maintenir le courant magnétisant I_{so} constant revient à imposer un flux d'entrefer Φ_e constant puisque :

$$\underline{\Phi_e} = L_m I_{so} \quad (2.22)$$

Et :

$$Kc = \frac{3}{2} p L_m I_{so} = \frac{3}{2} p \Phi_e \quad (2.23)$$

Cette expression nous fait penser au couple d'un moteur à courant continu à excitation séparée.

Le flux Φ_e joue donc le rôle du flux d'inducteur, il a pour tâche de magnétiser la machine. Pour maintenir le flux constant dans l'entrefer, respectivement le courant magnétisant I_{so} à une valeur constante, il faut que la tension "d'entrefer" V_e évolue proportionnellement à la fréquence

d'alimentation f_s , en effet :

$$\underline{V}_e = j\omega_s L_m \underline{I}_{s0} = j\omega_s \underline{\Phi}_e \quad (2.24)$$

Soit en module :

$$V_e = \omega_s \Phi_e \quad (2.25)$$

Maintenir Φ_e constant est possible si :

$$\frac{V_e}{\omega_s} = \Phi_e = \text{constante} \quad (2.26)$$

Cette expression montre bien que la tension qui intervient directement dans le calcul du couple est une grandeur inaccessible, les bornes du moteur permettent uniquement d'imposer la tension statorique V_s et la fréquence f_s .

- Approximation avec la loi de commande V_s/f_s constant

En première approximation, on peut cependant négliger la chute de tension statorique, en régime nominale et à grandes vitesses cette chute de tension due principalement à la résistance statorique est très faible, quelques volts, devant la tension d'alimentation V_s . Les limites de validité de cette approximation sont discutées dans ce qui suit.

$$\underline{V}_s - \underline{V}_e = (R_s + j\omega_s L_1) \underline{I}_s \quad (2.27)$$

Et admettre que :

$$\underline{V}_s \approx \underline{V}_e \quad (2.28)$$

On peut ainsi donner le schéma de la figure (2.7).

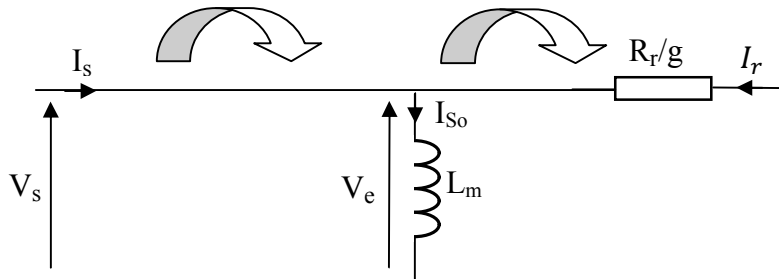


Figure (2.7) : Schéma équivalent avec chute de tension statorique négligée.

En se référant au même schéma ci-dessus la tension d'entrefer est égale :

$$\underline{V_s} \approx \underline{V_e} = (j\omega_s M_{sr}) \underline{I_{S0}} \quad (2.29)$$

La relation (2.26) peut être exprimée uniquement avec les grandeurs statoriques :

$$\frac{V_s}{\omega_s} = \Phi_e = \text{constante} \quad (2.30)$$

Ou bien :

$$\frac{V_s}{2\pi f_s} = \Phi_e = \text{constante} \quad (2.31)$$

Enfin l'expression se simplifie à la loi de commande :

$$\frac{V_s}{f_s} = \Phi_e = \text{constante} \quad (2.32)$$

Le schéma de la figure (2.8), obtenu dans le cadre d'une approximation et simplification, nous a permis d'aboutir à une loi de commande aussi simple que possible mais surtout facile à mettre en œuvre. La limite de validité de cette approximation peut être constatée aux basses vitesses où la chute de tension statorique (ohmique) devient problématique, car la tension d'alimentation V_s est de valeur modeste puisque celle-ci évolue proportionnellement avec la fréquence f_s .

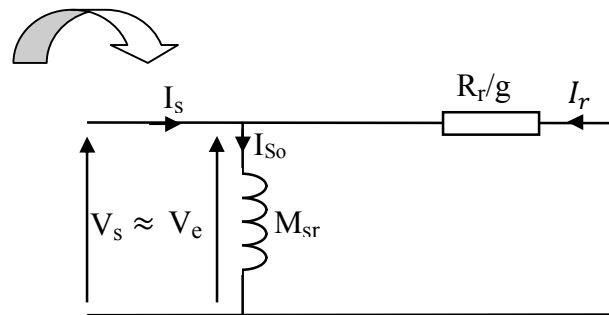


Figure (2.8) : Schéma équivalent simplifié.

En faisant varier la tension V_s et la fréquence f_s dans le même rapport (à une valeur constante égale en principe au rapport des valeurs nominales), permet d'imposer le courant magnétisant, par conséquent, le flux d'entrefer à sa valeur nominal. La figure (2.9), donne l'évolution de la tension efficace statorique en fonction de la fréquence (pulsation) statorique.

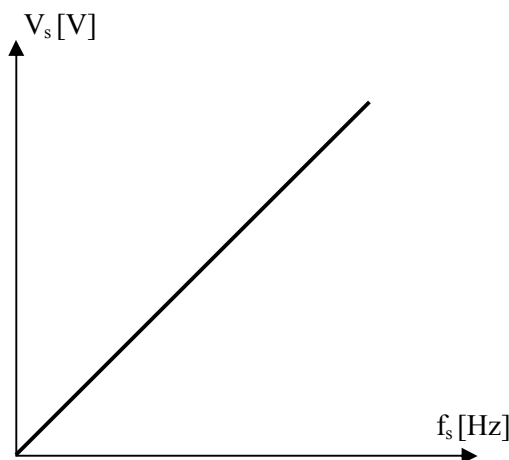


Figure (2.9) : Tension statorique en fonction de la fréquence statorique à flux d'entrefer constant.

2.7 Conclusion

En résumé, ce deuxième chapitre nous a permis de mettre l'accent sur les points suivant :

- la stratégie de commande visant à obtenir n'importe quel couple à n'importe quelle vitesse consiste donc à imposer le flux principal, (flux dans l'entrefer), dans la mesure du possible, au moyen de la valeur V_s et selon la relation :
$$\frac{V_s}{f_s} = \Phi_e = \text{constante.}$$
- La mise en œuvre de la loi de commande donnée par l'équation (2.32) au moyen d'un convertisseur statique, fera l'objet du prochain chapitre, où une solution est adaptée pour palier à l'inconvénient de la chute de tension statorique. il s'agira d'une commande en boucle ouverte.

Chapitre 3

Mise en œuvre de la loi de commande

$v/f = \text{constante}$

3.1 Introduction

La commande d'un moteur asynchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante ou redressée. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.).

Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs utilisés dans les alimentations des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire et d'un transistor MOSFET.

3.2 Système d'alimentation

L'alimentation du moteur asynchrone est constituée en général de deux étages connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur. Alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le moteur. La figure (3.1) illustre le schéma synoptique d'un moteur asynchrone à vitesse variable et de son alimentation. A partir d'un réseau d'alimentation standard (220/380V, 50HZ) après redressement et filtrage, la tension U_c (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

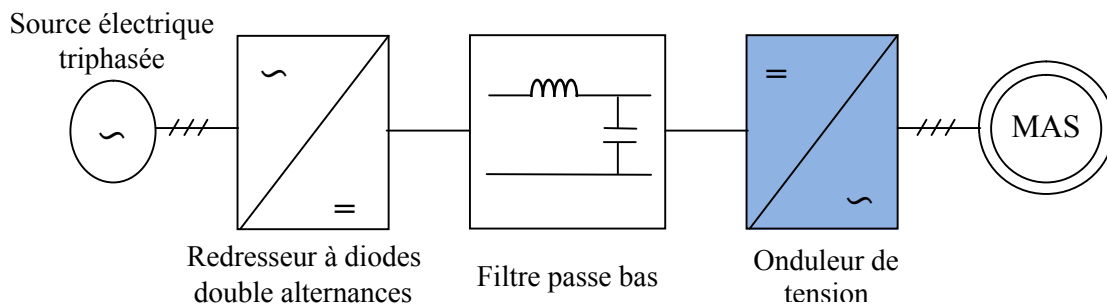


Figure (3.1): Schéma global d'un MAS à vitesse variable et de son alimentation.

Le présent chapitre traite de manière récapitulative ce qui a été évoqué précédemment, notre intérêt se portera sur l'onduleur de tension et ses stratégies de commande associées, à savoir la modulation vectorielle qui présente des avantages intéressants par rapport à la modulation classique (sinus triangle). Le même onduleur assure au moteur asynchrone un fonctionnement dont le rapport (V/f) constant).

3.3 Alimentation par un onduleur de tension

Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif), on a besoin de six interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en antiparallèle avec les transistors IGBT.

Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsions, *MLI*) ou (Pulse Width Modulation, *PWM*, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés.

3.4 Onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé, dont les composants semi-conducteurs contrôlables, sont des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande du moteur asynchrone. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs, les interrupteurs K_1 et K_2 , K_3 et K_4 , K_5 et K_6 doivent être contrôlés de manière complémentaire. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du moteur est illustré par la figure (3.2) :

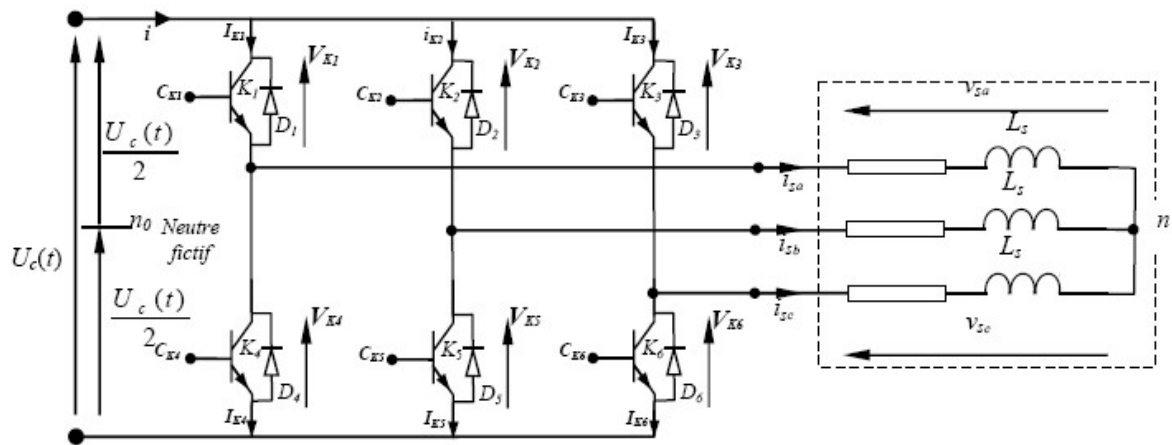


Figure (3.2) : Schéma d'un onduleur de tension alimentant le stator d'un moteur asynchrone.

3.4.1 Modèle de l'onduleur de tension: liaison entre le coté continu et le coté alternatif

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs instantanée;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs négligeable;
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

On aboutit au schéma simplifié de la figure (3.3) :

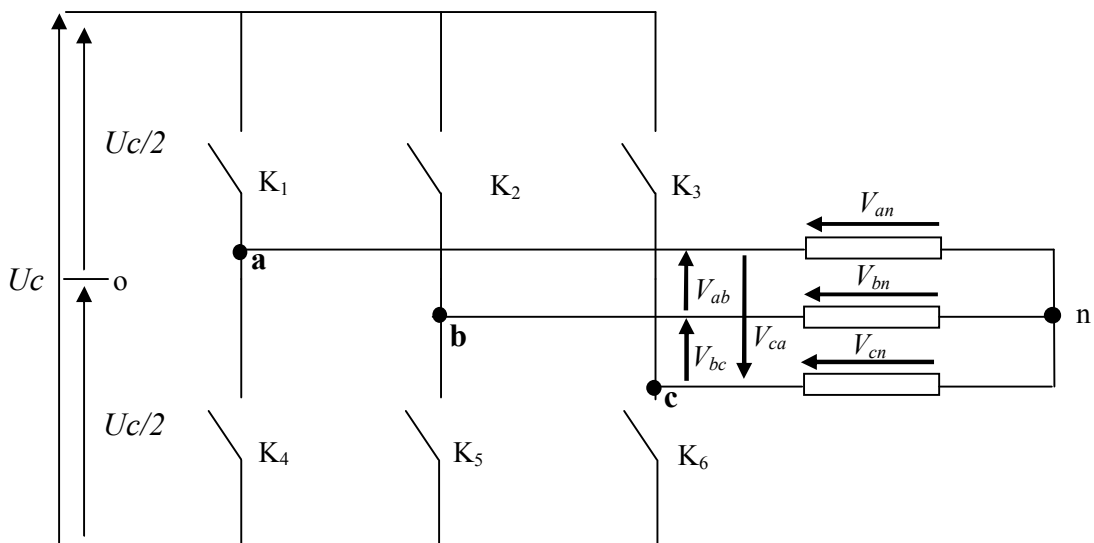


Figure (3.3) : Schéma simplifié d'un onduleur de tension.

Où :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : sont les tensions simples ;

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} : les tensions composées.

On établit la liaison entre le coté continu et le coté alternatif à travers ces interrupteurs, il est toujours utile de rappeler que la commande des interrupteurs d'un même bras est complémentaire. L'état des interrupteurs supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande C_{ki} ($i = a, b, c$).

$C_{ki} = 1$, cas où l'interrupteur du haut est fermé et celui d'en bas est ouvert ;

$C_{ki} = 0$, cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases $V_{i=(a, b, c)}$ en fonction des signaux de commande C_{ki} :

$$V_{in(a,b,c)} = C_{ki}U_c + \frac{U_c}{2} \quad (3.1)$$

Les trois tensions composées, V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif o :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{co} = V_{bo} - V_{oc} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{ao} = V_{co} - V_{oa} \end{cases} \quad (3.2)$$

Soit « n » le point neutre du coté alternatif, on a alors :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (3.3)$$

La charge est considérée équilibrée, il en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (3.4)$$

En remplaçant (3.4) dans (3.2) on peut écrire :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (3.5)$$

La substitution de (3.3) dans (3.5) nous donne pour les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (3.6)$$

L'utilisation de l'expression (3.1) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{u_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{ka} \\ C_{kb} \\ C_{kc} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Avec:

V_{ao}, V_{bo}, V_{co} correspondent aux tensions à l'entrée de l'onduleur (valeurs du coté continu) et si V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions à la sortie de celui-ci (valeurs du coté alternatif du MAS), par conséquent l'onduleur qui établit cette liaison entre les deux cotés est modélisé par la matrice de transfert T donnée par :

$$T = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs de commande (C_{ka}, C_{kb}, C_{kc}) permettent de générer huit états de commande dont deux sont nuls, ces états sont notés $V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6,$ et V_7 comme le montre la figure (3.4) et (3.5).

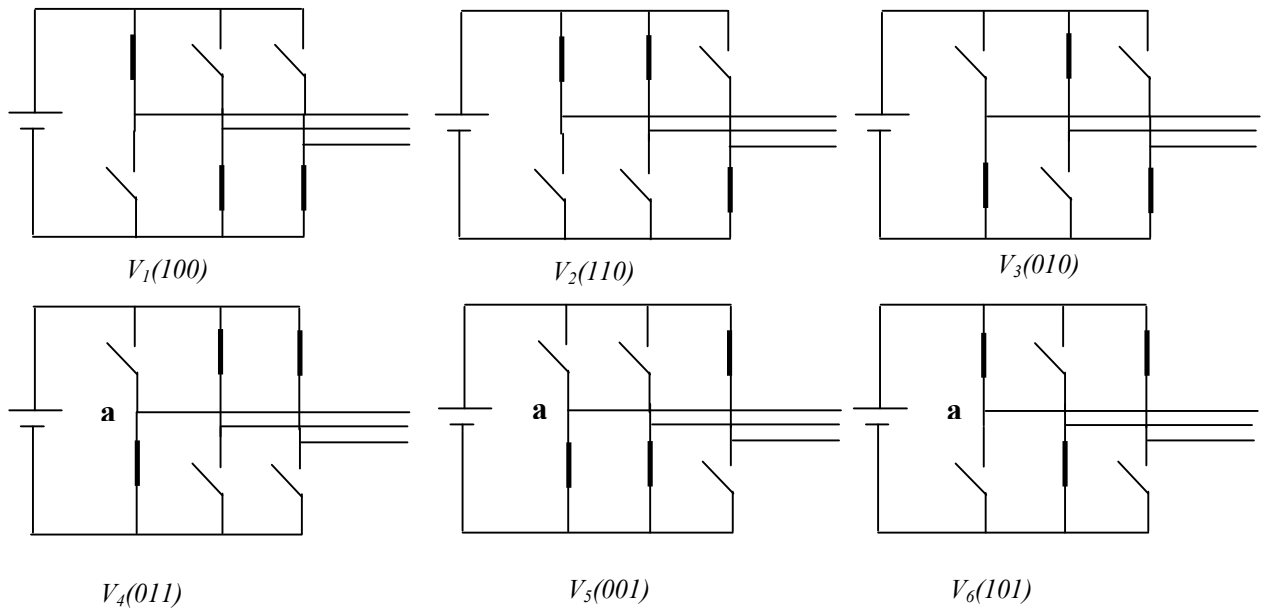


Figure (3.4) : Les six états de commande actifs.

Les deux états nuls V_0 , V_7 .

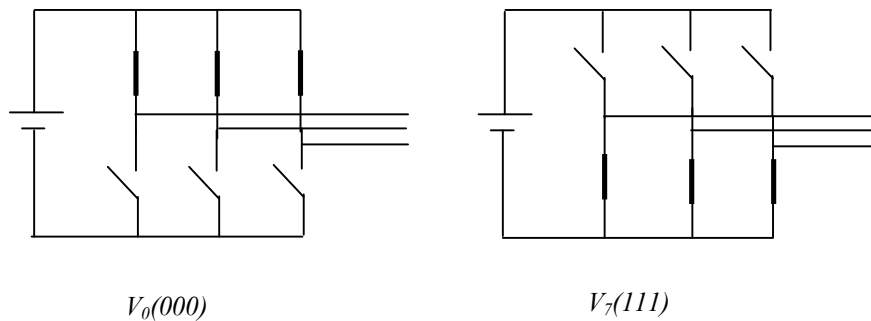


Figure (3.5) : Les deux états de commande nuls.

3.4.2 Onduleur de tension à MLI

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse très rapide et ses performances élevées, il permet d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence variables.

A partir d'un réseau d'alimentation standard (220/380V, 50HZ) après redressement et filtrage, la tension U_c (étage continu) est appliquée à l'onduleur. Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, on peut citer :

- Les modulations *sinus-triangle* effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse généralement triangulaire.
- Les modulations *précalculées* pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations *postcalculées* appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la deuxième technique à laquelle on s'intéresse pour l'onduleur ci-dessus, ainsi on peut

3.4.3 Modulation de Largeur d'Impulsions sinus-triangle

La MLI permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- Repousser les harmoniques à des fréquences élevées pour faciliter leur filtrage;
- Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.
- **Principe**

Elle consiste à convertir une modulante $V_{ref}(t)$ (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Au niveau électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse $V_p(t)$ (tension à haute fréquence de commutation) figure (3.6).

Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé $Ki=1, 2, 3$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa.

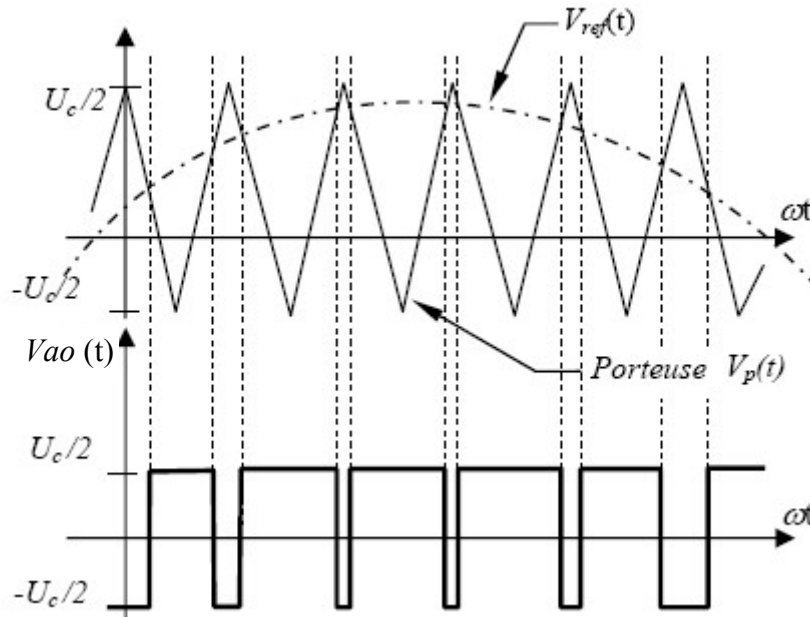


Figure (3.6) : MLI sinus triangle.

Selon la figure (3.6) la tension de sortie de l'onduleur a les caractéristiques suivantes :

$$\text{Si: } V_{ref}(t) > V_p(t) \Rightarrow V_{ao} = U_c/2 ;$$

$$\text{Si: } V_{ref}(t) < V_p(t) \Rightarrow V_{ao} = -U_c/2.$$

- La fréquence de la MLI est égale à la fréquence de la tension de la porteuse $V_p(t)$.
- L'amplitude est contrôlée par l'amplitude de $V_{ref}(t)$.
- La fréquence du fondamental est contrôlé par la fréquence de $V_{ref}(t)$.

On peut régler la tension à la sortie de l'onduleur en agissant sur le coefficient de réglage 'r' défini comme suit :

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p} = \frac{\max(V_{ao})_1}{U_c/2} \quad (3.9)$$

$(V_{ao})_1$: Fondamental de la tension V_{ao} ;

V_p : valeur crête de la porteuse.

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut :

$$(V_{a0})_{max1} = \frac{U_c}{2} r \quad (3.10)$$

L'indice de modulation « m » est défini comme étant la valeur du rapport de la fréquence de la porteuse triangulaire (ou en dent de scie) sur celle de la modulante, son choix procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon fonctionnement de l'onduleur (meilleur rendement):

$$m = \frac{\text{frequence de } v_p(t)}{\text{frequence de } v_{ref}(t)} \quad (3.11)$$

3.4.4 Modulation Vectorielle

- Principe

Dans la modulation vectorielle, on représente par seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires [8], (k1-k2), (k3-k4), (k5- k6), du schéma de la figure (3.2):

3.4.4.1 Transformation de Concordia

La modulation vectorielle est donc basée sur la représentation des trois tensions de phases comme un seul vecteur d'espace, ceci est obtenu par le biais d'une transformation d'un plan triphasé en un plan biphasé, il s'agit de la transformation de **Concordia** qui consiste substituer aux trois tensions de phase V_a, V_b, V_c exprimées dans le repère triphasé (abc) leurs composantes V_α, V_β, V_0 exprimées dans un système de coordonnées biphasé ($\alpha\beta 0$).

La relation entre les deux repères est :

$$f_{\alpha\beta o} = C_{\alpha\beta o} f_{abc} \quad (3.12)$$

tel que:

$$C_{\alpha\beta o} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$f_{\alpha\beta o} = [f_\alpha \quad f_\beta \quad f_o]^T; f_{abc} = [f_a \quad f_b \quad f_c]$$

f Peut être soit une tension, un courant ou un flux.

Comme il est décrit sur la figure (3.7), cette transformation est équivalente à une projection orthogonale de $[a \quad b \quad c]^T$ sur un système bidimensionnel perpendiculaire au vecteur $[1 \quad 1 \quad 1]^T$ (équivalent au plan $(\alpha\beta o)$ dans le système de coordonnées triphasé [3][7]).

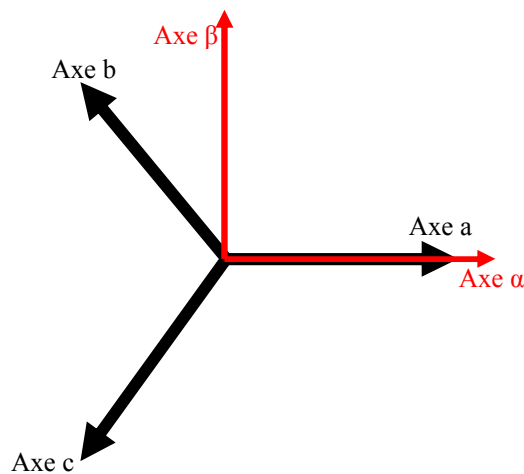


Figure (3.7) : Représentation du repère triphasé abc et le repère biphasé $\alpha\beta o$.

Ce type de stratégie permet une bonne maîtrise du vecteur tension et une diminution des harmoniques. Une analyse combinatoire de tous les interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tension v_α et v_β , données par le tableau (3.1), [4]

Vecteurs de commande	État des interrupteurs			Tensions au point fictifs o			Tensions simples			Tensions composées	
	K_1	K_2	K_3	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β
V_0	0	0	0	$-U_c/2$	$-U_c/2$	$-U_c/2$	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$U_c/2$	$-U_c/2$	$U_c/2$	$2/3 U_c$	$-1/3 U_c$	$-1/3 U_c$	$U_c/\frac{\sqrt{3}}{2}$	0
V_2	1	1	0	$U_c/2$	$U_c/2$	$-U_c/2$	$1/3 U_c$	$1/3 U_c$	$-2/3 U_c$	$U_c/\sqrt{6}$	$U_c/\sqrt{2}$
V_3	0	1	0	$-U_c/2$	$U_c/2$	$U_c/2$	$-1/3 U_c$	$2/3 U_c$	$-1/3 U_c$	$-U_c/\sqrt{6}$	$U_c/\sqrt{2}$
V_4	0	1	1	$-U_c/2$	$U_c/2$	$U_c/2$	$-2/3 U_c$	$1/3 U_c$	$1/3 U_c$	$-U_c/\frac{\sqrt{3}}{2}$	0
V_5	0	0	1	$-U_c/2$	$-U_c/2$	$U_c/2$	$-1/3 U_c$	$-1/3 U_c$	$2/3 U_c$	$-U_c/\sqrt{6}$	$-U_c/\sqrt{2}$
V_6	1	0	1	$U_c/2$	$-U_c/2$	$U_c/2$	$1/3 U_c$	$-2/3 U_c$	$1/3 U_c$	$U_c/\sqrt{6}$	$-U_c/\sqrt{2}$
V_7	1	1	1	$U_c/2$	$U_c/2$	$U_c/2$	0	0	0	0	0

Tableau (3.1) : Calcul des vecteurs de tension

3.4.4.2 Vecteurs de commande

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur, dont six sont des séquences actives alimentant la charge. Celles-ci définissent six vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur : ($V_i=1,2,..6$) voir figure (3.4). Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls V_0 et V_7 figure(3.5).

Les six vecteurs non nuls de tension appelés également vecteurs spatiaux, forment les axes d'un hexagone régulier, les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine, ils sont perpendiculaire au plan (α,β). L'angle entre deux vecteurs adjacents est de 60° .

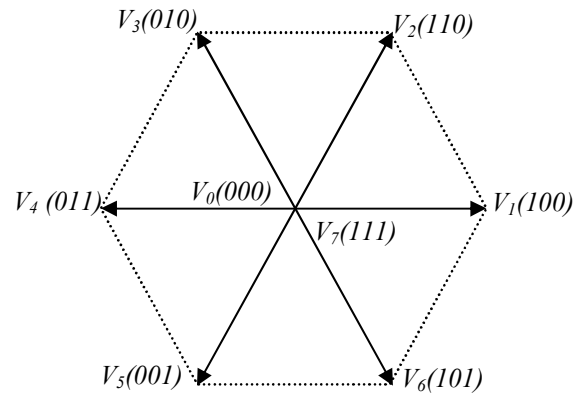


Figure (3.8) : Les six vecteurs de commande forment un hexagone.

L'objectif de la technique de modulation vectorielle est l'approximation du vecteur référence ' V_{ref} ' en utilisant des portions des huit vecteurs de base, ces portions sont liées par un rapport cyclique aux vecteurs de base, donc aux durées de modulation. Une simple approximation est de générer la valeur de la tension à la sortie de l'onduleur dans une petite période d'échantillonnage T_z de telle sorte à ce qu'elle soit identique à V_{ref} au court de cette période [5].

La même transformation peut être appliquée à la tension désirée à la sortie de l'onduleur de telle façon à obtenir la tension de référence désirée V_{ref} dans le référentiel $(\alpha\beta_0)$ figure (3.7). Donc, la modulation vectorielle peut être implémentée de la manière suivante :

- 1 étape : Détermination des tensions de références V_α , V_β , V_{ref} et l'angle α ;
- 2 étape : Génération des séries d'impulsions T_1 , T_2 et T_0 ;
- 3 étape : Détermination des instants de commutation pour chaque transistor (K1 à K6).

3.4.4.3 Etape 1 : la détermination de V_α , V_β , V_{ref} et l'angle α

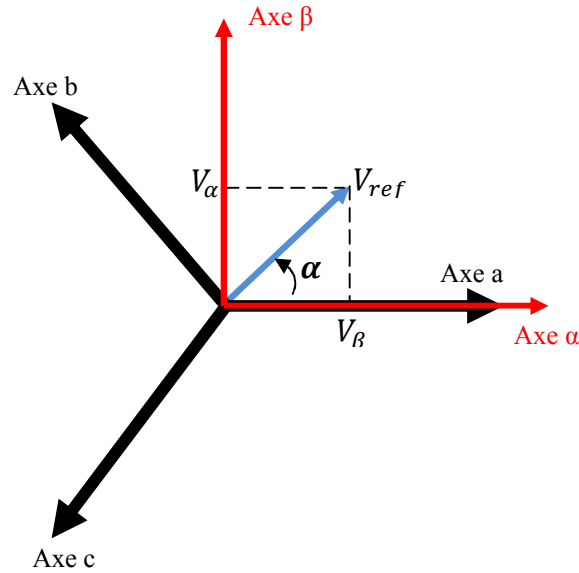


Figure (3.9): Représentation de V_{ref} dans le repère $\alpha\beta$.

D'après la figure (3.9) V_α , V_β , V_{ref} et l'angle α sont déterminés comme suit :

$$V_\alpha = V_{an} \cos(0) - V_{bn} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) - V_{cn} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn} \quad (3.14)$$

$$V_\beta = V_{an} \cos\frac{\pi}{2} + V_{bn} \cos\frac{\pi}{6} - V_{cn} \cos\frac{\pi}{6} = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn} \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$|\overline{V_{ref}}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (3.17)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_\alpha}{V_\beta}\right) = \omega t = 2\pi f t$$

f : Fréquence du fondamental.

3.4.4.4 Étape 2: génération des séries d'impulsions T_1 , T_2 et T_0 [5]

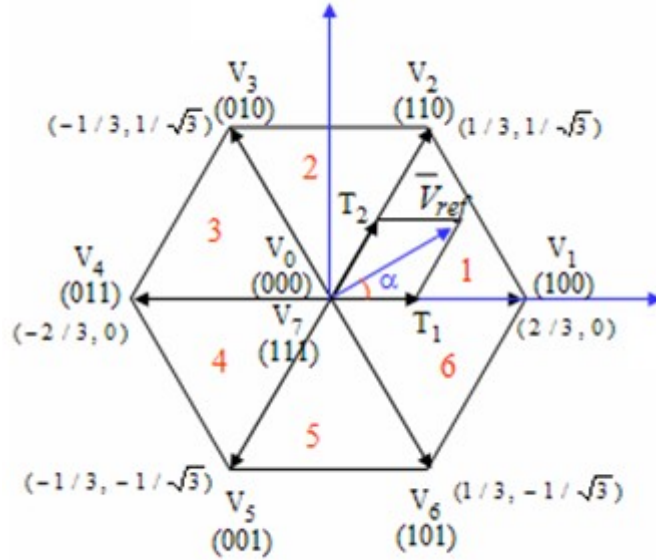


Figure (3.10) : Représentation des huit vecteurs de commande et de V_{ref} dans le plan $\alpha\beta$.

3.4.4.5 Durée des temps de commutation dans le secteur1 [5]

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt \quad (3.18)$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2) \quad (3.19)$$

$$\Rightarrow T_z \cdot \bar{V}_{ref} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} U_c \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} U_c \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Tel que : $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

$$T_1 = T_z r \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (3.21)$$

$$T_2 = T_z r \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (3.22)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2), \quad (3.23)$$

Tel que : $T_z = \frac{1}{f_z}$ et $r = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}U_c}$

3.4.4.6 Durée des temps de commutation dans un secteur quelconque [5]

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left(\sin\left(n\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left(\sin\frac{n\pi}{3} \cos\alpha - \cos\frac{n\pi}{3} \sin\alpha \right) \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left(\sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left(-\cos\alpha \sin\frac{n-1}{3}\pi + \sin\alpha \cos\frac{n-1}{3}\pi \right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2 \quad (3.26)$$

(n allons de 1 à 6 (n étant le nombre de secteurs total; $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$))

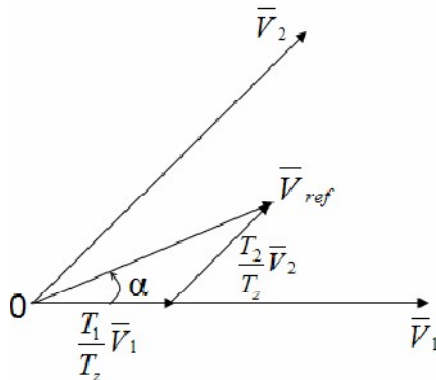


Figure (3.11) : Représentation vectorielle de V_{ref} en fonction de deux tensions

3.4.4.7 Étape 3 : détermination des instants de commutation pour chaque interrupteur

Le tableau (3.2), montre des portions de temps (durée des commutations) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension dans chaque secteur [5].

secteur	Les interrupteurs du haut	Les interrupteurs du bas
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2$
4	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
5	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$

Tableau (3.2) : Temps de commutations dans chaque secteur.

3.5 Mise en œuvre de la variation de vitesse

Jusqu'ici l'onduleur de tension a été traité en tant que convertisseur de l'électronique de puissance, la stratégie de la modulation vectorielle nous a permis d'améliorer considérablement ces performances, mais la tâche technique qui est réservée à ce même convertisseur est celle d'un variateur de vitesse. L'étude effectuée dans Le deuxième chapitre d'une stratégie de commande possible nous a permis d'aboutir au résultat de la relation(2.33).

3.5.1 Commande en boucle ouverte

Pour des exigences moyennes en précision et dynamique, il est possible de commander le moteur asynchrone dans une large plage de vitesse en boucle ouverte, donc sans capteur de vitesse figure (3.12).

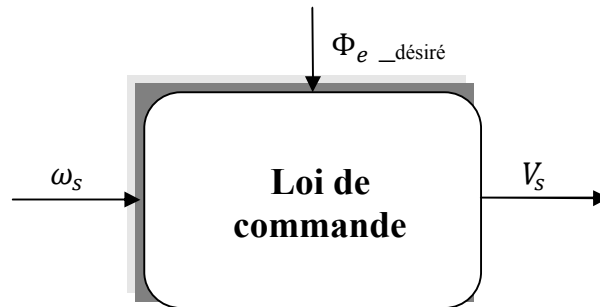


Figure (3.12): Synoptique de commande en boucle ouverte.

Tant que la tension délivrée par le variateur peut évoluer, dans la mesure où le flux dans la machine est constant rapport (V/f constant), le couple moteur sera grossièrement proportionnel au courant et le couple nominal de la machine pourra être obtenu sur toute la plage de vitesse souhaitée.

Toute fois, à des fréquences et des tensions faibles, le terme lié à la chute de tension statorique ne peut plus être négligé, en particulier la chute de tension au niveau de la résistance statorique (voir chapitre 2).

Pour maintenir le flux constant quelque soit la charge du moteur et donc quel que soit le courant absorbé, le rapport (V/f constant) n'est pas suffisant. Des solutions ont été adaptées pour y remédier, parmi lesquelles on peut citer :

3.5.2 Boost manuel

Il consiste à adopter une loi (tension/fréquence) avec augmentation fixe de la tension à basse fréquence. Cet ajustage est parfois appelé "boost manuel" figure (3.13). La tension appliquée au moteur n'est pas fonction de sa charge. Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé à basse vitesse, mais présente l'inconvénient de maintenir un courant élevé dans le moteur à vide avec risque de saturation et de surcharge [15].

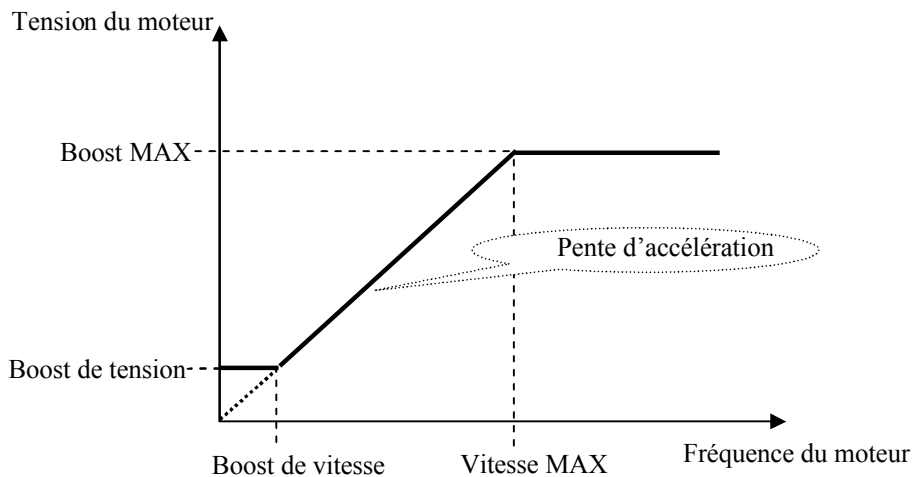


Figure (3.13) : Loi $V/f = \text{constant}$ avec boost [14].

3.5.3 Compensation fixe de la chute de tension $R_s I_s$

Elle consiste à délivrer au moteur une tension avec compensation fixe de la chute de tension, c'est à dire sans prendre en compte le courant statorique réellement consommé par le moteur. La figure montre la nouvelle caractéristique avec compensation de $R_s I_s$ [15]:

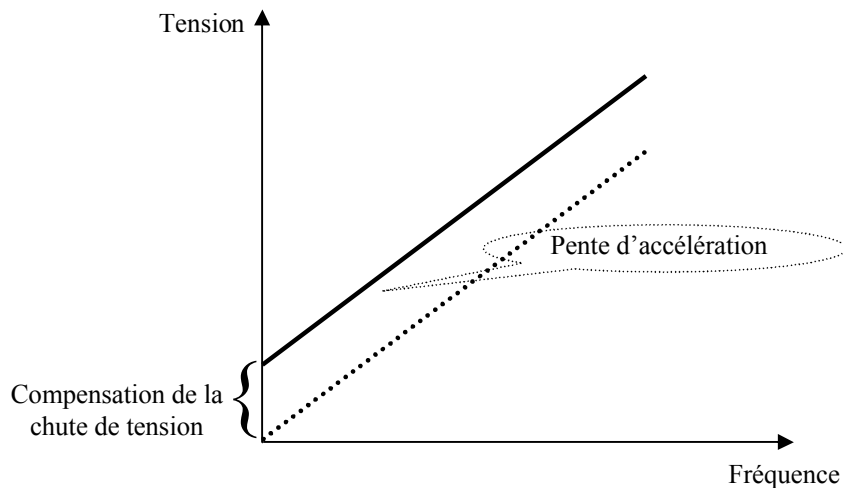


Figure (3.14) : Loi $V/f = \text{constant}$ avec compensation de la chute de tension statorique.

3.5.4 Compensation automatique de la chute de tension : boost automatique

Il consiste à délivrer au moteur une tension avec compensation automatique de la chute de tension $R_S I_S$. A une vitesse donnée, la tension fournie au moteur varie en fonction de la charge. Cet ajustage est parfois appelé “boost automatique”. Un réglage permet de faire varier le coefficient, c’est-à-dire compenser au plus juste la chute de tension $R_S I_S$ du moteur utilisé figure (3.15).

Cet ajustage permet d’obtenir un couple élevé, à basse vitesse, tout en ayant un courant faible à vide. Par contre, il présente l’inconvénient d’un temps de réponse plus lent. Un excès de compensation peut également conduire à une suralimentation entretenue du moteur [15]:

- Augmentation de la charge;
- Augmentation de la tension;
- Augmentation du courant.

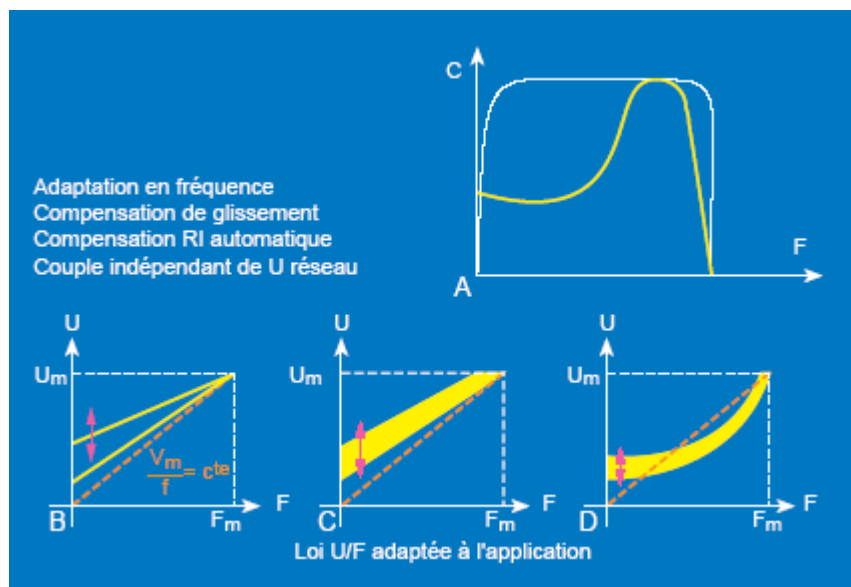


Figure (3.15) : Loi $V/f = \text{constant}$ avec compensation automatique de la chute de tension

3.5.5 Variation de la vitesse en boucle ouverte du moteur asynchrone

Le rapport est généralement choisi le plus proche possible du rapport V_{sn} / f_{sn} où V_{sn} et f_{sn} sont respectivement la tension et la fréquence nominale au stator du moteur, pour pallier à l'inconvénient de la chute de tension statorique aux basses vitesses, on réalise un boost en basse valeur de la fréquence f_s en imposant une tension V_s constante jusqu'à environ **25%** de ω_{sn} . Ensuite, l'onduleur suit la loi où le rapport V_s/f_s est constant [19][3], (voir figure (3.16)).

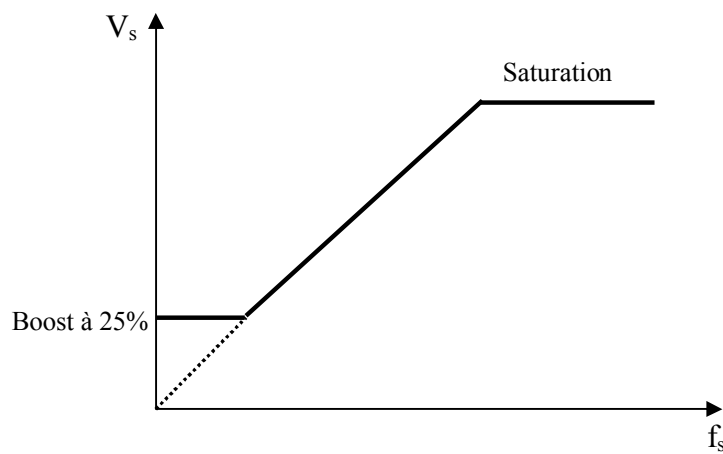


Figure (3.16) : *Loi de commande d'un onduleur alimentant un moteur*

La solution adoptée, qui est valable même pour le modèle de simulation dans le prochain chapitre, est celle présentée sur la figure (3.17),

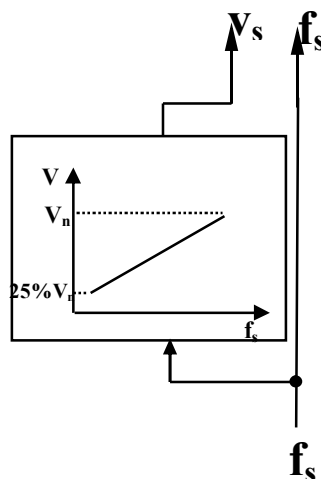


Figure (3.17) : *Boost à 25% de la tension V_n .*

3.5.6 Synoptique de commande à V_s/f_s constant en boucle ouverte

On déduit le synoptique d'une commande en boucle ouverte représenté sur la figure (3.18). Il suffit pour cela d'alimenter la machine à fréquence variable, au moyen d'un convertisseur statique. Contrairement au cas du moteur synchrone où la fréquence de l'alimentation impose directement la vitesse de rotation [16]. Ce synoptique constitue les schémas blocs de la simulation qui fera l'objet du quatrième chapitre.

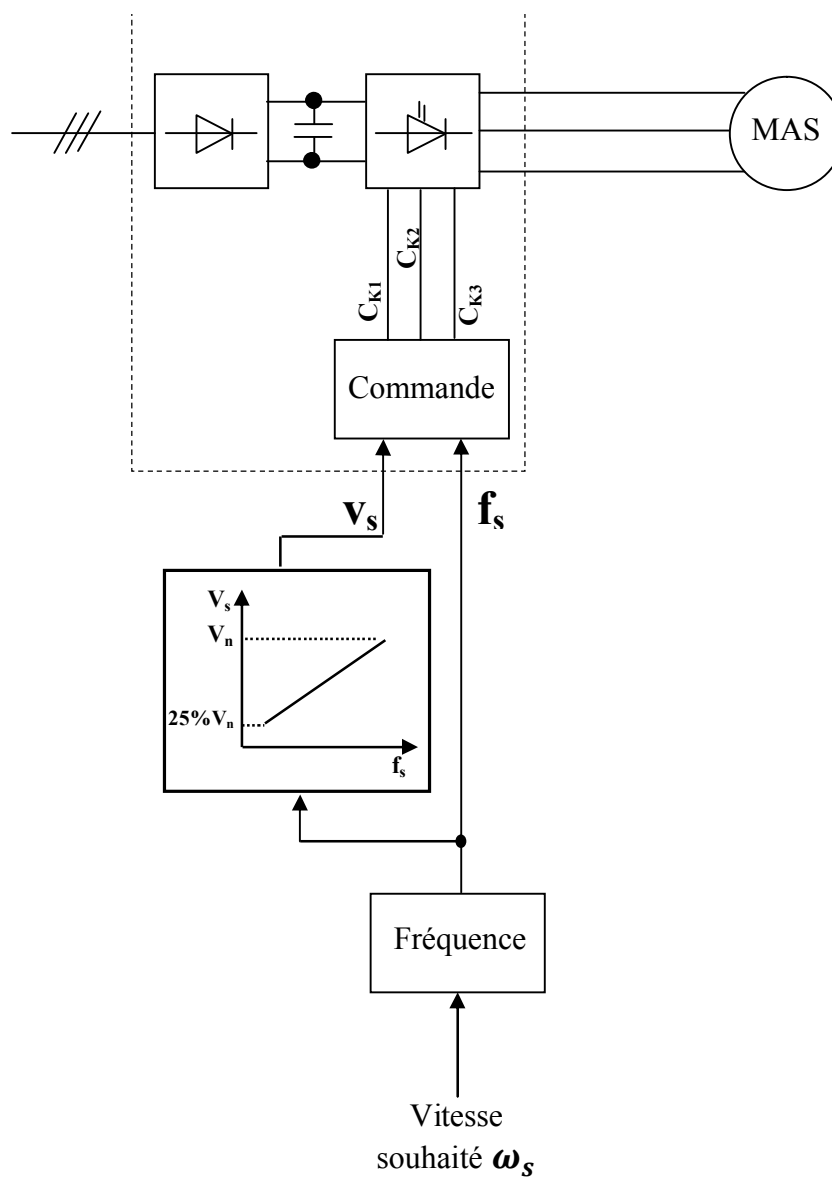


Figure (3.18) : Synoptique de commande en boucle ouverte du moteur asynchrone.

3.6 Conclusion

En imposant au moteur un rapport V_s/f_s constant, la fonction de transfert en boucle ouverte est [3]:

$$T(\text{conv}) = A_o = V_s/f_s \quad (3.27)$$

$$A_o = \frac{220}{50} = 4.4$$

Chapitre 4

Résultats et discussions

4.1 Introduction

En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Actuellement, plusieurs outils de simulation, parmi lesquels MATLAB/SIMULINK™, sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires.

Cette dernière partie est donc réservée aux différentes simulations sous MATLAB/SIMULINK™ et à la partie pratique, afin de vérifier la loi de commande ($(V/f) = \text{constante}$). Pour comparer les résultats obtenus dans les deux cas, on a essayé et dans la mesure du possible, que les simulations soient mises dans les conditions de l'essai pratique, on a pris le soin d'utiliser la même machine asynchrone fonctionnant en moteur et chargée à 23 Nm, la fréquence de commutation f_c demeure constante durant tous l'essai et toutes les simulations, il en est de même pour la tension du bus continu U_c .

A la fin du chapitre les résultats sont récapitulés dans un tableau où on donne la valeur efficace du fondamental de la tension statorique en fonction de la fréquence statorique, puis on retrace la caractéristique ($(V_s / f_s) = \text{constante}$) de la loi de commande afin de vérifier est ce que l'onduleur suit bien cette loi et assure au moteur le fonctionnement à couple constant.

4.2 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 maintenu 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 voir équation(3.27).

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, 12.5Hz, et 5Hz.

4.2.1 Simulation avec une source de tension continue constante (tension du bus continu)

$F_s = 50$ Hz

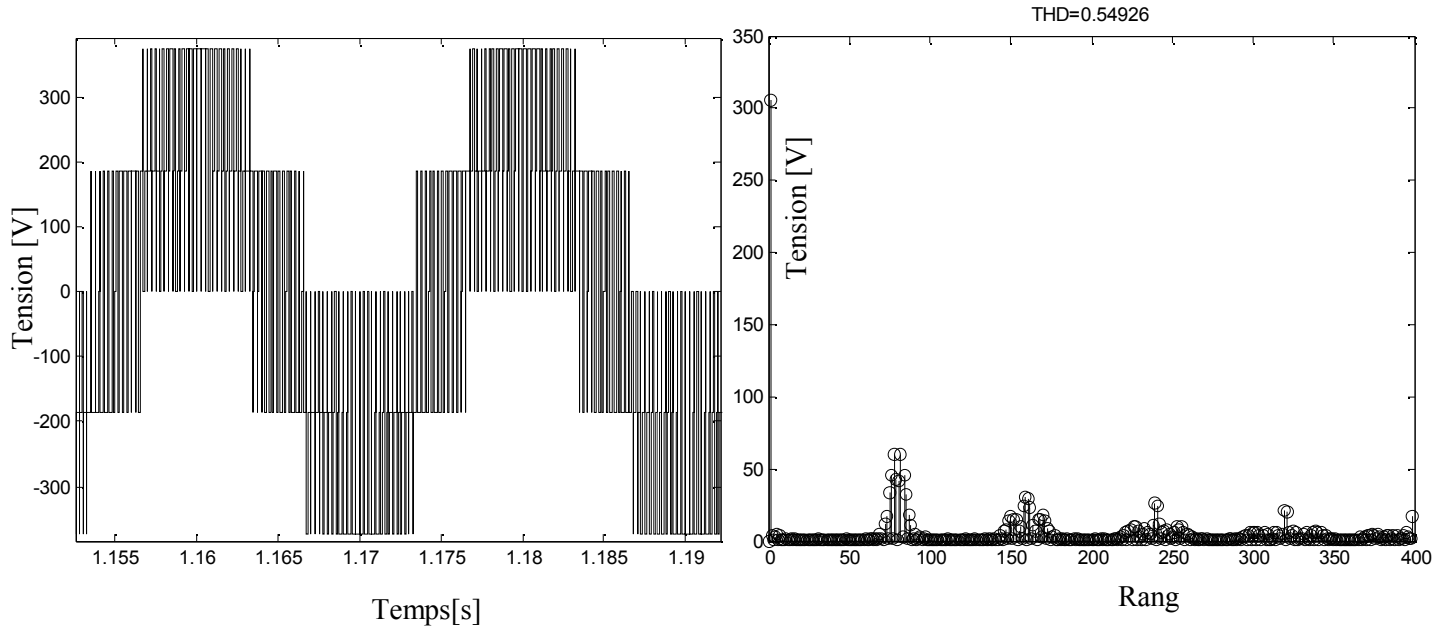


Figure (4.1) : *Allure de la tension de phase en fonction du temps.*

Figure (4.2) : *Spectre de la tension de phase.*

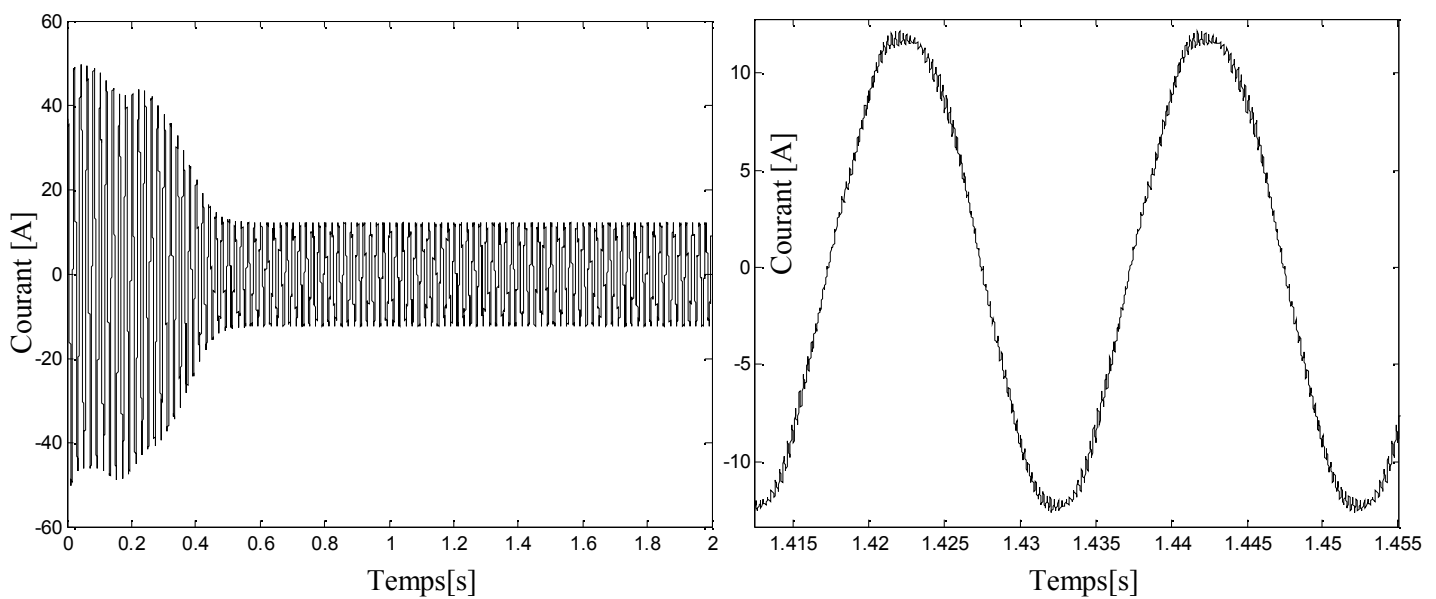


Figure (4.3) : *Allure du courant de phase en fonction du temps.*

Figure (4.4) : *Allure du courant de phase en régime permanent.*

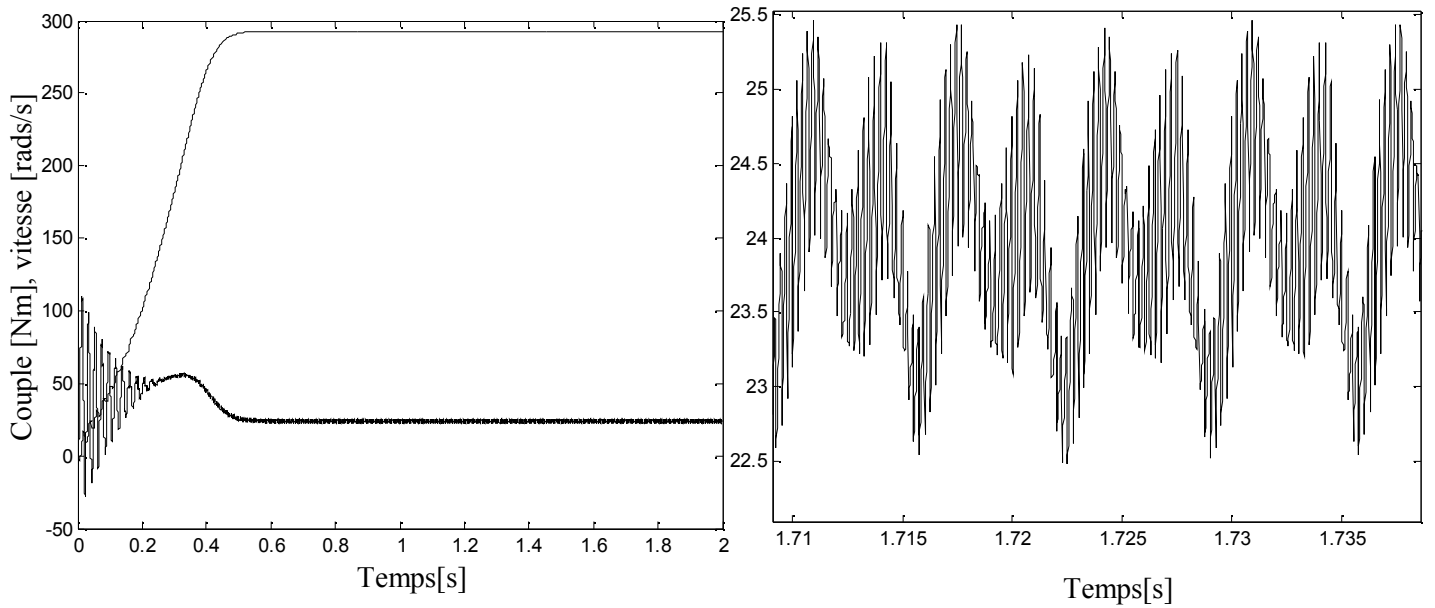


Figure (4.5) : Allure du couple et de la vitesse
en fonction du temps.

Figure (4.6) : Effet loupe du couple
en régime permanent

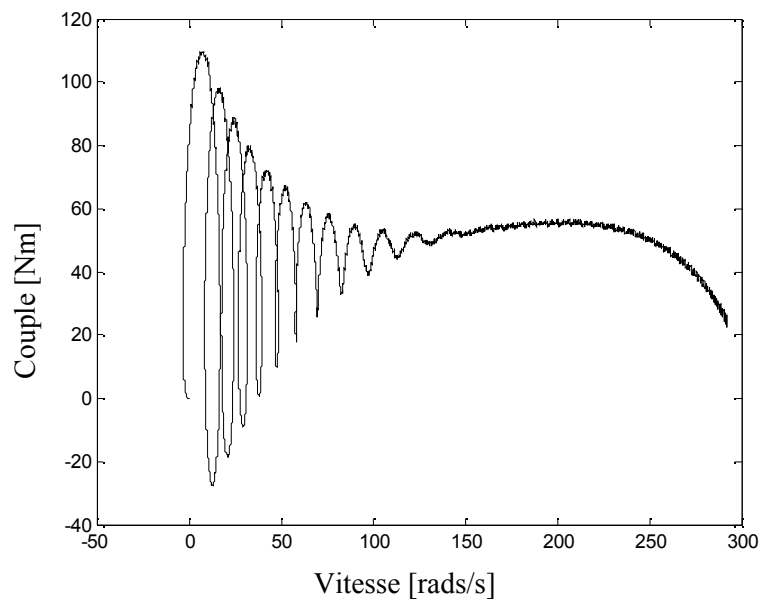


Figure (4.7) : Allure du couple en fonction de la vitesse.

$$\underline{F_s = 12.5 \text{ Hz}}$$

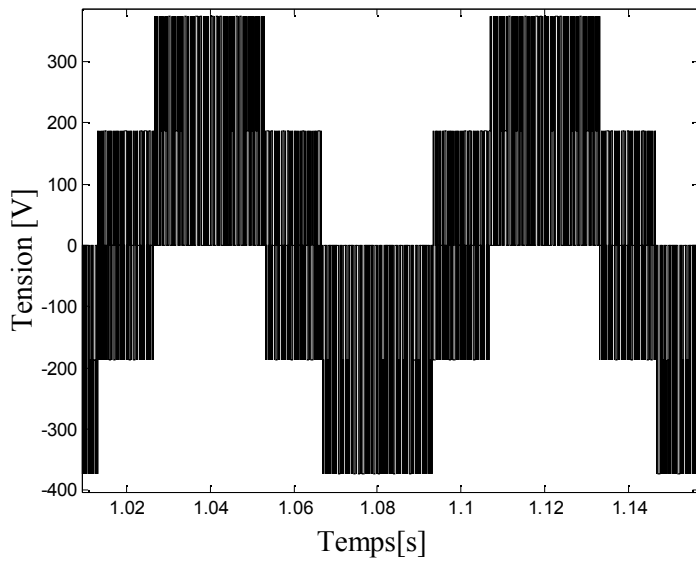


Figure (4.8) : Allure de la tension de phase
en fonction du temps.

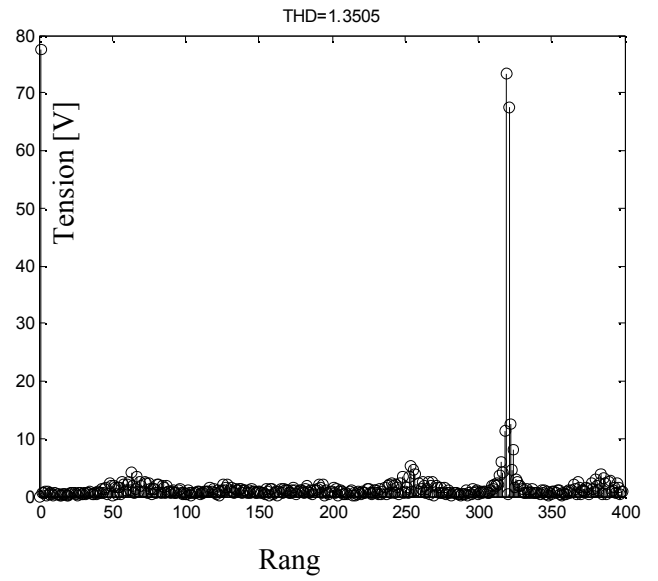


Figure (4.9) : Spectre de la tension de phase.

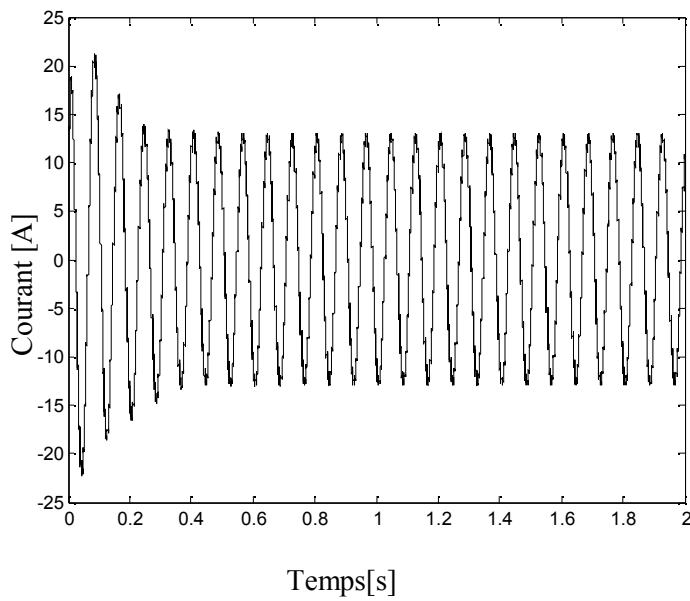


Figure (4.10) : Allure du courant de phase
En fonction du temps.

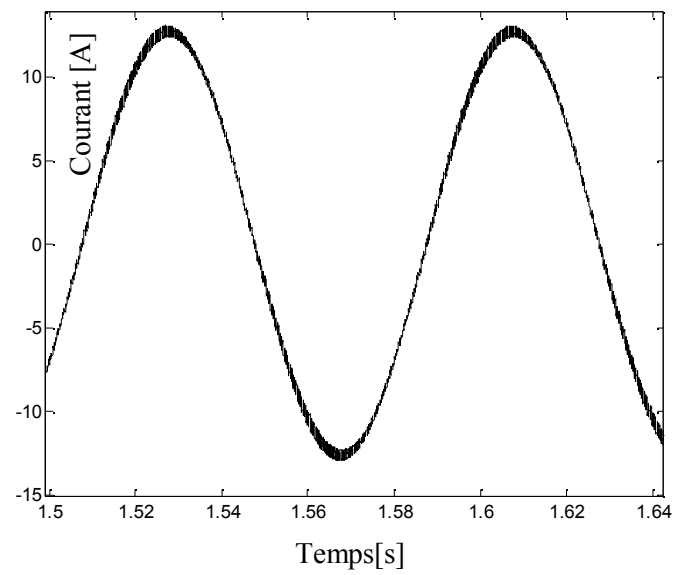


Figure (4.11) : Allure du courant de phase
en régime permanent.

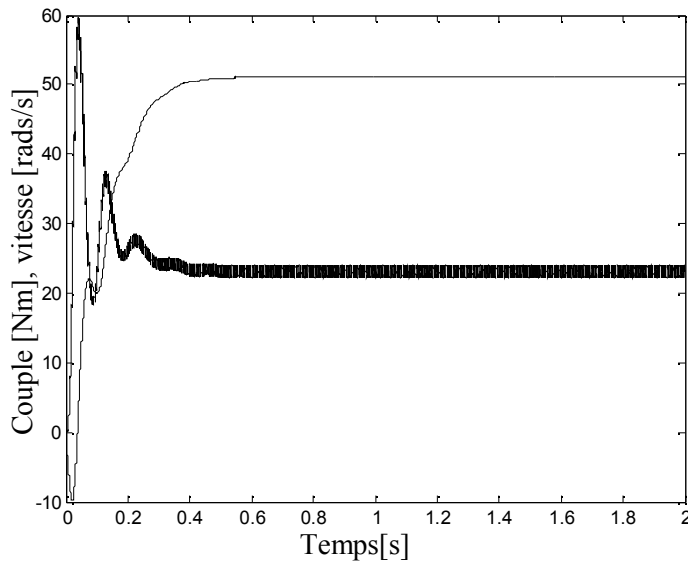


Figure (4.12) : Allure du couple et de la vitesse
en fonction du temps.

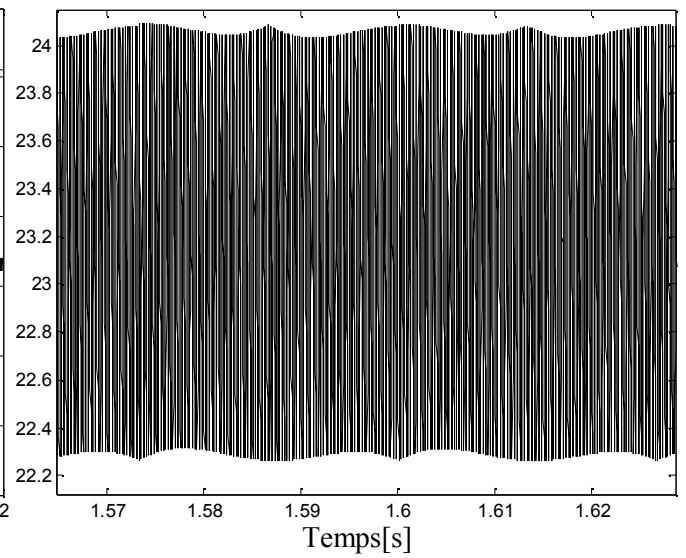


Figure (4.13) : Effet loupe du couple
En régime permanent

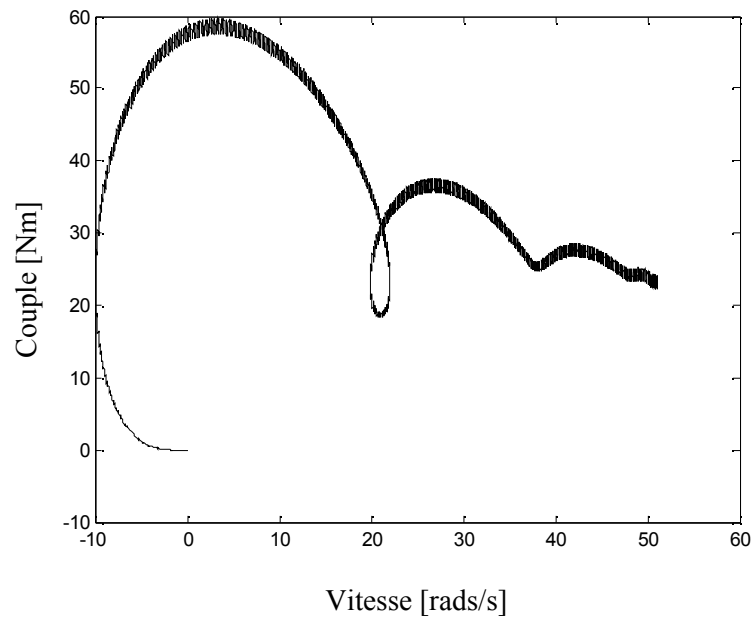


Figure (4.14) : Allure du couple en fonction de la vitesse.

$F_s = 5 \text{ Hz}$

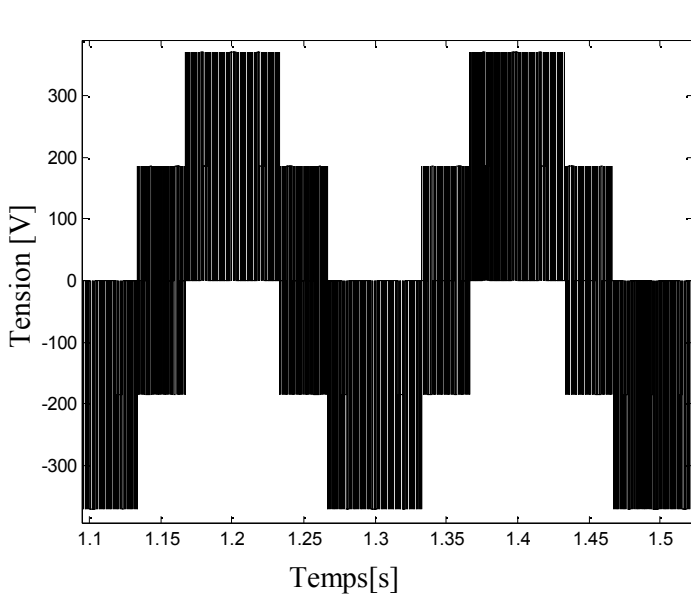


Figure (4.15) : *Allure de la tension de phase en fonction du temps.*

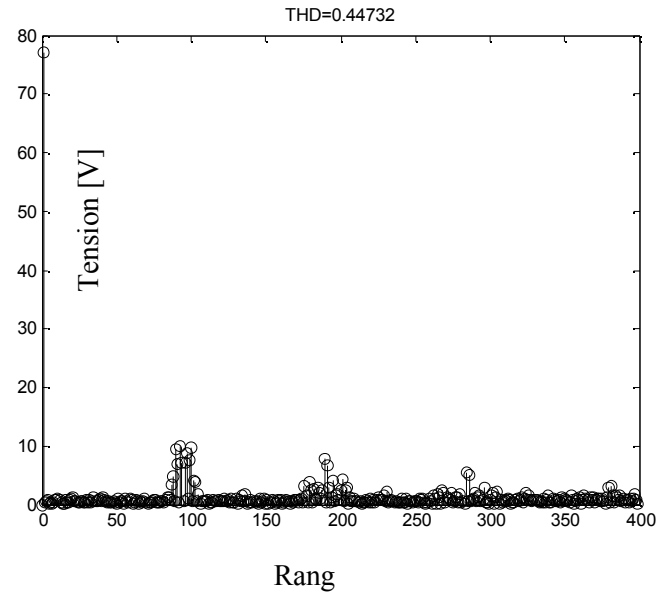


Figure (4.16) : *Spectre de la tension de phase.*

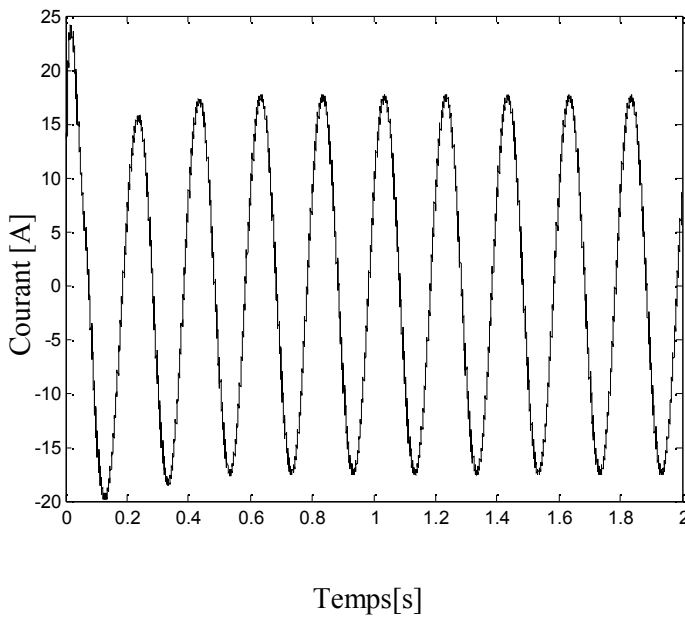


Figure (4.17) : *Allure du courant de phase en fonction du temps.*

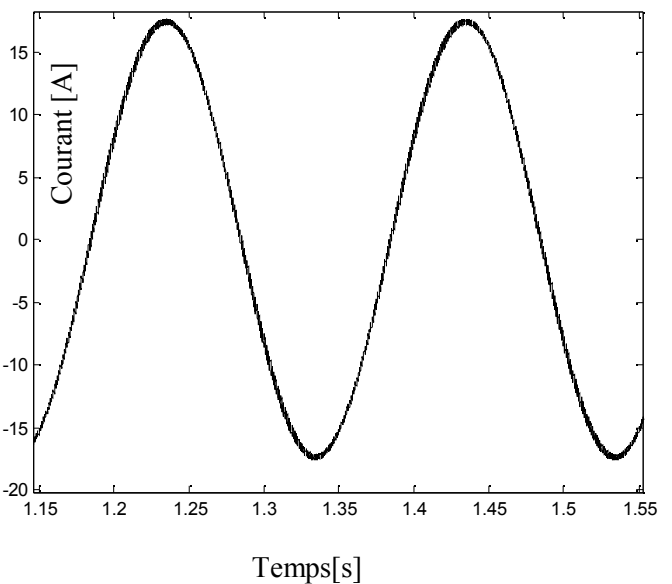


Figure (4.18) : *Allure du courant de phase en régime permanent.*

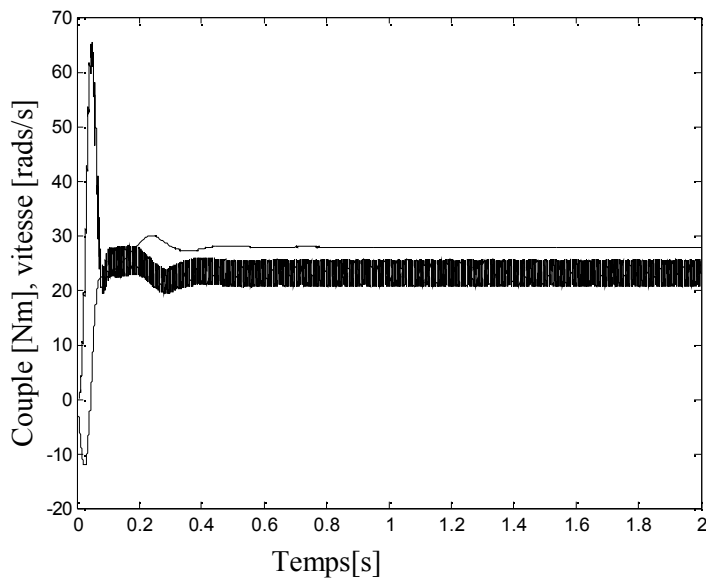


Figure (4.19) : *Allure du couple et de la vitesse en fonction du temps.*

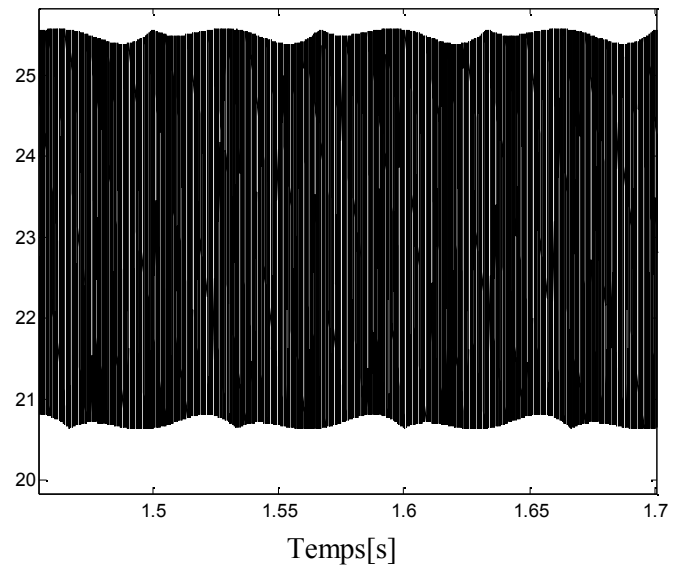


Figure (4.20) : *Effet loupe du couple En régime permanent*

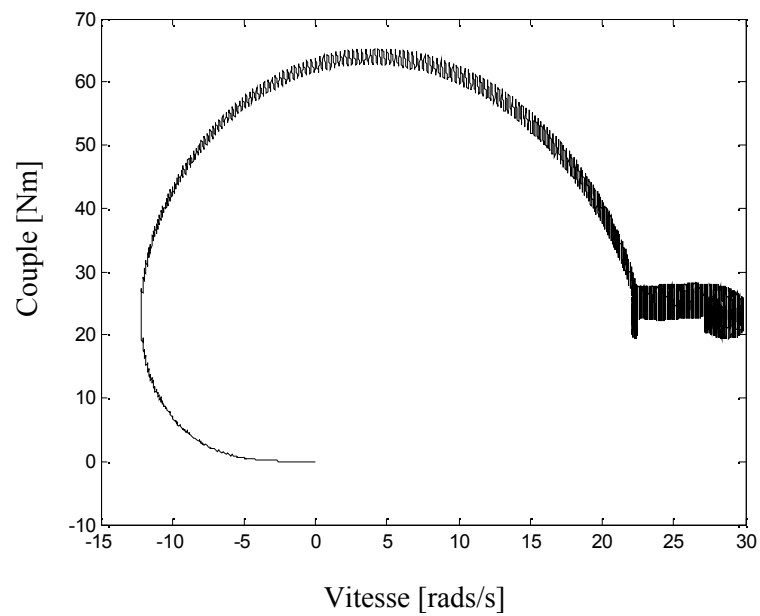


Figure (4.21) : *Allure du couple en fonction de la vitesse.*

4.2.2 Simulation avec tension du bus continu non parfaitement lissée

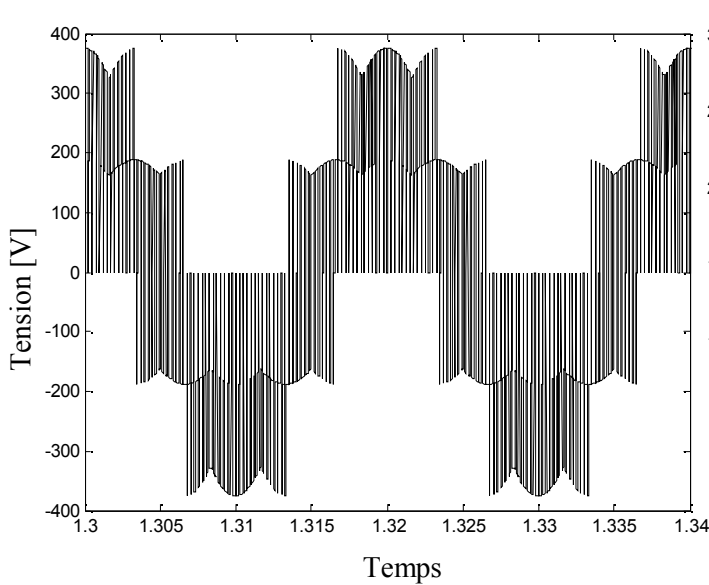
 $F_s = 50\text{Hz}$ 

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

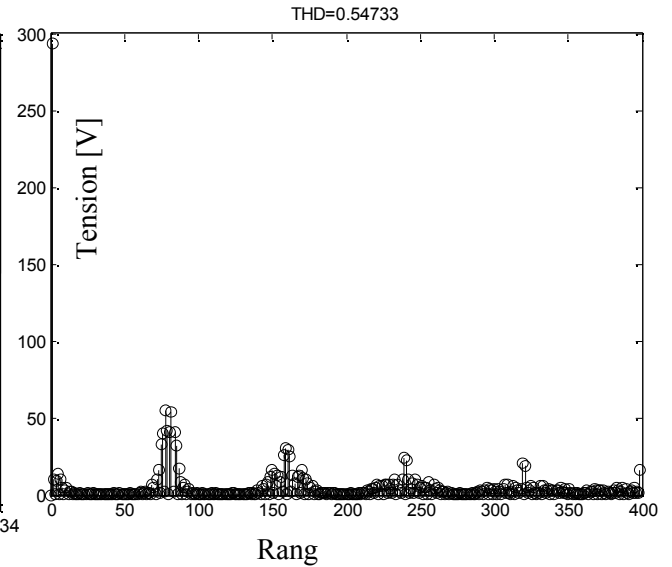


Figure (4.23) : Spectre de la tension de phase

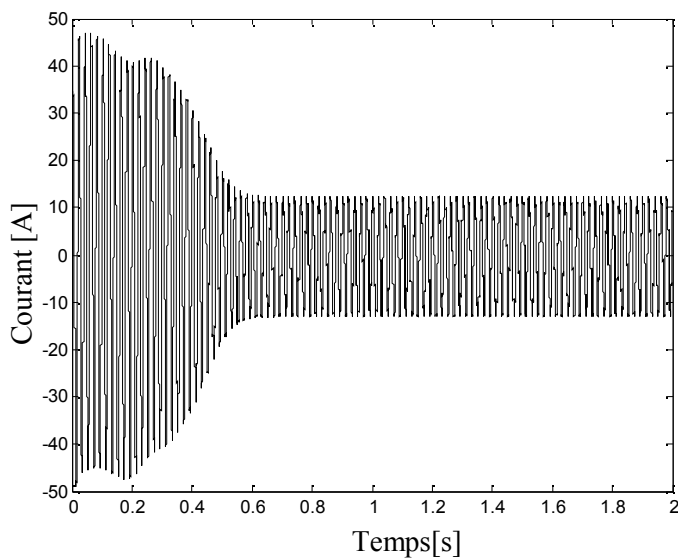


Figure (4.24) : Allure du courant de phase
En fonction du temps.

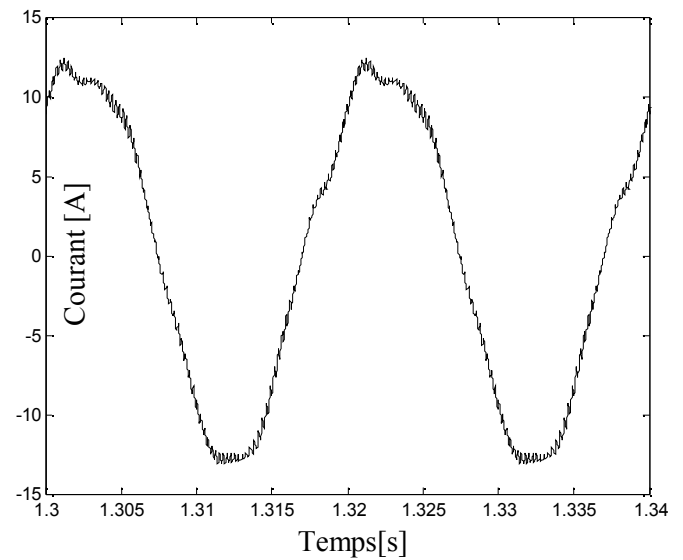


Figure (4.25) : Allure du courant de phase
en régime permanent.

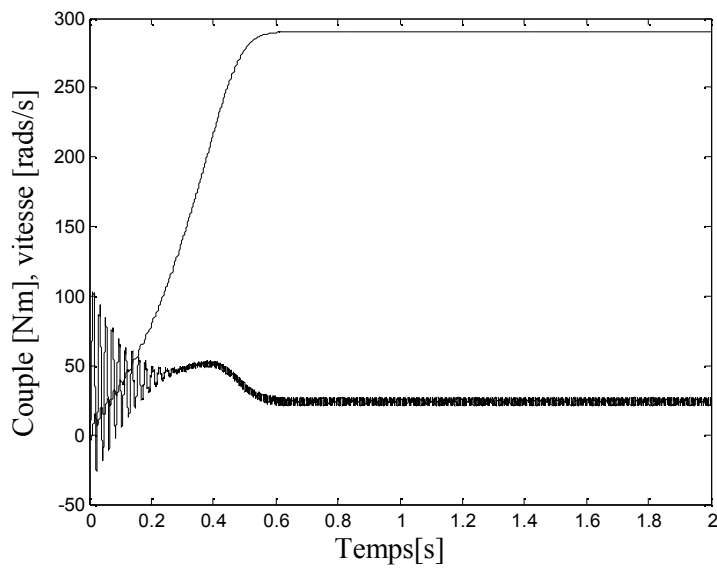


Figure (4.26) : Allure du couple et de la vitesse
en fonction du temps.

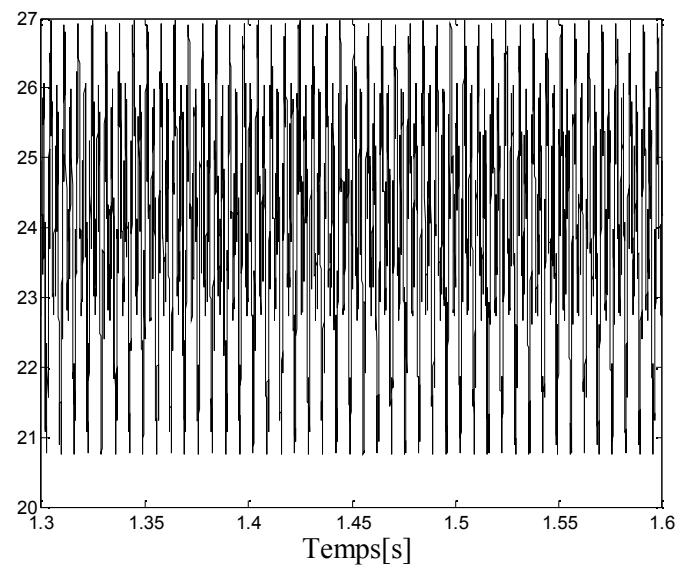


Figure (4.27) : Effet loupe du couple
En régime permanent

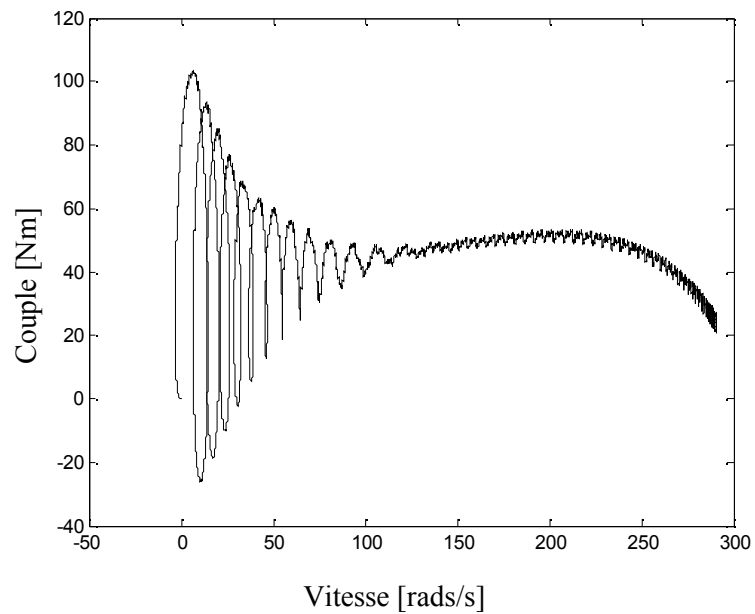


Figure (4.28) : Allure du couple en fonction de la vitesse.

$F_s = 12.5 \text{ Hz}$

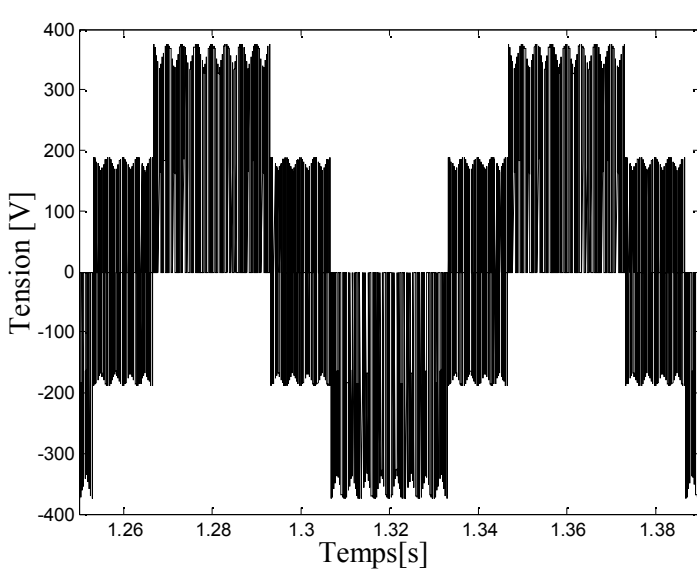


Figure (4.29) : Allure de la tension de phase en fonction du temps.

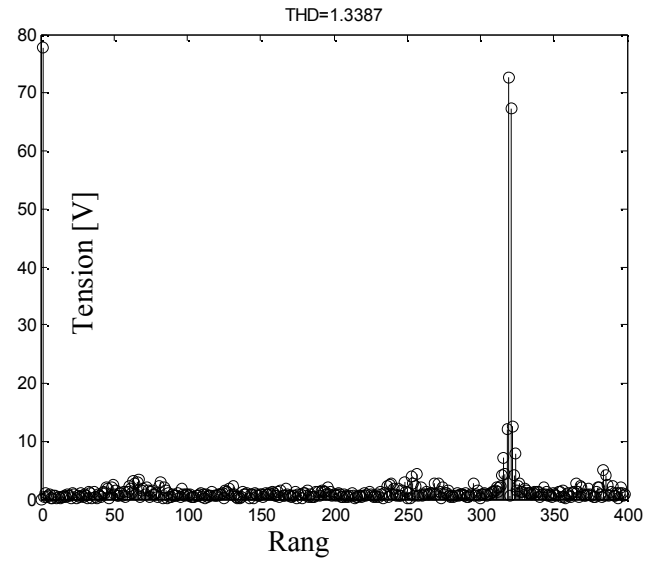


Figure (4.30) : Spectre de la tension de phase.

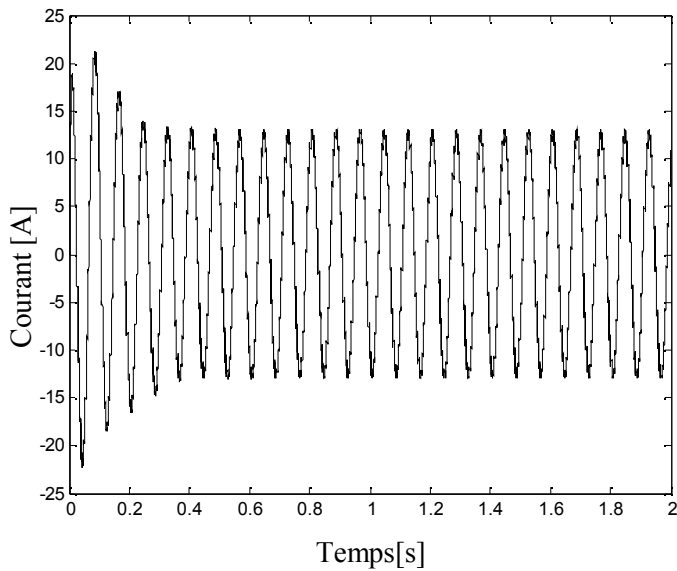


Figure (4.31) : Allure du courant de phase En fonction du temps.

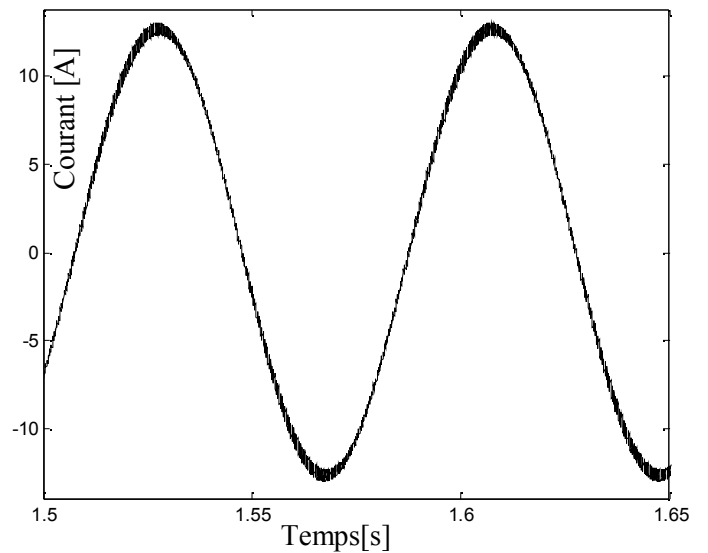


Figure (4.32) : Allure du courant de phase en régime permanent.

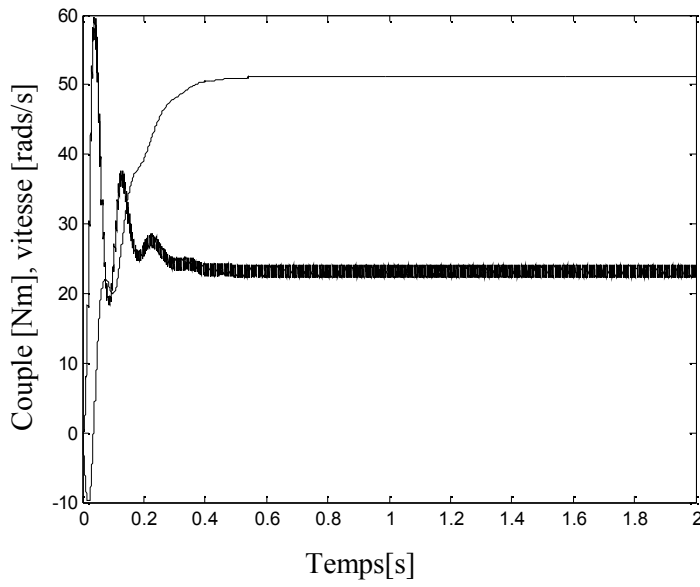


Figure (4.33) : Allure du couple et de la vitesse
en fonction du temps.

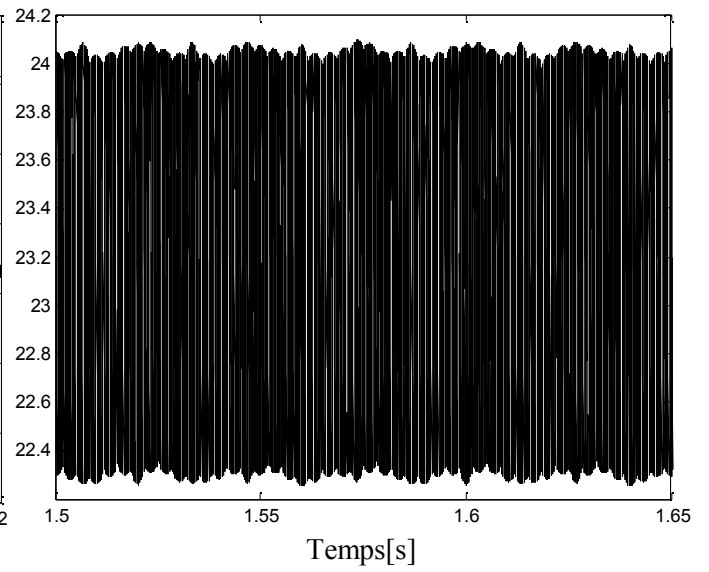


Figure (4.34) : Effet loupe du couple
En régime permanent

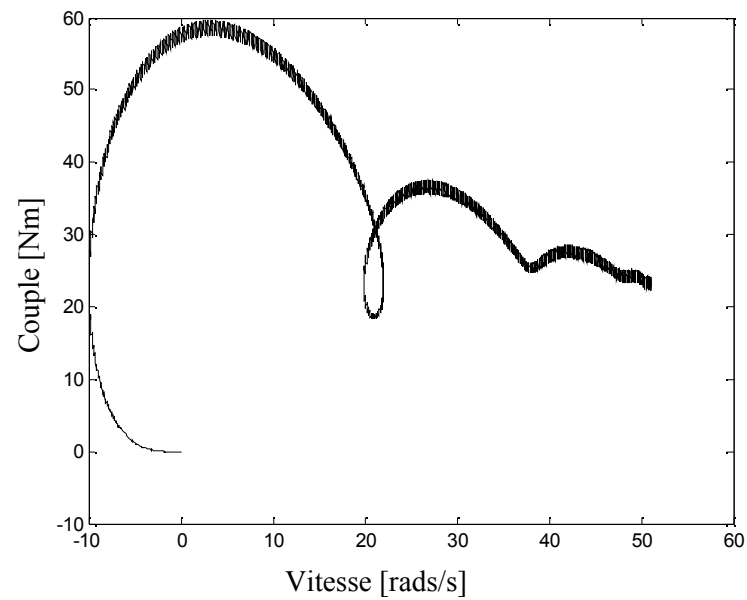


Figure (4.35) : Allure du couple en fonction de la vitesse.

$F_s = 5 \text{ Hz}$

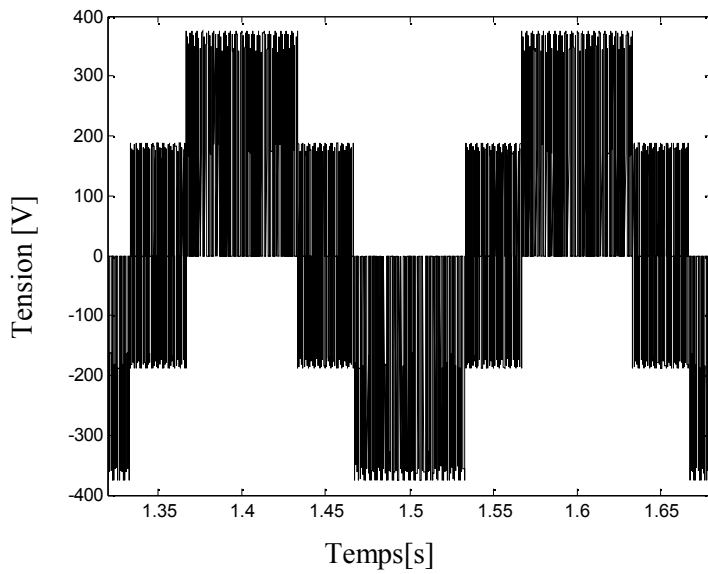


Figure (4.36) : Allure de la tension de phase en fonction du temps.

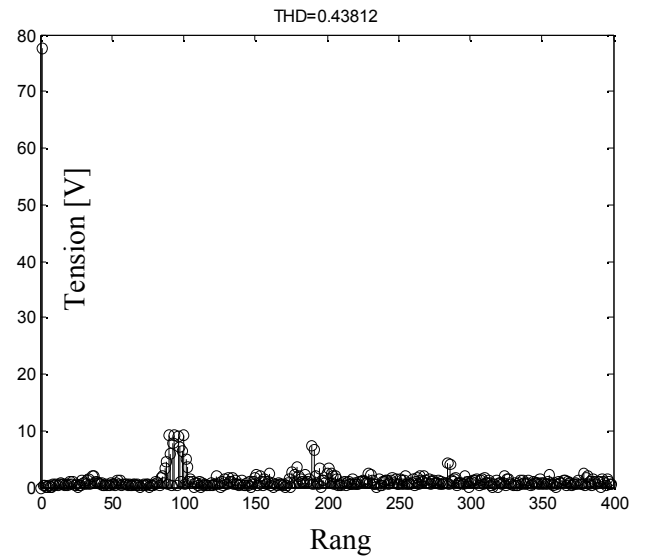


Figure (4.37) : Spectre de la tension de phase.

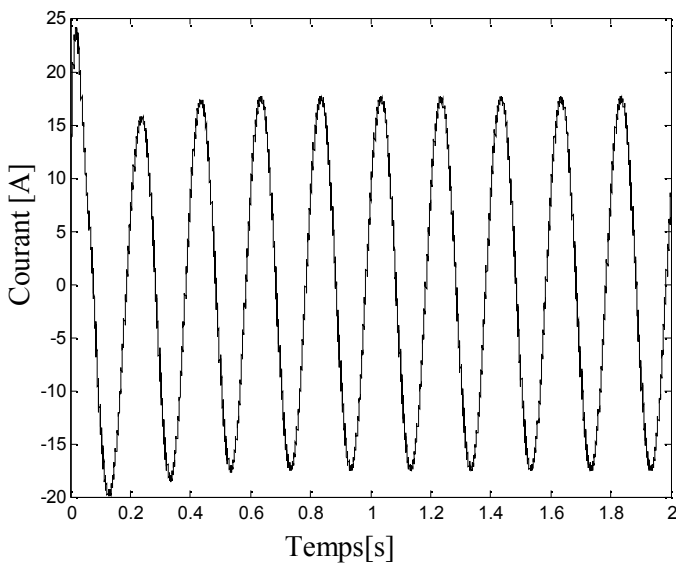


Figure (4.38) : Allure du courant de phase en fonction du temps.

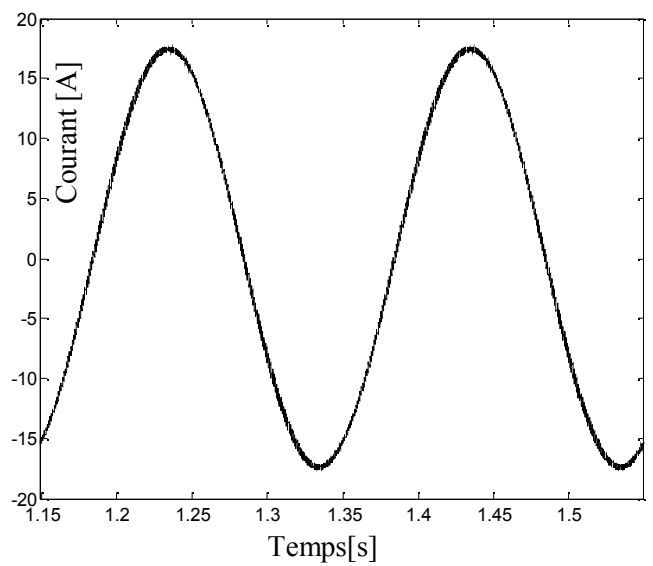


Figure (4.39) : Allure du courant de phase en régime permanent

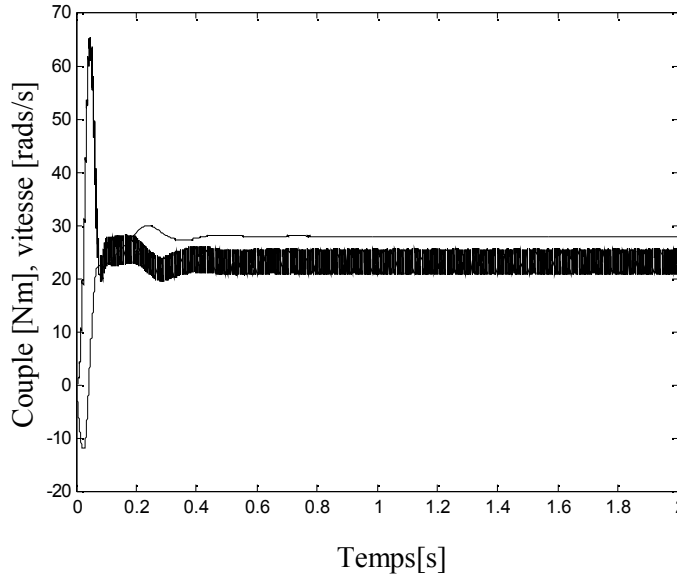


Figure (4.40) : Allure du couple et de la vitesse en fonction du temps.

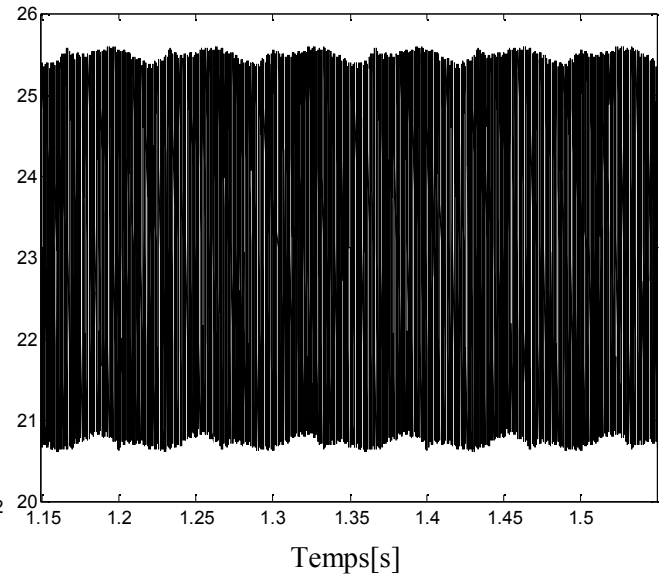


Figure (4.41) : Effet loupe du couple en régime permanent

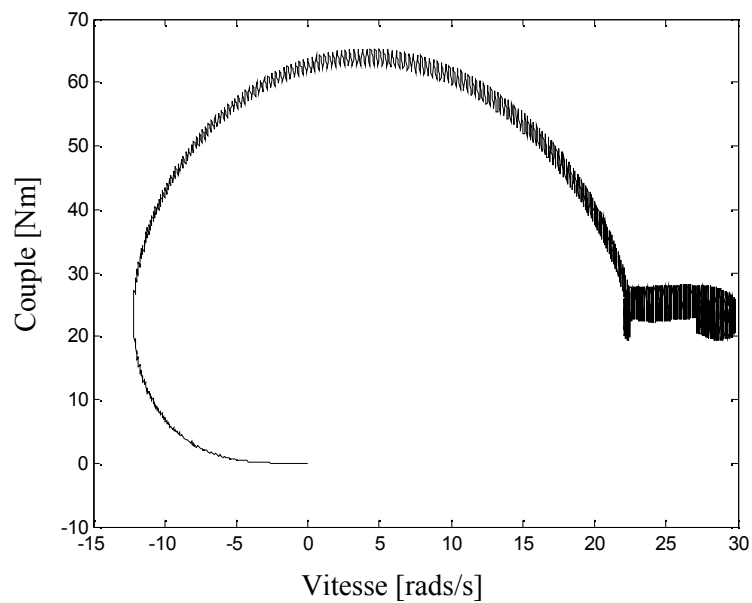


Figure (4.42) : Allure du couple en fonction de la vitesse.

4.3 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 quatre points de mesure, $f_s=(50, 40, 30 \text{ et } 15) \text{ Hz}$, 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.

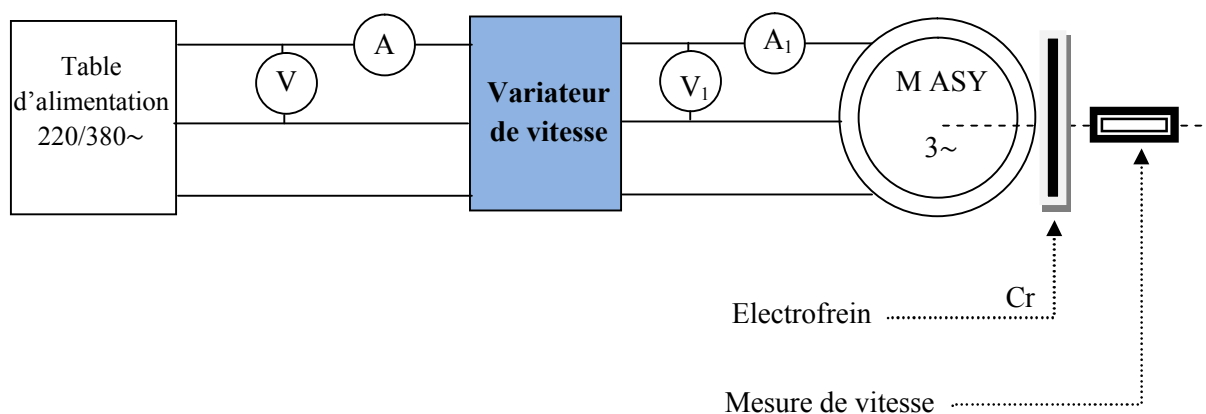


Figure (4.43): Schéma synoptique du banc d'essai.

Résultats des essais

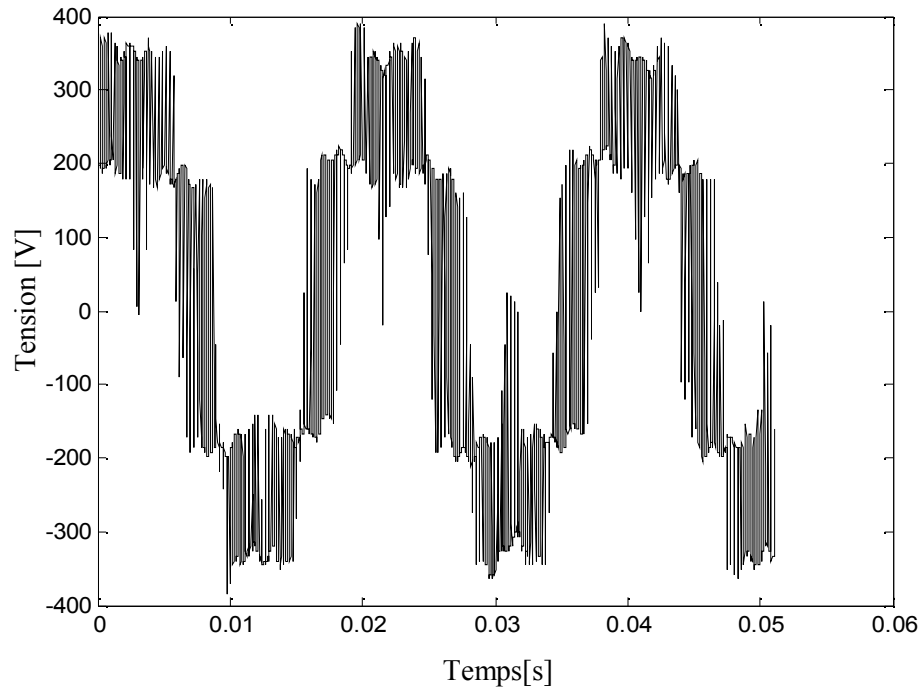
 $F_s = 50\text{Hz}$ 

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

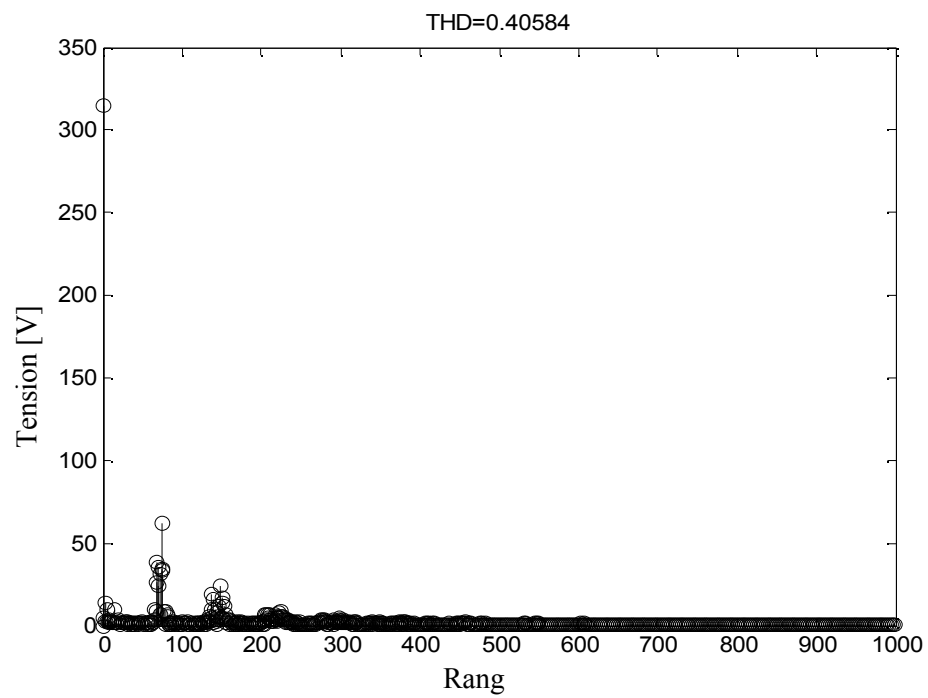


Figure (4.45) : Spectre de la tension de phase.

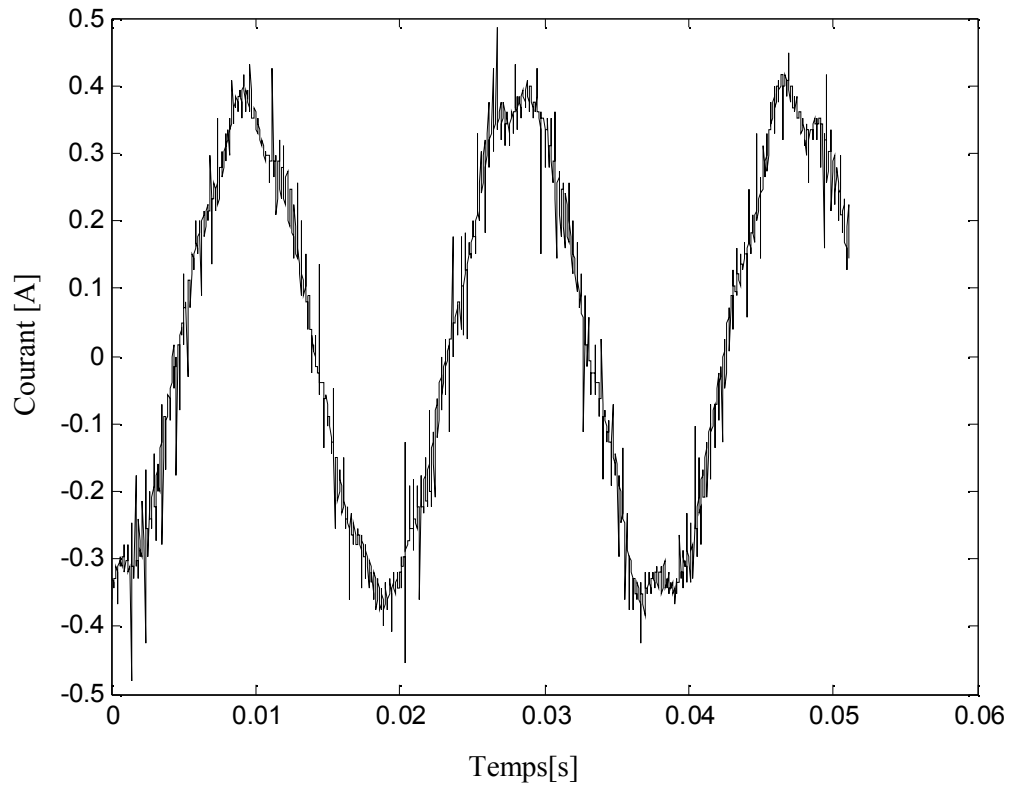


Figure (4.46) : Allure du courant de phase en régime permanent.

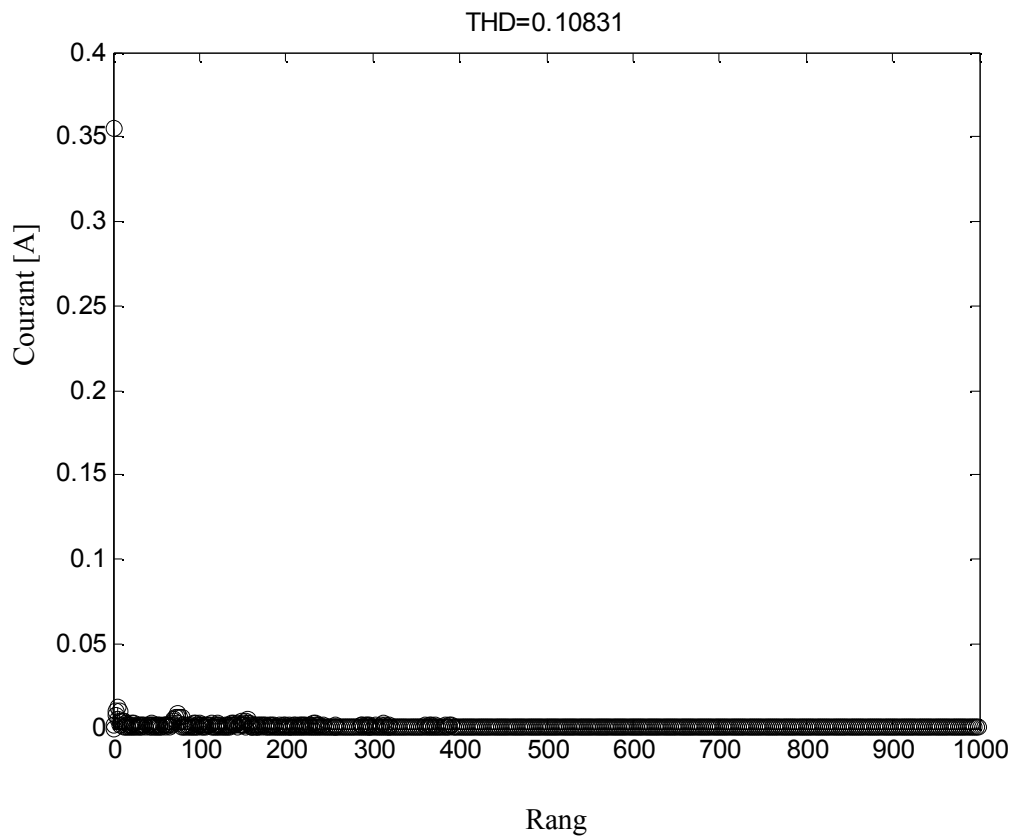


Figure (4.47) : Spectre du courant de phase.

$F_s = 42.9185\text{Hz}$

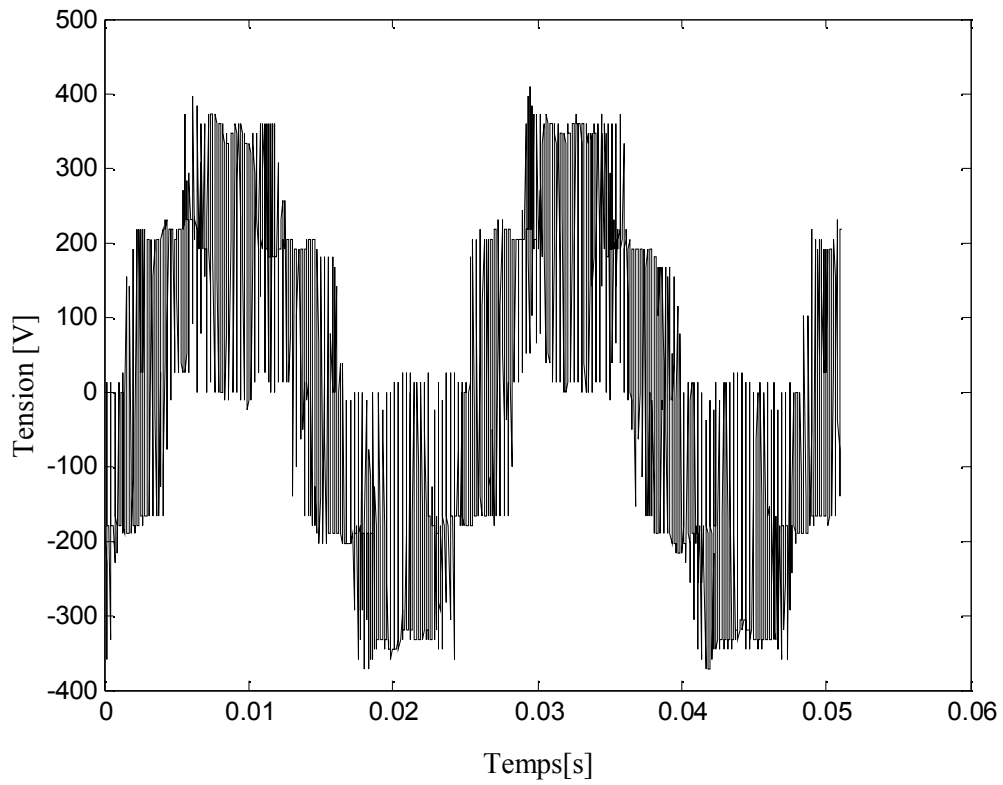


Figure (4.48) : Allure de la tension en fonction du temps.

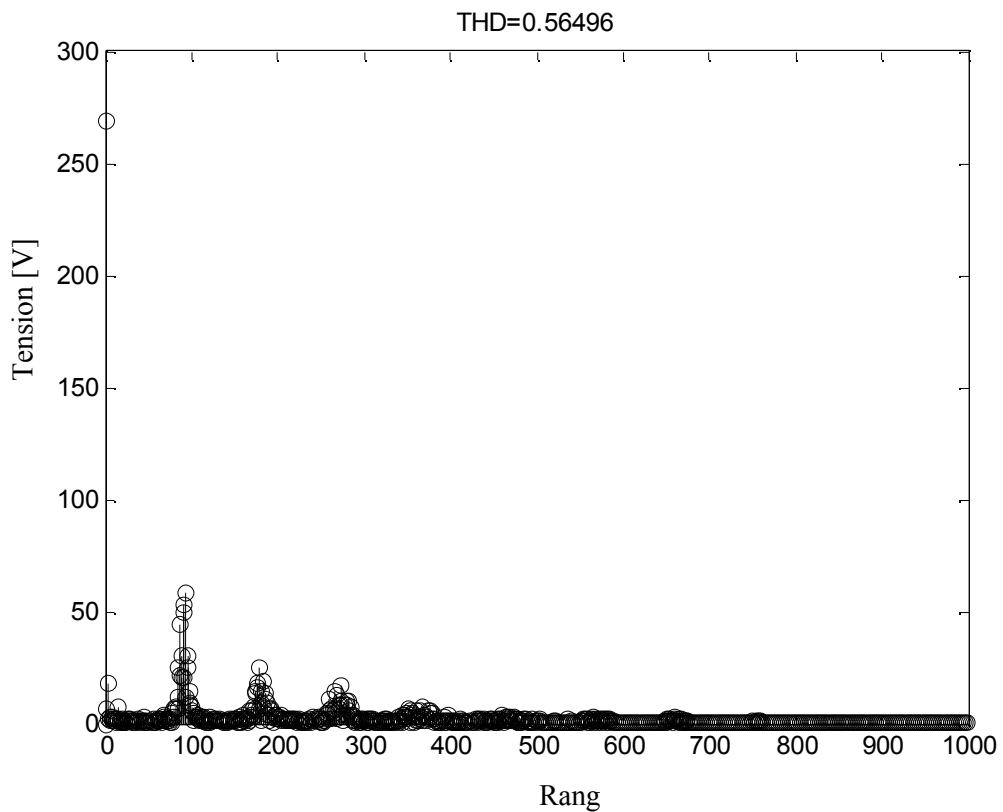


Figure (4.49) : Spectre de la tension de phase.

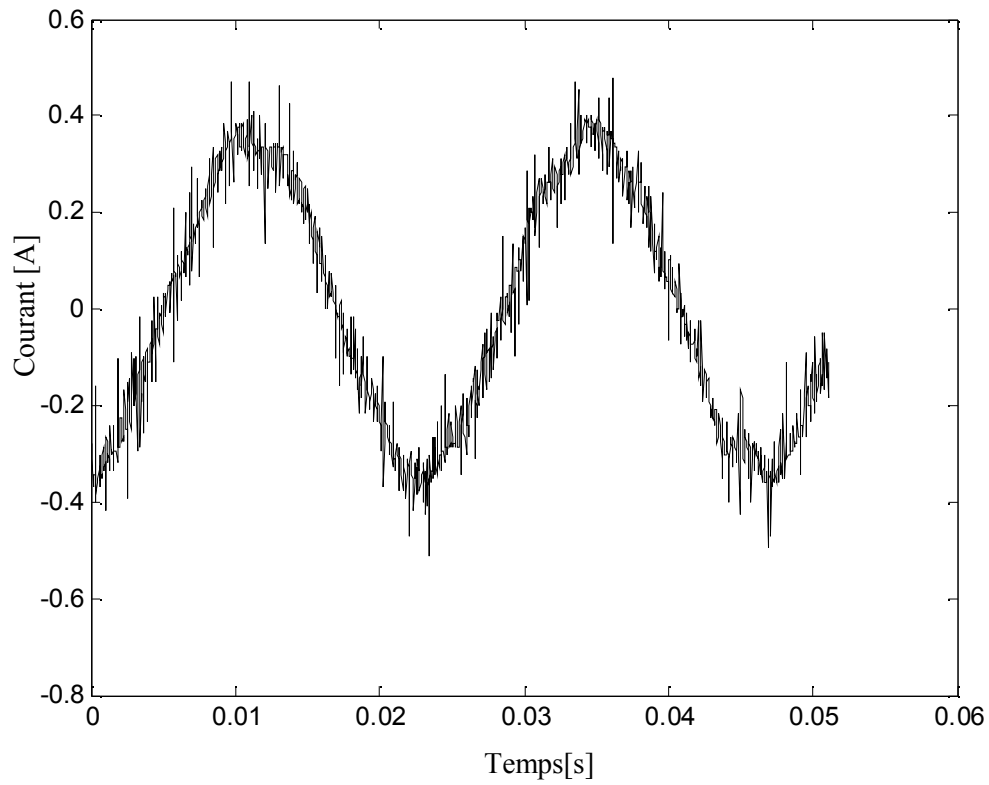


Figure (4.50) : allure du courant de phase en régime permanent.

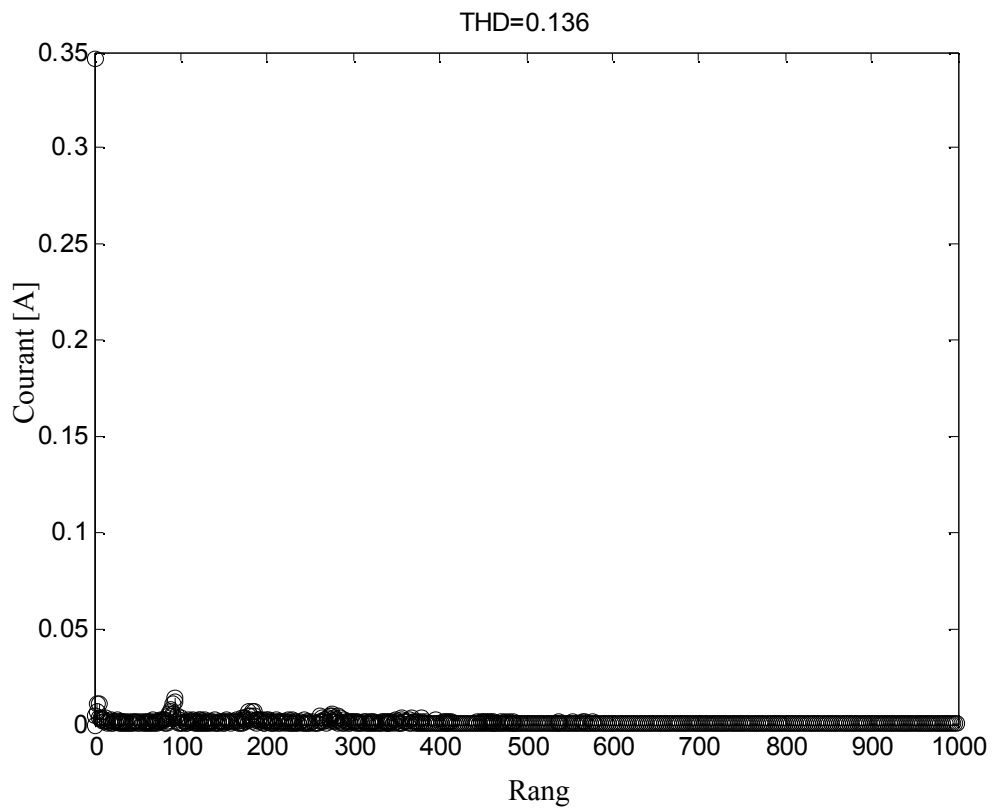


Figure (4.51) : spectre du courant de phase.

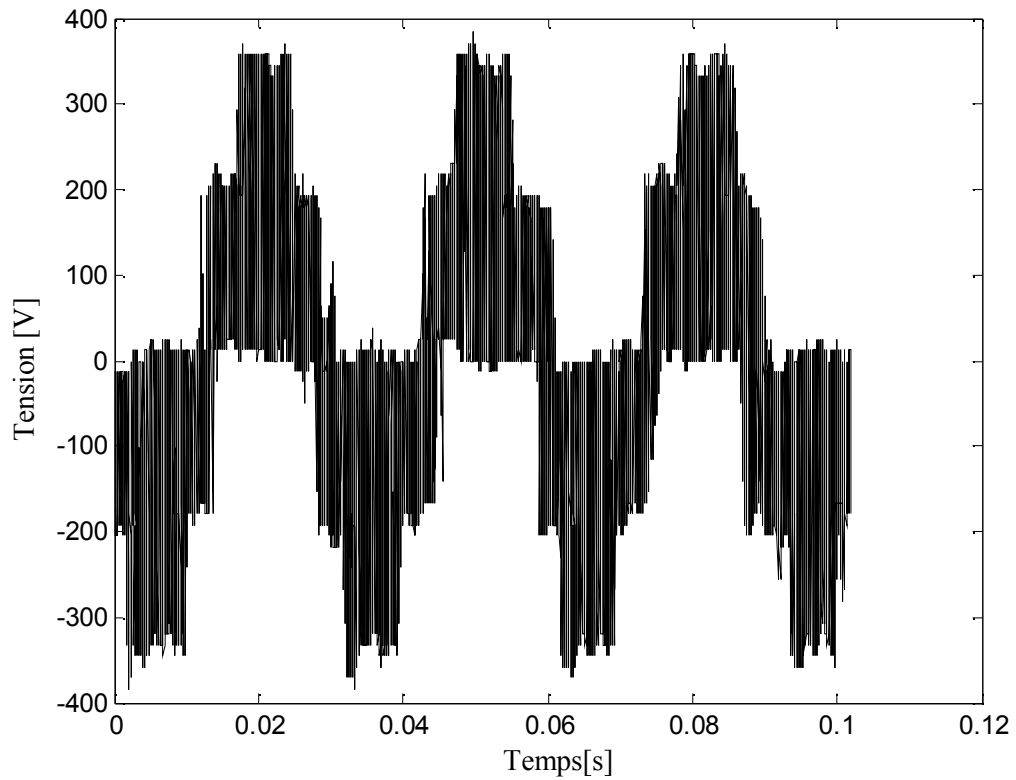
$F_s=32.6797$ 

Figure (4.52) : allure de la tension de phase en fonction du temps.

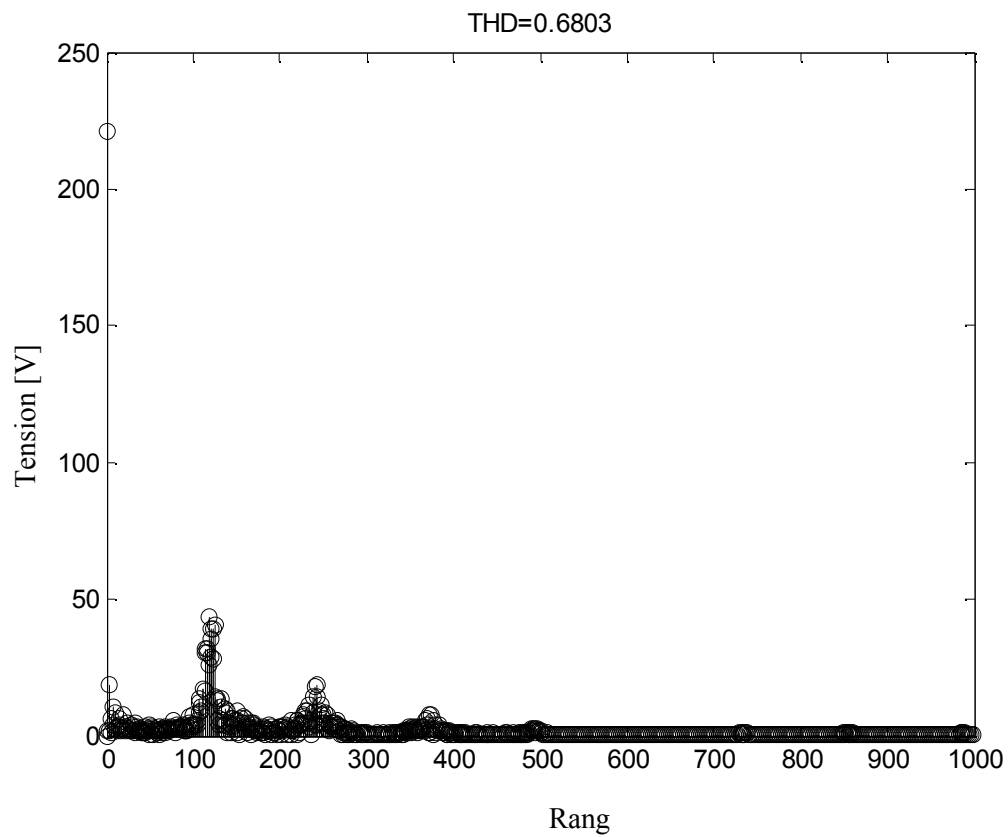


Figure (4.53) : spectre de la tension de phase.

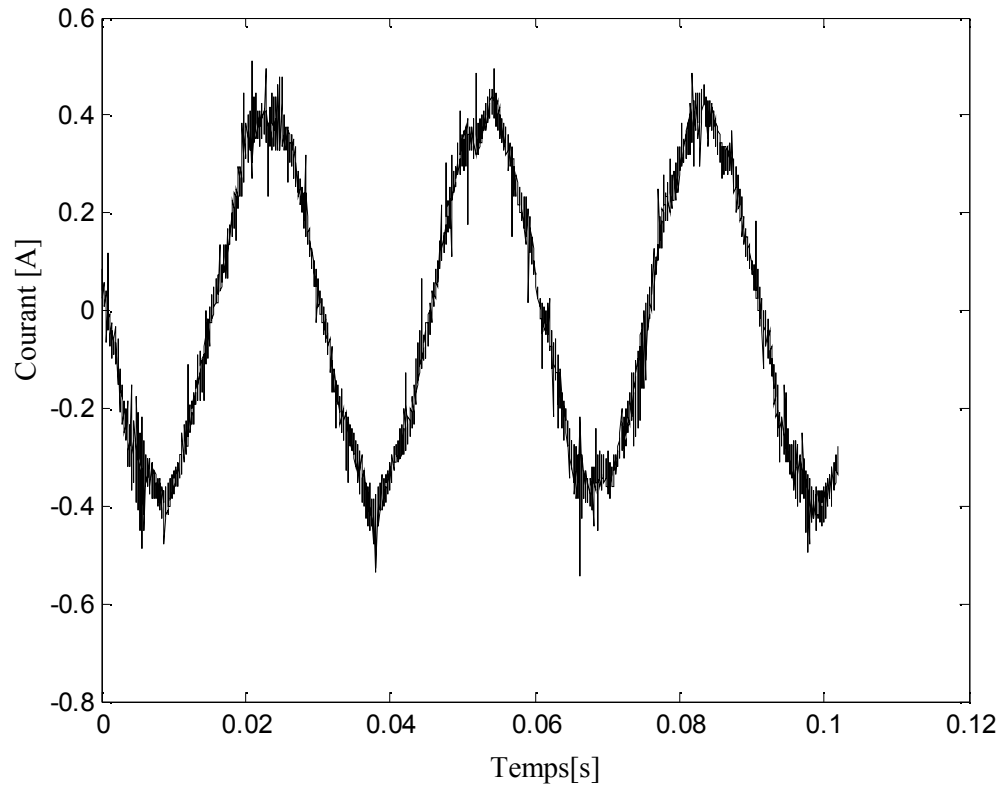


Figure (4.54) : allure du courant de phase en régime permanent.

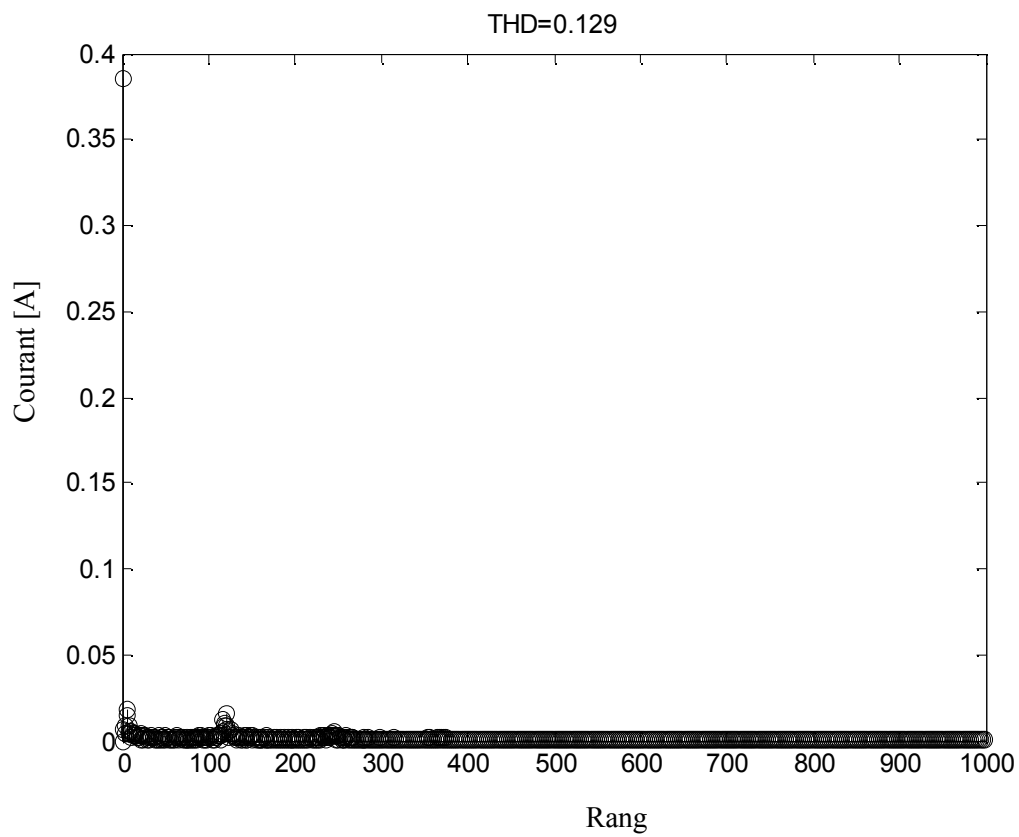


Figure (4.55) : spectre du courant de phase.

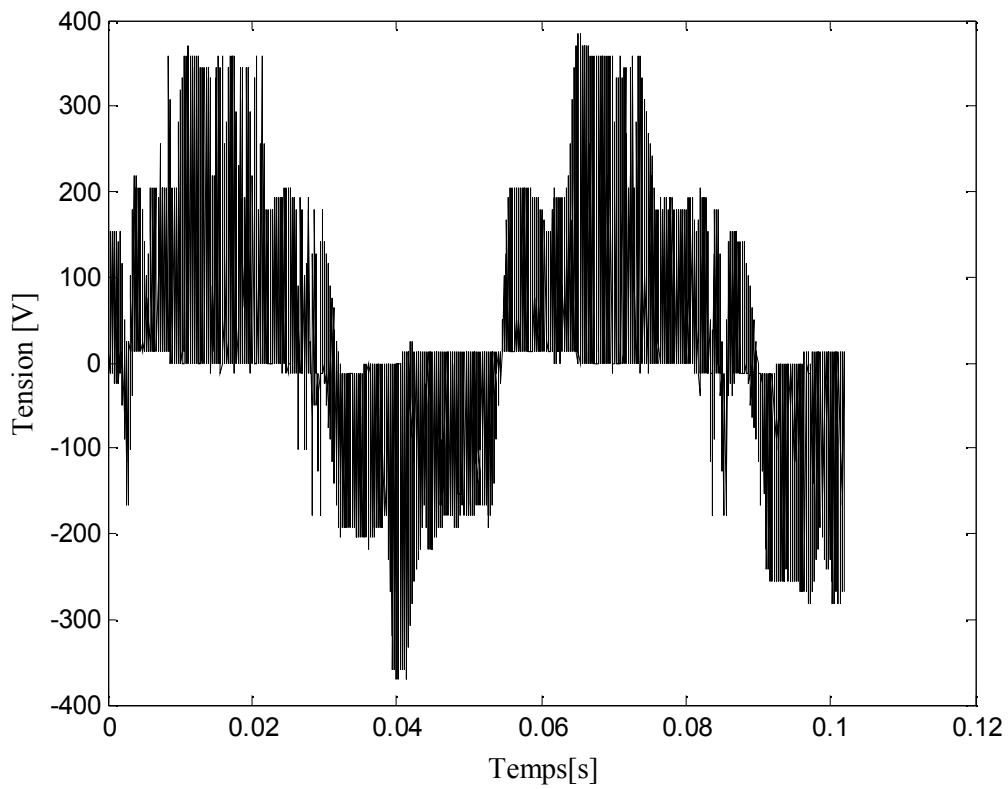
$F_s=17.85$ 

Figure (4.56) : allure de la tension de phase en fonction du temps.

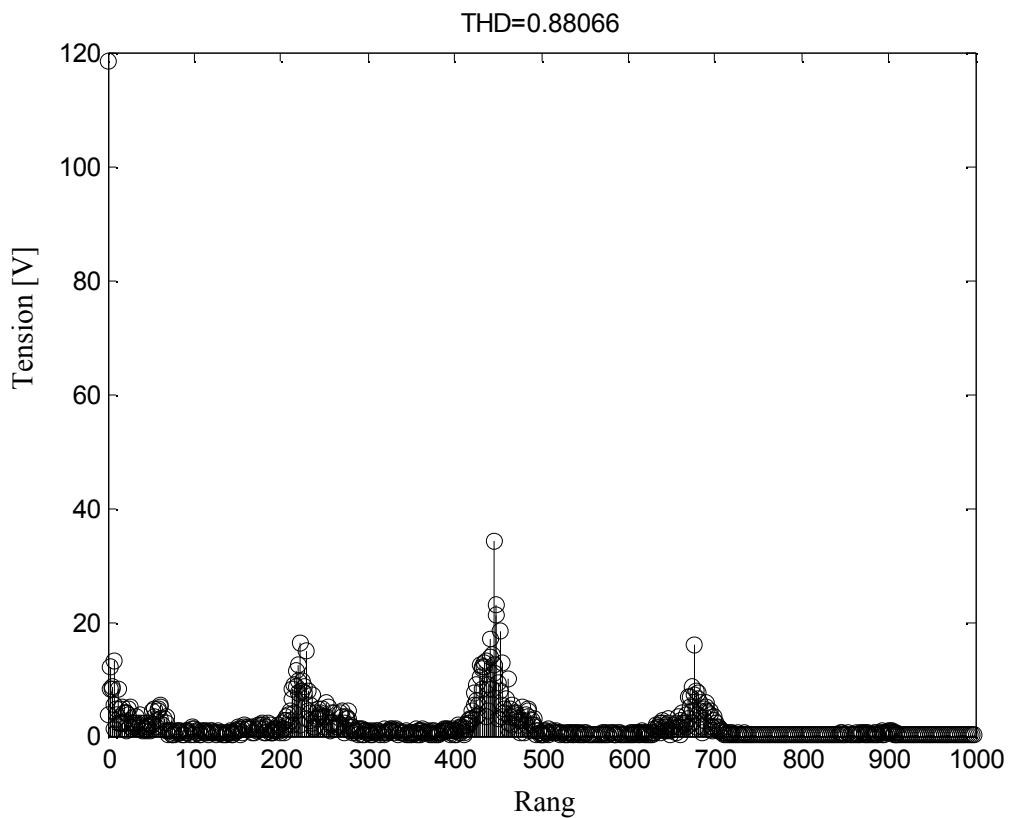


Figure (4.57) : spectre de la tension de phase.

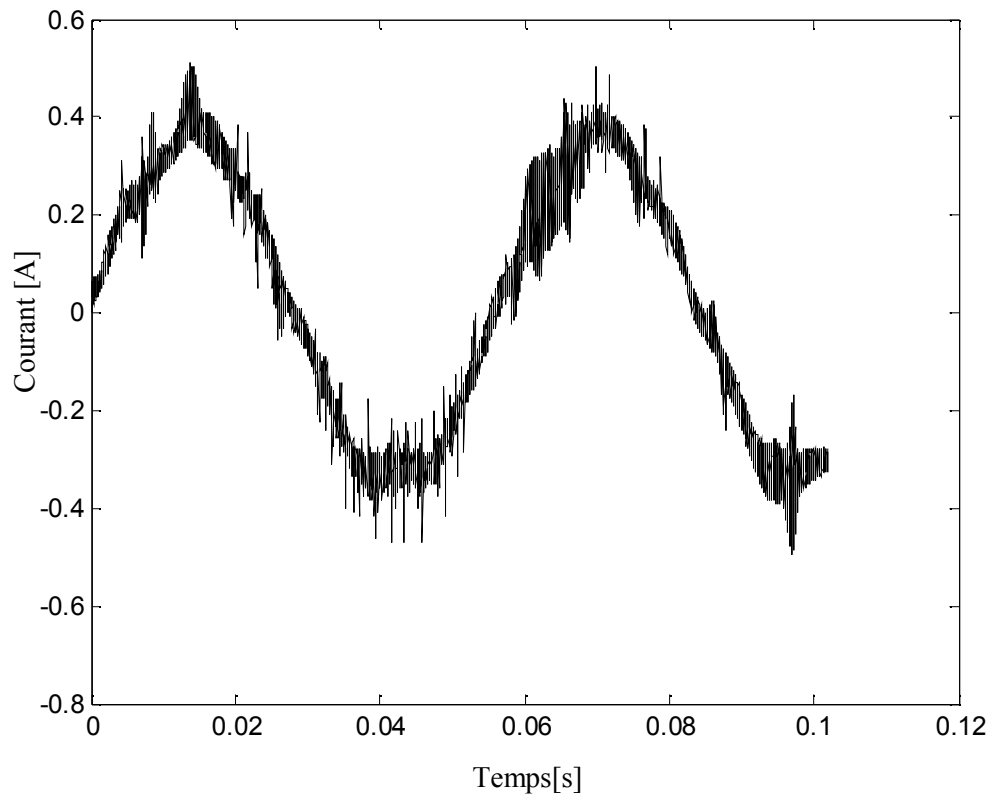


Figure (4.58) : allure du courant de phase en régime permanent.

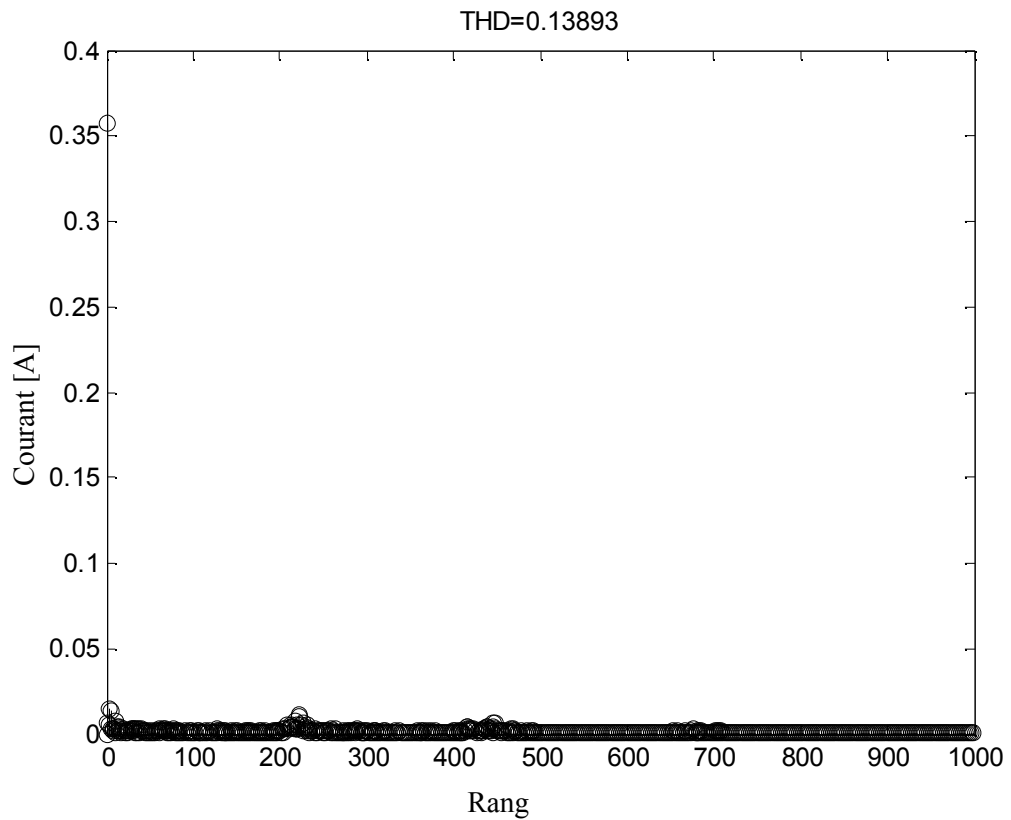


Figure (4.59) : spectre du courant de phase.

4.4 Interprétation des résultats obtenus

On a représenté les figures de la variation de la tension de phase 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 nominale, 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 (taux de distorsion harmonique) sensiblement constant respectivement égal a (0.10831, 0.136, 0.129, 0.13893) pour $f_s=(50, 40, 30, 15)$ 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 composante continue dans les courants de phase, néanmoins, nous avons utilisé 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.

4.5 Reconstruction de la loi $V_s/f_s = cte$

Le but de cette dernière partie est de tracer la caractéristique de la loi de commande, pour les deux cas de simulations et pour le cas pratique, car la vérification de la constance du rapport de la tension sur la fréquence correspondante nous permet d'assurer un fonctionnement à couple nominal constant, dans le cas pratique on a pris juste quatre points de mesures, sur la base de ces points, une interpolation est faite, le résultat est une droite d'équation ($V_s = 4,4f_s + 20$). La figure (4.60) présente le résultat ainsi obtenu et le tracer d'origine.

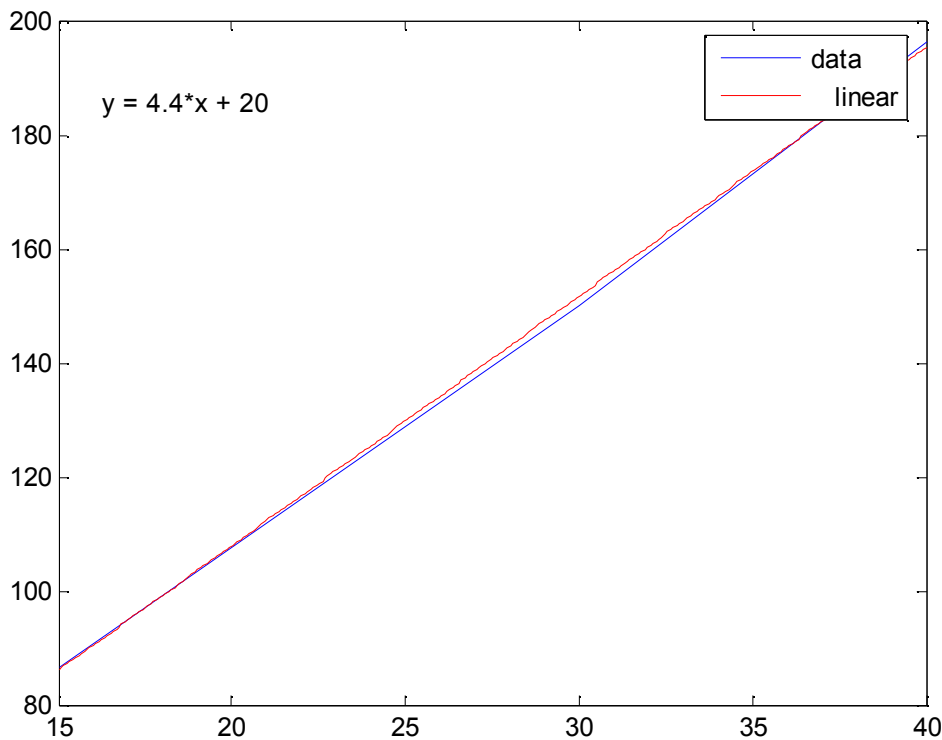


Figure (4.60) : Interpolation de la caractéristique V_s/f_s pratique.

D'après la figure ci-dessus, on constate que le variateur fonctionne avec la même pente choisi pour toute notre simulation, ainsi on peut représenter la même caractéristiques pour différents cas voir figure (4.61), l'examen de la figure montre que les caractéristiques sont parallèles (même pente), on s'aperçoit aisément que le rapport V_s/f_s est maintenu constant

jusqu'à une fréquence de 40 Hz puis une divergence apparaît légèrement dans le cas d'introduction du redresseur et dans le cas pratique.

On observe également la similitude à un décalage près entre le cas de simulation avec redresseur et le cas pratique, ce décalage ne signifie pas un changement du rapport V_s/f_s , mais il s'agit d'une compensation fixe de 20V comme le montre l'équation d'interpolation de la figure (4.60).

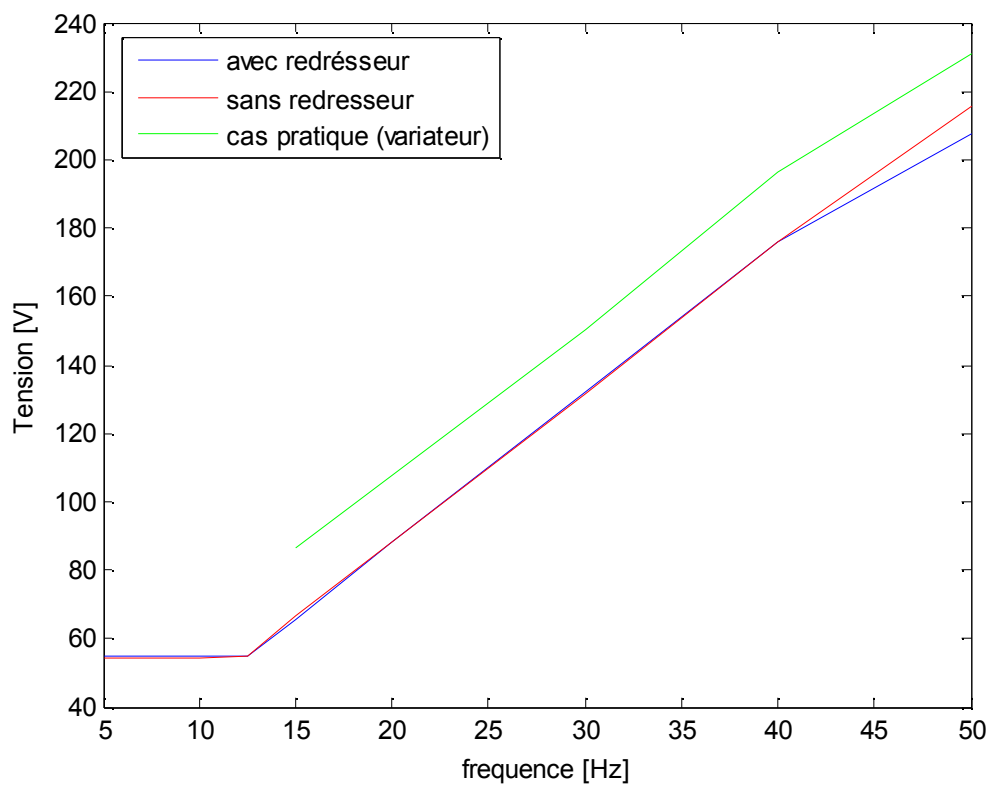


Figure (4.61) : Reconstruction la caractéristique V_s/f_s .

Pour confirmer la concordance de ces résultats, on a simulé notre modèle avec compensation à 20 V, puis on a vérifié la valeur efficace du fondamental pour 50 Hz, on a trouvé une valeur de 224.9949 V, voir figure (4.62).

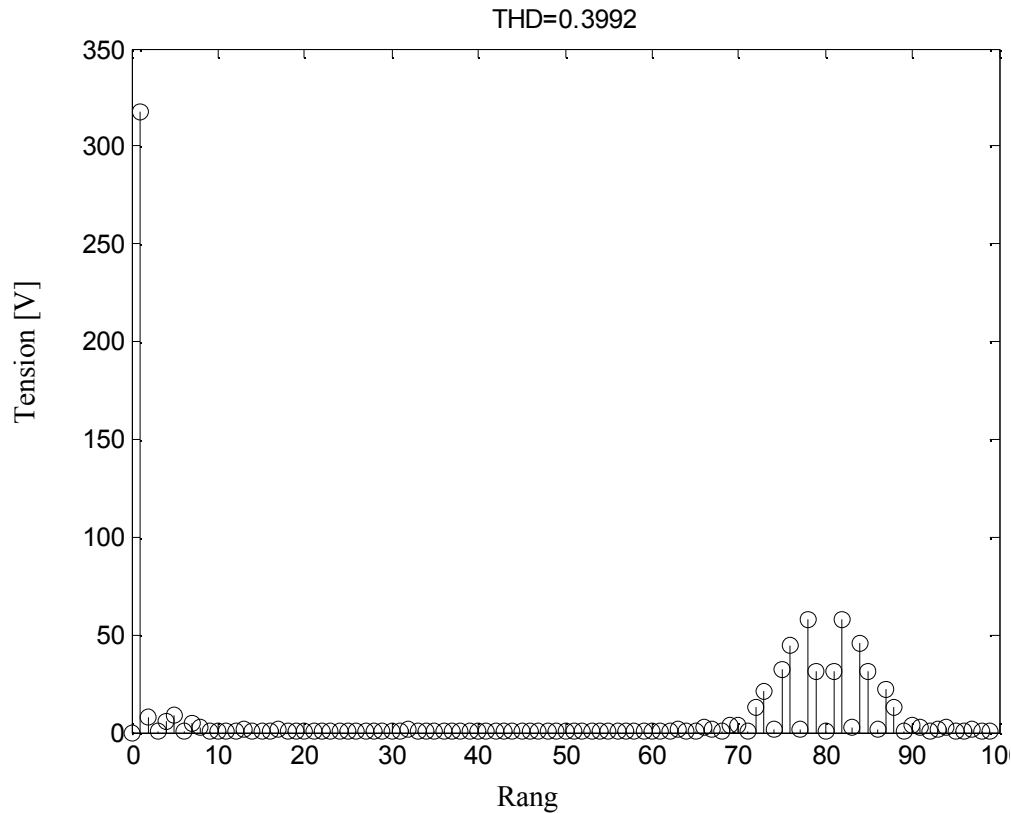


Figure (1.62) : Valeur efficace du fondamental de la tension dans le cas d'une compensation de 20V.

On peut vérifier pour tous les points en procédant de la même façon, ainsi tous les points de la caractéristique vont subir une translation de 20 V, les deux caractéristiques se superposent l'une sur l'autre, une concordance des résultats de simulation dans le cas de l'introduction du redresseur avec ceux de l'essai avec le variateur est évidente.

4.6 Conclusion

A la lumière des résultats trouvés, on peut déduire le schéma interne du variateur ATV31, lequel n'est pas indiqué par le constructeur.

- Structure du schéma interne du variateur ATV31

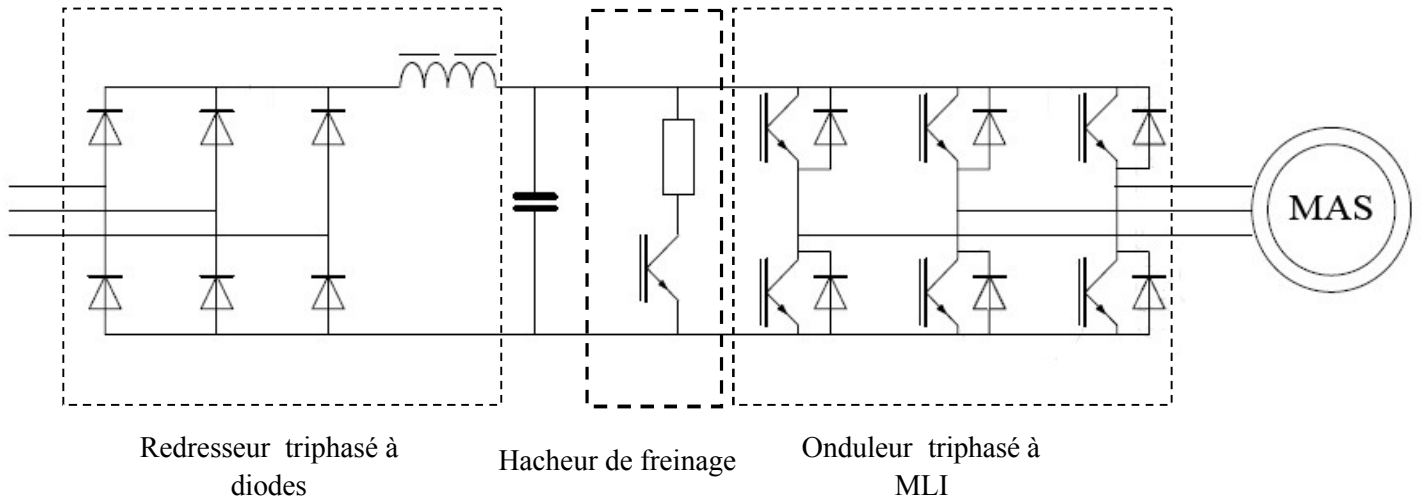


Figure (4.63) : Structure du schéma interne du variateur de vitesse.

Le schéma ci-dessus comprend :

- Un redresseur triphasé en pont à diodes, car la tension délivrée par celui-ci est constante égale à $380\sqrt{2}V$, non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter du moteur asynchrone vers le réseau.
- Un onduleur triphasé en pont (constitué de transistor et de diodes montées en antiparallèle), à modulation vectorielle, la concordance des résultats ci-dessus le montrent bien.
- Un hacheur de freinage, lors de la phase de freinage, le moteur asynchrone fonctionne en générateur et l'onduleur fonctionne en redresseur, pour récupérer cette énergie, le condensateur de filtrage se charge, ceci se traduit par une élévation de la tension à ses bornes, lorsque la tension atteint un seuil défini, le transistor est commandé pour que la résistance de freinage soit mise en service pour décharger le condensateur (l'énergie de freinage est dissipée).

Conclusion générale

Conclusion générale

Pour mettre en œuvre la variation de vitesse des moteurs asynchrones, beaucoup de solutions sont offertes. Si notre choix a été porté sur un contrôle à $V_s/f_s = \text{constante}$, c'est parce qu'il est toujours d'actualité et c'est la solution privilégiée par la plupart des industriels.

Cette loi de contrôle généralement utilisée en boucle ouverte, offre des performances statiques acceptables, c'est pour cette raison que notre travail consiste à étudier et simuler le fonctionnement à $V_s/f_s = \text{constante}$ d'un moteur asynchrone à rotor bobiné.

Pour obtenir une variation de vitesse, il vaut mieux produire un couple élevé à une vitesse proche de celle du synchronisme, puisque ce degré de liberté est possible, en se référant au schéma équivalent, la variation de la vitesse se fait par la variation de la fréquence statorique et le réglage du couple en maintenant l'état magnétique nominal de la machine, ce qui se fait en gardant le rapport V_s/f_s constant, en conséquence, on doit pouvoir modifier la pulsation d'alimentation aussi bien que la tension. Afin d'assurer au moteur un fonctionnement à couple nominal constant, le rapport V_s/f_s a été déterminé pour les grandeurs nominales de la machine.

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 V_s/f_s 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 $V_s/f_s = \text{constante}$ 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, ce qui a été tout à fait attendu du fait que, les principes de contrôle du couple électromagnétique de la machine asynchrone que nous venons de décrire ont tous été élaborés à partir du modèle statique (Schéma de Steinmetz) valable en régime permanent sinusoïdal.

Conclusion générale

Ceci a pour conséquence que le couple électromagnétique n'est plus contrôlé lors du régime transitoire. La précision atteinte sera donc modeste. Seules les grandeurs moyennes, comme le couple électromagnétique par exemple, sont contrôlées pas les grandeurs instantanées. Les régimes à variation lente peuvent être envisagés avec cette approche, pour l'étude des variations rapides (démarrage, saut de fréquence) une approche avec les grandeurs instantanées est indispensable et mène à des résultats sensiblement différents.

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 le contrôle à V/f s'avère insuffisant, aujourd'hui le contrôle vectoriel permet une bonne maîtrise du couple en régime transitoire, mais il faut payer le capteur de position.

Au-delà de cet aspect purement commercial, il faut être prudent car sous l'argument commercial se cache peut-être un convertisseur à $V/f = \text{constante}$ amélioré (en boucle fermée).

Enfin, le choix judicieux de la commande se fait toujours en fonction de l'application à mettre en œuvre par exemple une solution telle le contrôle scalaire a été retenue par la SNCF (Z20500) : La constante de temps d'un train au démarrage étant longue, il est facile de comprendre que l'on se rapprochera d'un fonctionnement en régime établi à tout instant. Il en irait évidemment autrement de la motorisation d'une machine outil avec des temps de réaction très courts !

Annexe

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	a 50Hz
Puissance nominale		3.5 KW
Tension du rotor		220V
Courant du rotor		8A
Isolement F		cos φ 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 Φ 3	380/500 Φ 3
F(Hz)	50/60	0.5/500
I(A)	27.7 max	17.0 622000ASCKL
	J 35 A max	

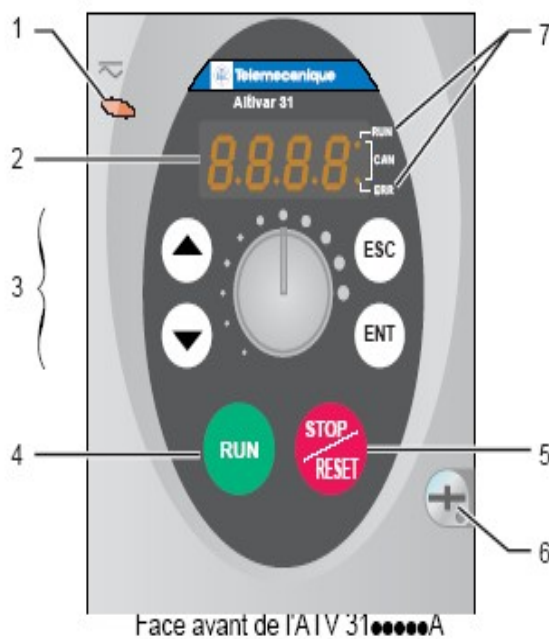
Altivar 31H

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)		Icc ligne présumé maxi	Puissance apparente	Courant d'appel maxi (3)	Variateur (sortie)			Altivar 31 Référence (5)
	Courant de ligne maxi (2) en 380 V	en 500 V				Courant nominal In (1)	Courant transitoire maxi (1) (4)	Puissance dissipée à charge nominale	
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)		Icc ligne présumé maxi	Puissance apparente	Courant d'appel maxi (3)	Variateur (sortie)			Altivar 31 Référence
	Courant de ligne maxi (2) en 525 V	en 600 V				Courant nominal In (1)	Courant transitoire maxi (1) (4)	Puissance dissipée à charge nominale	
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

Bibliographie

Bibliographie

- [1] : **J. Chatelain**, « Machine électriques », Tome II, Paris, Dunod, 1983.
- [2] : **J.P.Hautier, J.P.Caron**, Modélisation et commande de la machine asynchrone», Paris, Edition Technip, 1995.
- [3] : **Michel Pinard**, « CONVERTISSEURS ET ELECTRONIQUE DE PUISSANCE », Commande. Description. Mise en œuvre, DUNOD, Paris, 2007.
- [4] **J .Holtz**, « Pulse width modulation for electronic power conversion », IEEE proc, vol 82, N°8, 1994, pp. 1194-1213.
- [5] : http://www.ece.osu.edu/ems/iab2004/JW_Jung_IAB2004.
- [6]: **G. Grellet, G. Clerc**, « Actionneurs électriques: Principe/Modèles/Commande », Edition Eyrolles, 1997.
- [7]: **M. Poloujadoff**, « Conversions électromécaniques », maîtrise d'EAA, C3-électrotechnique, DUNOD, Paris, 1969.
- [8]: **G. SEGUIER, F.LABRIQUE** « les convertisseurs de l'électronique de puissance », conversion CONTINU-ALTERNATIF. Volume III, Edition Tec&Doc technique - LAVOISIER, Paris 1989.
- [9]: **F. LOUNAS, M.BOUDARENE**, « contribution à la modélisation et à la simulation d'une machine asynchrone alimenté en tension », PFE, UMMTO 1996.
- [10] : **Jean Bonal, Guy Séguier**, « entrainements électriques à vitesse variable » Edition Tec&Doc technique - LAVOISIER, Paris 1998.
- [11]: **P. Barret**, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques » Edition Eyrolles, Paris, 1987.
- [12]: **J.L Dalmasso**, « cours d'électrotechnique », Edition BELIN, 1985
- [13]:**Mark Brown, Jawahar Rawtani, Dinish Patil** , « MAINTENANCEELECTROTECHNIQUE », Equipement électriques et circuits de commande [14]: **Zhenyu Yu and David Figoli**, « AC Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320C240 » APPLICATION REPORT, April 1998, **TEXAS INSTRUMENT**.
- [15]: « Départs Moteurs » et « les techniques de commande du moteur asynchrone », source : www.Shnieder.fr
- [16] : **Gabriel Buche**,«commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MTLAB/SIMULINK »,PFE, (C.U.E.F.A).
- [17]: **N. Khenfer**, « Machine asynchrone : ses modèles, son identification et sa commande », Thèse de Doctorat, I.N.P de Lorraine (France), Octobre 1995.
- [18]: **Prof. Michel ETIQUE**, « entrainements réglés », Yverdon-les-Bains, mars2006
source : <http://www.iai.heig-vd.ch/~mee/>.
- [19]: **Michel Pinard**,« COMMANDE ELECTRONIQUE DES MOTEUR ELECTRIQUES », DUNOD, Paris, 2004.