



LISTES DES SYMBOLES ET NOTATIONS

- Référentiels

Symbole / Notation	Unité	Définition
(R)		Référentiel lié au rotor
(S)		Référentiel lié au stator
(T)		Référentiel lié aux champs tournant

- Indices des grandeurs

Symbole / Notation	Unité	Définition
{a,b,c}		Indice des phases
{d,q}		Indice des axes du repère tournant
{ α, β }		Indice des axes du repère fixe lié au stator
R		Indice des Grandeurs rotoriques
S		Indice des Grandeurs statoriques

- Grandeurs physiques

Symbole / Notation	Unité	Définition
$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$		Nombre complexe
[A]		Matrice fondamentale qui caractérise le système



$[B]$		Matrice d'entrer
$[C]$		Matrice de sortie
C_f	$[F]$	Capacité du filtre
C_{em}	$[Nm]$	Couple électromagnétique
C_r	$[Nm]$	Couple résistant
E		Grandeur de sortie
f	$[Hz]$	Fréquence rotorique
f_n	$[Hz]$	Fréquence nominale du réseau
f_s	$[Hz]$	Fréquence statorique
g		glissement
G	$[dB]$	Gain
I_H	$[A]$	Courant de maintien
I_n	$[A]$	Courant nominal
$[I'_{R(R)}]$		Matrice du courant rotorique
\bar{I}_R, \bar{I}'_R		Vecteurs courants rotoriques réel et « ramené » au stator
$[I_{S(S)}]$		Matrice du courant statorique
\bar{I}_S		Vecteurs courants statoriques
I_{TM}	$[A]$	Courant direct maximal
I_{TSM}	$[A]$	Courant direct de pointe non répétitive maximal
$j = \sqrt{-1}$		Nombre complexe



J_t	$[\text{kgm}^2]$	Moment d'inertie ramené à l'arbre du moteur
K_T		Coefficient de la transformation vectorielle
K_0		Rapport de transformation
K_{01R}		Coefficient de bobinage rotorique
K_{01S}		Coefficient de bobinage statorique
L_S	$[\text{H}]$	Inductance propre d'une phase statorique
L'_R	$[\text{H}]$	Inductance propre réelle d'une phase rotorique
L_f	$[\text{H}]$	Inductance du filtre
L_m	$[\text{H}]$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
L'_R, L_R	$[\text{H}]$	Inductance cyclique rotorique réelle et « ramenée » au stator
$[L'_R]$		Matrice des inductances rotoriques
L_S	$[\text{H}]$	Inductance cyclique statorique
$[L_S]$		Matrice des inductances statoriques
L'_{0R}	$[\text{H}]$	Inductance d'entrefer rotorique
$L'_{\sigma R}$	$[\text{H}]$	Inductance de fuite rotorique
L_{0S}	$[\text{H}]$	Inductance d'entrefer statorique
$L_{\sigma S}$	$[\text{H}]$	Inductance de fuite statorique
M_S	$[\text{H}]$	Inductance mutuelle entre deux phases du stator
M'	$[\text{H}]$	Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique



M'_R	[H]	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
$[M'_{RS}]$		Matrice des inductances mutuelles stator-rotor
$[M'_{SR}]$		Matrice des inductances mutuelles rotor-stator
n	[Hz]	Fréquence du champ tournant mécanique
n_s	[Hz]	Fréquence du champ tournant statorique
N_R		Nombre de spires d'une phase statorique
N_S		Nombre de spires d'une phase rotorique
p		Opérateur de Laplace
p_{js}	[W]	Perte par effet Joule statorique
p_{fs}	[W]	Perte ferromagnétique statorique
P_{em}	[W]	Puissance électromagnétique
P_p		Nombre de paires de pôles
P_S	[W]	Puissance statorique
P_u	[W]	Puissance utile
R_f	[Ω]	Résistance du filtre
R'_R, R_R	[Ω]	Résistance rotorique réelle et « ramenée » au stator
R_S	[Ω]	Résistance statorique
S		Grandeur de sortie
t	[s]	temps
t_j	[$^{\circ}\text{C}$]	Température admissible



t_q	$[\mu s]$	Temps de recouvrement
T_e	$[s]$	Période d'échantillonnage
$[V]$		Matrice de commande
V_n	$[V]$	Tension nominale d'une phase du réseau
\bar{V}'_R, \bar{V}_R		Vecteurs tensions rotoriques réel et « ramené » au stator
$[V'_{R(R)}]$		Matrice de la tension rotorique
\bar{V}_S		Vecteurs tension statoriques
$[V_{S(S)}]$		Matrice de la tension statorique
\bar{V}_S^+	$[V]$	Valeur efficace du vecteur tension
V_{RRM}	$[V]$	Tension de claquage inverse répétitive
$[X], \dot{X}$		Vecteur d'état et sa dérivée par rapport au temps
\bar{X}		Vecteur tournant
z		Variable complexe
Δ		Déterminant
$\bar{\Phi}'_R, \bar{\Phi}_R$		Vecteurs flux rotoriques réel et « ramené » au stator
$[\Phi'_{R(R)}]$		Matrice du flux rotorique
$\bar{\Phi}_S$		Vecteurs du flux statoriques
$[\Phi_{S(S)}]$		Matrice du flux statorique
ω	$[\text{rad}/s]$	Pulsation de la tension rotorique



ω_s	$\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$	Pulsation de la tension statorique
Ω	$[\text{rad/s/pôle}]$	Vitesse de rotation mécanique
Ω_s	$[\text{rad/s/pôle}]$	Vitesse du synchronisme
σ		Coefficient de dispersion de Blondel
θ	$[\text{rad}]$	Position « électrique » du rotor (R) par rapport au stator (S)
θ_R	$[\text{rad}]$	Position « électrique » du référentiel (T) par rapport au référentiel (R)
θ_s	$[\text{rad}]$	Position « électrique » du référentiel (T) par rapport au référentiel (S)
ρ	$[\text{rad}]$	Position angulaire du vecteur tension dans le plan des tensions



LISTE DES FIGURES

Chapitre 1:

- Figure (1.1.1) : Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer)
- Figure (2.1) : Principe du moteur asynchrone
- Figure (3.1.1) : Définition du vecteur tournant
- Figure (3.2.3.1) : Moteur asynchrone, schéma électrique équivalent
- Figure (3.2.3.2) : Machine asynchrone modélisée

Chapitre 2:

- Figure (1.1.1) : Position des systèmes d'axes

Chapitre 3:

- Figure (2.1) : Bilan de puissance au niveau du stator
- Figure (4.1.2.1) : Couple électromagnétique en fonction du glissement
- Figure (4.1.2.2) : Couple électromagnétique en fonction de la vitesse de rotation du rotor
- Figure (4.1.2.3) : Courant statorique en fonction de la vitesse de rotation du rotor
- Figure (4.2.2.1) : Couple électromagnétique en fonction du glissement
- Figure (4.2.2.2) : Couple électromagnétique en fonction de la vitesse de rotation du rotor
- Figure (4.2.2.3) : Courant statorique en fonction de la vitesse de rotation du rotor

Chapitre 4:

- Figure (2.1.1) : Schéma fonctionnel d'un système quelconque.
- Figure (3.1.2.1) : Couple électromagnétique en fonction du temps
- Figure (3.1.2.2) : Courant statorique en fonction du temps
- Figure (3.1.2.3) : Vitesse du rotor en fonction du temps
- Figure (3.1.2.4) : Couple électromagnétique en fonction de la vitesse du rotor
- Figure (3.2.2.1) : Couple électromagnétique en fonction du temps
- Figure (3.2.2.2) : Courant statorique en fonction du temps



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

- Figure (3.2.2.3) : Vitesse du rotor en fonction du temps
- Figure (3.2.2.4) : Couple électromagnétique en fonction de la vitesse du rotor

Chapitre 5:

- Figure (1.1) : Circuit de commande
- Figure (2.2.1) : Simulation du circuit de commande
- Figure (2.3.1) : Tension d'une phase à la sortie de la source triphasée (Phase initiale nulle)
- Figure (2.3.2) : Tension filtrée
- Figure (2.3.3) : Tension de la phase (a) du stator ($f_s = 25[\text{Hz}]$)
- Figure (2.3.4) : Tension de la phase (b) du stator ($f_s = 50[\text{Hz}]$)
- Figure (2.3.5) : Tension de la phase (c) du stator ($f_s = 100[\text{Hz}]$)

Annexes :

- Figure (1.1) : Interface de Menu « SMACT »
- Figure (1.2) : Interface d'aide « SMACT »
- Figure (1.3) : Interface du régime permanent du moteur asynchrone « SMACT »
- Figure (1.4) : Interface du régime transitoire du moteur asynchrone « SMACT »



LISTE DES TABLEAUX

Chapitre 1:

- Tableau (1.4.1) : Comparaison de moteurs

Chapitre 5:

- Tableau (3.1) : Caractéristiques des diodes
- Tableau (3.2) : Caractéristiques des Thyristors

Annexes :

- Tableau (2.2.2.1) : Effet du courant sur le corps humain
- Tableau (2.2.2.2) : Valeur de la tension dont il faut se méfier
- Tableau (2.2.2.3) : Valeur de la tension dont il faut se méfier en milieu immergé



TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENT

RESUME

ABSTRACT

LISTE DES SYMBOLES ET NOTATION

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION..... 1

Chapitre1:

MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE..... 2

1. CONSTITUTION GENERALE ET DIFFERENTS TYPES DE MACHINE
ASYNCHRONE..... 2

1.1. DESCRIPTION ET CONSTITUTION GENERALE..... 2

1.2. LE STATOR..... 3

1.3. LE ROTOR..... 4

1.4. LES DIFFERENTS TYPES DE MOTEUR ASYNCHRONE..... 4

2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT 4

3. NOTION DE VECTEUR TOURNANT ET EQUATIONS GENERALES 6

3.1. NOTION DE VECTEUR TOURNANT 6

3.2. EQUATIONS GENERALES DU MOTEUR 9

3.2.1. HYPOTHESES 9

3.2.2. EXPRESSION DES TENSIONS STATORIQUES ET ROTORIQUES 9



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

3.2.3. CALCUL DES FLUX STATORIQUES ET ROTORIQUES	10
3.2.3.1. FLUX STATORIQUE.....	13
3.2.3.2. FLUX ROTORIQUE.....	15
3.2.4. VALEURS DES INDUCTANCES.....	15
3.2.4.1. INDUCTANCES PROPRES STATORIQUE ET INDUCTANCES MUTUELLES ENTRE PHASES STATORIQUES	15
3.2.4.2. INDUCTANCES PROPRES ROTORIQUES ET INDUCTANCES MUTUELLES ENTRE PHASES ROTORIQUES	16
3.2.4.3. LA MATRICE DES INDUCTANCES STATOR-ROTOR ET ROTOR- STATOR.....	17

Chapitre2:

MODELISATION VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	18
1. ETABLISSEMENT D'UN MODELE VECTORIEL DANS LES REFERENTIELS FIXES (S), ET DANS LE REFERENTIEL TOURNANT (T).....	18
1.1. MODELE VECTORIEL RAMENE AU STATOR DANS LE REFERENTIEL LIE AU STATOR	19
1.2. MODELE VECTORIEL DANS UN REFERENTIEL TOURNANT A LA VITESSE DU CHAMP TOURNANT	21
2. EQUATIONS DE CONCORDIA	23
3. EQUATIONS DE PARK	26

Chapitre3:

REGIME PERMANENT DU MOTEUR ASYNCHRONE	31
1. EXPRESSION DU COURANT STATORIQUE.....	31
1.1. CALCUL DU VECTEUR TOURNANT DE LA TENSION D'ALIMENTATION	31
1.2. EXPRESSION DES COURANTS ET DES FLUX	34
2. COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	37
2.1. EXPRESSION DE LA PUISSANCE STATORIQUE.....	37
2.2. EXPRESSION DU COUPLE (Cas du repère lié au champ tournant)	39



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

3. COEFFICIENT DE PROPORTIONNALITE ENTRE TENSION ET FLUX	41
4. SIMULATION	42
4.1. REGIME A BASSE VITESSE.....	42
4.1.1. ALGORITHME	43
4.1.2. RESULTAT DE LA SIMULATION	45
4.1.3. INTERPRETATION DES RESULTATS.....	46
4.2. REGIME A SURVITESSE	47
4.2.1. ALGORITHME	47
4.2.2. RESULTAT DE LA SIMULATION	47
4.2.3. INTERPRETATION DES RESULTATS.....	49

Chapitre4:

REGIME DYNAMIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	50
1. RAPPEL	50
1.1. EQUATIONS ELECTRIQUE.....	50
1.2. EQUATIONS DANS LE REPERE TOURNANT	51
2. EQUATION D'ETAT	52
2.1. TRANSFORMATION DE L'ECRITURE DES EQUATIONS STATORIQUES ET ROTORIQUES	52
2.2. RESOLUTION DE L'EQUATION D'ETAT	55
2.3. INTEGRATION NUMERIQUE DE L'EQUATION MECANIQUE.....	56
3. SIMULATION	58
3.1. REGIME A BASSE VITESSE.....	58
3.1.1. ALGORITHME	59
3.1.2. RESULTAT DE LA SIMULATION	61
3.1.3. INTERPRETATION DES RESULTATS.....	63
3.2. REGIME A SURVITESSE	64
3.2.1. ALGORITHME	64



3.2.2. RESULTAT DE LA SIMULATION	64
3.2.3. INTERPRETATION DES RESULTATS.....	66

Chapitre5:

SIMULATION DU CIRCUIT DE COMMANDE ET CHOIX DES COMPOSANTS	68
1. SCHEMA THEORIQUE DU CIRCUIT DE COMMANDE.....	68
2. SUMULATION DU CIRCUIT DE COMMANDE.....	69
2.1. ENVIRONNEMENT SIMULINK	69
2.2. SCHEMA DU CIRCUIT SOUS SIMULINK	69
2.3. RESULTAT DE LA SIMULATION	70
2.4. INTERPRETATION DES RESULTATS	71
3. CHOIX DES COMPOSANTES DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	71
CONCLUSION.....	73

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

RESUME

INTRODUCTION



INTRODUCTION

Actuellement, de nombreuses industries utilisent la machine asynchrone pour son coût modéré et sa facilité en maintenance.

Par sa robustesse, sa simple structure, sa taille et son poids, cette machine offre de nouvelles perspectives technologiques dans nombreux domaines de constructions d'automobiles, machines outils, et trains à grand vitesse etc. Cependant, elle est souvent plus performante pour l'usage des moteurs, nécessitant des commandes élaborées et notamment des commandes vectorielles pour pouvoir mieux contrôler ses états transitoires.

Par définition, le contrôle vectoriel est une commande qui exige une modélisation rigoureuse dont la fiabilité dépend de la prise en compte des variations éventuelles des paramètres et des grandeurs telles que le couple ou la vitesse. Le nom de ces commandes vient du fait que les relations finales sont vectorielles à la différence des commandes scalaires.

Historiquement, les commandes scalaires ont eu une bonne réputation au niveau du contrôle de la vitesse. Mais malheureusement, cette commande ne peut pas maîtriser le couple instantané, car il faudra que les régimes transitoires soient complètement achevés, pour pouvoir travailler convenablement.

Compte tenu de ce défaut, les commandes vectorielles sont apparues afin de résoudre les problèmes du contrôle scalaire.

Aujourd'hui, le contrôle vectoriel est plus efficace, car il permet de traiter les régimes transitoires irréalisables par la commande scalaire.

Et c'est la raison pour laquelle cette commande vectorielle exige une étude plus approfondie. Dans ce présent mémoire, nous allons entamer la conception théorique de la: « **COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE AVEC ALIMENTATION EN TENSION** ».

Pour mieux comprendre ce type de commande, nous allons voir comment fonctionne la modélisation du moteur asynchrone, la modélisation vectorielle, le régime permanent, le régime dynamique, la simulation du circuit de commande et choix des composantes.

CHAPITRE 1



MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

1. CONSTITUTION GENERALE ET DIFFERENTS TYPES DE MACHINE ASYNCHRONE

1.1. DESCRIPTION ET CONSTITUTION GENERALE

Un moteur asynchrone est une machine dont la vitesse de rotation n pour la fréquence donnée f dépend de la charge et dans laquelle:

$$f \neq P_p n . \quad (1.1.1)$$

La plupart du temps, le moteur asynchrone est conçu comme le montre la figure (1.1.1):

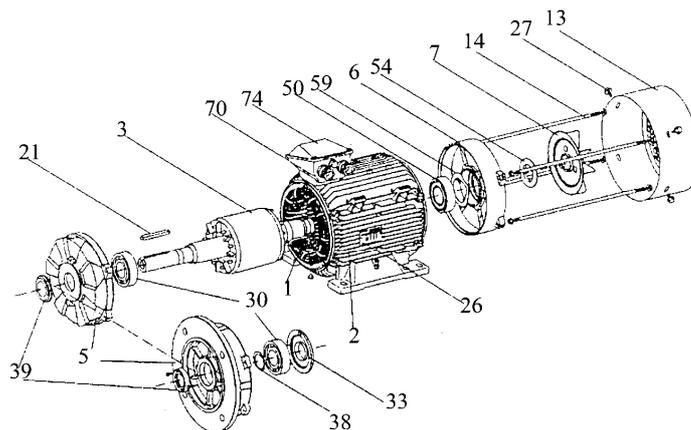


Figure (1.1.1) Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer)



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

- 1 : Stator bobiné
- 2 : Carter
- 3 : Rotor
- 5 : Flasque côté accouplement
- 6 : Flasque arrière
- 7 : Ventilateur
- 13 : Capot de ventilation
- 14 : Tiges de montage
- 21 : Clavette
- 26 : Plaque signalétique
- 27 : Vis de fixation du capot
- 30 : Roulement côté accouplement
- 33 : Chapeau intérieur côté accouplement
- 38 : Circlips de roulement côté accouplement
- 39 : Joint côté accouplement
- 50 : Roulement arrière
- 54 : Joint arrière
- 59 : Rondelle de précharge
- 70 : Corps de boîte à bornes
- 74 : Couvercle de boîte à bornes

Généralement, un moteur asynchrone est constitué :

- d'un stator ;
- d'un rotor.

1.2. LE STATOR

Appelé aussi inducteur, il est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Tous les enroulements sont parcourus par des courants alternatifs. Un stator possède P_p paires de pôles. Il forme ainsi une carcasse feuilletée, ferromagnétique en acier au silicium, qui porte dans des encoches les enroulements.



1.3. LE ROTOR

Appelé aussi induit, c'est la partie tournante. Il est situé à l'intérieur du stator et formé de disques en tôles de fer au silicium formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Selon les rotors, on distingue deux types de moteur asynchrone.

1.4. LES DIFFERENTS TYPES DE MOTEUR ASYNCHRONE

Il existe deux types de moteur asynchrone ou autrement dit de rotor. Ce sont:

- le rotor bobiné,
- et le rotor à cage qui se diffère encore selon les types de cage.

Nous allons citer quelques avantages et inconvénients de ces deux types de moteur pour voir lequel est le plus ciblé par la commande vectorielle.

ROTOR BOBINE	ROTOR A CAGE
Difficulté de construction	Facilité de construction
Peu robuste	Robuste
Bonne performance au démarrage	Mauvaise performance au démarrage
Coûteux	Bon marché

Tableau (1.4.1) Comparaison de moteurs

Vu la comparaison établie ci-dessus, et comme notre commande s'intéresse davantage au régime transitoire car qui dit démarrage, dit régime transitoire, il est donc bien évident que le moteur asynchrone à rotor à cage est le plus concerné par notre étude.

2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est similaire à un système d'aimant suspendu à une ficelle. Un disque ferromagnétique est placé au-dessous de l'aimant comme le montre la figure (2.1). L'axe de rotation du disque étant confondu à celui de la ficelle.



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

Il y a réaction entre le champ d'induction créé par les courants induits dans le disque et le champ d'induction de l'aimant tournant. Le disque prend du retard sur le mouvement de l'aimant ; car, c'est ce déplacement qui est l'origine des courants induits.

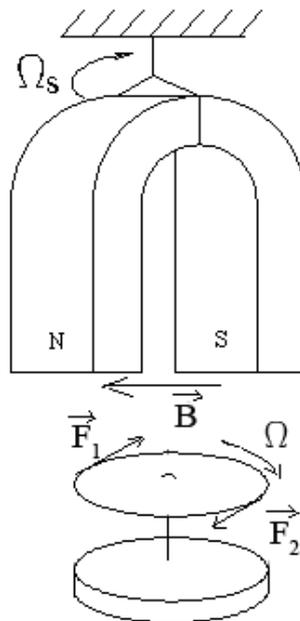


Figure (2.1) Principe du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone a un stator analogue à celui d'un alternateur et lorsqu'on alimente avec des courants triphasés les bobines du stator, un champ qui tourne à la vitesse de synchronisme apparaît dans l'entrefer de la machine.

Supposons le rotor, à l'arrêt. Son bobinage est couplé à celui du stator et se comporte comme l'enroulement secondaire d'un transformateur en court-circuit.

Des courants induits y prennent naissance et tendent à s'opposer au phénomène qui les crée. Ce phénomène n'est autre que la loi de Lenz.

Si le rotor tournait à la vitesse du champ tournant, le flux dans les enroulements rotoriques resterait constant, car il n'y aurait aucun déplacement, et il n'y aurait plus de courant induit.

Les courants induits ont leur intensité maximale quand le rotor est immobile et, nulle quand la vitesse du rotor est celle du champ tournant.

Ainsi, pour qu'il y ait une diminution de la variation de vitesse relative entre le champ tournant et le rotor, ce dernier doit tourner; comme ce sont les courants induits qui obligent la rotation du rotor, celui-ci ne pourra tourner que si les courants induits existent; donc, s'il y a un déplacement du rotor par rapport au champ tournant, si petit soit-il.



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

La vitesse de rotation du rotor ne peut donc atteindre la vitesse de synchronisme, et c'est pour cette raison que ce moteur est appelé : moteur asynchrone.

Notons :

ω_s : pulsation de la tension statorique,

ω : pulsation mécanique.

Avec: $\omega < \omega_s$.

Cet écart de vitesse relatif entre ω et ω_s est appelé le glissement du moteur.

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}. \quad (2.1)$$

En général, g est de l'ordre de 2 à 5%.

$$\text{Où } n_s : \text{fréquence du champ tournant statorique, } n_s = \frac{\omega_s}{2\pi}. \quad (2.2)$$

$$n : \text{fréquence du champ tournant mécanique, } n = \frac{\omega}{2\pi}. \quad (2.3)$$

$$\Omega_s : \text{vitesse du synchronisme, } \Omega_s = \frac{\omega_s}{P_p}. \quad (2.4)$$

$$\Omega : \text{vitesse de rotation mécanique, } \Omega = \frac{\omega}{P_p}. \quad (2.5)$$

P_p : nombre de paires de pôles de la machine.

3. NOTION DE VECTEUR TOURNANT ET EQUATIONS GENERALES

3.1. NOTION DE VECTEUR TOURNANT

On dit que trois grandeurs sinusoïdales X_{Sa} , X_{Sb} , X_{Sc} , forment un système triphasé si elles ont la même pulsation. Et si de plus, le système est équilibré, de séquence directe et d'origine de phase nulle, alors on peut écrire:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$\begin{cases} X_{Sa} = \sqrt{2}X_s \cos(\omega_s t) \\ X_{Sb} = \sqrt{2}X_s \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ X_{Sc} = \sqrt{2}X_s \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.1.1)$$

On constate que ces grandeurs sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$.

Il faut aussi noter que ces systèmes triphasés en fonction du temps, peuvent être exprimés sous forme complexe, permettant ainsi de les représenter dans un référentiel (α, β) lié au stator comme un vecteur tournant \bar{X} (figure (3.1.1)).

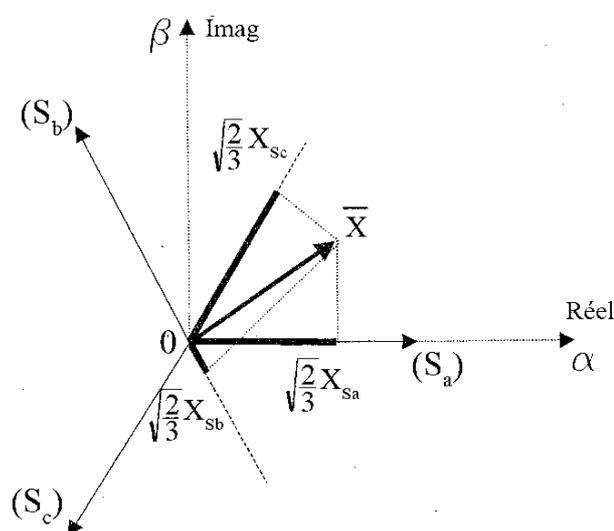


Figure (3.1.1) Définition du vecteur tournant

où \bar{X} a pour expression complexe:

$$\bar{X} = K_T \left[X_{Sa} + e^{j\frac{2\pi}{3}} X_{Sb} + e^{j\frac{4\pi}{3}} X_{Sc} \right]. \quad (3.1.2)$$

K_T est un coefficient dépendant du choix de l'utilisateur:

- $K_T = \frac{2}{3}$ pour une représentation vectorielle conservant les amplitudes.
- $K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une représentation vectorielle conservant la puissance.

Dans notre cas, nous utiliserons cette dernière.



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

Ces expressions sont applicables, non seulement aux grandeurs statoriques mais aussi à celles du rotor.

On peut aussi obtenir les relations inverses. En développant l'expression (3.1.1), on a:

$$\bar{X} = K_T \left\{ \left[X_{Sa} + X_{Sb} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + X_{Sc} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right] + j \left[0 + X_{Sb} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + X_{Sc} \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right] \right\}$$

En identifiant la partie réelle de cette dernière équation, on trouve que:

$$\text{Réel}\{\bar{X}\} = K_T \left(X_{Sa} - \frac{1}{2} X_{Sb} - \frac{1}{2} X_{Sc} \right).$$

Réel{ } représente la partie réelle de l'expression entre { }.

Le fait qu'on a un système triphasé équilibré nous permet d'écrire :

$$\frac{1}{2} X_{Sa} = -\frac{1}{2} X_{Sb} - \frac{1}{2} X_{Sc}.$$

Après substitution, on a:

$$\begin{aligned} \text{Réel}\{\bar{X}\} &= K_T \left(X_{Sa} + \frac{1}{2} X_{Sa} \right) \\ &= K_T \left(\frac{3}{2} X_{Sa} \right). \end{aligned}$$

En résolvant cette dernière équation en prenant X_{Sa} comme variable, on obtient :

$$X_{Sa} = \frac{2}{3K_T} \text{Réel}\{\bar{X}\}.$$

Pour trouver l'expression de X_{Sb} , X_{Sc} , on multiplie respectivement le

vecteur \bar{X} par $e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ et $e^{-j\frac{4\pi}{3}}$, et la résolution se procède comme celle de X_{Sa} .

Donc, on a comme relations inverses :

$$\begin{cases} X_{Sa} = \frac{2}{3K_T} \text{Réel}\{\bar{X}\} \\ X_{Sb} = \frac{2}{3K_T} \text{Réel}\left\{ \bar{X} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\} \\ X_{Sc} = \frac{2}{3K_T} \text{Réel}\left\{ \bar{X} e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right\} \end{cases} \quad (3.1.3)$$



3.2. EQUATIONS GENERALES DU MOTEUR

Comme la phase d'un circuit, que ce soit statorique ou rotorique, est équivalente à un circuit muni de self inductance et de résistance, alors l'équation fondamentale du moteur peut s'écrire de la façon suivante:

$$\begin{cases} [V_{S(S)}] = R_S [I_{S(S)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{S(S)}] \\ [V'_{R(R)}] = R'_R [I'_{R(R)}] + \frac{d}{dt} [\Phi'_{R(R)}] \end{cases} \quad (3.2.1)$$

Où (S) et (R) sont des repères liés respectivement au stator et au rotor.

3.2.1. HYPOTHESES

Généralement, la modélisation du moteur asynchrone se repose sur certaines hypothèses, à savoir:

- parfaite symétrie de construction;
- assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique;
- répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage;
- absence de saturation dans le circuit magnétique.

3.2.2. EXPRESSION DES TENSIONS STATORIQUES ET ROTORIQUES

L'équation (3.2.1) nous permet d'écrire la forme matricielle suivante:

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{Sa} \\ \Phi_{Sb} \\ \Phi_{Sc} \end{bmatrix} \quad (3.2.2.1)$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} v'_{Ra} \\ v'_{Rb} \\ v'_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'_R & 0 & 0 \\ 0 & R'_R & 0 \\ 0 & 0 & R'_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{Ra} \\ i'_{Rb} \\ i'_{Rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi'_{Ra} \\ \Phi'_{Rb} \\ \Phi'_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.2.2.2)$$



3.2.3. CALCUL DES FLUX STATORIQUES ET ROTORIQUES

Soit la machine asynchrone triphasée au stator et au rotor, représentée par la figure (3.2.3.1). Les inductances propres, que ce soit pour les phases statoriques ou celles du rotor, sont égales. De ce fait, par définition, on a:

- L'inductance propre d'une phase statorique l_s . Si la phase S_a seule est parcourue par le courant i_{s_a} , alors le flux Φ_{s_a} à travers la phase S_a dû au courant i_{s_a} vérifie la relation:

$$\Phi_{s_a} = l_s \times i_{s_a} .$$

- L'inductance propre d'une phase rotorique l'_r (même définition que celle du stator).
- L'inductance mutuelle entre phase statorique M_s , si la phase S_a seule est parcourue par le courant i_{s_a} alors, le flux Φ_{s_b} à travers la phase S_b (ou la phase S_c) dû au courant i_{s_a} vérifie la relation:

$$\Phi_{s_a} = M_s \times i_{s_a} .$$

- L'inductance mutuelle entre phase rotorique M'_r (même définition que celle du stator).
- L'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique M' , qui est obtenue lorsque les axes des phases statoriques et rotoriques de même indice sont confondus.

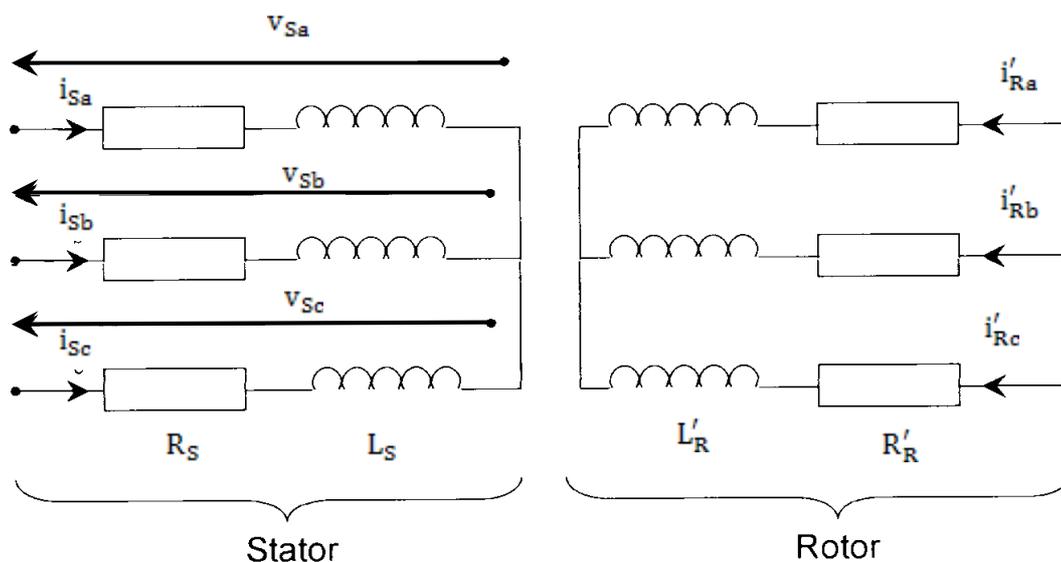


Figure (3.2.3.1) Moteur asynchrone, schéma électrique équivalent.



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

En développant les formules (3.2.2.1) et (3.2.2.2), on obtient:

Pour le stator:

$$\begin{cases} v_{Sa} = R_S i_{Sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sa} \\ v_{Sb} = R_S i_{Sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sb} \\ v_{Sc} = R_S i_{Sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sc} \end{cases} \quad (3.2.3.1)$$

Pour le rotor:

$$\begin{cases} v'_{Ra} = R'_R i'_{Ra} + \frac{d}{dt} \Phi'_{Ra} \\ v'_{Rb} = R'_R i'_{Rb} + \frac{d}{dt} \Phi'_{Rb} \\ v'_{Rc} = R'_R i'_{Rc} + \frac{d}{dt} \Phi'_{Rc} \end{cases} \quad (3.2.3.2)$$

Donc le flux totalisé dû aux divers courants à travers la phase du stator et ceux du rotor engendrent les équations suivantes:

$$\begin{cases} \Phi_{Sa} = l_S i_{Sa} + M_S (i_{Sb} + i_{Sc}) + M' \left[i'_{Ra} \cos(\theta) + i'_{Rb} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i'_{Rc} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \Phi_{Sb} = l_S i_{Sb} + M_S (i_{Sc} + i_{Sa}) + M' \left[i'_{Ra} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i'_{Rb} \cos(\theta) + i'_{Rc} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \Phi_{Sc} = l_S i_{Sc} + M_S (i_{Sa} + i_{Sb}) + M' \left[i'_{Ra} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i'_{Rb} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i'_{Rc} \cos(\theta) \right] \\ \Phi'_{Ra} = l'_R i'_{Ra} + M'_R (i'_{Rb} + i'_{Rc}) + M' \left[i_{Sa} \cos(\theta) + i_{Sb} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{Sc} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \Phi'_{Rb} = l'_R i'_{Rb} + M'_R (i'_{Rc} + i'_{Ra}) + M' \left[i_{Sa} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{Sb} \cos(\theta) + i_{Sc} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \Phi'_{Rc} = l'_R i'_{Rc} + M'_R (i'_{Ra} + i'_{Rb}) + M' \left[i_{Sa} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{Sb} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{Sc} \cos(\theta) \right] \end{cases} \quad (3.2.3.3)$$

Avec:

M' : valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

Posons d'abord:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$\begin{cases} M'_1 = M' \cos(\theta) \\ M'_2 = M' \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M'_3 = M' \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.2.3.4)$$

En insérant (3.2.3.4) dans (3.2.3.3) on peut obtenir la matrice suivante:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{Sa} \\ \Phi_{Sb} \\ \Phi_{Sc} \\ \Phi'_{Ra} \\ \Phi'_{Rb} \\ \Phi'_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M'_1 & M'_3 & M'_2 \\ M_s & l_s & M_s & M'_2 & M'_1 & M'_3 \\ M_s & M_s & l_s & M'_3 & M'_2 & M'_1 \\ M'_1 & M'_2 & M'_3 & l_r & M'_R & M'_R \\ M'_3 & M'_1 & M'_2 & M'_R & l_r & M'_R \\ M'_2 & M'_3 & M'_1 & M'_R & M'_R & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \\ i'_{Ra} \\ i'_{Rb} \\ i'_{Rc} \end{bmatrix} \quad (3.2.3.5)$$

De cette formule (3.2.3.5) dérivent quatre autres sous-matrices. En effet, cette dernière peut s'écrire comme suit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{Sabc} \\ \Phi'_{Rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_S] & [M'_{SR}] \\ [M'_{RS}] & [L'_R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sabc} \\ i'_{Rabc} \end{bmatrix} \quad (3.2.3.6)$$

$[L_S]$: la matrice des inductances statoriques.

$[L'_R]$: la matrice des inductances rotoriques.

$[M'_{RS}]$: la matrice des inductances Mutuelles Stators-Rotors.

$[M'_{SR}]$: la matrice des inductances Mutuelles Rotors- Stators.

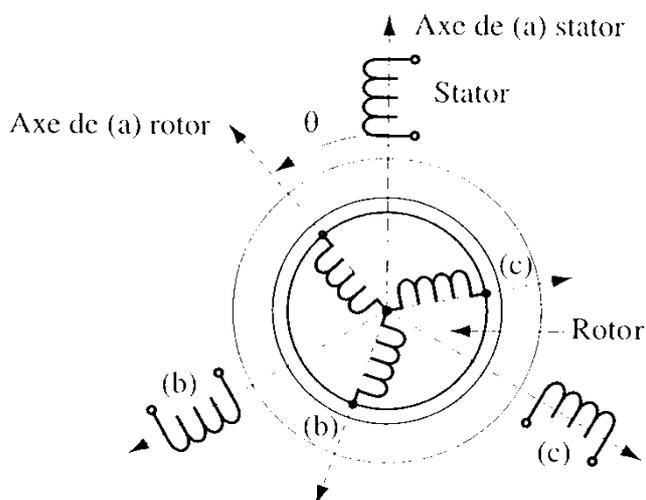


Figure (3.2.3.2) Machine asynchrone modélisée.



3.2.3.1. FLUX STATORIQUE

D'après la formule (3.1.2), le vecteur d'espace du flux statorique peut s'écrire:

$$\bar{\Phi}_s(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\Phi_{Sa}(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \Phi_{Sb}(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \Phi_{Sc}(t) \right]. \quad (3.2.3.1.1)$$

Comme les enroulements sont couplés en étoile alors, on peut introduire les relations suivantes: $i_{Sa} + i_{Sb} + i_{Sc} = 0$, et $i'_{Ra} + i'_{Rb} + i'_{Rc} = 0$. (3.2.3.1.2)

La formule (3.2.3.1.2) nous permet d'écrire:

Pour le stator:

$$\begin{cases} L_S i_{Sa} + M_S (i_{Sb} + i_{Sc}) = (L_S - M_S) i_{Sa} \\ L_S i_{Sb} + M_S (i_{Sa} + i_{Sc}) = (L_S - M_S) i_{Sb} \\ L_S i_{Sc} + M_S (i_{Sa} + i_{Sb}) = (L_S - M_S) i_{Sc} \end{cases} \quad (3.2.3.1.3)$$

Pour le rotor:

$$\begin{cases} L'_R i'_{Ra} + M'_R (i'_{Rb} + i'_{Rc}) = (L'_R - M'_R) i'_{Ra} \\ L'_R i'_{Rb} + M'_R (i'_{Ra} + i'_{Rc}) = (L'_R - M'_R) i'_{Rb} \\ L'_R i'_{Rc} + M'_R (i'_{Ra} + i'_{Rb}) = (L'_R - M'_R) i'_{Rc} \end{cases} \quad (3.2.3.1.4)$$

Posons maintenant:

$$\begin{cases} L_S = (L_S - M_S) \\ L'_R = (L'_R - M'_R) \end{cases} \quad (3.2.3.1.5)$$

Ainsi la formule (3.2.3.3) pour les flux statoriques devient:

$$\begin{cases} \Phi_{Sa} = L_S i_{Sa} + M \left[i'_{Ra} \cos(\theta) + i'_{Rb} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i'_{Rc} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \Phi_{Sb} = L_S i_{Sb} + M \left[i'_{Ra} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i'_{Rb} \cos(\theta) + i'_{Rc} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \Phi_{Sc} = L_S i_{Sc} + M \left[i'_{Ra} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i'_{Rb} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i'_{Rc} \cos(\theta) \right] \end{cases} \quad (3.2.3.1.6)$$

En multipliant respectivement par $\sqrt{\frac{2}{3}}$, $\sqrt{\frac{2}{3}}a$, $\sqrt{\frac{2}{3}}a^2$, où $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, les deux membres des flux Φ_{Sa} , Φ_{Sb} , Φ_{Sc} de l'équation (3.2.3.1.6), tout en tenant compte de la relation (3.2.3.1.1), et en utilisant les relations trigonométriques ci-après:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$\begin{cases} \cos(\alpha)\cos(\beta) = \frac{1}{2}[\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \\ \sin(\alpha)\sin(\beta) = \frac{1}{2}[\cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta)] \end{cases} \quad (3.2.3.1.7)$$

l'expression de $\bar{\Phi}_s(t)$ devient:

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_s(t) = L_s \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{sa} + ai_{sb} + a^2 i_{sc}) + \sqrt{\frac{2}{3}} M' \left\{ i'_{Ra} \left[\cos(\theta) + a \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + a^2 \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right. \\ \left. + i'_{Rb} \left[\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + a \cos(\theta) + a^2 \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right. \\ \left. + i'_{Rc} \left[\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + a \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + a^2 \cos(\theta) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.2.3.1.8)$$

$$\text{Où } \begin{cases} \cos(\theta) + a \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + a^2 \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{3}{2} e^{j\theta} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + a \cos(\theta) + a^2 \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{3}{2} a e^{j\theta} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + a \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + a^2 \cos(\theta) = \frac{3}{2} a^2 e^{j\theta} \end{cases}, \text{ en introduisant (3.2.3.1.7).}$$

D'où :

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_s(t) &= L_s \sqrt{\frac{2}{3}} \left[(i_{sa} + ai_{sb} + a^2 i_{sc}) + \frac{3}{2} M' (i'_{Ra} + ai'_{Rb} + a^2 i'_{Rc}) e^{j\theta} \right] \\ &= L_s \bar{I}_s(t) + \frac{3}{2} M' \bar{I}_R(t) e^{j\theta}. \end{aligned} \quad (3.2.3.1.9)$$

On constate l'apparition d'une nouvelle inductance appelée inductance cyclique entre stator et rotor. Notons L_m cette dernière telle que:

$$L_m = \frac{3}{2} M'. \quad (3.2.3.1.10)$$

$$\text{Et en posant: } \begin{cases} \bar{I}_s(t) = \bar{I}'_s(t) e^{-j\theta} \\ \bar{I}_R(t) = \bar{I}'_R(t) e^{j\theta} \end{cases} \quad (3.2.3.1.11)$$

On a finalement comme expression du flux statorique:

$$\bar{\Phi}_s(t) = L_s \bar{I}_s(t) + L_m \bar{I}_R(t). \quad (3.2.3.1.12)$$



3.2.3.2. FLUX ROTORIQUE

L'expression du vecteur d'espace du flux rotorique est:

$$\bar{\Phi}'_R(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\Phi'_{Ra}(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \Phi'_{Rb}(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \Phi'_{Rc}(t) \right]. \quad (3.2.3.2.1)$$

En procédant le même raisonnement que celui du flux statorique, et en employant les formules (3.2.3.1.2), (3.2.3.1.4), (3.2.3.1.5), (3.2.3.1.7), (3.2.3.1.10) qui correspondent à celles du rotor, on a :

$$\bar{\Phi}'_R(t) = L'_R \bar{I}'_R(t) + L_m \bar{I}'_S(t) e^{-j\theta}. \quad (3.2.3.2.2)$$

Et avec (3.2.3.1.11), l'expression finale du flux rotorique s'écrit:

$$\bar{\Phi}'_R(t) = L'_R \bar{I}'_R(t) + L_m \bar{I}'_S(t). \quad (3.2.3.2.2)$$

3.2.4. VALEURS DES INDUCTANCES

3.2.4.1. INDUCTANCES PROPRES STATORIQUE ET INDUCTANCES MUTUELLES ENTRE PHASES STATORIQUES

En identifiant la matrice $[L_S]$ dans (3.2.3.6) par la formule (3.2.3.5), on a:

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}. \quad (3.2.4.1.1)$$

D'après ce qu'on vient de poser dans (3.2.3.1.5):

$$\begin{aligned} L_S &= (l_s - M_s) \\ &= L_{0S} + L_{\sigma S} - M_s. \end{aligned} \quad (3.2.4.1.2)$$

Où:

L_{0S} : inductance d'entrefer statorique.

$L_{\sigma S}$: inductance de fuite statorique.

Et comme les phases étant déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ alors, on a comme inductance mutuelle entre phases statoriques:

$$\begin{aligned} M_s &= L_{0S} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ &= -\frac{L_{0S}}{2}. \end{aligned} \quad (3.2.4.1.3)$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

D'où:

$$L_S = \frac{3}{2}L_{0S} + L_{\sigma S}. \quad (3.2.4.1.4)$$

En tirant la valeur de I_S dans (3.2.4.1.2), et en substituant L_S par son expression dans (3.2.4.1.4), l'inductance propre statorique s'écrit:

$$I_S = L_{0S} + L_{\sigma S}. \quad (3.2.4.1.5)$$

Ainsi, les formules (3.2.4.1.3) et (3.2.4.1.5) nous permettent d'écrire l'équivalence ci-après :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} I_S & M_S & M_S \\ M_S & I_S & M_S \\ M_S & M_S & I_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{0S} + L_{\sigma S} & -\frac{L_{0S}}{2} & -\frac{L_{0S}}{2} \\ -\frac{L_{0S}}{2} & L_{0S} + L_{\sigma S} & -\frac{L_{0S}}{2} \\ -\frac{L_{0S}}{2} & -\frac{L_{0S}}{2} & L_{0S} + L_{\sigma S} \end{bmatrix}. \quad (3.2.4.1.6)$$

3.2.4.2. INDUCTANCES PROPRES ROTORIQUES ET INDUCTANCES MUTUELLES ENTRE PHASES ROTORIQUES

En exécutant la même procédure que celle de la phase statorique, on a tout d'abord:

$$[L'_R] = \begin{bmatrix} I'_R & M'_R & M'_R \\ M'_R & I'_R & M'_R \\ M'_R & M'_R & I'_R \end{bmatrix}. \quad (3.2.4.2.1)$$

Par suite, on trouve :

$$L'_R = \frac{3}{2}L'_{0R} + L'_{\sigma R}. \quad (3.2.4.2.2)$$

$$M'_R = -\frac{L'_{0R}}{2}. \quad (3.2.4.2.3)$$

Où:

L'_{0R} : inductance d'entrefer rotorique.

$L'_{\sigma R}$: inductance de fuite rotorique.

En incrustant les valeurs de L'_R et M'_R de (3.2.4.2.2) et (3.2.4.2.3) dans (3.2.3.1.5), l'expression de I'_R qui est l'inconnue dans (3.2.3.1.5) devient:

$$I'_R = L'_{0R} + L'_{\sigma R}. \quad (3.2.4.2.4)$$

Finalement, d'après (3.2.4.2.3) et (3.2.4.2.4), on a l'égalité suivante :



$$\begin{bmatrix} \mathbf{L}'_R \\ \mathbf{M}'_R \\ \mathbf{M}'_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}'_R & \mathbf{M}'_R & \mathbf{M}'_R \\ \mathbf{M}'_R & \mathbf{L}'_R & \mathbf{M}'_R \\ \mathbf{M}'_R & \mathbf{M}'_R & \mathbf{L}'_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}'_{0R} + \mathbf{L}'_{\sigma R} & -\frac{\mathbf{L}'_{0R}}{2} & -\frac{\mathbf{L}'_{0R}}{2} \\ -\frac{\mathbf{L}'_{0R}}{2} & \mathbf{L}'_{0R} + \mathbf{L}'_{\sigma R} & -\frac{\mathbf{L}'_{0R}}{2} \\ -\frac{\mathbf{L}'_{0R}}{2} & -\frac{\mathbf{L}'_{0R}}{2} & \mathbf{L}'_{0R} + \mathbf{L}'_{\sigma R} \end{bmatrix}. \quad (3.2.4.2.5)$$

3.2.4.3. LA MATRICE DES INDUCTANCES STATOR-ROTOR ET ROTOR-STATOR

Selon (3.2.3.4), les deux dernières sous-matrices dans la formule (3.2.3.6) peuvent s'exprimer de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M}'_{SR} \\ \mathbf{M}'_{SR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}'_{RS} \\ \mathbf{M}'_{RS} \end{bmatrix}^T = \mathbf{M}' \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.2.4.3.1)$$

On constate la transposition des deux matrices.

Bref, l'expression de la tension du moteur asynchrone peut s'écrire comme suite:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{Sabc} = \mathbf{R}_S \mathbf{i}_{Sabc} + \frac{d}{dt} \left\{ \mathbf{L}_S \mathbf{i}_{Sabc} + \mathbf{M}'_{SR} \mathbf{i}'_{Rabc} \right\} \\ \mathbf{V}'_{Rabc} = \mathbf{R}'_R \mathbf{i}'_{Rabc} + \frac{d}{dt} \left\{ \mathbf{L}'_R \mathbf{i}'_{Rabc} + \mathbf{M}'_{SR}{}^T \mathbf{i}_{Sabc} \right\} \end{cases} \quad (3.2.4.3.2)$$

CHAPITRE 2



MODELISATION VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE

1. ETABLISSEMENT D'UN MODELE VECTORIEL DANS LES REFERENTIELS FIXES (S), ET DANS LE REFERENTIEL TOURNANT (T)

Tous vecteurs d'une grandeur triphasée peuvent être exprimés dans n'importe quel référentiel lié à la machine asynchrone. Soient les référentiels (S), (R), (T) comme le montre la figure (1.1). Selon les positions angulaires relatives $\theta, \theta_s, \theta_R$, on parvient à établir les expressions de changement de repère:

$$\begin{cases} \text{Changement de (S) vers (T)} : \bar{X}_{(T)} = \bar{X}_{(S)} e^{-j\theta_s} \\ \text{Changement de (R) vers (T)} : \bar{X}_{(T)} = \bar{X}_{(R)} e^{-j\theta_R} \\ \text{Changement de (S) vers (R)} : \bar{X}_{(R)} = \bar{X}_{(S)} e^{-j\theta} \end{cases} \quad (1.1)$$

Le premier modèle vectoriel n'est autre que celui du matriciel. Ainsi, dans le référentiel (S) lié au stator, la tension statorique peut s'exprimer comme suit:

$$\bar{V}_{S(S)} = R_s \bar{I}_{S(S)} + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{S(S)}]. \quad (1.2)$$

Il en est de même pour la tension rotorique, dont l'expression dans (R) liée au rotor peut s'écrire:

$$\bar{V}_{R(R)} = \bar{0} = R_r \bar{I}_{R(R)} + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{R(R)}]. \quad (1.3)$$

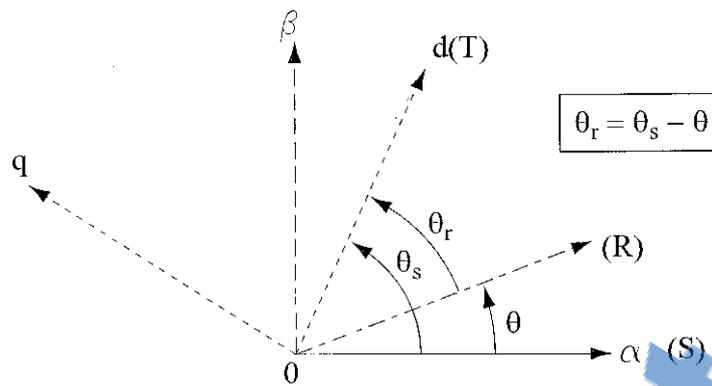


Figure (1.1) Position des systèmes d'axes

Et les flux statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_S = L_S \bar{I}_{S(S)} + L_m \bar{I}_{R(S)} \\ \bar{\Phi}_R = L_R \bar{I}_{R(R)} + L_m \bar{I}_{S(R)} \end{cases} \quad (1.4)$$

1.1. MODELE VECTORIEL RAMENE AU STATOR DANS LE REFERENTIEL LIE AU STATOR

En ramenant les vecteurs dans le référentiel (S), on obtient un second modèle vectoriel.

D'où, on a:

$$\bar{V}_{S(S)} = R_S \bar{I}_{S(S)} + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{S(S)}]. \quad (1.1.1)$$

$$\begin{aligned} \bar{V}_{R(S)} &= \bar{V}_{R(R)} e^{-j\theta} \\ &= R_R \left(\bar{I}_{R(R)} e^{j\theta} \right) + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{R(R)}] e^{j\theta} \\ &= R_R \bar{I}_{R(S)} + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{R(S)} e^{-j\theta}] e^{j\theta} \\ &= R_R \bar{I}_{R(S)} + \left[\frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{R(S)}] e^{-j\theta} - j \frac{d\theta}{dt} \bar{\Phi}_{R(S)} e^{-j\theta} \right] e^{j\theta} \end{aligned}$$

$$\bar{V}_{R(S)} = R_R \bar{I}_{R(S)} + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{R(S)}] - j \frac{d\theta}{dt} \bar{\Phi}_{R(S)}. \quad (1.1.2)$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

D'autre part, on a:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_R = \left(\frac{L_m}{\frac{3}{2}M'} \right)^2 R_R' \\ L_R = \left(\frac{L_m}{\frac{3}{2}M'} \right)^2 L_R' \end{array} \right. \quad (1.1.3)$$

Par définition, le rapport de transformation est:

$$K_0 = \frac{N_S K_{01S}}{N_R K_{01R}} \quad (1.1.4)$$

où:

N_S : nombre de spires d'une phase statorique;

N_R : nombre de spires d'une phase rotorique;

K_{01S} : coefficient de bobinage statorique;

K_{01R} : coefficient de bobinage rotorique;

et:

$$K_0 L_S = L_{0S} - M_S = \frac{3}{2} L_{0S} = L_m \quad (1.1.5)$$

ce qui nous donne:

$$K_0 = \frac{L_m}{L_S}. \quad (1.1.6)$$

D'après les données signalétiques du moteur, on calcule le rapport de transformation à l'aide de la formule suivante:

$$K_0 = \frac{L_{SR}}{L_S}. \quad (1.1.7)$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

Les expressions (1.1.6) et (1.1.7) permettent d'établir que:

$$K_0 = \frac{L_{SR}}{L_m} = 1. \quad (1.1.8)$$

La pulsation mécanique est défini comme suit:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = P_p \Omega. \quad (1.1.9)$$

Finalement, les équations (1.1.1) et (1.1.2) deviennent:

$$\begin{cases} \bar{V}_{S(s)} = R_s \bar{I}_{S(s)} + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_{S(s)} \\ \bar{V}_{R(s)} = R_r \bar{I}_{R(s)} + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{R(s)}] - j\omega \bar{\Phi}_{R(s)}. \end{cases} \quad (1.1.10)$$

Et pour les flux statoriques et rotoriques, on a:

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_S = L_s \bar{I}_{S(s)} + L_m \bar{I}_{R(s)} \\ \bar{\Phi}_R = L_r \left(\bar{I}_{R(s)} e^{j\theta} \right) + L_m \left(\bar{I}_{S(s)} e^{j\theta} \right) \end{cases}$$

d'où:

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{S(s)} = L_s \bar{I}_{S(s)} + L_m \bar{I}_{R(s)} \\ \bar{\Phi}_{R(s)} = L_r \bar{I}_{R(s)} + L_m \bar{I}_{S(s)} \end{cases} \quad (1.1.11)$$

1.2. MODELE VECTORIEL DANS UN REFERENTIEL TOURNANT A LA VITESSE DU CHAMP TOURNANT

Une rotation d'angle θ_s nous permet de ramener le vecteur $\bar{X}_{(s)}$, repéré dans le référentiel lié au stator, dans le référentiel tournant (T).

Nous obtiendrons notre troisième modèle vectoriel dans ce repère.

D'où on a:

$$\bar{V}_{S(T)} = \bar{V}_{S(s)} e^{-j\theta_s}$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$\begin{aligned}
 &= R_s \left[\bar{I}_{s(s)} e^{-j\theta_s} \right] + \frac{d}{dt} \left[\bar{\Phi}_{s(s)} \right] e^{-j\theta_s} \\
 &= R_s \bar{I}_{s(T)} + e^{-j\theta_s} \frac{d}{dt} \left[\bar{\Phi}_{s(T)} e^{j\theta_s} \right] \\
 \bar{V}_{s(T)} &= R_s \bar{I}_{s(T)} + e^{-j\theta_s} \left\{ \frac{d}{dt} \left[\bar{\Phi}_{s(T)} \right] e^{j\theta_s} + j \frac{d\theta_s}{dt} \bar{\Phi}_{s(T)} e^{j\theta_s} \right\} \quad (1.2.1)
 \end{aligned}$$

et :

$$\begin{aligned}
 \bar{V}_{r(T)} &= \bar{V}_{r(s)} e^{-j\theta_s} \\
 &= R_r \left[\bar{I}_{r(s)} e^{-j\theta_s} \right] + \frac{d}{dt} \left[\bar{\Phi}_{r(s)} \right] e^{-j\theta_s} - j \frac{d\theta}{dt} \bar{\Phi}_{r(s)} e^{-j\theta_s} \\
 &= R_r \bar{I}_{r(T)} + e^{-j\theta_s} \left\{ \frac{d}{dt} \left[\bar{\Phi}_{r(T)} e^{j\theta_s} \right] - j \frac{d\theta}{dt} \left[\bar{\Phi}_{r(T)} e^{j\theta_s} \right] \right\} \\
 \bar{V}_{r(T)} &= R_r \bar{I}_{r(T)} + e^{-j\theta_s} \left\{ \frac{d}{dt} \left[\bar{\Phi}_{r(T)} \right] e^{j\theta_s} + j \frac{d\theta_s}{dt} \left[\bar{\Phi}_{r(T)} e^{j\theta_s} \right] - j \frac{d\theta}{dt} \left[\bar{\Phi}_{r(T)} e^{j\theta_s} \right] \right\}. \quad (1.2.2)
 \end{aligned}$$

Or, la relation entre les pulsations caractéristiques de la machine asynchrone s'écrit:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt}. \quad (1.2.3)$$

Et par conséquent, les équations (1.2.1) et (1.2.2) deviennent:

$$\begin{cases}
 \bar{V}_{s(T)} = R_s \bar{I}_{s(T)} + \frac{d}{dt} \left[\bar{\Phi}_{s(T)} \right] + j \frac{d\theta_s}{dt} \left[\bar{\Phi}_{s(T)} \right] \\
 \bar{V}_{r(T)} = \bar{0} = R_r \bar{I}_{r(T)} + \frac{d}{dt} \left[\bar{\Phi}_{r(T)} \right] + j \frac{d\theta_r}{dt} \left[\bar{\Phi}_{r(T)} \right]
 \end{cases} \quad (1.2.4)$$

Pour les flux statoriques et rotoriques, on a:

$$\begin{cases}
 \bar{\Phi}_{s(T)} = \bar{\Phi}_{s(s)} e^{-j\theta_s} = L_s \bar{I}_{s(s)} e^{-j\theta_s} + L_m \bar{I}_{r(s)} e^{-j\theta_s} \\
 \bar{\Phi}_{r(T)} = \bar{\Phi}_{r(s)} e^{-j\theta_s} = L_r \bar{I}_{r(s)} e^{-j\theta_s} + L_m \bar{I}_{s(s)} e^{-j\theta_s}
 \end{cases}$$

d'où:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{S(T)} = L_s \bar{I}_{S(T)} + L_m \bar{I}_{R(T)} \\ \bar{\Phi}_{R(T)} = L_r \bar{I}_{R(T)} + L_m \bar{I}_{S(T)} \end{cases} \quad (1.2.5)$$

2. EQUATIONS DE CONCORDIA

En projetant, sur les deux axes (α, β) liés au stator, les équations du modèle vectoriel dans le référentiel (S) , on obtient les équations de Concordia de la machine asynchrone.

En effet, tout vecteur $\bar{X}_{(S)}$ peut s'écrire comme suit:

$$\bar{X}_{(S)} = X_\alpha + jX_\beta \quad (2.1)$$

On peut donc écrire les relations suivantes:

$$\begin{cases} \bar{V}_{S(S)} = V_{S\alpha} + jV_{S\beta} \\ \bar{V}_{R(S)} = V_{R\alpha} + jV_{R\beta} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{S(S)} = \Phi_{S\alpha} + j\Phi_{S\beta} \\ \bar{\Phi}_{R(S)} = \Phi_{R\alpha} + j\Phi_{R\beta} \end{cases} \quad (2.3)$$

En distinguant la partie réelle de la partie imaginaire dans les formules (1.1.10), (1.1.11), on a:

- $$\begin{aligned} \bar{V}_{S(S)} &= R_s \bar{I}_{S(S)} + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{S(S)}] \\ &= R_s (I_{S\alpha} + jI_{S\beta}) + \left[\frac{d}{dt} (\Phi_{S\alpha}) + j \frac{d}{dt} (\Phi_{S\beta}) \right] \\ \bar{V}_{S(S)} &= \left[R_s I_{S\alpha} + \frac{d}{dt} (\Phi_{S\alpha}) \right] + j \left[R_s I_{S\beta} + \frac{d}{dt} (\Phi_{S\beta}) \right] \end{aligned} \quad (2.4)$$

- $$\begin{aligned} \bar{V}_{R(S)} &= \bar{0} = R_r \bar{I}_{R(S)} + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{R(S)}] - j\omega \bar{\Phi}_{R(S)} \\ &= R_r (I_{R\alpha} + jI_{R\beta}) + \left[\frac{d}{dt} (\Phi_{R\alpha}) + j \frac{d}{dt} (\Phi_{R\beta}) \right] - j\omega (\Phi_{R\alpha} + j\Phi_{R\beta}) \end{aligned}$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$\bar{V}_{R(s)} = \bar{0} = \left[R_R I_{R\alpha} + \frac{d}{dt}(\Phi_{R\alpha}) + \omega \Phi_{R\beta} \right] + j \left[R_R I_{R\beta} + \frac{d}{dt}(\Phi_{R\beta}) - \omega \Phi_{R\alpha} \right]. \quad (2.5)$$

- $\bar{\Phi}_{S(s)} = L_S \bar{I}_{S(s)} + L_m \bar{I}_{R(s)}$

$$= L_S (I_{S\alpha} + jI_{S\beta}) + L_m (I_{R\alpha} + jI_{R\beta})$$

$$\bar{\Phi}_{S(s)} = (L_S I_{S\alpha} + L_m I_{R\alpha}) + j(L_S I_{S\beta} + L_m I_{R\beta}). \quad (2.6)$$

- $\bar{\Phi}_{R(s)} = L_R \bar{I}_{R(s)} + L_m \bar{I}_{S(s)}$

$$= L_R (I_{R\alpha} + jI_{R\beta}) + L_m (I_{S\alpha} + jI_{S\beta})$$

$$\bar{\Phi}_{R(s)} = (L_R I_{R\alpha} + L_m I_{S\alpha}) + j(L_R I_{R\beta} + L_m I_{S\beta}). \quad (2.7)$$

En identifiant (2.4), (2.5) par (2.2); de même pour (2.6), (2.7) par (2.3), on aboutit aux équations de Concordia:

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = R_S I_{S\alpha} + \frac{d}{dt}(\Phi_{S\alpha}) \\ V_{S\beta} = R_S I_{S\beta} + \frac{d}{dt}(\Phi_{S\beta}) \end{cases}. \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} 0 = V_{R\alpha} = R_R I_{R\alpha} + \frac{d}{dt}(\Phi_{R\alpha}) + \omega \Phi_{R\beta} \\ 0 = V_{R\beta} = R_R I_{R\beta} + \frac{d}{dt}(\Phi_{R\beta}) - \omega \Phi_{R\alpha} \end{cases}. \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} \Phi_{S\alpha} = L_S I_{S\alpha} + L_m I_{R\alpha} \\ \Phi_{S\beta} = L_S I_{S\beta} + L_m I_{R\beta} \end{cases}. \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} \Phi_{R\alpha} = L_R I_{R\alpha} + L_m I_{S\alpha} \\ \Phi_{R\beta} = L_R I_{R\beta} + L_m I_{S\beta} \end{cases}. \quad (2.11)$$

Ces équations peuvent être obtenues en appliquant aux équations matricielles la transformation de Concordia.

Effectivement, on a l'égalité suivante:

$$\bar{X}_{(s)} = X_{\alpha} + jX_{\beta}$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$= K_T \left\{ \left[X_a + X_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + X_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right] + j \left[0 + X_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + X_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right] \right\}$$

Et par identification, on a:

$$\begin{cases} X_\alpha = K_T \left(X_a - \frac{1}{2} X_b - \frac{1}{2} X_c \right) \\ X_\beta = K_T \left(0 + \frac{\sqrt{3}}{2} X_b - \frac{\sqrt{3}}{2} X_c \right) \end{cases}$$

Soit sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = K_T \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

La dernière composante est la composante homopolaire. Cette dernière doit être choisie tout en tenant compte du fait qu'on a un système triphasé équilibré, ce qui nous permet de l'annuler. On a mis cette composante pour qu'on puisse calculer la matrice inverse.

On peut aussi définir la relation inverse, pour cela, posons:

$$P_C = K_T \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

C'est-à-dire que:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = P_C \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

En multipliant les deux membres par P_C^{-1} la matrice inverse de P_C , on a :



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$P_C^{-1} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = P_C^{-1} P_C \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Or: $P_C^{-1} P_C = I$ où I est la matrice identité.

$$\text{Donc: } \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P_C^{-1} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec: } P_C^{-1} = K_T \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Finalement, la relation inverse s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = K_T \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

3. EQUATIONS DE PARK

En projetant, sur les deux axes (d, q) du référentiel tournant (T), les équations du troisième modèle vectoriel, on obtient les équations de Park de la machine asynchrone. En effet, tous vecteurs $\bar{X}_{(T)}$ peuvent s'écrire comme suit:

$$\bar{X}_{(T)} = X_d + jX_q. \quad (3.1)$$

On a alors:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$\begin{cases} \bar{V}_{S(T)} = V_{Sd} + jV_{Sq} \\ \bar{V}_{R(T)} = V_{Rd} + jV_{Rq} \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{S(T)} = \Phi_{Sd} + j\Phi_{Sq} \\ \bar{\Phi}_{R(T)} = \Phi_{Rd} + j\Phi_{Rq} \end{cases} \quad (3.3)$$

En distinguant la partie réelle de la partie imaginaire dans les formules (1.2.4), (1.2.5), on a:

- $$\begin{aligned} \bar{V}_{S(T)} &= R_S \bar{I}_{S(T)} + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{S(T)}] + j \frac{d\theta_S}{dt} [\bar{\Phi}_{S(T)}] \\ &= R_S (\bar{I}_{Sd} + j\bar{I}_{Sq}) + \left[\frac{d}{dt} (\Phi_{Sd}) + j \frac{d}{dt} (\Phi_{Sq}) \right] + j \frac{d\theta_S}{dt} (\Phi_{Sd} + j\Phi_{Sq}) \\ \bar{V}_{S(T)} &= \left[R_S \bar{I}_{Sd} + \frac{d}{dt} (\Phi_{Sd}) - \frac{d\theta_S}{dt} \Phi_{Sq} \right] + j \left[R_S \bar{I}_{Sq} + \frac{d}{dt} (\Phi_{Sq}) + \frac{d\theta_S}{dt} \Phi_{Sd} \right]. \end{aligned} \quad (3.4)$$

- $$\begin{aligned} \bar{V}_{R(T)} &= \bar{0} = R_R \bar{I}_{R(T)} + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_{R(T)}] + j \frac{d\theta_R}{dt} [\bar{\Phi}_{R(T)}] \\ &= R_R (\bar{I}_{Rd} + j\bar{I}_{Rq}) + \left[\frac{d}{dt} (\Phi_{Rd}) + j \frac{d}{dt} (\Phi_{Rq}) \right] + j \frac{d\theta_R}{dt} (\Phi_{Rd} + j\Phi_{Rq}) \\ \bar{V}_{R(T)} &= \bar{0} = \left[R_R \bar{I}_{Rd} + \frac{d}{dt} (\Phi_{Rd}) - \frac{d\theta_R}{dt} \Phi_{Rq} \right] + j \left[R_R \bar{I}_{Rq} + \frac{d}{dt} (\Phi_{Rq}) + \frac{d\theta_R}{dt} \Phi_{Rd} \right]. \end{aligned} \quad (3.5)$$

- $$\begin{aligned} \bar{\Phi}_{S(T)} &= L_S \bar{I}_{S(T)} + L_m \bar{I}_{R(T)} \\ &= L_S (\bar{I}_{Sd} + j\bar{I}_{Sq}) + L_m (\bar{I}_{Rd} + j\bar{I}_{Rq}) \\ \bar{\Phi}_{S(T)} &= (L_S \bar{I}_{Sd} + L_m \bar{I}_{Rd}) + j(L_S \bar{I}_{Sq} + L_m \bar{I}_{Rq}). \end{aligned} \quad (3.6)$$

- $$\begin{aligned} \bar{\Phi}_{R(T)} &= L_R \bar{I}_{R(T)} + L_m \bar{I}_{S(T)} \\ &= L_R (\bar{I}_{Rd} + j\bar{I}_{Rq}) + L_m (\bar{I}_{Sd} + j\bar{I}_{Sq}) \\ \bar{\Phi}_{R(T)} &= (L_R \bar{I}_{Rd} + L_m \bar{I}_{Sd}) + j(L_R \bar{I}_{Rq} + L_m \bar{I}_{Sq}). \end{aligned} \quad (3.7)$$

En identifiant (3.4), (3.5) par (3.2); de même pour (3.6), (3.7) par (3.3), on aboutit aux équations de Park:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_s I_{Sd} + \frac{d}{dt}(\Phi_{Sd}) - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_s I_{Sq} + \frac{d}{dt}(\Phi_{Sq}) + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{Sd} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\begin{cases} V_{Rd} = 0 = R_r I_{Rd} + \frac{d}{dt}(\Phi_{Rd}) - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{Rq} \\ V_{Rq} = 0 = R_r I_{Rq} + \frac{d}{dt}(\Phi_{Rq}) + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{Rd} \end{cases} \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} \Phi_{Sd} = L_s I_{Sd} + L_m I_{Rd} \\ \Phi_{Sq} = L_s I_{Sq} + L_m I_{Rq} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = L_r I_{Rd} + L_m I_{Sd} \\ \Phi_{Rq} = L_r I_{Rq} + L_m I_{Sq} \end{cases} \quad (3.11)$$

Ces équations peuvent être obtenues en appliquant aux équations matricielles la transformation de Park.

On sait que:

$$\bar{X}_{(T)} = X_d + jX_q$$

$$= \bar{X}_{(S)} e^{-j\rho}$$

$$\bar{X}_{(T)} = K_T \left\{ \left[X_a + X_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + X_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right] + j \left[0 + X_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + X_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right] \right\} [\cos(\rho) - \sin(\rho)]$$

En développant on a:

$$\begin{aligned} \bar{X}_{(T)} = K_T \left\{ \left[\cos(\rho)X_a + \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right)X_b + \cos\left(\rho - \frac{4\pi}{3}\right)X_c \right] \right. \\ \left. + j \left[-\sin(\rho)X_a - X_b \sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) - X_c \sin\left(\rho - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \right\} \end{aligned}$$

$$\text{Avec: } \begin{cases} \cos\left(\rho - \frac{4\pi}{3}\right) = \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\rho - \frac{4\pi}{3}\right) = \sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$



D'où:

$$\bar{X}_{(T)} = K_T \left\{ \left[\cos(\rho)X_a + \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right)X_b + \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right)X_c \right] \right. \\ \left. + j \left[-\sin(\rho)X_a - X_b \sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) - X_c \sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\}$$

Et par identification, on a:

$$\begin{cases} X_d = K_T \left[\cos(\rho)X_a + \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right)X_b + \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right)X_c \right] \\ X_q = K_T \left[-\sin(\rho)X_a - X_b \sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) - X_c \sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{cases}$$

Soit sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = K_T \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\rho) & -\sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

L'angle ρ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

Le calcul de la transformation inverse se fait de la même manière que celui de Concordia.

Ainsi, on a:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = K_T \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) \\ \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Avec $\rho = \theta_s$ pour le stator ou $\rho = \theta_r$ pour le rotor.

Il est aussi possible d'aboutir à la transformation de Park (d, q) en utilisant les composantes de Concordia. En effet, il suffit d'appliquer une rotation d'angle ρ pour passer des composantes Concordia à ceux de Park.



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

On a donc:

$$\begin{aligned}\overline{X}_{(T)} &= X_d + jX_q \\ &= \overline{X}_{(s)} e^{-j\rho} \\ &= (X_\alpha + jX_\beta) [\cos(\rho) - j\sin(\rho)] \\ &= [\cos(\rho)X_\alpha + \sin(\rho)X_\beta] + j[-\sin(\rho)X_\alpha + \cos(\rho)X_\beta]\end{aligned}$$

Et par identification, on a:

$$\begin{cases} X_d = \cos(\rho)X_\alpha + \sin(\rho)X_\beta \\ X_q = -\sin(\rho)X_\alpha + \cos(\rho)X_\beta \end{cases}$$

Soit sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Comme la matrice de passage est déjà une matrice carrée, il suffit alors de définir son inverse.

On pourra ainsi définir la transformation inverse comme suite:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) \\ \sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

CHAPITRE 3



REGIME PERMANENT DU MOTEUR ASYNCHRONE

Un système est stable ou équilibré quand certaines de ses grandeurs de fonctionnement deviennent constantes pendant un temps suffisamment long. Pour le moteur asynchrone, le régime permanent est atteint au moment où les conditions d'alimentation et le couple résistant restent constants.

Dans ce régime, on adopte un système de tensions triphasées équilibrées et symétriques pour assurer l'alimentation des enroulements statoriques. On aperçoit la création des courants statoriques et rotoriques donc, les divers flux. Suite à une interaction entre les flux et celle des courants, un couple électromagnétique apparaît. C'est ce dernier qui est l'origine de la rotation de l'arbre de la machine. Le rotor tourne donc à une vitesse angulaire constante Ω . Autrement dit, le glissement g reste aussi constant.

1. EXPRESSION DU COURANT STATORIQUE

1.1. CALCUL DU VECTEUR TOURNANT DE LA TENSION D'ALIMENTATION

En appliquant la tension statorique à l'expression du vecteur tournant, définie par la formule (3.1.2) du premier chapitre, on obtient le vecteur tournant $\bar{V}_{s(s)}$ de la tension d'alimentation:

$$\bar{V}_{s(s)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} + e^{j\frac{2\pi}{3}} V_{sb} + e^{j\frac{4\pi}{3}} V_{sc} \right]. \quad (1.1.1)$$

Ce vecteur est repéré dans le référentiel fixe (S) lié au stator. Une rotation d'angle θ_s nous permet de ramener $\bar{V}_{s(s)}$ dans le référentiel tournant (T).



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

Dans (T), le vecteur tournant $\overline{V}_{s(s)}$ devient $\overline{V}_{s(T)}$. La formule (3.12) du second chapitre nous permet d'obtenir l'expression de $\overline{V}_{s(T)}$. Effectivement, dans cette formule, il suffit de substituer le vecteur \overline{X} par \overline{V}_s , et l'angle ρ correspond à l'angle de rotation de changement de repère, c'est-à-dire $\rho = \theta_s$.

Ainsi le vecteur tournant de la tension d'alimentation peut s'écrire comme suit:

$$\overline{V}_{s(T)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \left[\cos(\theta_s) V_{sa} + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) V_{sb} + \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) V_{sc} \right] + j \left[-\sin(\theta_s) V_{sa} - \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) V_{sb} - \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) V_{sc} \right] \right\}. \quad (1.1.2)$$

On voit que $\overline{V}_{s(T)}$ est de la forme:

$$\overline{V}_{s(T)} = V'_{sd} + jV'_{sq}. \quad (1.1.3)$$

Soit les composantes directe (indice d) et quadrature (indice q) suivantes:

$$\begin{cases} V'_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\cos(\theta_s) V_{sa} + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) V_{sb} + \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) V_{sc} \right] \\ V'_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[-\sin(\theta_s) V_{sa} - \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) V_{sb} - \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) V_{sc} \right] \end{cases}. \quad (1.1.4)$$

D'autre part, on sait que V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} forment un système triphasé équilibré et direct. Et avec une origine de phase nulle, on a:

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} \overline{V}_s^+ \cos(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} \overline{V}_s^+ \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} \overline{V}_s^+ \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.1.5)$$

avec: $\theta_s = \omega_s t$

\overline{V}_s^+ étant la valeur efficace du vecteur tension définie selon la relation:

$$\overline{V}_s^+ = \frac{1}{\sqrt{2}} (V'_{sd} + jV'_{sq}). \quad (1.1.6)$$

En insérant (1.1.5) dans (1.1.4), la première ligne de (1.1.4) devient:

$$V'_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\sqrt{2} \overline{V}_s^+ \left[\cos^2(\theta_s) + \cos^2\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right).$$

En utilisant les relations trigonométriques suivantes:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$\begin{cases} \cos^2(\alpha) = \frac{1}{2}[1 + \cos(2\alpha)] \\ \cos(\alpha + \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) - \sin(\alpha)\sin(\beta) \\ \cos(\alpha - \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) + \sin(\alpha)\sin(\beta) \end{cases}$$

on a:

$$V'_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\sqrt{2} \bar{V}_s^+ \right) \left(\frac{3}{2} \right) = \sqrt{\frac{3}{2}} \left(\sqrt{2} \bar{V}_s^+ \right). \quad (1.1.7)$$

De la même façon, mais en utilisant maintenant les relations suivantes:

$$\begin{cases} \cos(\alpha)\sin(\alpha) = \frac{1}{2}\sin(2\alpha) \\ \sin(\alpha + \beta) = \sin(\alpha)\cos(\beta) + \cos(\alpha)\sin(\beta) \\ \sin(\alpha - \beta) = \sin(\alpha)\cos(\beta) - \cos(\alpha)\sin(\beta) \end{cases}$$

on trouvera :

$$V'_{sq} = 0. \quad (1.1.8)$$

Posons:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} V'_{sd} \\ V_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} V'_{sq} \end{cases}$$

alors:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{2} \bar{V}_s^+ \\ V_{sq} = 0 \end{cases}. \quad (1.1.9)$$

N'oublions pas que notre but est de commander le moteur en tension. Ainsi, le système (1.1.9)

nous permet de placer l'axe direct d suivant \bar{V}_s^+ .

On remarque que les composantes de PARK sont des constantes en régime sinusoïdal forcé lorsque l'on prend pour θ_s l'angle de synchronisme $\omega_s t$. Normalement, les grandeurs magnétiques et électriques ramenées au stator ou au rotor sont aussi sinusoïdales. On peut les représenter en vecteur tournant. Autrement, ils sont décomposables suivant les axes d et q. Et comme les composantes suivant ces axes sont des constantes d'après ce qu'on vient de démontrer pour les tensions statoriques, on peut alors affirmer que les vecteurs tournants sont fixes dans le repère d q.



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

Cette affirmation nous amène à dire que les composantes du flux sont des constantes, et que

leurs dérivées par rapport au temps sont nulles, $\frac{d}{dt}(\Phi_{sd}) = \frac{d}{dt}(\Phi_{sq}) = 0$. Il en sera de même

pour le rotor. Ainsi, on a une écriture plus simplifiée des équations des tensions.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_s L_s I_{sq} - \omega_s L_m I_{rq} \\ 0 = \omega_s L_s I_{sd} + R_s I_{sq} + \omega_s L_m I_{rd} \\ 0 = -\omega_r L_m I_{sq} + R_r I_{rd} - \omega_r L_r I_{rq} \\ 0 = \omega_r L_m I_{sd} + R_r I_{rq} + \omega_r L_r I_{rd} \end{cases} \quad (1.1.10)$$

1.2. EXPRESSION DES COURANTS ET DES FLUX

Pour trouver l'expression du courant statorique, il suffit de résoudre le système de quatre équations à quatre inconnues (1.1.10). Evidemment, les inconnues sont: $I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}$.

Pour la résolution, procédant à la méthode de déterminant.

- Déterminant principale Δ :

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_r L_m & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{vmatrix}.$$

Pour que l'expression soit moins lourde, on va tenir compte du coefficient de dispersion de Blondel :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}. \quad (1.2.1)$$

Après un long calcul, on trouvera:

$$\Delta = (R_s \omega_r L_r + R_r \omega_s L_s)^2 + (R_s R_r - \sigma \omega_s \omega_r L_s L_r)^2.$$

- Déterminant suivant I_{sd} :

$$\Delta I_{sd} = \begin{vmatrix} V_{sd} & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s L_m \\ 0 & R_s & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_r L_m & R_r & -\omega_r L_r \\ 0 & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{vmatrix}.$$

$$\Delta I_{sd} = V_{sd} [R_r (R_s R_r - \sigma \omega_s \omega_r L_s L_r) + \omega_r L_r (R_s \omega_r L_r + R_r \omega_s L_s)].$$

- Déterminant suivant I_{sq} :



$$\Delta I_{Sq} = \begin{vmatrix} R_S & V_{Sd} & 0 & -\omega_S L_m \\ \omega_S L_S & 0 & \omega_S L_m & 0 \\ 0 & 0 & R_R & -\omega_R L_R \\ \omega_R L_m & 0 & \omega_R L_R & R_R \end{vmatrix}.$$

$$\Delta I_{Sq} = -\omega_S L_S V_{Sd} (R_R^2 + \sigma \omega_R^2 L_R^2).$$

- Déterminant suivant I_{Rd} :

$$\Delta I_{Rd} = \begin{vmatrix} R_S & -\omega_S L_S & V_{Sd} & -\omega_S L_S \\ \omega_S L_S & R_S & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_R L_m & 0 & -\omega_R L_R \\ \omega_R L_m & 0 & 0 & R_R \end{vmatrix}.$$

$$\Delta I_{Rd} = -\omega_R L_m V_{Sd} (R_R \omega_S L_S + R_S \omega_R L_R).$$

- Déterminant suivant I_{Rq} :

$$\Delta I_{Rq} = \begin{vmatrix} R_S & -\omega_S L_S & 0 & V_{Sd} \\ \omega_S L_S & R_S & \omega_S L_m & 0 \\ 0 & -\omega_R L_m & R_R & 0 \\ \omega_R L_m & 0 & \omega_R L_R & 0 \end{vmatrix}.$$

$$\Delta I_{Rq} = \omega_R L_m V_{Sd} (\sigma \omega_S \omega_R L_S L_R - R_S R_R).$$

La solution du système est :

$$\{I_{Sd}; I_{Sq}; I_{Rd}; I_{Rq}\} = \left\{ \left(\frac{\Delta I_{Sd}}{\Delta}; \frac{\Delta I_{Sq}}{\Delta}; \frac{\Delta I_{Rd}}{\Delta}; \frac{\Delta I_{Rq}}{\Delta} \right) \right\}.$$

On a donc:

- Pour le stator:

$$\begin{cases} I_{Sd} = \frac{V_{Sd} [R_R (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R) + \omega_R L_R (R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)]}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \\ I_{Sq} = \frac{-\omega_S L_S V_{Sd} (R_R^2 + \sigma \omega_R^2 L_R^2)}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \end{cases} \quad (1.2.2)$$

Et le vecteur du courant statorique s'écrit:

$$\bar{I}_{S(T)} = \frac{V_{Sd} [R_R (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R) + \omega_R L_R (R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S) - j \omega_S L_S (R_R^2 + \sigma \omega_R^2 L_R^2)]}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \quad (1.2.3)$$



➤ Pour le rotor:

$$\begin{cases} I_{Rd} = \frac{-\omega_R L_m V_{Sd} (R_R \omega_S L_S + R_S \omega_R L_R)}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \\ I_{Rq} = \frac{\omega_R L_m V_{Sd} (\sigma \omega_S \omega_R L_S L_R - R_S R_R)}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \end{cases} \quad (1.2.4)$$

Le vecteur du courant rotorique est:

$$\bar{I}_{R(T)} = \frac{-\omega_R L_m V_{Sd} [(R_R \omega_S L_S + R_S \omega_R L_R) + j(R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)]}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \quad (1.2.5)$$

En insérant ces composantes des courants rotoriques et statoriques dans les équations de flux, vu dans le chapitre 2, formule (3.10), (3.11), on obtient:

➤ Pour le flux statorique:

$$\begin{cases} \Phi_{Sd} = \frac{L_S V_{Sd} [R_R (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R) + \sigma \omega_R L_R (R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)]}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \\ \Phi_{Sq} = \frac{L_S V_{Sd} [\sigma \omega_R L_R (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R) - R_R (R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)]}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \end{cases} \quad (1.2.6)$$

Le module du flux statorique est:

$$\Phi_S = \sqrt{\Phi_{Sd}^2 + \Phi_{Sq}^2} = V_{Sd} \frac{L_S}{L_R} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\sigma \omega_R L_R}{R_R}\right)^2}{\left(1 - \frac{\sigma \omega_S \omega_R L_S L_R}{R_S R_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_S L_S}{R_S} + \frac{\omega_R L_R}{R_R}\right)^2}} \quad (1.2.7)$$

➤ Pour le flux rotorique:

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = \frac{V_{Sd} [R_R L_m (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)]}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \\ \Phi_{Rq} = \frac{-R_R L_m V_{Sd} (R_R \omega_S L_S + R_S \omega_R L_R)}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \end{cases} \quad (1.2.8)$$

Le module du flux rotorique est:

$$\Phi_R = \sqrt{\Phi_{Rd}^2 + \Phi_{Rq}^2} = V_{Sd} \frac{R_R L_m}{\sqrt{\left(1 - \frac{\sigma \omega_S \omega_R L_S L_R}{R_S R_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_S L_S}{R_S} + \frac{\omega_R L_R}{R_R}\right)^2}} \quad (1.2.9)$$



2. COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Pour le calcul du couple, nous allons devoir exprimer la puissance statorique. En se référant au bilan de puissance au niveau du stator, montré par la figure (2.1), on pourra facilement tirer la puissance électromagnétique. Et en divisant ce dernier par la vitesse du synchronisme, on parvient à exprimer le couple électromagnétique.

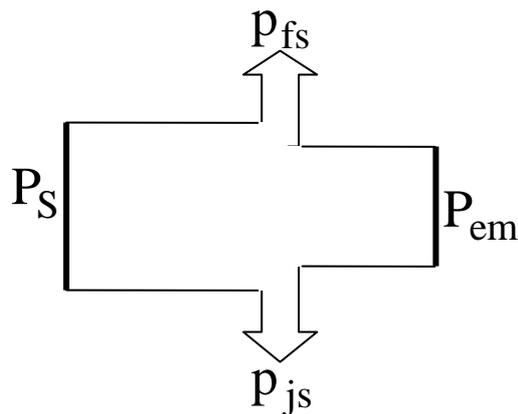


Figure (2.1) Bilan de puissance au niveau du stator

D'après la figure ci-dessus la puissance statorique est:

$$P_S = p_{js} + p_{fs} + P_{em} \quad (2.1)$$

où P_{em} : puissance électromagnétique.

P_S : puissance statorique.

p_{js} : perte par effet Joule statorique.

p_{fs} : perte ferromagnétique statorique.

2.1. EXPRESSION DE LA PUISSANCE STATORIQUE

Par définition, la puissance électrique fournie au moteur est:

$$P_S = v_{Sa} i_{Sa} + v_{Sb} i_{Sb} + v_{Sc} i_{Sc} \quad (2.1.1)$$

En Remarquant que:

$$\vec{I}_S^* = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{Sa} + a^2 i_{Sb} + a i_{Sc})$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

\bar{I}_s^* étant le conjugué du nombre complexe \bar{I}_s

et le réel du produit:

$$\text{Réel}\left\{\bar{V}_s \times \bar{I}_s^*\right\} = \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 \text{Réel}\left\{\left(v_{s_a} + a v_{s_b} + a^2 v_{s_c}\right)\left(i_{s_a} + a^2 i_{s_b} + a i_{s_c}\right)\right\}$$

bien sûr, pour le calcul, il faut tenir compte que:

$$\begin{cases} a^3 = 1 \\ a^4 = a \end{cases}$$

ce qui nous donne:

$$\begin{aligned} \text{Réel}\left\{\bar{V}_s \times \bar{I}_s^*\right\} = \left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 & \left[\left(v_{s_a} i_{s_a} - \frac{1}{2} v_{s_a} i_{s_b} - \frac{1}{2} v_{s_a} i_{s_c} \right) + \left(-\frac{1}{2} v_{s_b} i_{s_a} + v_{s_b} i_{s_b} - \frac{1}{2} v_{s_b} i_{s_c} \right) \right. \\ & \left. + \left(-\frac{1}{2} v_{s_c} i_{s_a} - \frac{1}{2} v_{s_c} i_{s_b} + v_{s_c} i_{s_c} \right) \right] \end{aligned}$$

or, on sait que la somme instantanée des courants des trois enroulements statoriques est nulle.

d'où:

$$\text{Réel}\left\{\bar{V}_s \times \bar{I}_s^*\right\} = v_{s_a} i_{s_a} + v_{s_b} i_{s_b} + v_{s_c} i_{s_c}$$

alors:

$$P_s = \text{Réel}\left\{\bar{V}_s \times \bar{I}_s^*\right\}. \quad (2.1.2)$$

Passons maintenant au référentiel tournant. On a:

$$\begin{aligned} P_s &= \text{Réel}\left\{\left(V_{s_d} + j V_{s_q}\right)\left(I_{s_d} - j I_{s_q}\right)\right\} \\ &= V_{s_d} I_{s_d} + V_{s_q} I_{s_q}. \end{aligned}$$

En remplaçant V_{s_d} et V_{s_q} par leur expression respective obtenue dans le chapitre 2, formule (3.8), on trouvera:

$$P_s = \underbrace{R_s (I_{s_d}^2 + I_{s_q}^2)}_1 + \underbrace{\left[\frac{d}{dt} (\Phi_{s_d}) I_{s_d} + \frac{d}{dt} (\Phi_{s_q}) I_{s_q} \right]}_2 + \underbrace{\omega_s (\Phi_{s_d} I_{s_q} - \Phi_{s_q} I_{s_d})}_3. \quad (2.1.3)$$

L'identification terme à terme de (2.1.3) par (2.1) nous permet d'affirmer que:

- Le premier terme n'est autre que la perte par effet Joule au stator.
- Le second est la perte ferromagnétique statorique.



- Et le dernier est la puissance électromagnétique.

2.2. EXPRESSION DU COUPLE (Cas du repère lié au champ tournant)

L'expression (2.1.3) nous permet d'écrire :

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}).$$

A présent, il est facile d'en déduire le couple électromagnétique. En effet, ce dernier est le rapport entre la puissance électromagnétique et la vitesse du synchronisme.

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s}$$

$$= \frac{\omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd})}{\frac{\omega_s}{P_p}}$$

$$C_{em} = P_p (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}). \quad (2.2.1)$$

En utilisant les expressions des flux définies par les systèmes (3.10) et (3.11) du second chapitre, on en déduit plusieurs écritures possibles de l'expression du couple électromagnétique.

Tout d'abord, remplaçons Φ_{sd} et Φ_{sq} de la formule (2.2.1):

$$C_{em} = P_p \left[(L_s I_{sd} I_{sq} + L_m I_{sq} I_{rd}) - (L_s I_{sd} I_{sq} + L_m I_{sd} I_{rq}) \right]$$

$$= P_p L_m (I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}). \quad (2.2.2)$$

Tirons maintenant respectivement I_{sd} et I_{sq} dans l'expression de Φ_{rd} et Φ_{rq} :

$$I_{sd} = \frac{\Phi_{rd} - L_R I_{rd}}{L_m} \quad \text{et} \quad I_{sq} = \frac{\Phi_{rq} - L_R I_{rq}}{L_m}.$$

En substituant I_{sd} et I_{sq} de l'équation (2.2.2), on a:

$$C_{em} = P_p (\Phi_{rq} I_{rd} - \Phi_{rd} I_{rq}). \quad (2.2.3)$$

La dernière expression s'obtient en exprimant respectivement I_{rd} et I_{rq} en fonction de Φ_{rd} et Φ_{rq} , ainsi:

$$I_{rd} = \frac{\Phi_{rd} - L_m I_{sd}}{L_R} \quad \text{et} \quad I_{rq} = \frac{\Phi_{rq} - L_m I_{sq}}{L_R}.$$

En insérant I_{rd} et I_{rq} dans (2.2.3) on obtient:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$C_{em} = P_p \frac{L_m}{L_R} (\Phi_{Rd} I_{Sq} - \Phi_{Rq} I_{Sd}). \quad (2.2.4)$$

Dans la suite, on va prendre l'expression (2.2.2) pour le couple.

Introduisons $I_{Sd}, I_{Sq}, I_{Rd}, I_{Rq}$ des formules (1.2.2) et (1.2.4) dans l'expression du couple:

$$C_{em} = \frac{P_p R_R \omega_R L_m^2 V_{Sd}^2 \left[L_R^2 (L_S^2 \sigma^2 \omega_S^2 + R_S^2) \omega_R^2 - 2L_R L_S R_R R_S (\sigma - 1) \omega_R \omega_S + (L_S^2 \omega_S^2 + R_S^2) R_R^2 \right]}{\left[(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2 \right]}$$

or, on a l'égalité suivante:

$$\left[L_R^2 (L_S^2 \sigma^2 \omega_S^2 + R_S^2) \omega_R^2 - 2L_R L_S R_R R_S (\sigma - 1) \omega_R \omega_S + (L_S^2 \omega_S^2 + R_S^2) R_R^2 \right] = \left[(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2 \right]$$

donc, suite à une simplification, on trouve:

$$C_{em} = \frac{P_p R_R \omega_R L_m^2 V_{Sd}^2}{\left[(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2 \right]}. \quad (2.2.5)$$

C'est l'expression du couple en fonction de la tension statorique.

En factorisant $R_S R_R$ au dénominateur de l'équation ci-dessus, et en multipliant le second membre de l'égalité par:

$$\frac{L_S^2 (R_R^2 + \sigma^2 \omega_R^2 L_R^2)}{L_S^2 (R_R^2 + \sigma^2 \omega_R^2 L_R^2)}$$

on obtient:

$$C_{em} = P_p \left(\frac{L_m}{L_S} \right)^2 \frac{R_R \omega_R}{R_R^2 + \sigma^2 \omega_R^2 L_R^2} \left[V_{Sd}^2 \left(\frac{L_S}{R_S} \right)^2 \frac{1 + \left(\frac{\sigma \omega_R L_R}{R_R} \right)^2}{\left(1 - \frac{\sigma \omega_S \omega_R L_S L_R}{R_S R_R} \right)^2 + \left(\frac{\omega_S L_S}{R_S} + \frac{\omega_R L_R}{R_R} \right)^2} \right]$$

remarquons que:

$$\left[V_{Sd}^2 \left(\frac{L_S}{R_S} \right)^2 \frac{1 + \left(\frac{\sigma \omega_R L_R}{R_R} \right)^2}{\left(1 - \frac{\sigma \omega_S \omega_R L_S L_R}{R_S R_R} \right)^2 + \left(\frac{\omega_S L_S}{R_S} + \frac{\omega_R L_R}{R_R} \right)^2} \right] = \Phi_S^2$$

ainsi, on a une deuxième écriture du couple en fonction du module du flux statorique :

$$C_{em} = P_p \left(\frac{L_m}{L_S} \right)^2 \frac{R_R \omega_R}{R_R^2 + \sigma^2 \omega_R^2 L_R^2} \Phi_S^2. \quad (2.2.6)$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

En multipliant et en divisant par R_R l'expression du couple en fonction de la tension statorique, formule (2.2.5):

$$C_{em} = P_p \frac{\omega_R}{R_R} \left[V_{Sd}^2 \frac{R_R^2 L_m^2}{\left(1 - \frac{\sigma \omega_S \omega_R L_S L_R}{R_S R_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_S L_S}{R_S} + \frac{\omega_R L_R}{R_R}\right)^2} \right]$$

avec :

$$\left[V_{Sd}^2 \frac{R_R^2 L_m^2}{\left(1 - \frac{\sigma \omega_S \omega_R L_S L_R}{R_S R_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_S L_S}{R_S} + \frac{\omega_R L_R}{R_R}\right)^2} \right] = \Phi_R^2$$

une troisième forme du couple en fonction du module flux rotorique apparaît:

$$C_{em} = P_p \frac{\omega_R}{R_R} \Phi_R^2. \quad (2.2.7)$$

3. COEFFICIENT DE PROPORTIONNALITE ENTRE TENSION ET FLUX

Sachant que:

$$\bar{V}_{S(T)} = V_{Sd} = V_S$$

et par réflexion, à partir du module du flux statorique, formule (1.2.7), on peut établir la proportionnalité entre le flux et la tension statorique:

$$\frac{V_S}{\Phi_S} = \frac{L_S}{L_R} \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{\sigma \omega_S \omega_R L_S L_R}{R_S R_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_S L_S}{R_S} + \frac{\omega_R L_R}{R_R}\right)^2}{1 + \left(\frac{\sigma \omega_R L_R}{R_R}\right)^2}} \quad (3.1)$$

si on néglige la résistance statorique, on vérifie que:

$$\frac{V_S}{\Phi_S} = \omega_S. \quad (3.2)$$



4. SIMULATION

On prendra les paramètres de construction d'un moteur à rotor à cage suivante:

$$L_s = 0,04239[H], L_R = 0,04174[H], L_m = 0,041[H], R_s = 0,294[\Omega], R_R = 0,156[\Omega],$$

On a sur la plaque signalétique:

$$P_p = 1 [\text{paires de pôles}], P_u = 45[\text{kW}], n = 2948 \left[\frac{\text{tr}}{\text{mn}} \right].$$

$$V_n = V_s^+ = 220/380[V], f_n = 50[\text{Hz}], I_n = 81[A]$$

où: - f_n représente la fréquence nominale du réseau,

- V_n la tension nominale d'une phase du réseau.

- I_n le courant nominal.

Ces données seront utilisées pour toutes les simulations quel que soit le régime.

Nous allons voir les caractéristiques suivantes:

- le couple en fonction du glissement,
- le couple en fonction de la vitesse de rotation du rotor,
- le courant statorique en fonction de la vitesse de rotation du rotor.

Il faut préciser qu'on a affaire à deux types de régimes bien distincts:

- le régime de basse vitesse,
- et le régime de survitesse.

4.1. REGIME DE BASSE VITESSE

C'est un régime où le flux restera toujours inchangeable.

Pour une fréquence: $20 \leq f_s < 50[\text{Hz}]$, on va pouvoir maintenir le flux constant. C'est donc la plage de fréquence pour un régime à basse vitesse.

En multipliant par Φ_s les deux membres de l'équation (3.1) on a:

$$V_s = V_{sd}(\omega_R) = \Phi_s \frac{L_s}{L_R} \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{\sigma \omega_s \omega_R L_s L_R}{R_s R_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_s L_s}{R_s} + \frac{\omega_R L_R}{R_R}\right)^2}{1 + \left(\frac{\sigma \omega_R L_R}{R_R}\right)^2}}.$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

Ce sera notre grandeur de commande dans ce régime.

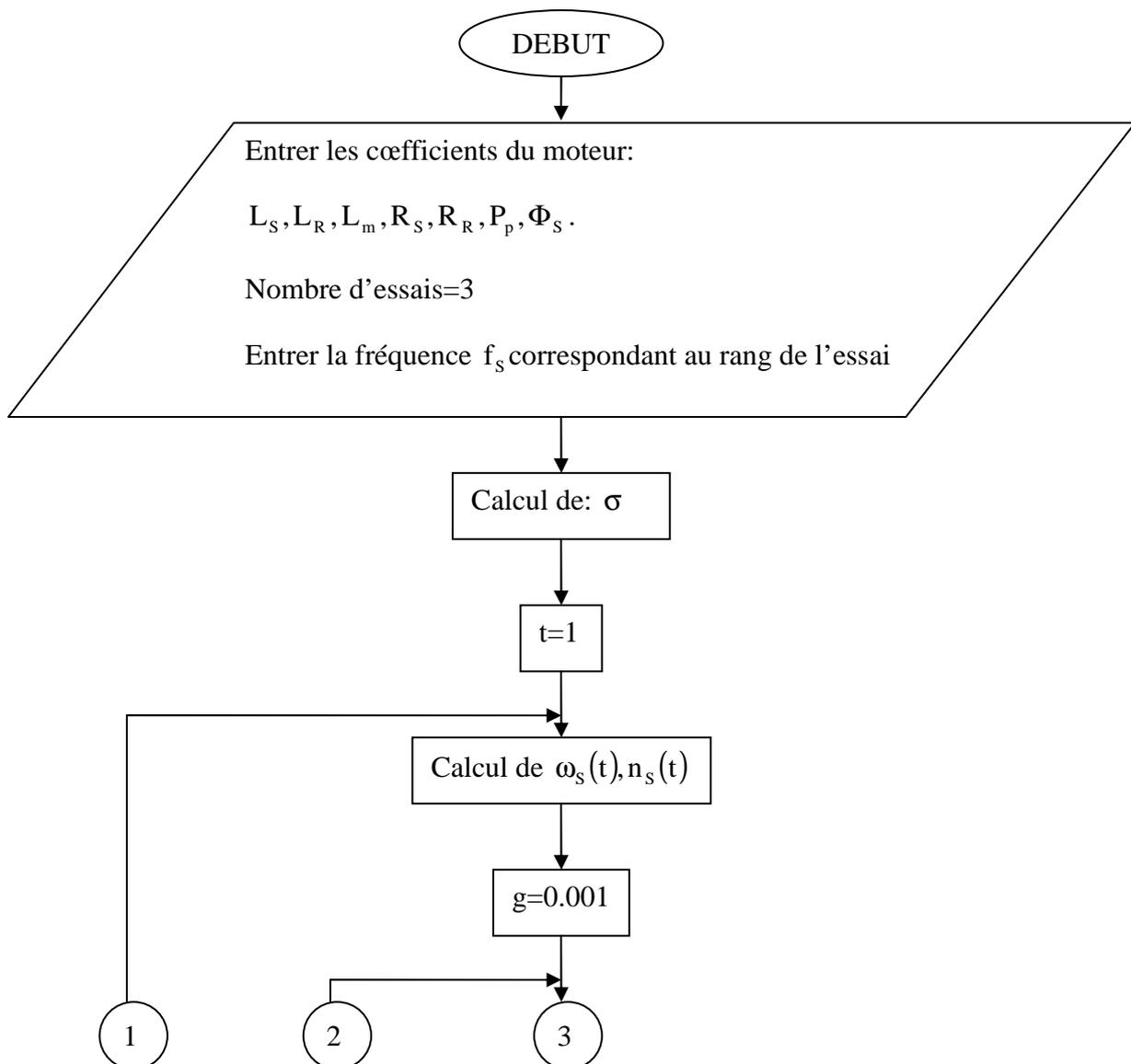
Dans l'algorithme suivant, les expressions des grandeurs de sortie sont définies comme suit:

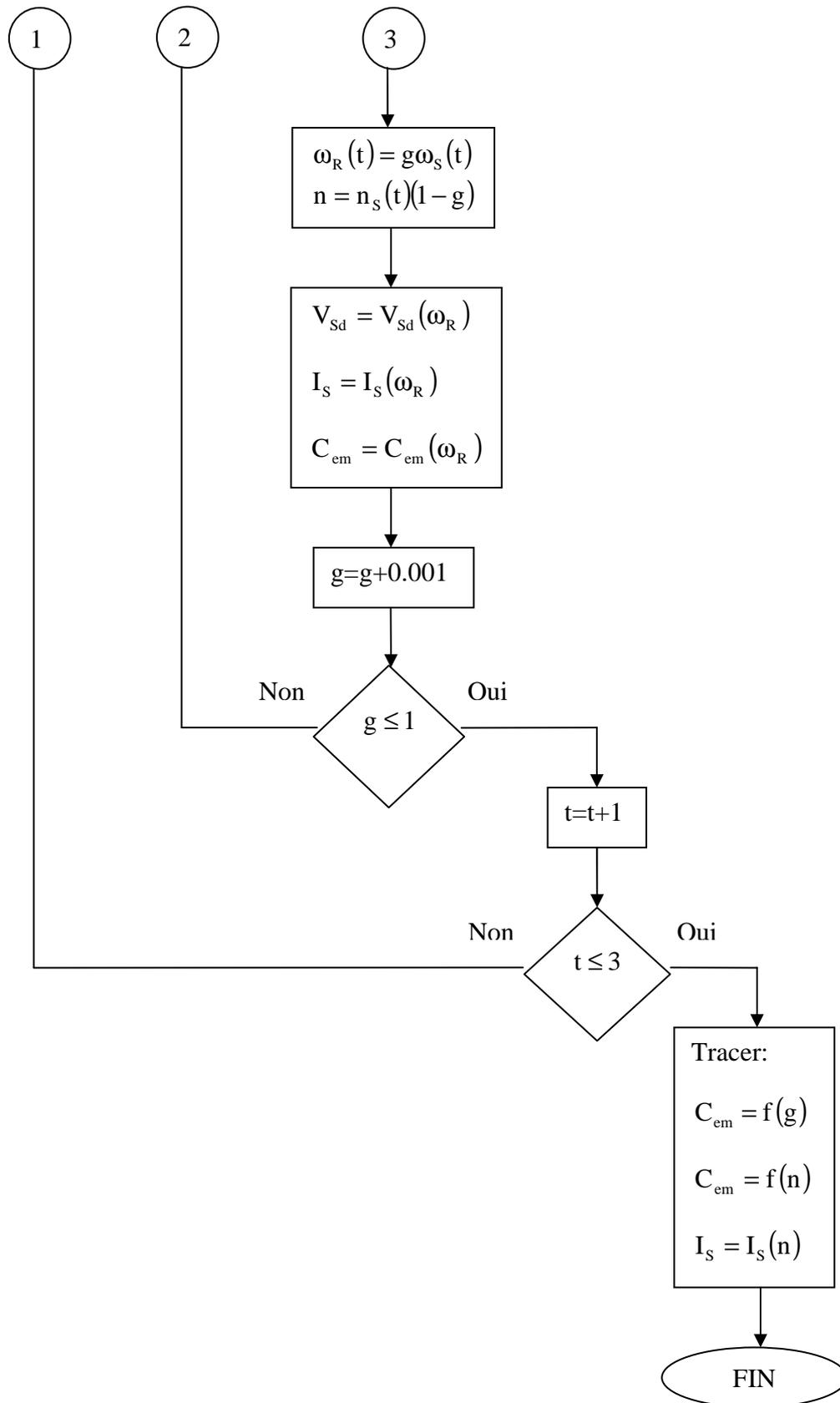
$$C_{em} = C_{em}(\omega_R) = P_p \left(\frac{L_m}{L_S} \right)^2 \frac{R_R \omega_R}{R_R^2 + \sigma^2 \omega_R^2 L_R^2} \Phi_S^2.$$

$$I_S = I_S(\omega_R) = \left| \frac{V_{Sd} [R_R (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R) + \omega_R L_R (R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S) - j \omega_S L_S (R_R^2 + \sigma \omega_R^2 L_R^2)]}{(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2} \right|$$

où $||$ représente le module de l'expression entre $||$.

4.1.1. ALGORITHME







4.1.2. RESULTAT DE LA SIMULATION

Prenons: $f_s = 20[\text{Hz}]$, $f_s = 30[\text{Hz}]$, $f_s = 40[\text{Hz}]$,

$$\Phi_s = 0,99[\text{Wb}].$$

Voici les résultats de la simulation:

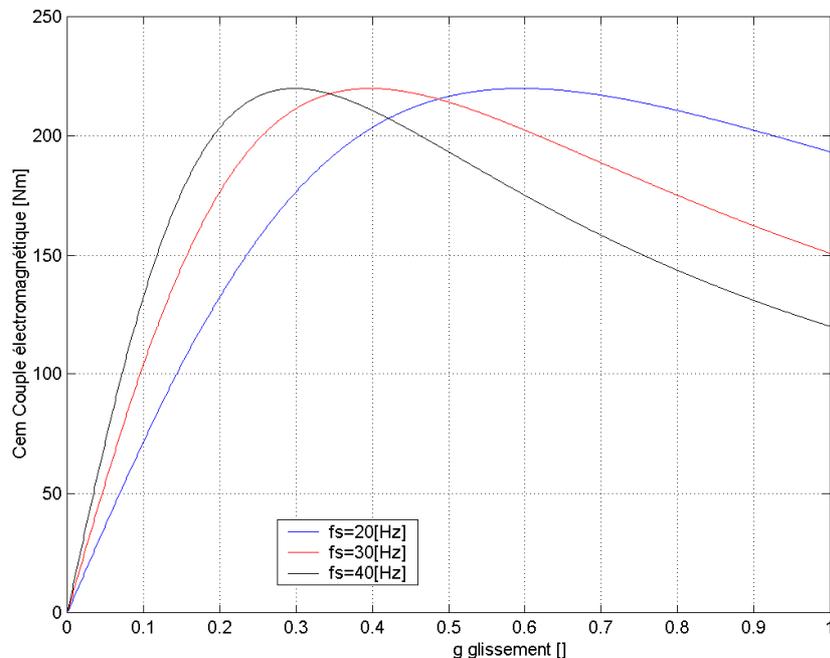


Figure (4.1.2.1) Couple électromagnétique en fonction du glissement

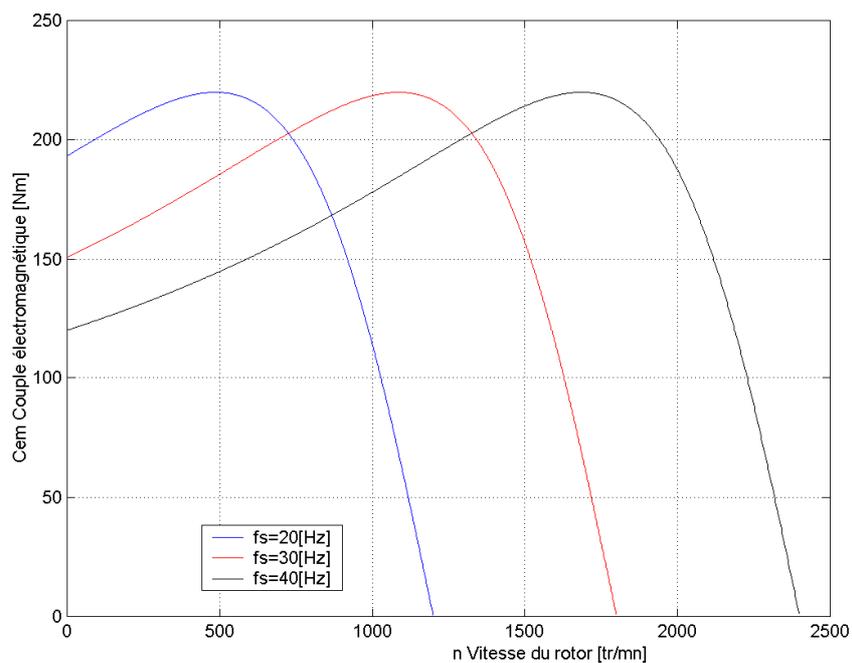


Figure (4.1.2.2) Couple électromagnétique en fonction de la vitesse de rotation du rotor

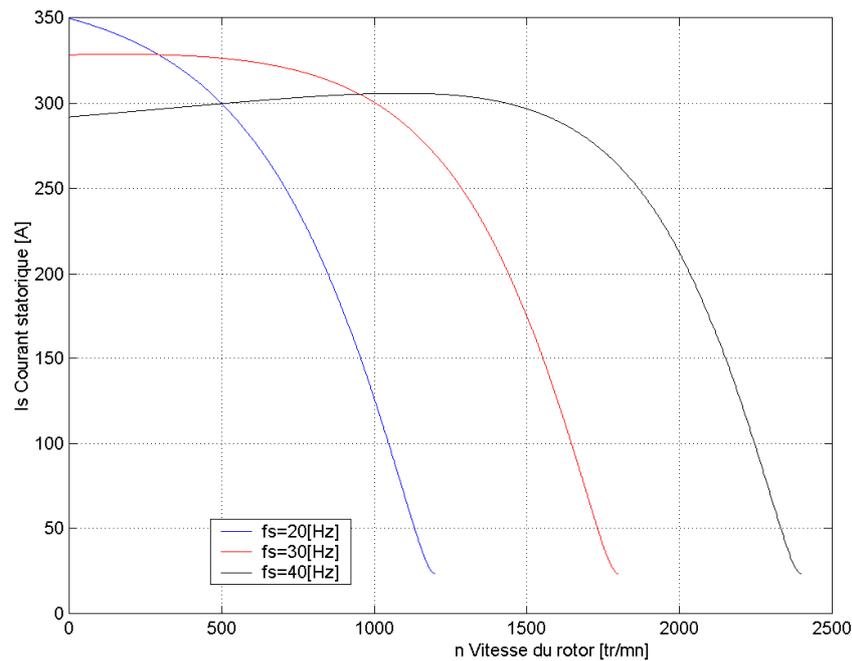


Figure (4.1.2.3) Courant statorique en fonction de la vitesse de rotation du rotor

4.1.3. INTERPRETATION DES RESULTATS

- Courbes de la figure (4.1.2.1)

Le couple de démarrage varie entre 0,5 à 1,3 fois environ le couple nominal.

Par contre, comme le flux reste constant, on remarque que le couple maximal reste aussi constant quelle que soit la fréquence. La valeur maximale du couple est de 1,6 fois environ le couple nominal.

- Courbes de la figure (4.1.2.2)

Cette famille de courbes montre bien qu'on peut varier la vitesse du moteur en maintenant le flux constant et en manipulant le stator à fréquence variable. Remarquons que les tangentes de la caractéristique couple en fonction de la vitesse deviennent parallèles lorsque le couple diminue progressivement.

- Courbes de la figure (4.1.2.3)

On constate que le courant statorique diminue brusquement lorsque le couple atteint son maximum. De plus, les courbes ont les mêmes pentes à partir de ce point.



4.2. REGIME DE SURVITESSE

C'est un régime où la tension reste égale à la tension nominale. On l'appelle aussi régime de défluxage. Il s'occupe des fréquences situées entre 50 à 100 [Hz].

Notre grandeur de commande est:

$$V_{sd} = \sqrt{2}V_n.$$

Nos grandeurs de sortie sont :

$$C_{em} = C_{em}(\omega_R) = \frac{P_p R_R \omega_R L_m^2 V_{sd}^2}{\left[(R_S \omega_R L_R + R_R \omega_S L_S)^2 + (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega_R L_S L_R)^2 \right]}$$

et l'expression du courant est identique à celle du régime de basse vitesse.

4.2.1. ALGORITHME

L'algorithme est le même que celui du régime de basse vitesse mais seulement, on n'a pas besoin d'entrer Φ_s . Et on utilisera l'expression des grandeurs de commande et de sortie qu'on vient de mentionner pour le régime de survitesse.

4.2.2. RESULTAT DE LA SIMULATION

Prenons: $f_s = 50$ [Hz], $f_s = 75$ [Hz], $f_s = 85$ [Hz].

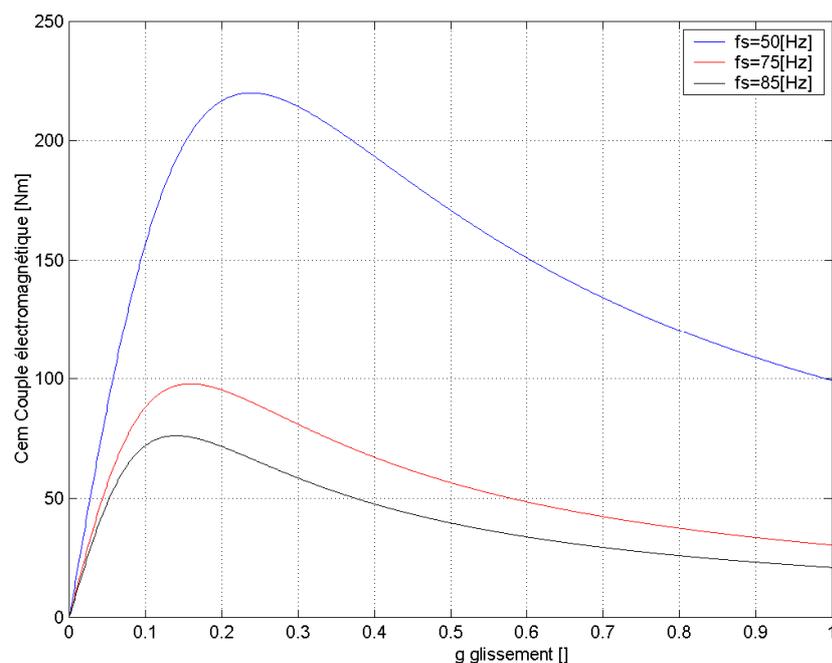


Figure (4.2.2.1) Couple électromagnétique en fonction du glissement

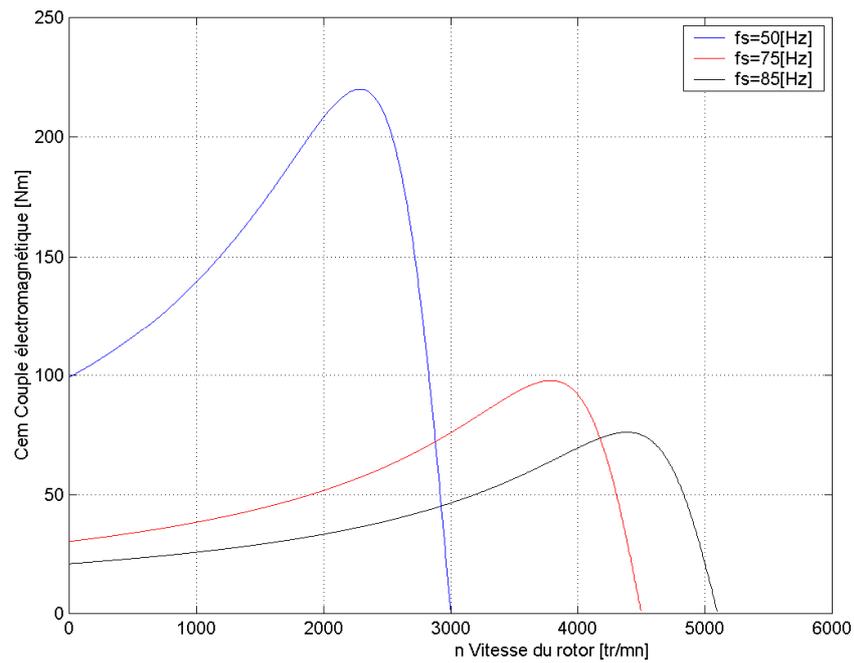


Figure (4.2.2.2) Couple électromagnétique en fonction de la vitesse de rotation du rotor

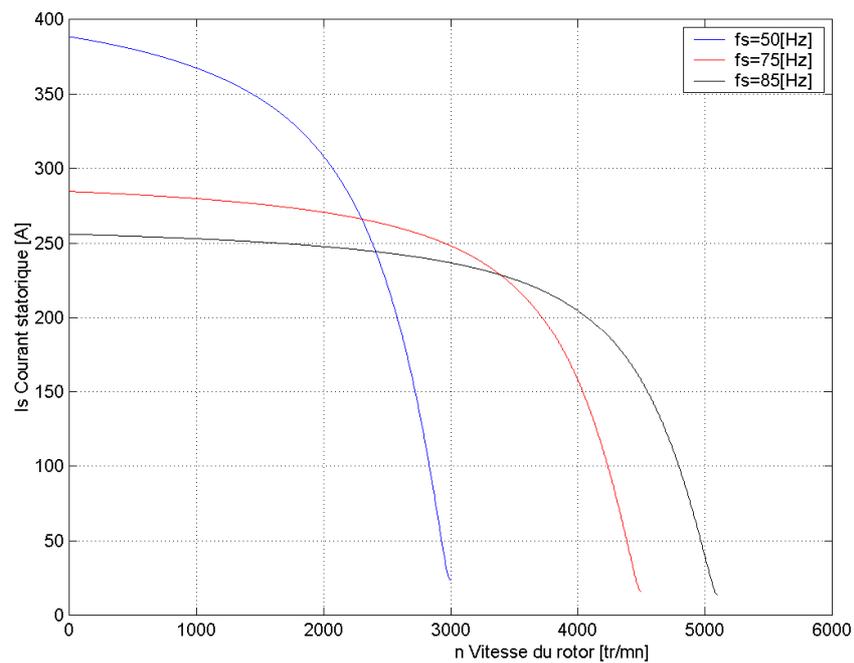


Figure (4.2.2.3) Courant statorique en fonction de la vitesse de rotation du rotor





4.2.3. INTERPRETATION DES RESULTATS

- Courbes de la figure (4.2.2.1)

On voit la diminution du couple maximal au fur et à mesure que la fréquence croît.

- Courbes de la figure (4.2.2.2)

Ces courbes montrent bien qu'on est en régime de survitesse car la vitesse du synchronisme minimale est légèrement supérieure à la vitesse nominale du moteur. Ici, la diminution du couple est due à la chute du flux statorique. En effet, le flux ne reste plus constant en fonctionnement en survitesse, par contre la tension statorique reste constante car elle ne pourra plus dépasser sa valeur nominale. Si la tension statorique est supérieure à la tension nominale, il y a risque de détérioration des enroulements statoriques.

- Courbes de la figure (4.2.2.3)

Remarquons qu'une grande vitesse de rotation nécessite moins de courant au niveau du stator. Comme en régime de basse vitesse, on aperçoit toujours la diminution brusque de la valeur du courant lorsque le couple atteint son maximum.

Pour conclure, on peut dire qu'en régime permanent, notre commande a bien contrôlé le couple sur une plage de vitesse étendue.

Selon les besoins, on peut aussi jouer sur le courant statorique pour l'amélioration du rendement. Ce pendant, il est nécessaire d'implanter un ventilateur auxiliaire au niveau du rotor. Ce système de refroidissement réduit l'échauffement lors du régime de basse vitesse.

CHAPITRE 4



REGIME DYNAMIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE

Le régime dynamique ou transitoire est un régime où certaines grandeurs de fonctionnement du moteur sont instables. Généralement, tout système doit entamer ce régime avant d'atteindre son équilibre.

Comme au chapitre précédent, le moteur reste branché à un réseau électrique de distribution d'énergie à partir de l'instant $t = 0$, avec des conditions initiales nulles. L'arbre du moteur est soumis à un couple résistant. On admettra que ce couple restera constant quelle que soit la vitesse, ou dépendant de la vitesse mais suivant une loi connue. On détermine par calcul ou à partir d'un essai l'inertie totale ramenée à l'arbre du moteur.

Dans ce chapitre, nous établirons un ou plusieurs schémas fonctionnels. A partir de ces schémas, on pourra simuler analogiquement ou numériquement le régime transitoire pour un fonctionnement en moteur. Les grandeurs électriques, électromagnétiques, et mécaniques, en fonction du temps, seront facilement déterminées par le résultat de la simulation. Ces grandeurs dépendront des tensions simples d'alimentation.

1. RAPPEL

1.1. EQUATIONS ELECTRIQUE

Un système de tensions triphasées alimente le moteur.

Ce système est défini par:



$$\begin{cases} V_{Sa} = \sqrt{2} \bar{V}_s^+ \cos(\omega_s t) \\ V_{Sb} = \sqrt{2} \bar{V}_s^+ \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{Sc} = \sqrt{2} \bar{V}_s^+ \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.1.1)$$

L'origine des phases étant nulle.

Dans le repère tournant, la composante directe et celle en quadrature s'écrivent:

$$\begin{cases} V_{Sd} = \sqrt{2} \bar{V}_s^+ \\ V_{Sq} = 0 \end{cases} \quad (1.1.2)$$

1.2. EQUATIONS DANS LE REPERE TOURNANT

Sachant que:

$$\omega_R = \omega_s - \omega$$

les équations de Park pour les tensions s'écrivent:

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_s I_{Sd} + \frac{d}{dt}(\Phi_{Sd}) - \omega_s \Phi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_s I_{Sq} + \frac{d}{dt}(\Phi_{Sq}) + \omega_s \Phi_{Sd} \\ V_{Rd} = 0 = R_r I_{Rd} + \frac{d}{dt}(\Phi_{Rd}) - (\omega_s - \omega) \Phi_{Rq} \\ V_{Rq} = 0 = R_r I_{Rq} + \frac{d}{dt}(\Phi_{Rq}) + (\omega_s - \omega) \Phi_{Rd} \end{cases} \quad (1.2.1)$$

Et l'expression des flux est:

$$\begin{cases} \Phi_{Sd} = L_s I_{Sd} + L_m I_{Rd} \\ \Phi_{Sq} = L_s I_{Sq} + L_m I_{Rq} \\ \Phi_{Rd} = L_r I_{Rd} + L_m I_{Sd} \\ \Phi_{Rq} = L_r I_{Rq} + L_m I_{Sq} \end{cases} \quad (1.2.2)$$

Il est aussi nécessaire de rappeler les expressions du couple car notre contrôle vectoriel doit s'occuper de la maîtrise de ce dernier.

On a:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$\begin{cases} C_{em} = P_p (\Phi_{Sd} I_{Sq} - \Phi_{Sq} I_{Sd}) \\ C_{em} = P_p L_m (I_{Sq} I_{Rd} - I_{Sd} I_{Rq}) \\ C_{em} = P_p (\Phi_{Rq} I_{Rd} - \Phi_{Rd} I_{Rq}) \\ C_{em} = P_p \frac{L_m}{L_R} (\Phi_{Rd} I_{Sq} - \Phi_{Rq} I_{Sd}) \end{cases} \quad (1.2.3)$$

2. EQUATION D'ETAT

2.1. TRANSFORMATION DE L'ECRITURE DES EQUATIONS STATORIQUES ET ROTORIQUES

Notre objectif est d'aboutir à un système d'équation sous forme d'équations d'état dont le modèle sera du type:

$$\begin{cases} \dot{[X]} = [A][X] + [B][V] \\ [Y] = [C][X] \end{cases} \quad (2.1.1)$$

On peut établir un schéma fonctionnel simplifié pour un système quelconque comme suit:

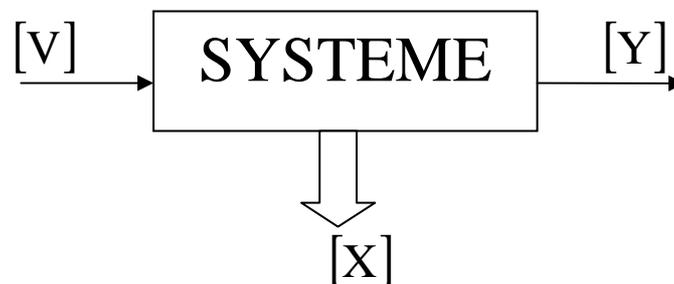


Figure (2.1.1) Schéma fonctionnel d'un système quelconque.

$[X]$ est le vecteur d'état et $\dot{[X]}$ sa dérivée par rapport au temps.

$[A]$ est la matrice fondamentale qui caractérise le système.

$[B]$ est la matrice d'entrée.

$[V]$ est la matrice de commande.

$[C]$ est la matrice de sortie.

$[Y]$ est la grandeur de sortie.



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

L'équation d'état décrit complètement le comportement du système.

Revenons à présent à notre système. Tout d'abord, le moteur sera commandé par les tensions d'alimentation triphasées sinusoïdales. Comme on a déjà choisi le repère tournant comme repère d'étude, alors la matrice de commande s'écrit:

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \\ V_{Rd} \\ V_{Rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Réellement, notre grandeur de sortie est le vecteur d'état ce qui implique que la première équation du système (2.1.1) suffira pour notre travail.

Transformons l'écriture des équations en tensions. En introduisant les expressions des flux statoriques et rotoriques, formule (1.2.2), dans les équations en tensions, formule (1.2.1), on obtient:

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_S I_{Sd} + L_S \dot{I}_{Sd} + L_m \dot{I}_{Rd} - \omega_S L_S I_{Sq} - \omega_S L_m I_{Rq} \\ V_{Sq} = R_S I_{Sq} + L_S \dot{I}_{Sq} + L_m \dot{I}_{Rq} + \omega_S L_S I_{Sd} + \omega_S L_m I_{Rd} \\ V_{Rd} = 0 = R_R I_{Rd} + L_R \dot{I}_{Rd} + L_m \dot{I}_{Sd} - (\omega_S - \omega) L_R I_{Rq} - (\omega_S - \omega) L_m I_{Sq} \\ V_{Rq} = 0 = R_R I_{Rq} + L_R \dot{I}_{Rq} + L_m \dot{I}_{Sq} + (\omega_S - \omega) L_R I_{Rd} + (\omega_S - \omega) L_m I_{Sd} \end{cases}$$

il faut ordonner les termes afin d'obtenir une équation d'état:

$$\begin{cases} L_S \dot{I}_{Sd} + L_m \dot{I}_{Rd} = -R_S I_{Sd} + V_{Sd} + \omega_S L_S I_{Sq} + \omega_S L_m I_{Rq} \\ L_S \dot{I}_{Sq} + L_m \dot{I}_{Rq} = -R_S I_{Sq} + V_{Sq} - \omega_S L_S I_{Sd} - \omega_S L_m I_{Rd} \\ L_R \dot{I}_{Rd} + L_m \dot{I}_{Sd} = -R_R I_{Rd} + (\omega_S - \omega) L_R I_{Rq} + (\omega_S - \omega) L_m I_{Sq} + V_{Rd} \\ L_R \dot{I}_{Rq} + L_m \dot{I}_{Sq} = -R_R I_{Rq} - (\omega_S - \omega) L_R I_{Rd} - (\omega_S - \omega) L_m I_{Sd} + V_{Rq} \end{cases} \quad (2.1.2)$$

Soit sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} L_S & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_S & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_R & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{Sd} \\ \dot{I}_{Sq} \\ \dot{I}_{Rd} \\ \dot{I}_{Rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_S & \omega_S L_S & 0 & \omega_S L_m \\ -\omega_S L_S & -R_S & -\omega_S L_m & 0 \\ 0 & (\omega_S - \omega) L_m & -R_R & (\omega_S - \omega) L_R \\ -(\omega_S - \omega) L_m & 0 & -(\omega_S - \omega) L_R & -R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \\ I_{Rd} \\ I_{Rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

Cette équation matricielle est de la forme:

$$[\mathbf{L}]\dot{\mathbf{I}} = [\mathbf{Z}]\mathbf{I} + [\mathbf{N}]\mathbf{V}.$$

La forme de l'équation d'état n'est pas encore obtenue. Pour l'avoir, il va falloir multiplier les deux membres de l'égalité par la matrice inverse $[\mathbf{L}]^{-1}$ de $[\mathbf{L}]$.

Ainsi, on trouvera la forme suivante:

$$\dot{\mathbf{I}} = [\mathbf{L}]^{-1}[\mathbf{Z}]\mathbf{I} + [\mathbf{L}]^{-1}[\mathbf{N}]\mathbf{V},$$

ce qui est la forme désirée.

En calculant $[\mathbf{L}]^{-1}$, on aura:

$$[\mathbf{L}]^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{L_R}{L_m^2 - L_R L_S} & 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_R L_S} & 0 \\ 0 & -\frac{L_R}{L_m^2 - L_R L_S} & 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_R L_S} \\ \frac{L_m}{L_m^2 - L_R L_S} & 0 & -\frac{L_S}{L_m^2 - L_R L_S} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_R L_S} & 0 & -\frac{L_S}{L_m^2 - L_R L_S} \end{bmatrix}$$

en factorisant $-L_R L_S$ au dénominateur de chaque élément de $[\mathbf{L}]^{-1}$, on a:

$$[\mathbf{L}]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & \frac{1}{\sigma L_R} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & \frac{1}{\sigma L_R} \end{bmatrix}$$

σ étant le coefficient de Blondel défini par la formule (1.2.1) du chapitre trois.

On va pouvoir calculer à présent les produits $[\mathbf{L}]^{-1}[\mathbf{Z}]$ et $[\mathbf{L}]^{-1}[\mathbf{N}]$.

$$[\mathbf{L}]^{-1}[\mathbf{Z}] = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{\sigma L_S} & \frac{\omega}{\sigma} + (\omega_S - \omega) & \frac{R_R L_m}{\sigma L_S L_R} & \frac{\omega L_m}{\sigma L_S} \\ -\frac{\omega}{\sigma} - (\omega_S - \omega) & -\frac{R_S}{\sigma L_S} & -\frac{\omega L_m}{\sigma L_S} & \frac{R_R L_m}{\sigma L_S L_R} \\ \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} & -\frac{\omega L_m}{\sigma L_R} & -\frac{R_R}{\sigma L_R} & -\frac{\omega}{\sigma} + \omega_S \\ \frac{\omega L_m}{\sigma L_R} & \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} & \frac{\omega}{\sigma} - \omega_S & -\frac{R_R}{\sigma L_R} \end{bmatrix}$$



$$\text{et } [L]^{-1}[N] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & \frac{1}{\sigma L_R} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & \frac{1}{\sigma L_R} \end{bmatrix}.$$

Finalement notre équation d'état s'écrit:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{Sd} \\ \dot{I}_{Sq} \\ \dot{I}_{Rd} \\ \dot{I}_{Rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{\sigma L_S} & \frac{\omega}{\sigma} + (\omega_S - \omega) & \frac{R_R L_m}{\sigma L_S L_R} & \frac{\omega L_m}{\sigma L_S} \\ -\frac{\omega}{\sigma} - (\omega_S - \omega) & -\frac{R_S}{\sigma L_S} & -\frac{\omega L_m}{\sigma L_S} & \frac{R_R L_m}{\sigma L_S L_R} \\ \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} & -\frac{\omega L_m}{\sigma L_R} & -\frac{R_R}{\sigma L_R} & -\frac{\omega}{\sigma} + \omega_S \\ \frac{\omega L_m}{\sigma L_R} & \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} & \frac{\omega}{\sigma} - \omega_S & -\frac{R_R}{\sigma L_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \\ I_{Rd} \\ I_{Rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & \frac{1}{\sigma L_R} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & \frac{1}{\sigma L_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.1.3)$$

Remarquons que notre vecteur d'état qui est à la fois notre grandeur de sortie est la matrice $[I]$.

La résolution du système d'équations différentielles du premier ordre (2.1.3) signifie qu'on calcule les composantes du vecteur d'état $[I]$ lorsque, le système est alimenté par les tensions de commande V_{sd} et V_{sq} exprimées dans le repère tournant fixé par rapport au stator.

2.2. RESOLUTION DE L'EQUATION D'ETAT

Il est plus aisé de simuler le régime dynamique en discrétisant le système. Rappelons que notre équation d'état est de la forme:

$$\begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix} = [A][I] + [B][V]. \quad (2.2.1)$$



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

En résolvant numériquement cette équation, on aboutit à la partie calculs des simulateurs numériques. En effet, au lieu de saisir graphiquement le schéma fonctionnel, il suffit d'écrire l'équation d'état pour la simulation numérique sur un ordinateur.

On adoptera alors cette méthode pour l'étude du régime transitoire du moteur asynchrone.

Pour la résolution, il va falloir échantillonner les grandeurs en fonctions du temps. Du fait qu'on est censé à obtenir un système échantillonné multivariables avec élément de maintien, il faut maintenir les grandeurs constantes pendant la durée de la période d'échantillonnage T_e .

On aura comme équation d'état discrétisée aux instants kT_e :

$$[I(k+1)] = [F][I(k)] + [H][V(k)]. \quad (2.2.2)$$

L'établissement des relations de passage du système continu au système discrétisé sera indispensable pour l'emploi de l'équation (2.2.2).

Ces relations sont les suivantes:

$$[F] = [\phi(T_e)] \quad (2.2.3)$$

$$[H] = [\Psi(T_e)][B] \quad (2.2.4)$$

avec:

$$[\phi(T_e)] = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} ([A]T_e)^i \quad (2.2.5)$$

$$[\Psi(T_e)] = T_e \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{(i+1)!} ([A]T_e)^i \quad (2.2.6)$$

Pratiquement, on arrêtera la sommation à l'itération $i = 5$. Cette dernière a été choisie de façon à ce que les éléments des matrices $[\phi(T_e)]$ et $[\Psi(T_e)]$ deviennent négligeables à cet indice.

L'incrémement de k implique une nouvelle valeur de la vitesse de rotation ω et donc, des nouveaux coefficients des matrices F et H .

Le choix de la période d'échantillonnage est très important. Pour mieux représenter les différentes grandeurs, on prendra au minimum à chaque période du réseau une vingtaine d'échantillons.

On doit aussi assurer que la période d'échantillonnage restera inférieure à la plus petite des constantes de temps.

2.3. INTEGRATION NUMERIQUE DE L'EQUATION MECANIQUE

La relation fondamentale de la dynamique du système rotor nous donne:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$J_t \frac{d}{dt}(\Omega) = C_{em} - C_r = \Delta C. \quad (2.3.1)$$

En se référant à la table de transformées de Laplace, l'équation (2.3.1) devient:

$$J_t p \Omega(p) = \Delta C(p). \quad (2.3.2)$$

Notre grandeur d'entrée pour le système rotor est le couple accélérateur ΔC , tandis que la grandeur de sortie est la vitesse de rotation Ω .

Ainsi, la fonction de transfert du système s'écrit:

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{\Omega(p)}{\Delta C(p)} = \frac{1}{J_t p}. \quad (2.3.3)$$

En posant:

$$z = e^{T_e p} \quad (2.3.4)$$

z étant une variable complexe, l'équation (2.3.3) devient:

$$H(z) = \frac{z-1}{z} Z\left(\frac{1}{J_t p^2}\right)$$

$Z(\)$ représente la transformée en Z de l'expression ().

La table de transformées en Z nous permet d'écrire:

$$H(z) = \frac{z-1}{z} Z\left[\frac{1}{J_t} \frac{T_e z}{(z-1)^2}\right]$$

et après simplification, on trouvera:

$$H(z) = \frac{T_e}{J_t} \frac{1}{(z-1)}. \quad (2.3.5)$$

Et la sortie discrétisée s'écrit:

$$\begin{aligned} S(z) &= \frac{T_e}{J_t} \frac{1}{(z-1)} E(z) \\ &= \frac{G}{(z-1)} E(z) \end{aligned} \quad (2.3.6)$$

où $G = \frac{T_e}{J_t}$ représente le gain.

Ce qui nous donne l'équation aux différences du système mécanique:

$$S(z)(z-1) = GE(z)$$

$$zS(z) - S(z) = GE(z)$$

soit:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

$$S(k+1) - S(k) = GE(k). \quad (2.3.7)$$

Dans la programmation, cette formule (2.3.7) nous permettra de calculer la vitesse du rotor.

3. SIMULATION

Les données définies en régime permanent seront retenues pour la simulation en transitoire.

Pour les caractéristiques mécaniques, on a:

$$J_t = 0,8[\text{kgm}^2], \quad C_r = 30[\text{Nm}].$$

On va prendre une période d'échantillonnage de $0,0025$ [s] .

Nous allons voir les caractéristiques suivantes:

- le couple en fonction du temps,
- le courant statorique en fonction du temps,
- la vitesse de rotation du rotor en fonction du temps,
- le couple en fonction de la vitesse de rotation du rotor.

3.1. REGIME DE BASSE VITESSE

$$V_d = V_d(\omega) = \Phi_s \frac{L_s}{L_R} \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{\sigma \omega_s (\omega_s - \omega) L_s L_R}{R_s R_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_s L_s}{R_s} + \frac{(\omega_s - \omega) L_R}{R_R}\right)^2}{1 + \left(\frac{\sigma (\omega_s - \omega) L_R}{R_R}\right)^2}}.$$

$$V_q = V_q(\omega) = 0$$

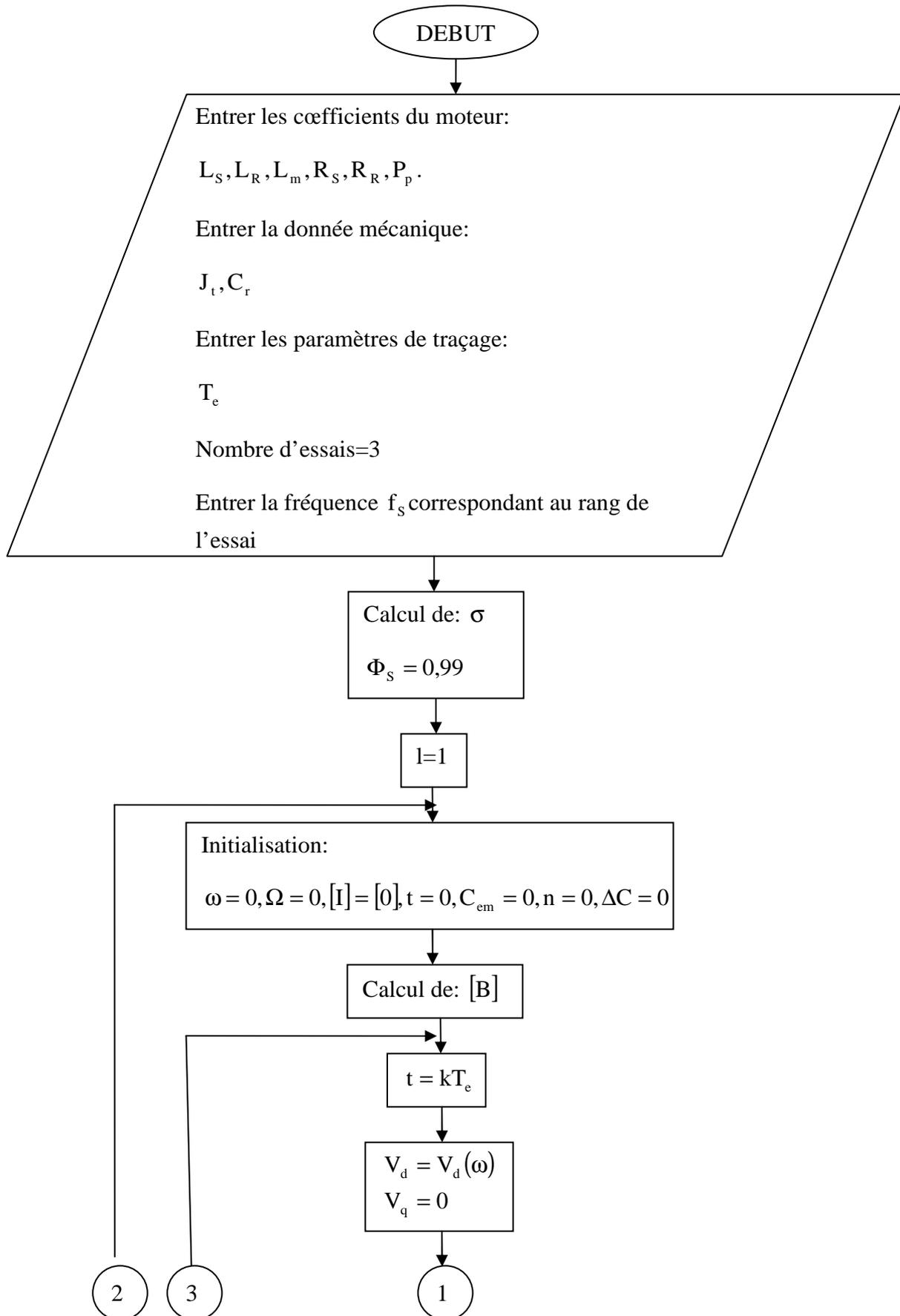
Ce sont les deux premières composantes de la matrice de commande dans ce régime. Les deux dernières sont déjà nulles.

Dans l'algorithme suivant, l'expression du couple est:

$$C_{em} = P_p L_m (I_{Sq} I_{Rd} - I_{Sd} I_{Rq})$$

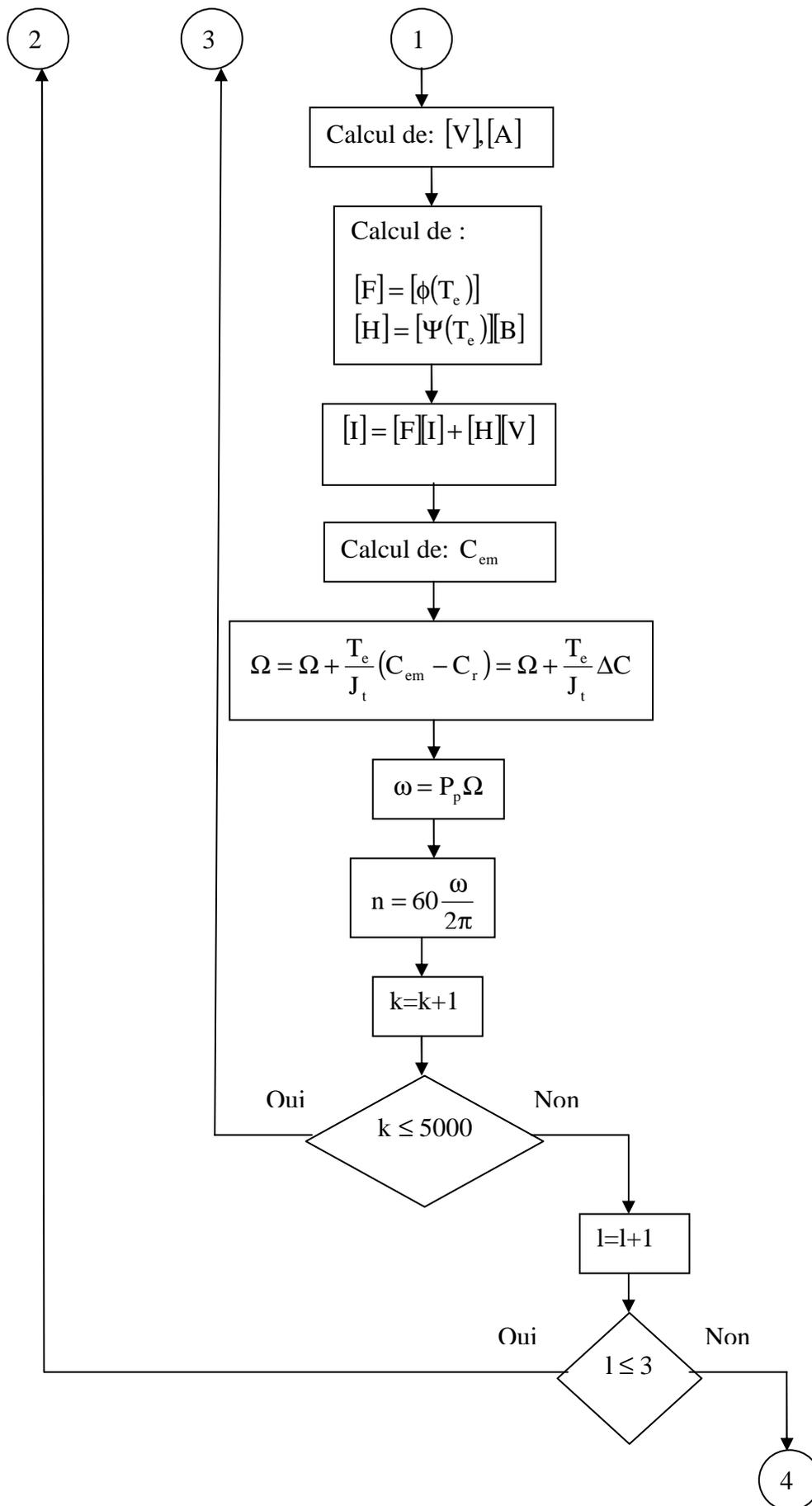


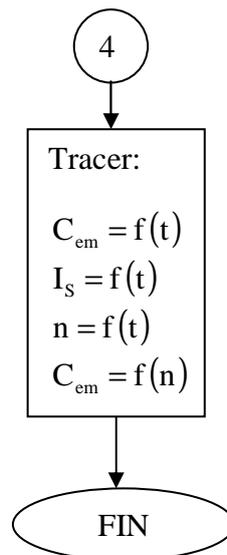
3.1.1. ALGORITHME





Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.





3.1.2. RESULTAT DE LA SIMULATION

Les fréquences à simuler restent les mêmes que celles en régime permanent de basse vitesse.

Voici les résultats de la simulation:

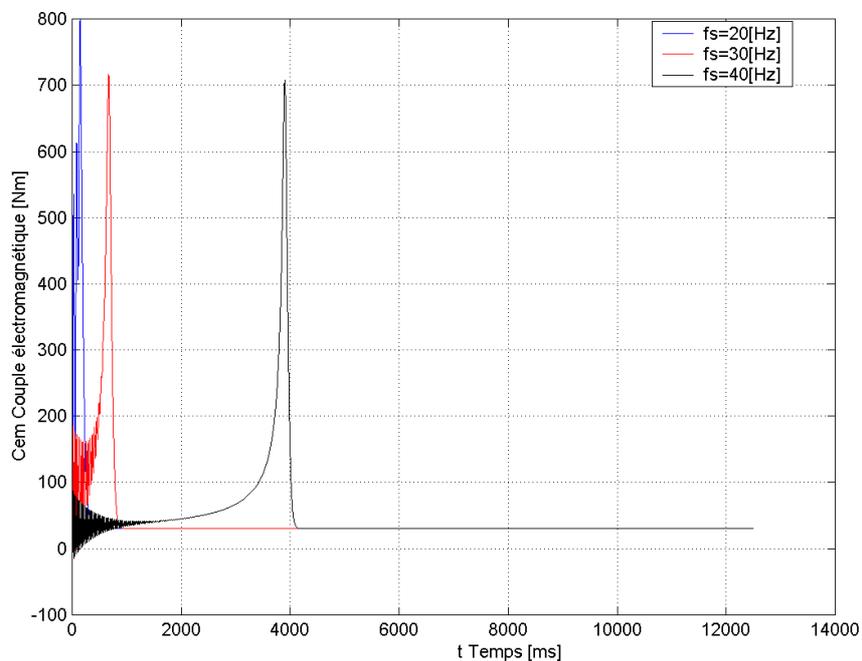


Figure (3.1.2.1) Couple électromagnétique en fonction du temps

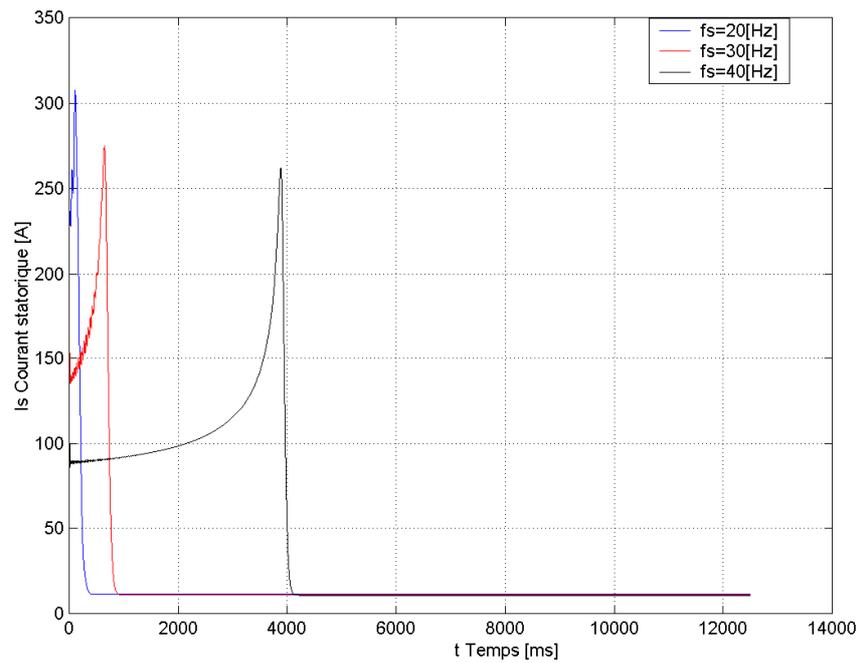


Figure (3.1.2.2) Courant statorique en fonction du temps

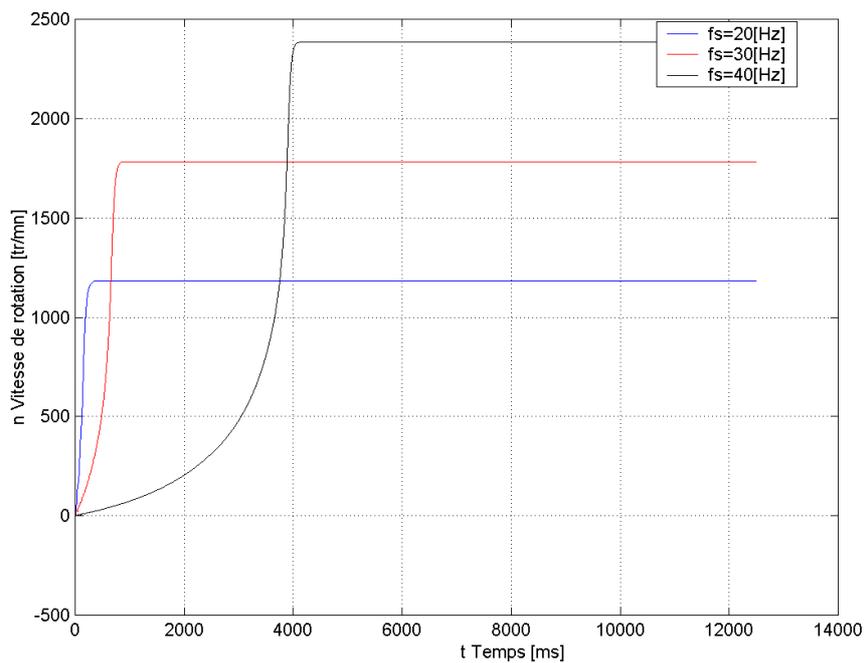


Figure (3.1.2.3) Vitesse du rotor en fonction du temps

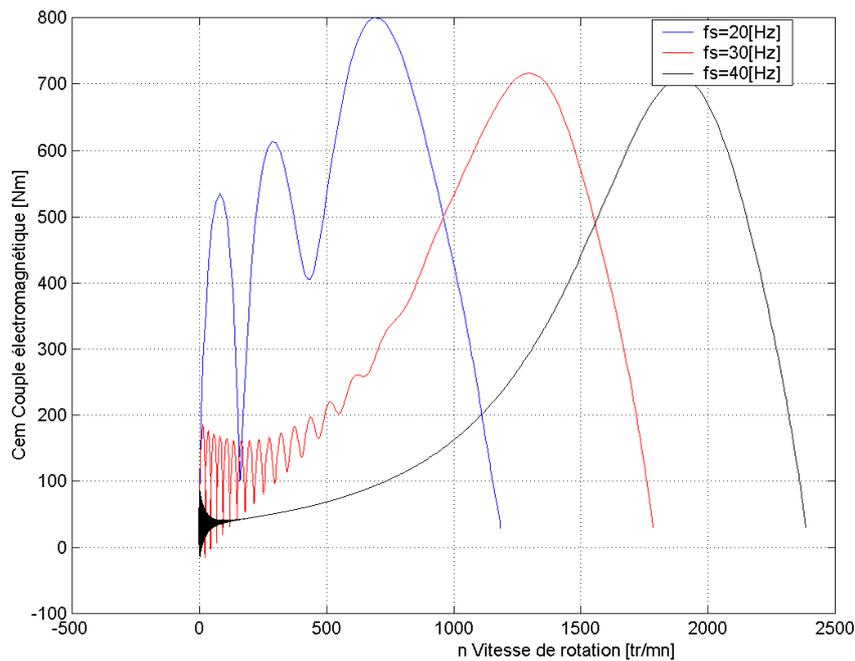


Figure (3.1.2.4) Couple électromagnétique en fonction de la vitesse du rotor

3.1.3. INTERPRETATION DES RESULTATS

- Courbe de la figure (3.1.2.1)

On voit bien ici que, pour ces trois valeurs de la fréquence, le couple de démarrage varie entre 700 à 800[Nm]environ, ce qui est totalement différent de celui qu'on a vu en régime permanent. Après la disparition du régime dynamique, le couple moteur est équivalent au couple résistant.

- Courbe de la figure (3.1.2.2)

Les pics représentent les courants nécessaires pour le démarrage du moteur. Après la phase de transition, le courant reste constant et inférieur au courant nominal.

- Courbe de la figure (3.1.2.3)

Plus la fréquence augmente, plus la durée de la transition devient plus longue. On constate aussi la précision et la rapidité offertes par notre système.

- Courbe de la figure (3.1.2.4)

On voit bien ici l'augmentation du nombre d'oscillations du couple lorsque la fréquence croît. Il faut noter que ces oscillations provoquent des vibrations du moteur.



3.2. REGIME DE SURVITESSE

On a:

$$V_d = R_S I_{Sd} - \omega_S L_S I_{Sq} - \omega_S L_m I_{Rq}.$$

En remplaçant I_{Sd}, I_{Sq}, I_{Rq} par leur expression respective obtenue dans les formules (1.2.2) et (1.2.4), on trouvera :

$$V_d = V_{sd} \frac{R_S \left[R_R (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega L_S L_R) + \omega L_R (R_S L_R \omega + R_R \omega_S L_S) + \omega_S^2 L_S^2 (R_R^2 + \sigma \omega^2 L_R^2) \right] + \omega_S \omega L_m^2 (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega L_S L_R)}{(R_S R_R - \sigma \omega_S \omega L_S L_R)^2 + (R_S L_R \omega + R_R \omega_S L_S)^2}$$

or, on est en régime dynamique à tension constante, c'est-à-dire :

$$V_{sd} = \sqrt{2} V_n$$

donc la première composante de la matrice de commande s'écrit:

$$V_d = V_d(\omega) = \sqrt{2} V_n \frac{R_S \left[R_R (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega L_S L_R) + \omega L_R (R_S L_R \omega + R_R \omega_S L_S) + \omega_S^2 L_S^2 (R_R^2 + \sigma \omega^2 L_R^2) \right] + \omega_S \omega L_m^2 (R_S R_R - \sigma \omega_S \omega L_S L_R)}{(R_S R_R - \sigma \omega_S \omega L_S L_R)^2 + (R_S L_R \omega + R_R \omega_S L_S)^2}$$

, et les trois dernières resteront nulles.

L'expression du couple est la même que celle en régime de basse vitesse.

3.2.1. ALGORITHME

On prendra l'algorithme du régime de basse vitesse en utilisant $V_d = V_d(\omega)$ pour le régime de survitesse qu'on vient d'établir. Le flux Φ_S ne sera plus introduit dans l'algorithme.

3.2.2. RESULTAT DE LA SIMULATION

On prendra toujours les valeurs de fréquences utilisées en régime permanent de survitesse.

Voici les résultats de la simulation:

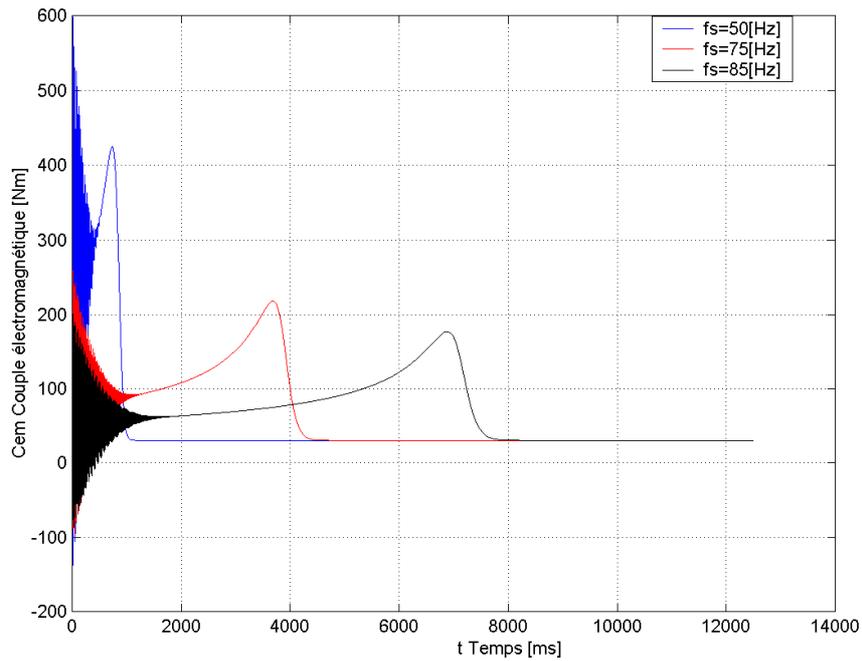


Figure (3.2.2.1) Couple électromagnétique en fonction du temps

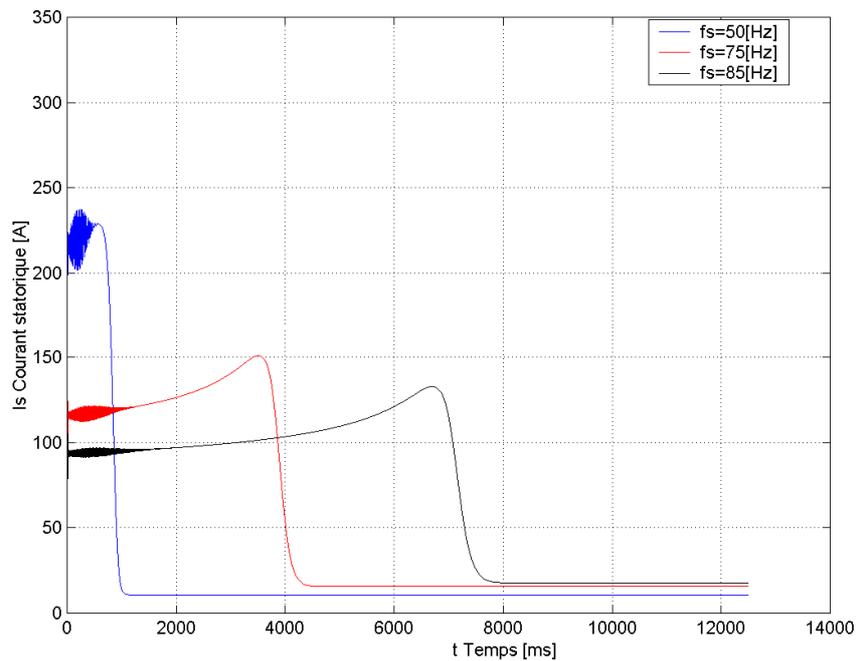


Figure (3.2.2.2) Courant statorique en fonction du temps

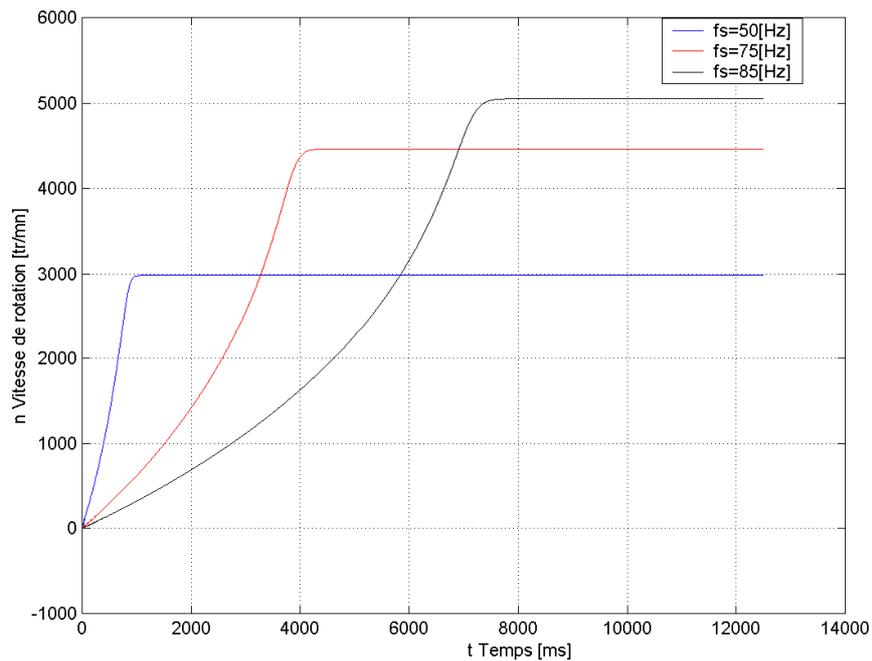


Figure (3.2.2.3) Vitesse du rotor en fonction du temps

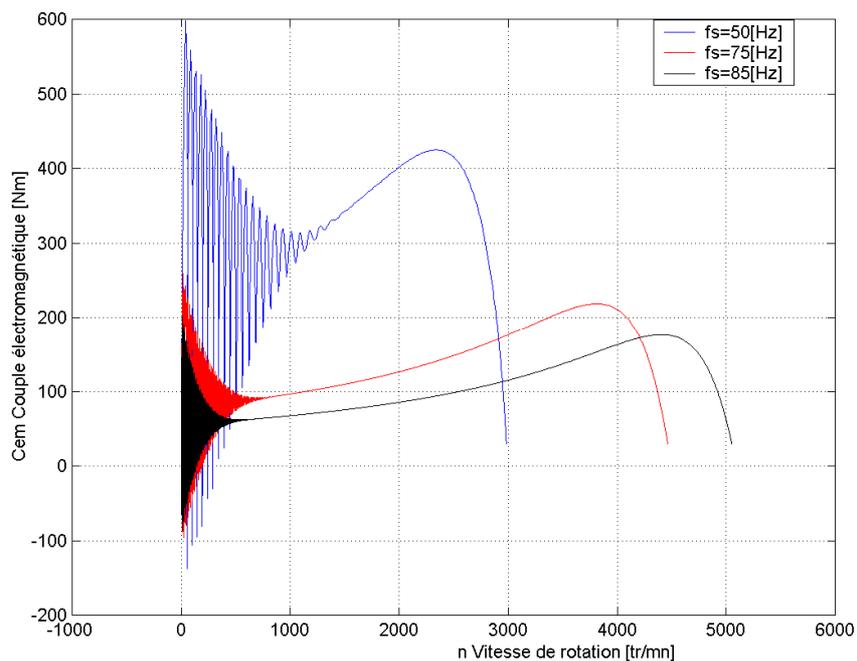


Figure (3.2.2.4) Couple électromagnétique en fonction de la vitesse du rotor

3.2.3. INTERPRETATION DES RESULTATS

- Courbe de la figure (3.2.2.1)

Le couple de démarrage diminue quand la fréquence croît. A la fin de la transition, le couple reste toujours égal au couple résistant.



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

- Courbe de la figure (3.2.2.2)

Le courant de démarrage tend de plus en plus vers le courant nominal pour une fréquence élevée. Les valeurs du courant après la phase transitoire ne sont plus les mêmes.

- Courbe de la figure (3.2.2.3)

On constate la précision de vitesse offerte par notre commande. Pour une fréquence de 85 [Hz], le temps de réponse est d'environ 7,8 [s], c'est assez rapide pour une vitesse supérieure à 5000 $\left[\frac{\text{tr}}{\text{mn}}\right]$.

- Courbe de la figure (3.2.2.4)

On voit toujours la diminution du temps d'oscillation lorsqu'on augmente la vitesse de rotation.

Pour conclure, on peut dire que notre commande est très fiable car elle est à la fois précise et rapide et maîtrise parfaitement le couple en démarrage. De plus, pour une fréquence variant de 20 à 100 [Hz], le courant de démarrage varie entre 1 à 5 fois environ le courant nominal. Pour une commande basée sur le modèle permanent de la machine, la valeur du courant de démarrage est de 5 à 6 fois environ le courant nominal.

Donc, on peut affirmer que grâce à cette commande, on a réussi à limiter l'appel de courant lors de la mise sous tension.

CHAPITRE 5



SIMULATION DU CIRCUIT DE COMMANDE ET CHOIX DES COMPOSANTS

1. SCHEMA THEORIQUE DU CIRCUIT DE COMMANDE

Le schéma de principe du convertisseur de fréquence est présenté sur la figure (1.1). Il comporte :

- un redresseur triphasé à diodes qui délivre une tension continue d'amplitude pratiquement constante (pour une tension alternative d'alimentation constante);
- un étage de filtrage, comportant principalement un circuit RLC;
- un onduleur de tension à thyristors, avec une diode montée en parallèle à tête bêche à chaque thyristor, délivrant des impulsions de tension.

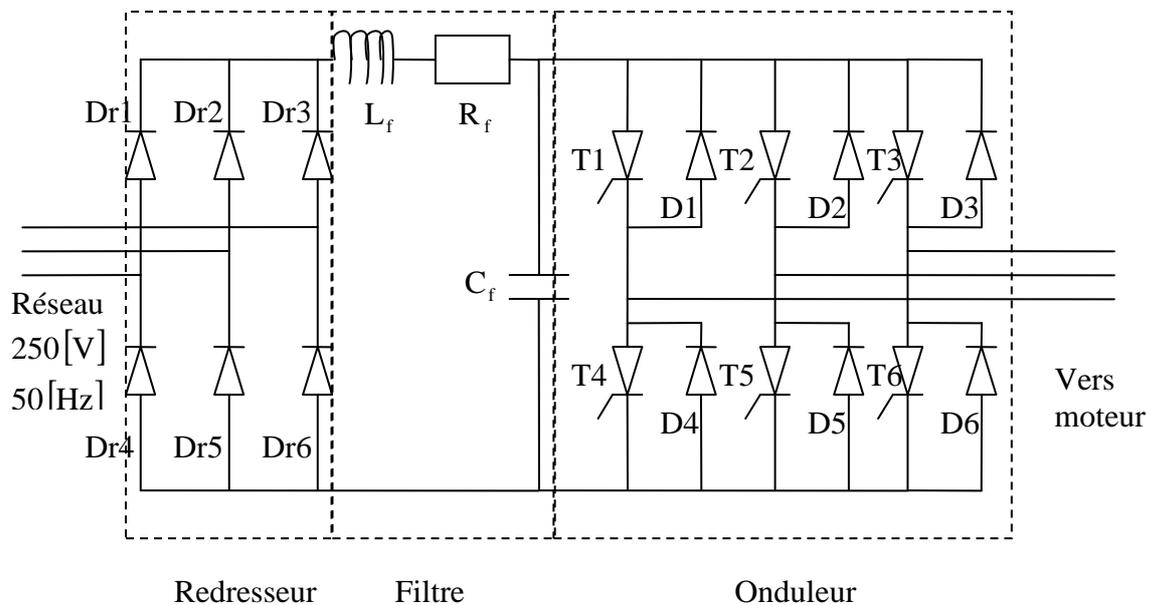


Figure (1.1) Circuit de commande



2. SIMULATION DU CIRCUIT DE COMMANDE

2.1. ENVIRONNEMENT SIMULINK

SIMULINK est un outil additionnel à MATLAB. Il permet de modéliser, de simuler et d'analyser les systèmes dynamiques linéaires ou non linéaires. Il contient une bibliothèque où l'on trouve des blocs classés selon leurs catégories (systèmes discrets ou continus, blocs linéaires ou non linéaires, de connexion, ...).

Pour lancer SIMULINK, il suffit d'exécuter le logiciel MATLAB et de cliquer sur l'icône « Simulink Library Browser » ou taper directement sur la fenêtre de commande le mot « simulink » en minuscule. Tous les éléments nécessaires à la réalisation du circuit de commande sont figurés dans la librairie SIMULINK.

On va utiliser SIMULINK version 5.0 du MATLAB 6.5 pour la simulation du circuit de commande.

2.2. SCHEMA DU CIRCUIT SOUS SIMULINK

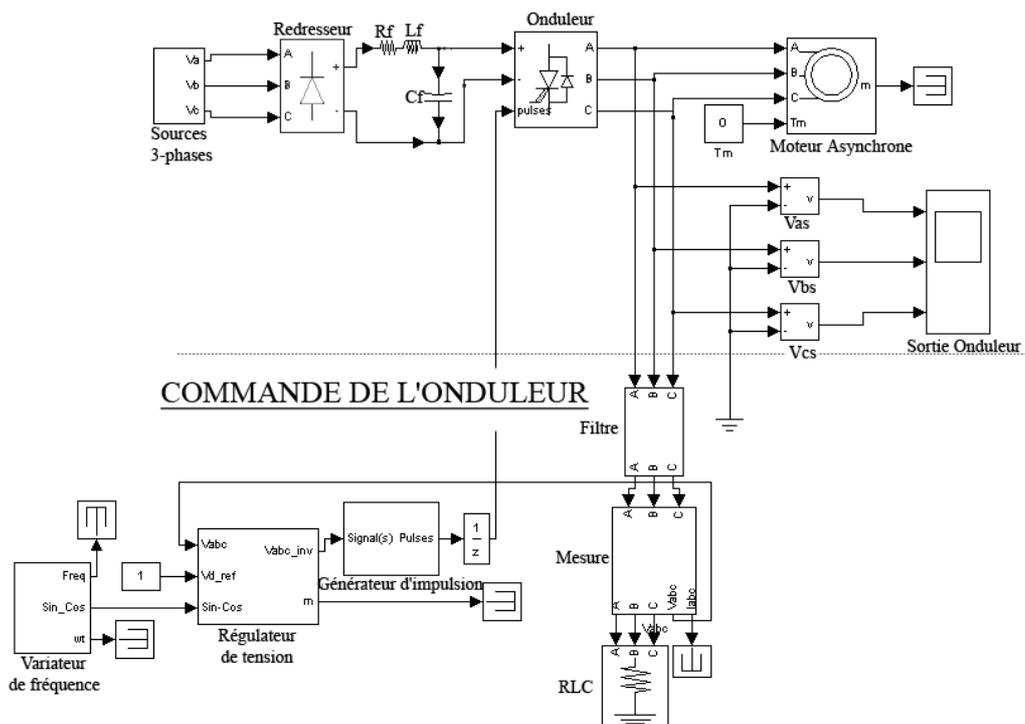


Figure (2.2.1) Simulation du circuit de commande



2.3. RESULTAT DE LA SIMULATION

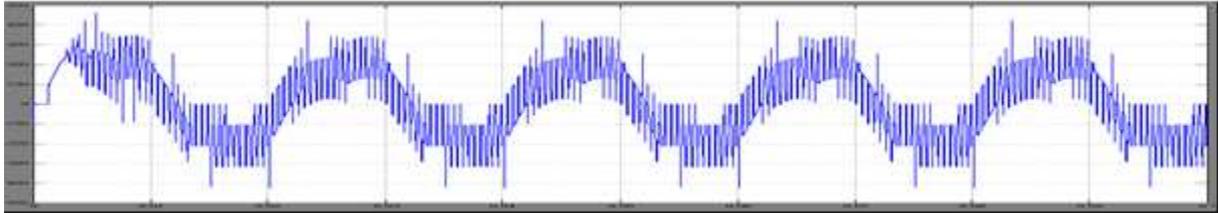


Figure (2.3.1) Tension d'une phase à la sortie de la source triphasée (Phase initiale nulle)



Figure (2.3.2) Tension filtrée

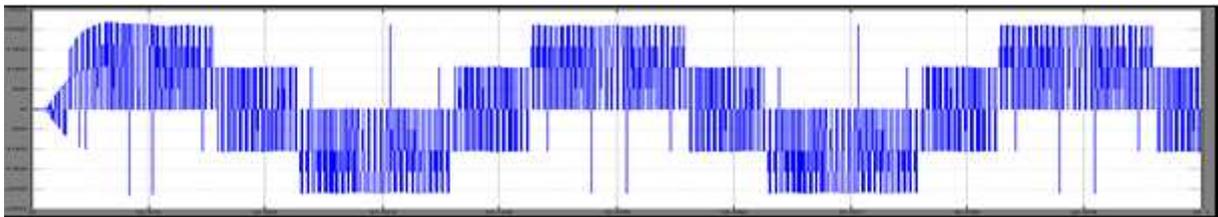


Figure (2.3.3) Tension de la phase (a) du stator ($f_s = 25[\text{Hz}]$)

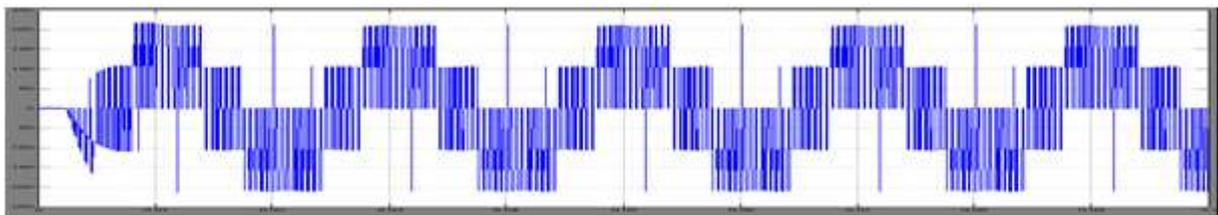


Figure (2.3.4) Tension de la phase (b) du stator ($f_s = 50[\text{Hz}]$)

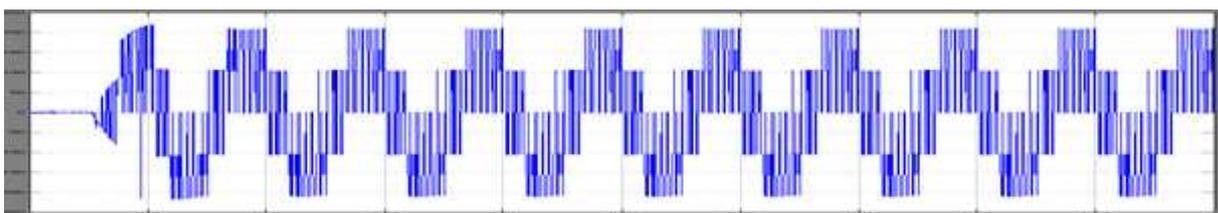


Figure (2.3.5) Tension de la phase (c) du stator ($f_s = 100[\text{Hz}]$)



2.4. INTERPRÉTATION DES RESULTATS

Pour la simulation du circuit de commande, on a utilisé un système discret avec une période d'échantillonnage de 2×10^{-6} [s].

La figure (2.3.1) montre la tension de la phase (a) à l'entrée du redresseur. Elle a une valeur efficace de 250[V]. Cette dernière a été prise afin de compenser la chute de tension dans les convertisseurs statiques.

La tension filtrée est représentée sur la figure (2.3.2). La phase transitoire dure 0,01[s]. Lorsque le régime permanent est atteint, la tension filtrée est quasi continue; on a utilisé un filtre dont la dimension est:

$R_f = 0,4[\Omega]$, $L_f = 0,0002[H]$, $C_f = 0,005[F]$ (attention, ces valeurs sont prises, juste pour avoir une bonne allure lors de la simulation).

Les figures (2.3.3), (2.3.4), (2.3.5) représentent respectivement l'allure de la tension de la phase (a), (b), (c), avec une fréquence statorique respective de 25, 50, 75 [Hz]. On a bien une tension de 220[V] à appliquer à l'entrée de la machine. On est aussi parvenu à varier notre fréquence statorique grâce à cette commande.

Notons que le régulateur de tension dans la commande de l'onduleur sert à garder la proportion entre la tension et le flux en régime de basse vitesse.

3. CHOIX DES COMPOSANTES DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Selon le cahier des charges, on a besoin d':

- une tension nominale d'alimentation $V_n = 220/380[V]$;
- un courant nominal $I_n = 81[A]$.

On utilise des diodes et des thyristors pouvant supporter:

- une tension de claquage inverse répétitive de 1,045 fois la tension redressée maximale.
Pour la sécurité, prenons un coefficient égal à 2, on a donc: $V_{RRM} \geq 380 \times 2 = 760[V]$.
- Un courant direct maximal de 1,5 fois le courant nominal,
soit: $I_{TM} \geq 1,5 \times 81 = 121,5[A]$.

Le choix des composants repose aussi sur leur encombrement.

Pour une réalisation, on pourra prendre les diodes et les thyristors suivants:



Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en tension.

Type	V_{RRM} [V]	t_j [°C]	I_{TSM} [A]
M16	1400	135	230

Tableau (3.1) Caractéristiques des diodes

Référence	V_{RRM} [V]	I_H [mA]	t_j [°C]	t_q [µs]	I_{TSM} [A]
TYN 1010	1000	30	110	40	150

Tableau (3.2) Caractéristiques des diodes

I_H : Courant de maintien;

t_j : Température admissible;

t_q : Temps de recouvrement;

I_{TSM} : Courant direct de pointe non répétitive maximal;

V_{RRM} : Tension inverse.

Pour le filtre, le dimensionnement est basé sur sa fonction de transfert:

$$F(p) = \frac{1}{1 + R_f C_f p + L_f C_f p^2} \quad (3.1)$$

soit un gain de:

$$G = 20 \log \left| \frac{1}{1 - L_f C_f \omega^2 + R_f C_f \omega j} \right| \quad (3.2)$$

En calculant la tension redressée maximale par la formule: $V_d = \frac{2 \times 3}{\pi} V_m \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)$, on obtiendra

$$V_d = 514,59[V]. \text{ Le gain en décibel sera de: } G = 20 \log\left(\frac{514,59}{380}\right) = 2.63[dB].$$

Le filtre sera dimensionné en fixant la valeur de l'inductance et de la capacité, et on tire la résistance correspondante. Il faut noter qu'il existe une multitude de dimensions du filtre, mais l'important c'est d'obtenir le même gain pour une même tension d'entrée et de sortie. On pourra prendre par exemple: $R_f = 0,001[\Omega]$, $L_f = 2,64[mH]$, $C_f = 0.001[F]$.

CONCLUSION



CONCLUSION

Cette étude nous a permis d'améliorer nos connaissances en électrotechnique. On a réussi à simuler les comportements d'un moteur asynchrone alimenté en tension. Cette simulation a été traitée sous MATLAB. On a même conçu un logiciel de simulation afin de pouvoir visualiser les différentes caractéristiques du moteur. Les moteurs à cage, qui présentent plus d'avantage par rapport aux moteurs à bague, sont les plus ciblés par ce type de commande. Les utilisateurs de ces moteurs n'auront plus de problème à les manipuler lors du démarrage ou en régime permanent, car ce genre de variateur peut résoudre non seulement le contrôle de la vitesse mais aussi la maîtrise du couple. De plus, la commande peut limiter l'appel de courant lors de la mise sous tension.

Grâce à SIMULINK, on est aussi parvenu à simuler les circuits de commande de convertisseurs statiques qui alimentent le moteur à fréquence variable. On a pu enrichir nos savoirs sur l'électronique de commande et de puissance.

Pour l'amélioration de ce mémoire, le lecteur pourra peut-être envisager d'incruster un capteur de position au niveau du rotor et de comparer les résultats avec la commande sans capteur.

Enfin, on espère que ce travail apportera sa contribution à la formation d'ingénieurs au sein de l'ESPA.



BIBLIOGRAPHIE

- [1]-Carlos Canudas de wit : « *Modélisation, contrôle vectoriel et D.T.C* », Paris, édition Hermès, année 2000.
- [2]-Kostenko-Piotrovski : « *Machines électriques* », Tome II, Mouscou, édition Mir, année 1977.
- [3]-Luc Mutrel : « *Le moteur asynchrone régime statique et dynamique* », année 1999.
- [4]-Ravelojaona Andriantsitoherintsoa : « *Commande par variation de fréquence d'un moteur asynchrone triphasé* », année 2005.
- [5]-Mokhtari M : « *Matlab 5.2-5.3 et Simulink* », Berlin, année 2000.
- [6]-« *Charte* ».
- [7]-« *Decret* ».

Mecie ».

ANNEXES

ANNEXES

1. PRESENTATION DU LOGICIEL SMACT

Le logiciel « SMACT » est une application permettant de visualiser les caractéristiques d'un moteur asynchrone avec une alimentation en tension. Le mot « SMACT » est un peu le diminutif de: « Simulation du Moteur Asynchrone Contrôlé en Tension ». Le mode d'emploi de cette application est déjà fourni dans le logiciel.

« SMACT » contient quatre fenêtres à savoir:

- la fenêtre d'accueil

c'est une interface de bienvenue sur « SMACT », on y trouve le choix du régime qu'on désire explorer. Il y a aussi le bouton d' « AIDE » pour passer à la fenêtre d'aide. Le bouton « QUITTER » permet de sortir de « SMACT ».



Figure (1.1) Interface de Menu « SMACT »

- La fenêtre d'aide

C'est là qu'on trouve le guide d'utilisation de « SMACT ».

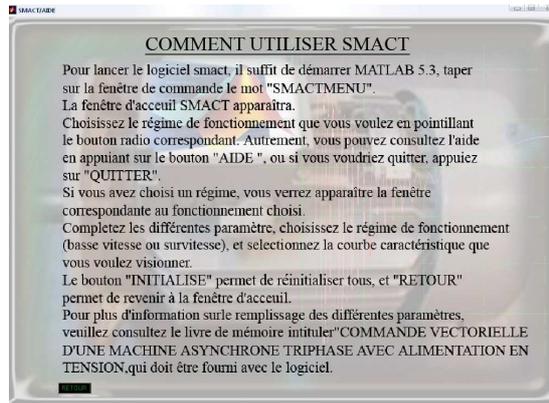


Figure (1.2) Interface d'aide « SMACT »

- La fenêtre du régime permanent

C'est l'interface où l'on visualise l'allure de la courbe caractéristique d'un moteur donné en régime permanent.

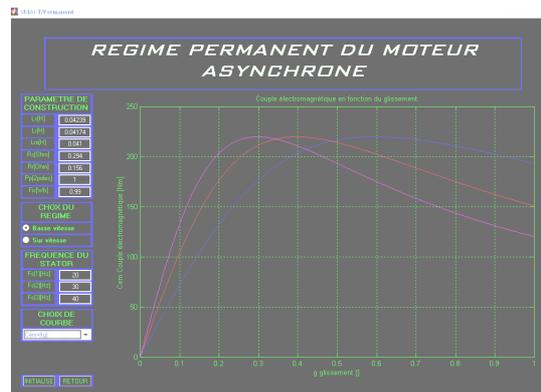


Figure (1.3) Interface du régime permanent du moteur asynchrone « SMACT »

- Et la fenêtre du régime transitoire

On y trouve les courbes caractéristiques du moteur en régime transitoire.

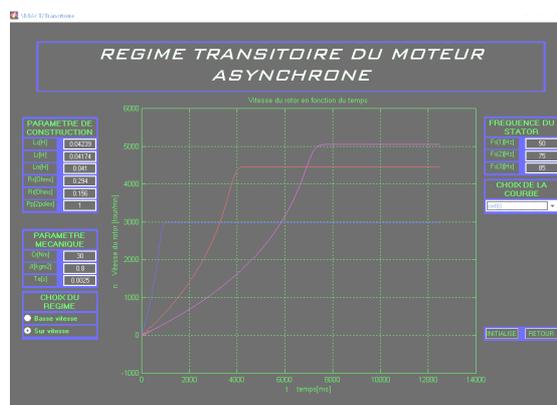


Figure (1.4) Interface du régime transitoire du moteur asynchrone « SMACT »

Un exemple de paramétrage du moteur dans le chapitre «REGIME PERMANENT DU MOTEUR ASYNCHRONE» et aussi dans «REGIME DYNAMIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE» aidera l'utilisateur de ce logiciel. Il est donc conseillé de lire attentivement cet ouvrage avant tout emploi de l'application « SMACT ».

2. IMPACT ENVIRONNEMENTAL

Actuellement, les industries utilisent des moteurs alimentés en tension alternative, mais le plus commode et le plus fréquemment employé est le moteur asynchrone.

En effet, ces machines présentent une multitude d'avantages dans le domaine industriel, malgré ses quelques défauts du point de vue technique ainsi que ses manipulations.

De nos jours, les hommes cherchent toujours à améliorer et à approfondir leurs propres créations tout en respectant les qualités externes c'est-à-dire les conséquences bonnes ou néfastes de leurs créations vis-à-vis de leur entourage.

Il est donc nécessaire d'étudier les impacts environnementaux engendrés par l'utilisation de ce type de moteur.

2.1. SOURCES DES IMPACTS

Concernant cette étude, les impacts peuvent être dus à des phénomènes et éléments différents.

-Tout d'abord, il y a les phénomènes d'induction magnétique, c'est-à-dire l'apparition des ondes qui se propagent partout aux alentours de la machine.

-Des couples résistants élevés et la grande difficulté de la régulation de vitesse peuvent causer une vibration et des nuisances sonores assez importantes.

-Il faut aussi prendre en compte les lignes de transport des énergies qui alimentent ces machines de grandes puissances dans le cas du fonctionnement en moteur, ainsi que les masses métalliques.

Cependant, certaines sources présentent des avantages au profit des constructeurs et des simples utilisateurs à savoir :

- La conception de la machine : sa robustesse, la simplicité de sa structure, son poids, ainsi que sa taille.

-Côté rendement, les machines asynchrones triphasées offrent une rentabilité satisfaisante.

-Et enfin, le plus appréciable est sa facilité de maintenance et son coût relativement faible.

2.2. ANALYSE DES IMPACTS

2.2.1. IMPACT POSITIF

Concernant les sources des impacts positifs, elles contribuent à l'efficacité, à la facilité d'emploi et à la résolution du problème de déplacement de la machine. En effet, elles offrent de nouvelles perspectives technologiques dans de nombreux domaines industriels où l'on apprécie plus particulièrement sa facilité de maintenance. Du point de vue économique ou plus précisément, capacité de production, la puissance d'une machine asynchrone va de quelques dizaines à plusieurs centaines de Watt, avec une vitesse relativement constante quand elles sont alimentées par un réseau à fréquence constante.

Enfin, de nombreuses applications technologiques ont pu être développées et réalisées dans le secteur industriel aussi varié que la production textile ou chimique, machines outils et traction électrique ferroviaire ou automobile.

2.2.2. IMPACT NEGATIF

- Passif environnemental :

L'onde magnétique est la moins passive parmi les sources d'impacts citées. En fait, c'est à la fois inoffensive, car cette source d'impact n'agit pas immédiatement sur les personnes situant au voisinage de la machine, mais aussi la plus dangereuse parce qu'au cours du temps elle peut entraîner le cancer.

Il y a aussi le phénomène vibratoire qui pourra entraîner l'érosion du sol. La valeur raisonnable pour les amplitudes de vibration est de 16 à 40 [μm] à 1500 [tr/min].

- Enjeu environnemental:

Les fuites de courant sur les lignes de transport, ainsi que les contacts métalliques se manifestent sous différentes formes.

- Effet du courant sur le corps humain:

Le tableau suivant montre les plages du courant et leur effet respectif sur un individu, dont la fréquence est de 25 à 100 périodes par seconde, c'est-à-dire à basse fréquence.

Plage de courant	Effet
10 à 30 [mA]	Contraction musculaire
30 à 75 [mA]	Risque d'asphyxie et blocage de la cage thoracique
75 à 1000[mA]	Arrêt cardiaque.

Tableau (2.2.2.1) Effet du courant sur le corps humain

A haute fréquence, c'est-à-dire à 5000 périodes par seconde, la conséquence corporelle est moins pérille car le courant ne fait que traverser la couche externe de la peau.

- Effet de la tension sur le corps humain :

Chaque individu a sa propre résistance corporelle, mais la valeur minimale est de 1000 [Ω]. Le tableau suivant montre le type de courant et la valeur de la tension à partir de laquelle elle devient dangereuse.

Type de courant	Valeur de la tension
Courant continu	A partir de 50[V]
Courant alternatif	A partir de 25[V]

Tableau (2.2.2.2) Valeur de la tension dont il faut se méfier

Dans un milieu immergé, on a comme valeurs :

Type de courant	Valeur de la tension
Courant continu	A partir de 12[V]
Courant alternatif	A partir de 25[V]

Tableau (2.2.2.3) Valeur de la tension dont il faut se méfier en milieu immergé

2.3. MESURES D'ATTENUATION

-Pour les ondes magnétiques, le mieux c'est d'isoler la machine dans une pièce dont les murs ont une résistance magnétique assez élevée.

-L'installation doit être munie d'un dispositif d'amortissement entre le sol et la machine pour réduire l'effet de la vibration.

-Pour la sécurité des personnels, selon le décret du 14 Novembre 1952 et la norme Française NFC 15100, toute installation en basse tension doit avoir la protection contre le contact indirect c'est-à-dire le « régime du neutre » à savoir :

- Le régime TT :

Le neutre et la masse sont reliés à la terre. Dès qu'un défaut survient, il y a coupure : c'est la coupure au premier défaut.

- Le régime TN :

Le neutre est relié directement à la terre et les masses sont reliées au neutre.

- Le régime IT :

Le neutre est isolé de la terre ou relié à la terre par une impédance. Les masses sont reliées à la terre. Le premier défaut ne présente pas de danger, mais il doit être signalé et recherché pour être éliminé.

3. LISTE DE PROGRAMMATION

3.1. REGIME PERMANENT A FLUX CONSTANT

```
for t=1:3;
    Fs(t)=input(['Fs(',num2str(t),'=']);
end
T=zeros(3,1000);
N=zeros(3,1000);
I=zeros(3,1000);
sigma=1-(Lm^2)/(Ls*Lr);
fn=50;
Un=220;
Wn=2*pi*fn;
for t=1:3;
    Ws(t)=2*pi*Fs(t);
    ns(t)=60*Fs(t)./Pp;
    Nr=0;
    tem=0;
    Is=0;
    for g=0.001:0.001:1;
        Wr(t)=g*Ws(t);
        nr=ns(t)*(1-g);
        Nr=[Nr nr];
        C1(t)=(Rs*Rr)-(sigma*Ws(t)*Wr(t)*Ls*Lr);
        C2(t)=(Rs*Wr(t)*Lr)+(Rr*Ws(t)*Ls);
        C3(t)=Rr^2+(sigma*Wr(t)^2*Lr^2);
        C4(t)=(sigma*Wr(t)*Lr/Rr)^2;
        C5(t)=(1-(sigma*Ws(t)*Wr(t)*Ls*Lr/Rs*Rr))^2;
        C6(t)=((Ws(t)*Ls/Rs)+(Wr(t)*Lr/Rr))^2;
        Vsd(t)=((Fis*Rs)/(Ls))*sqrt((C5(t)+C6(t))/(1+C4(t)));
        is(t)=Vsd(t)*((Rr*C1(t)+(Wr(t)*Lr*C2(t))-(i*Ws(t)*Ls*C3(t)))/(C1(t)^2+C2(t)^2);
```

```

    Ismod=abs(is(t));
    Is=[Is Ismod];
    Tem=(Pp*Rr*Wr(t)*Lm^2*Fis^2)/(Ls^2*(Rr^2+(sigma^2*Lr^2*Wr(t)^2)));
    tem=[tem Tem];
end
Nrr=Nr(2:1001);
temm=tem(2:1001);
Iss=Is(2:1001);
for m=1:1000;
    N(t,m)=Nrr(1,m);
    T(t,m)=temm(1,m);
    I(t,m)=Iss(1,m);
end
end

```

3.2. REGIME PERMANENT A TENSION CONSTANT

```

for t=1:3;
    Fs(t)=input(['Fs(',num2str(t),')=']);
end
T=zeros(3,1000);
N=zeros (3,1000) ;
I=zeros(3,1000);
sigma=1-(Lm^2)/(Ls*Lr);
fn=50;
Un=220;
Wn=2*pi*fn;
for t=1:3;
    Ws(t)=2*pi*Fs(t) ;
    ns (t)=60*Fs(t)./Pp;
    Nr=0;
    tem=0;
    Is=0;
    for g=0.001:0.001:1;

```

```

Wr(t)=g*Ws(t);
nr=ns(t)*(1-g);
Nr=[Nr nr];
C1(t)=(Rs*Rr)-(sigma*Ws(t)*Wr(t)*Ls*Lr);
C2(t)=(Rs*Wr(t)*Lr)+(Rr*Ws(t)*Ls);
C3(t)=Rr^2+(sigma*Wr(t)^2*Lr^2);
Vsd(t)=sqrt(2)*Un;
is(t)=Vsd(t)*((Rr*C1(t)+(Wr(t)*Lr*C2(t))-(j*Ws(t)*Ls*C3(t)))/(C1(t)^2+C2(t)^2);
Ismod=abs(is(t));
Is=[Is Ismod];
Tem=(Pp*Rr*Wr(t)*Lm^2*(Vsd(t)/Ws(t))^2)/(Ls^2*(Rr^2+(sigma^2*Lr^2*Wr(t)^2)));
tem=[tem Tem];
end
Nrr=Nr(2:1001);
temm=tem(2:1001);
Iss=Is(2:1001);
for m=1:1000;
    N(t,m)=Nrr(1,m);
    T(t,m)=temm(1,m);
    I(t,m)=Iss(1,m);
end
end

```

3.3. REGIME TRANSITOIRE A FLUX CONSTANT

```

for l=1:3;
    Fs(l)=input('fs:');
end
sigma=1-(Lm^2/(Ls*Lr));
taur=Lr/Rr;
taus=Ls/Rs;
D1=sigma*Ls*taur;
D2=sigma*Lr*taus;
D3=sigma*Lr*Ls;

```

```

Fis=0.99;
for l=1:3;
    ws(l)=2*pi*Fs(l);
    for i=1:4;
        X(i,1)=0;
        X1(i,1)=0;
        H(i,1)=0;
        F2(i,1)=0;
    end
    w1=0;
    w=0;
    t=0;
    Ca=0;
    I=0;
    Cm=0 ;
    Tm=0;
    wr=0 ;
    N=0;
    Cma=0;
    Ima=0;
    wma=0;
    for i=1:4;
        F1(:,i)=0;
        F(:,i)=0;
        H(:,i)=0;
        B(:,i)=0;
    end
    B(1,1)=1/(sigma*Ls);
    B(1,2)=0;
    B(1,3)=-Lm/(D3);
    B(1,4)=0;
    B(2,1)=0;
    B(2,2)=1/(sigma*Ls);
    B(2,3)=0;

```

$B(2,4)=-Lm/(D3);$
 $B(3,1)=-Lm/(D3);$
 $B(3,2)=0;$
 $B(3,3)=1/(\sigma*Lr);$
 $B(3,4)=0;$
 $B(4,1)=0;$
 $B(4,2)=-Lm/(D3) ;$
 $B(4,3)=0;$
 $B(4,4)=1/(\sigma*Lr) ;$
for k=0:5000;
 $G=Te/Jt;$
 temp=k*Te;
 t=[t temp];
 $A(1,1)=-1/(\sigma*\tau_a);$
 $A(1,2)=(wr/\sigma)+(ws(l)-wr);$
 $A(1,3)=Lm/(D1);$
 $A(1,4)=(Lm/(\sigma*Ls))*(wr);$
 $A(2,1)=((-wr)/\sigma)-(ws(l)-wr);$
 $A(2,2)=-1/(\sigma*\tau_a);$
 $A(2,3)=(Lm/(\sigma*Ls))*(-wr);$
 $A(2,4)=Lm/(D1);$
 $A(3,1)=Lm/(D2);$
 $A(3,2)=(Lm/(\sigma*Lr))*(-wr);$
 $A(3,3)=-1/(\sigma*\tau_a);$
 $A(3,4)=((-wr)/\sigma)+ws(l);$
 $A(4,1)=(Lm/(\sigma*Lr))*(wr);$
 $A(4,2)=Lm/(D2);$
 $A(4,3)=((wr)/\sigma)-ws(l);$
 $A(4,4) =-1/(\sigma*\tau_a);$
 $T=k*Te;$
 $C1(l)=((\sigma*(ws(l)-wr)*Lr)/Rr)^2;$
 $C2(l)=(1-((\sigma*ws(l)*(ws(l)-wr)*Ls*Lr)/(Rs*Rr)))^2;$
 $C3(l)=(((ws(l)*Ls)/Rs)+(((ws(l)-wr)*Lr)/Rr))^2;$
 $Vd(l)=((Fis*Rs)/Ls)*\text{sqrt}((C2(l)+C3(l))/(1+(C1(l)^2)));$

```

Vq(1)=0;
U(1,1)=Vd(1);
U(2,1)=Vq(1);
U(3,1)=0;
U(4,1)=0;
for i=1:4
    for j=1:4
        if i==j
            P0(i,j)=1;
        else
            P0(i,j)=0;
        end
    end
end
end
At=A*(Te);
P1=At*(1/2);
P21=P1*At;
P2=P21*(1/3);
P31=P2*At;
P3=P31*(1/4);
P41=P3*At;
P4=P41*(1/5);
P51=P4*At;
P5=P51*(1/6);
Pi=P0+P1;
Pi=Pi+P2;
Pi=Pi+P3;
Pi=Pi+P4;
Pi=Pi+P5;
Pi=Pi*(Te);
A1=A*Pi;
F1=P0+A1;
H=Pi*B;
F2=F1*X;

```

```

H1=H*U;
X1=F2+H1;
X=X1;
X11=X1;
if X1(1,1)>Ima
    Ima=X1(1,1);
end
I=[I X1(1,1)];
Cm=3*Pp*Lm*((X1(2,1)*X1(3,1))-(X1(1,1)*X1(4,1)));
Tm=[Tm Cm] ;
Cm1=Cm;
if Cm>Cma
    Cma=Cm;
end
Ca=Cm-Cr;
w1=w+G*Ca;
w=w1;
wr=w*Pp;
nrr=((wr)/(2*pi))*60;
wrr1=2*pi*nrr/60;
nrr=nrr/Pp;
N=[N nrr];
end
N=N(2:5001);
I=I(2:5001);
Tm=Tm(2:5001);
for m=1:5000;
    TT(1,m)=Tm(1,m);
    II(1,m)=I(1,m);
    NN(1,m)=N(1,m);
end
end
end

```

3.4. REGIME TRANSITOIRE A TENSION CONSTANT

```
for l=1:3;
    Fs(l)=input('fs:');
end
sigma=1-(Lm^2/(Ls*Lr));
taur=Lr/Rr;
taus=Ls/Rs;
D1=sigma*Ls*taur;
D2=sigma*Lr*taus;
D3=sigma*Lr*Ls;
Un=220;
for l=1:3;
    ws(l)=2*pi*Fs(l);
    for i=1:4;
        X(i,1)=0;
        X1(i,1)=0;
        H(i,1)=0;
        F2(i,1)=0;
    end
    w1=0;
    w=0;
    t=0;
    Ca=0;
    I=0;
    Cm=0;
    Tm=0;
    wr=0 ;
    N=0;
    Cma=0;
    Ima=0;
    wma=0;
    for i=1:4;
```

```

    F1(:,i)=0;
    F(:,i)=0;
    H(:,i)=0;
    B(:,i)=0;
end
B(1,1)=1/(sigma*Ls);
B(1,2)=0;
B(1,3)=-Lm/(D3);
B(1,4)=0;
B(2,1)=0;
B(2,2)=1/(sigma*Ls);
B(2,3)=0;
B(2,4)=-Lm/(D3);
B(3,1)=-Lm/(D3);
B(3,2)=0;
B(3,3)=1/(sigma*Lr);
B(3,4)=0;
B(4,1)=0;
B(4,2)=-Lm/(D3);
B(4,3)=0;
B(4,4)=1/(sigma*Lr);
for k=0:5000;
    G=Te/Jt;
    temp=k*Te;
    t=[t temp];
    A(1,1)=-1/(sigma*taus);
    A(1,2)=(wr/sigma)+(ws(l)-wr);
    A(1,3)=Lm/(D1);
    A(1,4)=(Lm/(sigma*Ls))*(wr);
    A(2,1)=[(-wr)/sigma]-(ws(l)-wr);
    A(2,2)=-1/(sigma*taus);
    A(2,3)=(Lm/(sigma*Ls))*(-wr);
    A(2,4)=Lm/(D1);
    A(3,1)=Lm/(D2);

```

```

A(3,2)=(Lm/(sigma*Lr))*(-wr);
A(3,3)=-1/(sigma*taur);
A(3,4)=((-wr)/sigma)+ws(l);
A(4,1)=(Lm/(sigma*Lr))*(wr);
A(4,2)=Lm/(D2);
A(4,3)=((wr)/sigma)-ws(l);
A(4,4)=-1/(sigma*taur);
T=k*Te;
C1(l)=(Rs*Rr)-(sigma*ws(l)*(ws(l)-wr)*Ls*Lr);
C2(l)=(Rs*(ws(l)-wr)*Lr)+(Rr*ws(l)*Ls);
C3(l)=Rr^2+(sigma*(ws(l)-wr)^2*Lr^2);
Vsd(l)=sqrt(2)*Un;
Vd(l)=Vsd(l)*((Rs*(Rr*C1(l)+(ws(l)-wr)*Lr*C2(l)))+(ws(l)^2*Ls^2*C3(l)))+(ws(l)*(ws(l)-
wr)*Lm^2*C1(l))/(C1(l)^2+C2(l)^2);
Vq(l)=0;
U(1,1)=Vd(l);
U(2,1)=Vq(l);
U(3,1)=0;
U(4,1)=0;
for i=1:4
    for j=1:4
        if i==j
            P0(i,j)=1;
        else
            P0(i,j)=0;
        end
    end
end
At=A*(Te);
P1=At*(1/2);
P21=P1*At;
P2=P21*(1/3);
P31=P2*At;
P3=P31*(1/4);

```

```

P41=P3*At;
P4=P41*(1/5);
P51=P4*At;
P5=P51*(1/6);
Pi=P0+P1;
Pi=Pi+P2;
Pi=Pi+P3;
Pi=Pi+P4;
Pi=Pi+P5;
Pi=Pi*(Te);
A1=A*Pi;
F1=P0+A1;
H=Pi*B;
F2=F1*X;
H1=H*U;
X1=F2+H1;
X=X1;
X11=X1;
if X1(1,1)>Ima
    Ima=X1(1,1);
end
I=[I X1(1,1)];
Cm=3*Pp*Lm*((X1(2,1)*X1(3,1))-(X1(1,1)*X1(4,1)));
Tm=[Tm Cm];
Cm1=Cm;
if Cm>Cma
    Cma=Cm;
end
Ca=Cm-Cr;
w1=w+G*Ca;
w=w1;
wr=w*Pp;
nrr=((wr)/(2*pi))*60;
wrr1=2*pi*nrr/60;

```

```
nrr=nrr/Pp;  
N=[N nrr];  
end  
N=N(2:5001);  
I=I(2:5001);  
Tm=Tm(2:5001);  
for m=1:5000;  
    TT(1,m)=Tm(1,m);  
    II(1,m)=I(1,m);  
    NN(1,m)=N(1,m);  
end  
end
```