

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou



Faculté De Génie Electrique Et Informatique

Département D'électrotechnique

Mémoire De Magister En Electrotechnique

Option : Entraînements Electriques

Présenté par :

OUARTEL Bachir

Thème

**Etude de fonctionnement de l'entraînement électrique
d'une grue de fonderie par le système variateur de
fréquence – moteur asynchrone**

Devant le jury composé de :

NEDJAR Mohammed, Professeur, Université de Tizi-Ouzou, Président

CHAIBI Rachid, Professeur, Université de Tizi-Ouzou, Rapporteur

MAIDI Ahmed, Professeur, Université de Tizi-Ouzou, Examineur

BOUTORA Youcef, Maître de conférences A, Université de Tizi-Ouzou, Examineur

ZAOUIA Mustapha, Maître de conférences A, Université de Tizi-Ouzou, Examineur

Soutenu le :

Remerciements

Je tiens en premier lieu à remercier mon Dieu qui m'a donnée toutes forces pour finaliser ce travail.

*Je voudrais tout d'abord adresser ma gratitude à mon promoteur Monsieur **CHAIBI Rachid**, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour l'encadrement qu'il m'a assuré et ses précieux et judicieux conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de ce projet, sa confiance témoignée, sans oublier sa qualité humaine.*

*Je tiens à remercier très vivement Monsieur **NEDJAR MOHAMMED**, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*Je remercie également Monsieur **MAIDI Ahmed**, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour avoir accepté de participer à ce jury.*

*Je désire aussi remercier Messieurs **BOUTORA YUCEF** et **ZAOUIA MUSTAPHA**, Maître de conférence A à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou d'accepter de faire partie du jury.*

Je souhaite remercier, toute l'équipe pédagogique de la faculté de génie électrique et de l'informatique de l'UMMTO pour leur serviabilité.

Je n'oublie bien évidemment pas mes camarades de formation et les remercie chaleureusement pour tous ces agréables moments passés ensemble.

J'adresse enfin mes sincères remerciements à toute ma famille, et plus particulièrement ma source du courage mes parents, ma femme, qui ma beaucoup encouragé, à tous mes amis (e) pour le soutien dont ils ont fait preuve tout au long de ces années d'études, ainsi qu'à toutes les personnes qui ont, de près ou de loin, contribué à la réalisation de ce mémoire.

Résumé

Résumé :

Le travail concernera la description et l'analyse du processus technologique du mouvement principal d'une grue utilisée dans les fonderies. L'étude portera la détermination des paramètres de la partie mécanique, nécessaire aux choix du moteur et du circuit de puissance et l'obtention des performances de tout le système en régime statique et dynamique.

Mots clés : Etude, entraînement électrique, système, variateur de fréquence, moteur asynchrone.

Abstract:

The work will concern the description and analysis of the technological process of the main movement of a crane used in foundries. The study will determine the parameters of the mechanical part, necessary for the choices of the engine and the power circuit and obtaining the performance of the whole system in static and dynamic regime.

Keywords: Research, electric drive systems, system, frequency converter, asynchronous motor.

Sommaire

Sommaire

Remerciements	i
Résumé	ii
Sommaire	iii
Table de figures	iv
Liste des tableaux	v
Liste de notations et symbole	vi
Introduction Générale.....	vii

Chapitre I

Généralités Sur Les Appareils De Levage

I.1 Introduction.....	1
I.2 Historique.....	1
I.2.1 Levier (Préhistoire)	1
I.2.2 Rampe (Antiquité)	2
I.2.3 La chèvre (Moyen-âge).....	2
I.2.4 La grue à cage d'écureuil (Moyen-âge).....	2
I.2.5 Les Grues contemporaines (aujourd'hui).....	3
I.3 Appareil et accessoire de levage	3
I.3.1 Appareil de levage	3
I.3.1.a Appareils légers.....	4
-Appareils à bras.....	4
-Appareils mécanisés.....	4
I.3.1.b Appareils lourds ou mi-lourd	4
-Appareils fixes	4
-Appareils mobiles	4
I.3.1.c Appareils de levage spécifique.....	4
-Plates-formes élévatrices mobiles.....	5
-Grues auxiliaires	5
-Hayons élévateurs pour marchandises	5
I.4 Quelques appareils de levage.....	5
I.4.a Cric et vérins	5
I.4.b Palan.....	5

Sommaire

I.4.c Pont roulant	5
I.4.d Portique	6
I.4.e Potence	6
I.4.f Treuil	6
I.4.g Ascenseur	6
I.4.g.1 Ascenseur hydraulique	6
I.4.g.2 Ascenseur électrique suspendu	6
I.4.h Grue.....	6
I.4.h.1 Grues statiques	7
I.4.h.2 Grues mobiles	7
I.5 Accessoire d'appareil de levage.....	7
I.5.1 Quelques accessoires d'appareils de levage.....	7
I.5.1.a Moufle	7
I.5.1.b Poulie, réa et noix	7
I.5.1.c Palonnier	8
I.5.1.d Ventouse de levage	8
I.6 les grues de fonderie	8
I.6.1 définition de la grue de fonderie	8
I.6.2 Fonctionnement d'une grue de fonderie	9
I.6.3 Classification des grues de fonderie	10
I.6.3.1 grue de fonderie avec double chariot	10
I.6.3.2 grue de fonderie avec double bogie	11
I.6.3.3 grue de fonderie avec double poutre et un chariot	11
I.7 Les différents types de la grue de fonderie.....	12
I.7.1 palan principal avec double engrenage de réducteur	12
I.7.2 palan principal avec réducteur	12
I.7.3 palans principaux avec triple engrenage planétaire	13
I.7.4 grue de fonderie de type palan principal avec triple engrenage.....	13
I.7.5 grue de fonderie de type palan principal avec un engrenage	14
I.7.6 Palan principale avec un réducteur planétaire.....	15
I.8 les avantages et les inconvénients de la grue de fonderie.....	15
I.8.1 Avantage	15
I.8.2 Inconvénients	16

Sommaire

I.9 Conclusion	16
----------------------	----

Chapitre II

Systèmes D'entraînement Des Machines Electriques

II.1 Introduction	17
II.2 Structure d'un entraînement électrique	17
II.3.1. Entraînements par moteurs à courant continu	18
-Moteurs à courant continu à excitation séparée	19
-Moteurs à aimants permanents	19
II.3.2 Entraînements par moteurs à courant alternatif	19
-Moteurs asynchrones à cage	20
-Moteurs asynchrones à bagues	20
-Moteurs synchrones triphasés à aimants permanents	21
-Moteurs à réluctance	21
II.4 Convertisseurs statiques	22
II.4.1 Convertisseurs pour moteurs à courant continu	22
II.4.1.a Convertisseurs à thyristors à commutation par le réseau.....	22
II.4.1.b Hacheurs à thyristors	23
II.4.1.c Hacheurs à transistors	24
II.4.2 Convertisseurs pour entraînements par moteurs triphasés	24
II.4.2.1 Gradateur triphasé.....	24
II.4.2.2 Cycloconvertisseurs	25
II.4.2.3 Cascade hyposynchrone	25
II.4.2.4 Convertisseur indirect d'alimentation à courant imposé	25
II.4.2.5 Convertisseur indirect à onduleur de courant piloté	26
II.4.2.6 Convertisseurs indirects à onduleur alimenté en tension variable	26
II.4.2.7 Convertisseurs indirects à onduleur alimenté en tension fixe	26
II.5 Système de commande	28
II.5.1 Commande des moteurs à courant continu	28
II.5.2 Commande des moteurs à courant alternatif	28
II.6 Les techniques de commande de la machine asynchrone.....	29
II.6.1 Commande DTC.....	30
II.6.2 Commande scalaire.....	30

Sommaire

II.6.3 Commande vectorielle	31
II.7 Bilan comparatif	31
II.8 Choix de la commande	32
II.9 Couples de charge	34
II.10 Réduction.....	35
II.10.1 Transmission par obstacle	35
II.10.2 Transmission par adhérence	35
II.11 Cinématique.....	35
II.12 Inertie.....	36
II.13 Schéma fonctionnel du système choisi pour l'entraînement de la grue de fonderie	37
II.14 Conclusion	37

Chapitre III

Dimensionnement De L'entraînement Electrique

III.1 Introduction	38
III.2.1. Présentation	38
III.2.2. L'alimentation électrique	38
III.2.4. Le moteur électrique.....	39
III.2.5. Le convertisseur de puissance	39
III.2.6. La commande	39
III.3 Détermination les valeurs réduites (ramenées à l'arbre du moteur) des couples résistants et moment d'inertie du mécanisme d'action (d'exécution).....	40
III.3.1. Les couples résistants des différentes conditions de fonctionnement	40
III.3.2. Les moments d'inertie du mécanisme d'action	40
III.4 Détermination de la valeur préliminaire de la puissance du moteur et le choix du moteur selon le catalogue	40
III.4.1. puissance du moteur	40
III.4.2. Choix du type du moteur	41
III.4.3. Choix de la puissance du moteur.....	42
III.5 calcul et choix des éléments du circuit de puissance du convertisseur de fréquence.....	43
III.5.1 Paramètres principaux	43
III.6 Calcule des caractéristiques mécaniques naturelles du moteur (Annexe B).....	44

Sommaire

III.7 Calcule des caractéristiques mécaniques lors des vitesses maximales, moyennes et minimales (Annexe B)	45
III.7.1 caractéristiques mécaniques lors des vitesses maximales	45
III.7.2 caractéristiques mécaniques lors des vitesses minimales	47
III.7.3 caractéristiques mécaniques lors des vitesses moyennes	49
- Première vitesse moyenne	49
- Deuxième vitesse moyenne	50
III.8 Calcule et construire les caractéristiques mécaniques au freinage par récupération d'énergie.....	51
III.8.1. Calcule les caractéristiques mécaniques au freinage par récupération d'énergie ...	52
III.8.2 construire les caractéristiques mécaniques au freinage par récupération d'énergie.	52
III.9 Evaluation de la nécessité d'appliquer une boucle retour pour la stabilisation de la vitesse de l'arbre du moteur.....	53
III.10. Détermination les régimes transitoires (vitesse, couple, courant) au démarrage et freinage ainsi que les de chaque régime transitoire (Annexe B).....	53
III.10.1 l'accélération.....	53
III.10.2 freinage.....	55
III.10.3 descente transitoire.....	56
III.10.4 l'arrêt.....	58
III.11 Construction des diagrammes de charge de l'entraînement électrique	59
III.12 Conclusion.....	60

Chapitre IV

Modélisation Et Commande De L'entraînement Electrique

IV.1 Introduction	65
IV.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	65
IV.1.1 Equations de la machine dans le repère fixe	65
IV.1.2 Equations de Concordia	68
IV.1.3 Equations de Park.....	70
IV.2 Introduction à la commande vectorielle et son intérêt	72
IV.2.1 La commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	73
IV.2.2 Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique	74
IV.2.3 Méthodes de commande par flux orienté.....	75

Sommaire

a- Commande indirecte	75
b- Commande directe	76
IV.2.4 Estimation des grandeurs inaccessibles	77
a- Estimation de ψ_{2x}	77
b- Estimation de ω et de θ_1	78
IV.2.5 Loi des mailles pour U_{1x} et U_{1y}	78
a- Loi des mailles pour U_{1x}	78
b- Loi des mailles pour U_{1y}	80
c- Représentation des lois de mailles	80
IV.2.6 Découplage entrée-sortie	82
• Découplage par compensation	82
• Problèmes posés par le découplage	84
a- Régulateur de flux	84
b- Régulateur de couple	86
c- Régulateur de vitesse	87
IV.3 Alimentation de la machine asynchrone	88
IV.3.1 Description	88
IV.3.2 Commande de l'onduleur par modulation de largeur d'impulsion MLI	89
IV.3.3 Modèle mathématique de l'onduleur	90
IV.4 Simulation de la machine asynchrone commandée par commande vectorielle à flux rotorique orienté	91
IV.5 Interprétation de résultats	92
IV.6 Conclusion	93
Conclusion général	viii
Annexe A : Donnée technique du moteur et calcul des paramètres du schéma équivalent	ix
Annexe B : Caractéristiques mécaniques naturelles du moteur	ix
Annexe C : Calcule les paramètres du régulateur	ix
Bibliographie	x

Table de figures

Table de figures

Figure	Désignation	Page
I.1	Photos d'un levier	1
I.2	Photos d'une rampe	2
I.3	photo d'une chèvre	2
I.4	photo d'une grue à cage d'écureuil	3
I.5	photo d'une grue contemporaine.	3
I.6	Grue de fonderie	9
I.7	Grue de fonderie de type pont roulants	10
I.8	Grue de fonderie avec double chariot	10
I.9	Grue de fonderie avec double bogie	11
I.10	Grue de fonderie à deux poutres avec un chariot de coulée	11
I.11	Grue de fonderie de type palan principale avec double réducteur	12
I.12	Grue de fonderie de type palan principale avec réducteur	13
I.13	Grue de fonderie avec triple engrenage planétaire	13
I.14	Grue de fonderie avec triple engrenage	14
I.15	Grue de fonderie avec un engrenage	14
I.16	Grue de fonderie de type palan principale avec un réducteur planétaire	15
II.1	Schéma d'un entraînement électrique	17
II.2	Classification des moteurs pour entraînements électriques	22
II.3	Classification des convertisseurs statique pour entrainement électrique	27
II.4	Mécanisme	35
II.5	Inertie réduite	36
II.6	transmission tournante	36
II.7	Schéma fonctionnel de l'entraînement de la grue de fonderie	37
III.1	Diagrammes des caractéristiques mécaniques naturelles	44
III.2	Caractéristiques mécaniques lors des déférentes fréquences	53
III.3	Caractéristiques mécaniques au freinage par récupération d'énergie	54
III.4	Variations du couple et la vitesse au mode de démarrage	57
III.5	Variations du couple et la vitesse au mode de freinage	59
III.6	Variations du couple et la vitesse au mode d'accélération	61
III.7	Variations du couple et la vitesse au mode d'arrêt	63
III.8	Tachygramme et le diagramme de charge de l'entraînement électrique.	63

Table de figures

IV.1	Machine asynchrone modélisée	67
IV.2	Projection des axes magnétiques dans les axes (α, β)	69
IV.3	Illustration machine triphasé et machine diphasé équivalente	71
IV.4	Illustration de l'orientation de flux rotorique	74
IV.5	Régulation de vitesse d'une MAS commandée par la méthode du flux orienté	76
IV.6	Structure d'une CVD	77
IV.7	Machine asynchrone dans la base de Park	81
IV.8	Modèle de la machine asynchrone dans la base de Park	82
IV.9	Reconstitution des tensions $(U_{1x}$ et $U_{1y})$	83
IV.10	Commande découplée- Expression de (I_{1x}, I_{1y})	83
IV.11	Commande découplée – expression de (C_e, ψ_{2x})	84
IV.12	Schéma en boucle ouverte	85
IV.13	Schéma en boucle ouverte	86
IV.14	Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	87
IV.15	Représentation de l'association onduleur-MAS	89
IV.16	Principe de la MLI	90
IV.17	Résultats de simulation d'une Commande vectoriel direct	92

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau	Désignation	Page
II.1	Critère de choix des commandes des actionneurs électriques	33
II.2	Critère de choix de correcteurs	34
B.1	Caractéristiques mécaniques du moteur	ix
B.2	Caractéristiques mécaniques de la vitesse minimale au couple maximum	ix
B.3	Caractéristiques mécaniques de la vitesse maximale au couple minimum	ix
B.4	Caractéristique mécanique de la vitesse minimale au couple minimum:	ix
B.5	Caractéristique mécanique de la vitesse maximale au couple maximum	ix
B.6	Caractéristique mécanique de la première vitesse moyenne	ix
B.7	Caractéristique mécanique de la seconde vitesse moyenne	ix

Liste des notations et symboles

Liste des notations et symboles

F_E	Force élévatoire en [N]
P_g	Poids du godet en [N]
N_p	Nombre de paliers
D_t	Diamètre du tambour en [m]
j_r	Facteur de transmission du réducteur
γ_{adm}	Accélération admissible en [m/s ²]
γ_l	Accélération linéaire admise en [m/s ²]
T_M	Constante de temps Électromécanique en [s]
H_L	Hauteur de levage en [m]
P_n	Puissance nominale en [Kw]
P_{eq}	Puissance équivalente du moteur en [Kw]
P_M	Puissance du moteur en [Kw]
C_{ch}	Moment du couple résistant de la charge en [N.m]
C_n	Couple nominal en [N.m]
C_r	Couple résistant en [N.m]
$C_{r\ max}$	Couple résistant maximum en [N.m]
$C_{r\ min}$	Couple résistant minimum en [N.m]
C_{r1}	Couples résistants lorsque la montée de la charge en [N.m]
C_{r2}	Couples résistants lorsque la descente de la charge en [N.m]
C_{r3}	Couples résistants lorsque la montée du seau en [N.m]
C_{r4}	Couples résistants lorsque la descente du seau en [N.m]
$C_{critique}$	Couple critique en [N.m]
$C_{critique\ min}$	Couple critique minimale en [N.m]
$C_{critique\ max}$	Couple critique maximal en [N.m]
$C_{max\ f}$	Couple maximum lors du freinage en [N.m]
$C_{critique\ f}$	Couple critique lors du freinage en [N.m]
C_{nd}	couple nominal au point de départ en [N.m]
J_{Mr}	Moment d'inertie de l'actionneur avec un seau rempli en [Kg.m ²]
J_{Mv}	Moment d'inertie de l'actionneur avec un seau vide en [Kg.m ²]
J_t	Moment d'inertie du tambour en [Kg.m ²]
J_Σ	Moment d'inertie sommaire en [Kg.m ²]
J_m	Moment d'inertie du moteur en [Kg.m ²]
η_r	Rendement du réducteur
η	Rendement du moteur
V_{max}	Vitesse maximale en montée en [m/s]
V_{min}	Vitesse minimale en montée en [m/s]
N_{max}	Vitesse maximal du moteur en [tr/min]
Ω_s	Vitesse angulaire de synchronisme en [rad/s]
Ω_n	Vitesse angulaire nominale en [rad/s]
$\Omega_{1\ max}$	Vitesse angulaire maximale correspondant à la vitesse maximale en [rad/s]
$\Omega_{1\ min}$	Vitesse angulaire minimale correspondant à la vitesse maximale en [rad/s]
$\Omega_{2\ min}$	Vitesse angulaire minimale correspondant à la vitesse minimale en [rad/s]

Liste des notations et symboles

$\Omega_2 max$	Vitesse angulaire maximale correspondant à la vitesse minimale en [rad/s]
$\Omega_1 moy$	Vitesse angulaire moyenne en [rad/s]
$\Omega_2 moy$	Vitesse angulaire moyenne en [rad/s]
$\Delta\Omega$	Variation absolue de la vitesse en [rad/s]
$\Delta\Omega_r max$	Variation relative maximale de la vitesse en [rad/s]
t_{min}	Temps minimum de levage en [s]
t_{cy}	Temps de cycle du moteur en [s]
t_0	Temps initial en [s]
g_n	Glissement nominal
g_c	Glissement critique
$g_c min$	Glissement critique minimal
$g_c max$	Glissement critique maximal
P_d	Point de départ
$v_r min$	Tension relative minimal
$v_r max$	Tension relative maximal
$v_s min$	Tension de sortie minimal en [V]
$v_s max$	Tension de sortie maximal en [V]
f_{min}	Fréquence minimal en [Hz]
f_{max}	Fréquence maximal en [Hz]
$f_r min$	Fréquence relative
$f_r max$	Fréquence maximal en [Hz]
f_{inv}	Fréquence de l'inverseur de sortie
K	Coefficient de kloss
β	Rigidité du moteur
ρ_k	Coefficient de kloss
ρ_μ	Coefficient de kloss
α_{min}	Coefficient de kloss
α_{max}	Coefficient de kloss
x_{cc}	Réactance de court-circuit
IIB	Rapport cyclique
x	Indice de l'axe direct du repère de PARK
y	Indice de l'axe en quadrature du repère de PARK
$1a, 1b, 1c$	Indice des phases statoriques
$1, 2$	Indices relative au stator, rotor
ref	Indice référentiel
$L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$	Inductances de dispersion du stator et rotor
L_μ	Inductance mutuelle de phases des enroulements statorique et rotorique
l_1	Inductance propre d'une phase statorique
$[I]$	Matrice des courants
$[L_1]$	Matrice des inductances statorique
$[L_2]$	Matrice des inductances rotoriques
$[L_{21}]^T$	Matrice transposée
$[U]$	Matrice des tensions

Liste des notations et symboles

$[I_3]$	matrice unitaire d'ordre 3
MLI	Modulation de largeur impulsion
' *	Exposant de valeurs réduites
U_{1abc}	Tension composé statorique
U_{2abc}	Tension composé rotorique
ψ_{1abc}	Flux statorique
ψ_{2abc}	Flux rotorique
R_1	Résistance des enroulements statoriques
R_2	Résistance des enroulements rotoriques
M'	La valeur maximale des inductances mutuelles entre le statorique et le rotor
$[L_1]$	Matrice des inductances statorique
$[L_2]$	Matrice des inductances rotoriques
$[L_{21}]$	Matrice des inductances mutuelles stator-rotor
L_1	Inductances cycliques statorique
L_2	Inductances cycliques rotorique
C_e	Couple électromagnétique
P_p	le nombre de paire de pôles
h	Indice homopolaire
$\widetilde{\psi}_{2x}$	Flux rotorique estimé
$\widehat{\theta}_1$	L'angle statorique estimé
σ	coefficient de dispersion de BLONDEL

Introduction générale

Introduction générale

Un entraînement électrique est un système électromécanique destiné à réaliser un processus technologique grâce au mouvement d'un organe de travail. Il est généralement constitué d'un moteur électrique, alimenté par un convertisseur statique ou une génératrice, un convertisseur mécanique de mouvement, un organe de travail et un système de commande.

Près de vingt-cinq pour cent (25%) des entraînements sont des entraînements à vitesse variable [14]. L'énorme engouement vers cette dernière classe s'explique par deux raisons fondamentales :

- ✓ les exigences de plus en plus élevées envers les entraînements (grande qualité du travail effectué ou du produit fabriqué).
- ✓ le besoin de réaliser des économies substantielles d'énergie dans un monde où les couts d'électricité sont constamment a la hausse.

La conception des systèmes d'entraînement électrique est une tâche assez difficile. Ceci s'explique non seulement par la grande diversité des procédés industriels, mais aussi par la nature distincte et souvent non linéaire des éléments (convertisseurs électroniques de puissance, moteurs électriques, unités de commande, parties mécaniques) entrant dans leur structure. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique produite est transformée en énergie mécanique par des entraînements électriques [25]. La conception d'un entraînement fiable et performant exige une analyse globale du système. Aussi, les connaissances nécessaires sont issues de domaines assez distincts de l'ingénierie moderne. La conception des entraînements électriques nécessite souvent une analyse très poussée par le spécialiste du domaine [26].

L'objectif de ce présent mémoire est concernera, la description et l'analyse du processus technologique du mouvement principal d'une grue utilisée dans les fonderies. L'étude portera, la détermination des paramètres de la partie mécanique, nécessaire aux choix du moteur et du circuit de puissance et l'obtention des performances de tout le système en régime statique et dynamique.

La grande majorité des grues de fonderie, fabriqué par l'industrie, à un mécanisme d'entraînement électriques et donc l'efficacité des actions et la performance de ces machines est largement dépendante des indicateurs de qualité utilisés les équipements électriques de la grue. La grue électrique moderne récemment subi application importante dans la structure et les systèmes de contrôle [27].

Introduction générale

La plupart des grues sont caractérisés par l'évolution constante des conditions d'utilisation dans le traitement des marchandises, et donc le mécanisme de la grue avec actionneurs dans la structure doivent être adaptés à la mesure à l'évolution constante des charges de travail, une variété de poids, la taille, la forme et en termes d'installations de production ou de sur les zones de fret ouverts [27].

Les développements actuels en variation de vitesse nécessitent la réalisation d'ensembles machine-alimentation-commande, qui optimisent les performances statiques et dynamiques des machines électriques utilisées en actionneurs. La conception de ces ensembles repose sur une approche pluridisciplinaire qui intègre les bases variées du génie électrique, de l'électrotechnique à l'automatique, en passant par l'électronique de puissance et l'informatique industrielle sans oublier la mécanique. Cette complémentarité s'avère nécessaire à l'optimisation des chaînes d'entraînement et à l'amélioration des performances des actionneurs électriques [12].

Jusqu'aux années 1980, les applications de vitesse variable étaient principalement réalisées avec des machines à courant continu, alimentées par des redresseurs commandables, la commande de la vitesse et du couple sont obtenus en faisant varier la tension d'induit, le courant d'excitation, ou les deux. La possibilité offerte de nos jours par l'électronique de puissance et notamment par des composants discrets (thyristors, transistors MOSFET ou IGBT) capables de commuter très rapidement des puissances considérables, rend désormais économiquement et énergétiquement rentable la mise en œuvre d'alimentations à fréquence variable pour l'emploi de machines à courants alternatifs. Il reste néanmoins encore de nombreuses applications où la première solution est la plus intéressante [12].

Dans un entraînement à vitesse variable, le moteur constitue un élément de la boucle de régulation. Il est donc nécessaire de prendre en compte son comportement dynamique. Suivant le niveau des performances demandées par l'utilisation, on sera amené à considérer un modèle de la machine plus ou moins complexe adapté au type de commande choisie. Les lois de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse et du couple électromagnétique. Toutes ces améliorations demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire. Lorsqu'on est plus exigeant sur les performances dynamiques, ce qui est le cas des appareils de levage, des entraînements de laminoirs, il est nécessaire de maîtriser le couple à faible

Introduction générale

vitesse pendant les régimes transitoires. On utilise alors des commandes qui permettent de contrôler le courant, donc le couple, ainsi que la vitesse du moteur [28].

Pour mieux cerner le sujet, le travail est divisé en quatre chapitres, que nous allons traiter ci-dessus :

Dans le premier chapitre, nous avons cité les différents mécanismes de levage motorisés, et les accessoires de ces mécanismes, Par la suite on a présenté un aperçu général sur les grues de fonderie.

Le deuxième chapitre, nous avons une présentation générale et simplifiée sur les entraînements électriques et les éléments principaux constituant ces appareils, qui sont :

- Le moteur électrique auquel on va donner l'importance primordiale dans cette partie du projet car son choix au chapitre qui suit exige des connaissances approfondies de chacun de ces moteurs électriques.
- Le réducteur (élément de transmission) qui est aussi un organe dont le choix du moteur en dépend, on va s'intéresser aux types de transmissions, ainsi qu'aux relations mathématiques que ce dernier impose dans le modèle de la chaîne cinématique.

Dans le troisième chapitre, on va choisir, dimensionner et calculer toutes les paramètres de la partie mécanique de l'entraînement électrique. De plus, on va calculer le couple moteur équivalent, afin de vérifier si la puissance du moteur choisie est bonne. Et pour finir ce chapitre on va construire le diagramme de charge de l'entraînement électrique ainsi les caractéristiques des régimes transitoires obtenus pour les deux contours : couple et vitesse.

Le dernier chapitre est consacré à la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté du moteur asynchrone, qui va se faire en quatre étapes :

- La première étape consiste à modéliser l'association « onduleur de tension - moteur asynchrone à cage ».
- A la deuxième étape on va faire un rappel sur le principe du contrôle vectoriel, puis l'appliquer à notre cas, en définissant les équations du découplage.

Introduction générale

- La troisième étape consiste à étudier et développer un modèle de commande d'un mécanisme de levage (grue de fonderie) pour assurer des bonnes performances statiques et dynamiques.

- A la quatrième est dédié au modèle de simulation numérique sur la base de notre étude théorique. L'implantation de la commande est réalisée en utilisant le logiciel Matlab/SIMULINK.

Nous terminerons par une conclusion générale et nous proposerons quelques perspectives.

Chapitre I

Généralité sur les mécanismes de levage

I.1 Introduction

Les appareils de levage sont largement utilisés dans toutes les activités de production, de stockage, de transport et dans la distribution des matériels manufacturés, donc ils sont des compléments inévitables lors des opérations de manœuvres. Cette diversité d'activités fait appel à des moyens de manutention ou de levage les plus adaptés. L'utilisation plus répandue des appareils de levage explique sans aucun doute l'existence de nombreux types. Chacun d'entre eux possède des caractéristiques qui lui sont propres pour soulever et transporter des charges lourdes [1].

Parmi ces appareils, les grues de fonderie de type ponts roulants utilisés dans les aciéries et les processus de la métallurgie pour le levage et la manutention du métal fondu. Ces grues sont constituées de plusieurs pièces dites accessoires de levage, tel que, (mouffles, poulies, crochets ...etc.). Ce présent chapitre est consacré à l'étude de ces grues de fonderies ainsi que leurs accessoires.

I.2 Historique

I.2.1 Levier (Préhistoire)

Au III^e siècle av. J.-C., Archimède aurait affirmé être capable de soulever le monde à l'aide d'un levier, pourvu qu'on lui fournît le point d'appui adéquat. Cette image, particulièrement frappante, était destinée à démontrer la toute puissance de l'un des plus anciens outils utilisés par l'homme pour déplacer de lourdes charges. Cet instrument figure (I.1) aux côtés du plan incliné, du treuil et de la poulie dans la liste des machines simples, dressée par l'architecte romain Vitruve, au premier siècle avant notre ère. L'analogie que présentent ces divers appareils réside essentiellement dans l'extrême simplicité de leur fonctionnement et dans leurs remarquables propriétés mécaniques [2].

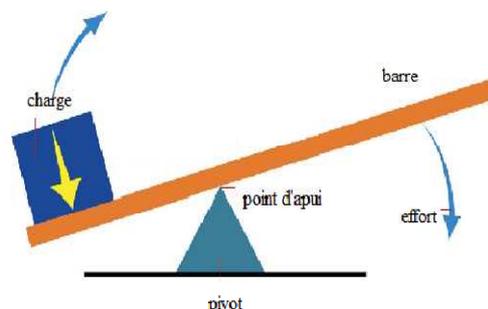


Figure (I.1) : photos d'un levier

I.2.2 Rampe (Antiquité)

Plan incliné permettant le passage d'un niveau à un autre. Elle fut utilisée depuis l'antiquité par les égyptiens pour la construction des pyramides Figure (I.2) [2].



Figure (I.2) : photos d'une rampe

I.2.3 La chèvre (Moyen-âge)

Cet appareil de levage fut employé depuis la plus haute antiquité pour la construction de certains monuments utilisant des blocs de pierre très lourde Figure (I.3). Vu que la constitution de ces appareils était de bois et que la source d'énergie était musculaire, les charges levées atteignaient un maximum de 40 kilogramme. Du temps des Romains, ces chèvres furent surtout employées pour la construction des grands ouvrages d'art comme les aqueducs, les ponts et édifices [2].

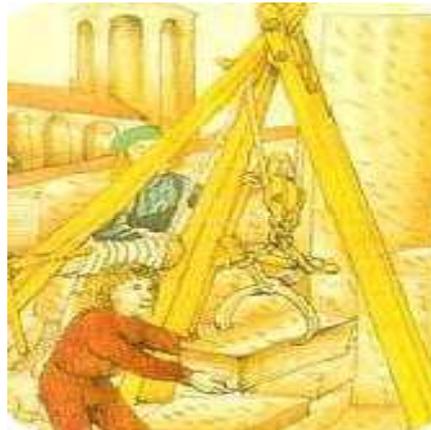


Figure (I.3) : photo d'une chèvre

I.2.4 La grue à cage d'écureuil (Moyen-âge)

C'est une grue dont le principe moteur est constitué par un tambour à l'intérieur duquel un homme qui marche entraîne l'ensemble et enroule le câble de levage. La démultiplication

de la force de levage est de un pour dix entre diamètre du chemin de marche et diamètre du tambour d'enroulement Figure (I.4) [2].



Figure (I.4) : photo d'une grue à cage d'écureuil

I.2.5 Les Grues contemporaines (aujourd'hui)

La capacité des grues contemporaines Figure (I.5) a été grandement améliorée. Les grues statiques (aussi appelées grues à tour) peuvent être ancrées dans le sol (par fixation dans des fondations) et/ou lestées à la base par des blocs de béton.

La capacité actuelle de levage pour une grue à tour est, pour la plus grande, 64000 Kg à 30.30 m - 20000 Kg à 80.00 m de portée [2].



Figure (I.5) : photo d'une grue contemporaine.

I.3 Appareil et accessoire de levage

I.3.1 Appareil de levage

On désigne par le terme appareil de levage, tout appareil destiné principalement à lever des charges. Auparavant, on avait tendance à faire la différence entre un appareil et un engin. Ainsi, pour désigner un appareil de levage motorisé et puissant, on utilise le terme engin de levage. Aujourd'hui, l'emploi de ce terme tend à disparaître au profit de l'emploi de plus en plus généralisé du terme appareil de levage. Parmi les principaux appareils de levage, on retrouve les crics, vérins, palans, ponts roulants, portiques, potences et treuils [3].

I.3.1.a Appareils légers

Ce sont des matériels fabriqués en série levant des charges allant jusqu'à 5 T.

On classe dans cette catégorie les appareils suivants :

➤ Appareils à bras

Ce sont les palans à engrenages, les poulies, les moufles, les palans ou treuils à levier, les treuils de montage, les crics, les vérins, les chèvres...ect d'un poids léger, ils peuvent être déplacé facilement par les ouvriers ; ils sont tout particulièrement utilisés pour le montage des infrastructures de base (tant qu'une électrification du lieu de travail n'est pas encore assurée) et surtout des travaux de montage et de réparation [4].

➤ Appareils mécanisés

Ce sont les palans ou cabestans électriques, les treuils ou palans hydrauliques à poste fixe ou circulant sur monorails, des matériels utilisés essentiellement dans les ateliers [4].

I.3.1.b Appareils lourds ou mi-lourd

Les charges levées par ces appareils peuvent évoluer de quelques tonnes à plusieurs dizaines de tonnes. Deux catégories sont à considérer selon leur mode d'installation [4].

➤ Appareils fixes

Ce sont les appareils qui ne se déplacent que dans le cadre d'un espace limité par leur voie de roulement fixée au sol ou accrochée à la charpente de l'atelier, par exemple les ponts roulants (à crochet ou à benne), les portiques roulant sur des rails au sol, les grues fixes utilisées dans les ports. Ils nécessitent des raccordements électriques fixes et leur conduite est assurée par un personnel particulier [4].

➤ Appareils mobiles

C'est la grande famille des grues mobiles automotrices sur pneumatiques ou sur chenilles. Rentrent également dans cette catégorie les portiques porte-conteneurs et les grues de bâtiment à tour qui sont conçues pour être démontées, transportées et remontées d'un chantier à un autre [4].

I.3.1.c Appareils de levage spécifiques

Ce sont des appareils de mise à niveau destinés à lever des ouvriers spécialisés pour effectuer des opérations de montage ou de contrôle, ou bien des plates-formes élévatrices hydrauliques, soit motorisées, soit adaptées à un camion. On peut également classer dans cette catégorie des engins utilisés pour le chargement et le déchargement des véhicules tels que les grues auxiliaires ou hayons élévateurs, mais aussi des matériels lourds destinés à des usages très particuliers tels que grues flottantes, grues de bord, grues sur voies ferrées, etc. [4].

Les appareils de levage spécifiques souvent rencontrés sont les suivants :

➤ **Plates-formes élévatrices mobiles**

Les élévateurs mobiles de personnes sont des machines destinées à placer des personnes dans une position de travail exécuté depuis une plate-forme ou une nacelle montée sur une structure élévatrice fixée sur un véhicule ou sur un châssis remorqué, poussé ou automoteur [5].

➤ **Grues auxiliaires**

Sont des grues moyennes, puisqu'elles chargent ou déchargent leur véhicule porteur ou sa remorque ; elles doivent donc avoir un poids limité, de manière à laisser une charge utile importante au convoi dont elles font partie, et une puissance permettant les opérations de chargement (ou de déchargement) des masses (divisibles ou non) que le véhicule transporte [6].

➤ **Hayons élévateurs pour marchandises**

On appelle hayon élévateur, une plate-forme élévatrice fixée à l'arrière d'un véhicule de transport servant à élever ou à descendre des marchandises de toute nature entre le sol et le plancher du camion. L'utilisation des hayons améliore considérablement les conditions de travail et surtout diminue de façon conséquente les temps d'immobilisation des véhicules [7].

I.4 Quelques appareils de levage

I.4.a Cric et vérins

Les crics et les vérins constituent une classe particulière d'appareils de levage parce qu'ils agissent par poussée sur la charge. Il existe cependant une certaine confusion entre le cric et le vérin. Le cric comprend normalement une crémaillère dont le mouvement de poussée sur la charge se fait par à-coup et sur une courte distance, alors que le vérin comprend un piston ou une vis dont le mouvement de poussée est continu [3].

I.4.b Palan

Le palan est un appareil de levage qui est généralement suspendu et qu'on utilise, à poste fixe ou mobile, pour déplacer verticalement une charge. Il est muni d'un système de démultiplication de l'effort à fournir pour l'entraînement manuel ou motorisé de la charge [3].

I.4.c Pont roulant

Le pont roulant est une structure qui se déplace sur deux voies de roulement parallèle aérienne et qui est constitué d'une ou deux poutres qui permettent le déplacement d'un appareil de levage. Il est muni de mécanismes d'entraînement manuels ou motorisés qui produisent les divers mouvements de l'ensemble. On distingue deux grandes catégories de ponts roulants : les ponts roulants posés et les ponts roulants suspendus [3].

I.4.d Portique

Le portique est une structure qui est constituée d'une ou plusieurs poutres munies de jambages sur lesquelles est placé un appareil ou accessoire de levage [3].

I.4.e Potence

La potence est une structure constituée d'un bras horizontal qui pivote sur son axe et sur lequel est placé un appareil ou un accessoire de levage. Elle peut comprendre également une colonne sur laquelle est alors fixé le bras horizontal ; dans le cas contraire, il est prévu que le bras soit fixé directement à la structure du bâtiment [3].

I.4.f Treuil

Le treuil est un appareil de levage et de traction qui agit sur des charges par l'intermédiaire d'un cordage, d'un câble ou d'une chaîne qui s'enroule sur un tambour ; il est actionné soit à la main, soit à l'aide d'un moteur. Muni ou non d'un mécanisme démultiplicateur, il comporte toujours un dispositif de freinage qui empêche la charge de descendre librement. Il s'utilise à poste fixe ou il peut être posé sur un pont roulant [3].

I.4.g Ascenseur

Un ascenseur est un dispositif mobile ou semi mobile assurant le déplacement des personnes et des objets en hauteur (verticalement) sur des niveaux définis d'une construction [8].

On distingue deux principales de familles d'ascenseurs.

I.4.g.1 Ascenseur hydraulique

Dans le cas le plus simple, la cabine est reliée au sommet d'un piston. Celui-ci se déplace verticalement à l'intérieur d'un cylindre. Le déplacement est contrôlé par une soupape hydraulique. Lorsque le liquide hydraulique est pompé dans le cylindre, la cabine monte; quand il revient dans le réservoir, la cabine descend; parfois on rajoute un contrepoids afin d'optimiser les consommations [8].

I.4.g.2 Ascenseur électrique suspendu

L'entraînement de l'ascenseur est assuré par un moteur électrique. Le déplacement vertical de la cabine est favorisé par des guides scellés contre les parois par l'intermédiaire de patins avec ou sans galets de roulement [8].

I.4.h Gruie

Une grue est un appareil de levage et de manutention réservé aux lourdes charges. La grue se caractérise essentiellement par une longue flèche en porte à faux, à laquelle la charge est suspendue, généralement au moyen d'un câble et d'un crochet ; cette flèche possède toujours au moins un degré de liberté par rapport au sol et parfois plusieurs, afin de permettre le déplacement de la charge dans un plan horizontal ; par exemple :

- ✓ rotation autour d'un axe vertical ;
- ✓ rotation (limitée) autour d'un axe horizontal ;
- ✓ déplacement sur rails (la grue étant équipée de roues), généralement de façon rectiligne (translation).

Les flèches des grues de chantier n'ont généralement qu'un seul degré de liberté, mais la charge est suspendue à un chariot mobile le long de leur flèche, dont la position doit rester toujours proche de l'horizontale. [8] Selon le positionnement on distingue deux types de grue :

I.4.h.1 Grues statiques

Les grues statiques sont ancrées dans le sol (par fixation dans des fondations) et lestées à la base par des blocs de béton (une centaine de tonnes). Elles présentent l'avantage de pouvoir soulever de lourdes charges sur une hauteur quasi-illimitée. En revanche, pour construire une grue statique, on a besoin d'une grue mobile/télescopique qui va soulever un à un les différents éléments de la grue pour qu'ils soient assemblés par des ouvriers, en hauteur [9].

I.4.h.2 Grues mobiles

Les grues mobiles sont montées sur roues et font partie intégrante d'un véhicule. Les contrepoids peuvent cependant être transportés séparément. Elles peuvent être déplacées facilement [9].

I.5 Accessoire d'appareil de levage

Un accessoire d'appareil de levage est un organe ou un dispositif qui s'ajoute à un appareil de levage pour lui permettre d'accomplir la fonction qui le caractérise. Parmi les principaux accessoires de levage, on retrouve les crochets, les chaînes, les cordages, les grappins, les aimants et les ventouses de levage, ainsi les dynamomètres [3].

I.5.1 Quelques accessoires d'appareils de levage

I.5.1.a Moufle

La moufle est un assemblage de plusieurs poulies dans une même chape qui permet, grâce à la démultiplication qui en résulte, de soulever une charge avec un moindre effort [3].

I.5.1.b Poulie, réa et noix

La poulie est une roue concave destinée à recevoir une corde ou une chaîne, capable de tourner au tour de son axe. Le réa est une roue de poulie dont le pourtour présente une gorge qui peut loger une corde, un câble ou une courroie, dans le cas où le pourtour présente des alvéoles conçues pour entraîner une chaîne la roue s'appelle une noix [3].

I.5.1.c Palonnier

Le palonnier est un accessoire de levage composé essentiellement d'une structure qui est suspendue à un appareil de levage et qui permet de répartir, dans l'espace, les points d'accrochage auxquels est fixée la charge [3].

I.5.1.d Ventouse de levage

La ventouse de levage est un accessoire de levage qui comprend un ou plusieurs corps creux déformable qui sont montés sur une structure et qui maintiennent, par dépression, la charge à soulever. On utilise généralement plusieurs ventouses à la fois montées par exemple sur un palonnier [3].

I.6 les grues de fonderie**I.6.1 définition de la grue de fonderie**

La grue de fonderie figure (I.6) est un appareil de levage qui est largement utilisé dans les aciéries de coulée continue de la sidérurgie. Il est principalement utilisé pour couler le fer fondu dans un convertisseur ou un passage four de charge électrique et pour le transport de l'acier en fusion dans les fours à métaux de raffinage dans une poche de coulée, Leur température peut atteindre 1500 ° C les éléments de la grue de fonderie soumis à des charges statiques et dynamiques, certaines grues de fonderie sont utilisée pour la fusion des lingots et de billettes [10].

La structure globale de la grue de fonderie est sous formes suivantes : deux poutres-deux rails, quatre poutres-quatre rails, et quatre poutres-six rails...etc.

Le formulaire de deux poutres-deux rails, et quatre poutres-quatre rails est principalement utilisé pour les moyens et grands tonnages, par contre la forme de quatre poutre-six rails et deux chariots est principalement utilisé pour les très grands tonnages [10].

La température de l'environnement de travail d'une grue de fonderie est (10 °C - 60 °C) et l'humidité relative est pas plus que 50% lorsque la température est plus de 40 °C [10].



Figure (I.6) : grue de fonderie

I.6.2 Fonctionnement d'une grue de fonderie

La figure (I.7) montre une grue de fonderie de type pont roulants, le chariot principal se déplace le long du rail des poutres principales. Cette dernière est utilisée pour le guidage du support faisceaux auxiliaires qui peut passer sous le chariot principal, elle contient aussi des élingues de levage portique suspendu par un câble de levage principal, le dispositif d'entraînement électrique qui se situe à l'intérieur des poutres principales aux quatre coins du pont, le pont est présenté châssis en acier de roulement, constitué des principaux auxiliaires des poutres et des bogies montés dans une structure sous forme d'une boîte [11]. Tout le matériel électrique est situé d'une manière concentrique à l'intérieur des poutres principales.



Figure (I.7) : grue de fonderie de type pont roulants

I.6.3 Classification des grues de fonderie

I.6.3.1 grue de fonderie avec double chariot

La grue de fonderie avec double chariot est principalement utilisée pour la coulée du métal fondu, la capacité moyenne de ce type de grue est (100 / 320 Tonne). La figure (I.8) montre une grue de fonderie avec double chariot, les deux chariots se déplacent simultanément sur les deux poutres principales et auxiliaires [11].

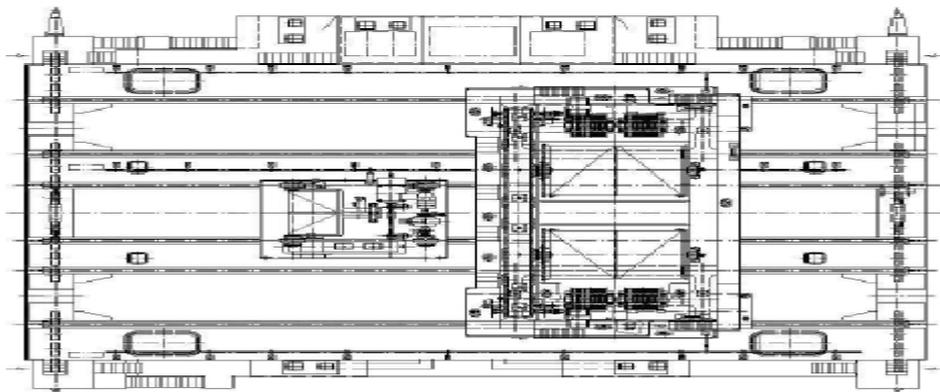


Figure (I.8) : grue de fonderie avec double chariot

I.6.3.2 grue de fonderie avec double bogie

La grue de fonderie avec double bogie est utilisée pour la coulée, cette grue est caractérisé par une très grande capacité (360 Tonne et plus), la figure (I.9) montre une grue de fonderie avec double bogie [11].

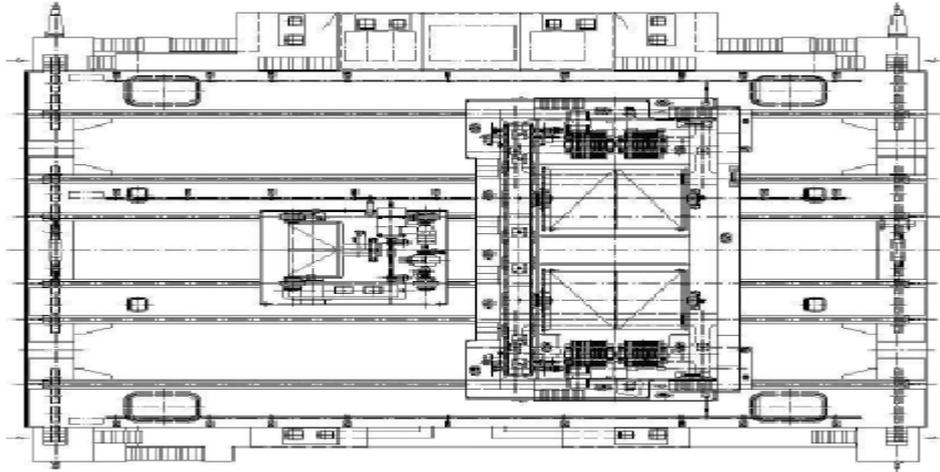


Figure (I.9) : grue de fonderie avec double bogie

I.6.3.3 grue de fonderie avec double poutre et un chariot

La conception de la grue de fonderie à deux poutres avec un chariot est habituellement utilisée pour la coulée figure (I.10), la classification du groupe est faible donc une petite capacité, dans le mécanisme principal et auxiliaire de levage appliquent le même système, ce dernier est une structure simple et caractérisé par une petite capacité de levage [6].

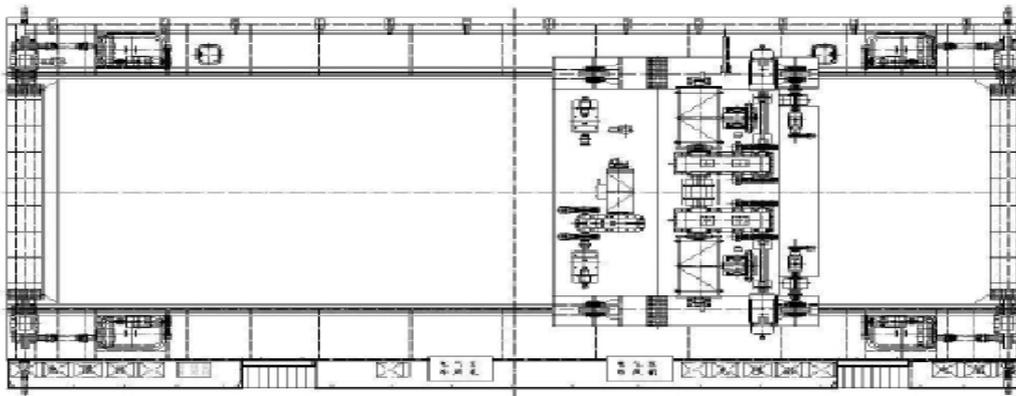


Figure (I.10) : grue de fonderie à deux poutres avec un chariot de coulée

I.7 Les différents types de la grue de fonderie

I.7.1 palan principal avec double engrenage de réducteur

La grue de fonderie de type palan principale avec double engrenage de réducteur figure (I.11), est constituée d'un arbre de faible vitesse et deux tambours disposés sur le même axe perpendiculaire à la poutre principale. Ils sont connectés en permanence via un accouplement qui permet de synchroniser leur fonctionnement, ce type de mécanisme de levage appelé «double vitesse» en raison de la présence de deux engrenages identiques dans sa conception.

L'entraînement principal du mécanisme de levage avec double engrenage de réduction sont disposés symétriquement. Si un mécanisme de levage échoue, le second peut gérer par un arbre d'accouplement, il faut vérifier le fonctionnement de la grue s'il est en conformité avec les consignes de sécurité [11].

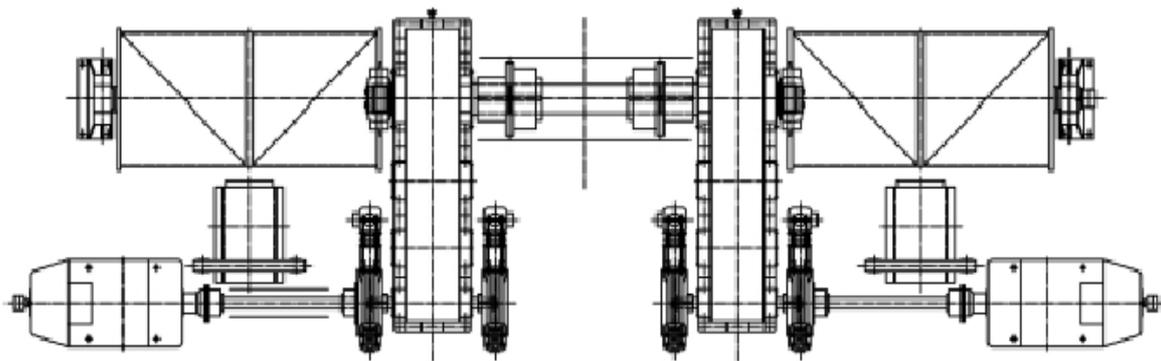
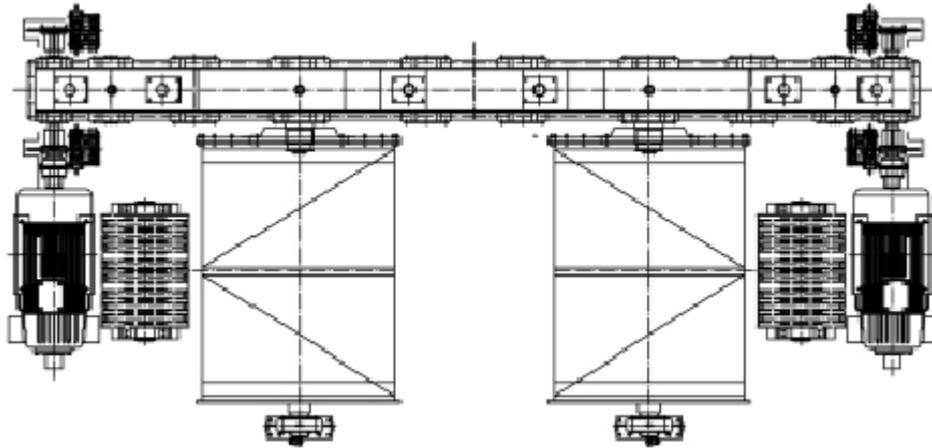


Figure (I.11) : grue de fonderie de type palan principale avec double réducteur

I.7.2 palan principal avec réducteur

La grue de fonderie de type palan principale avec réducteur figure (I.12), l'entraînement principal du mécanisme de levage avec un réducteur disposé symétriquement on à deux rotations électriques entraîne les deux arbres pour tourner en même temps et deux tambours qui sont disposés parallèlement à la poutre principale.

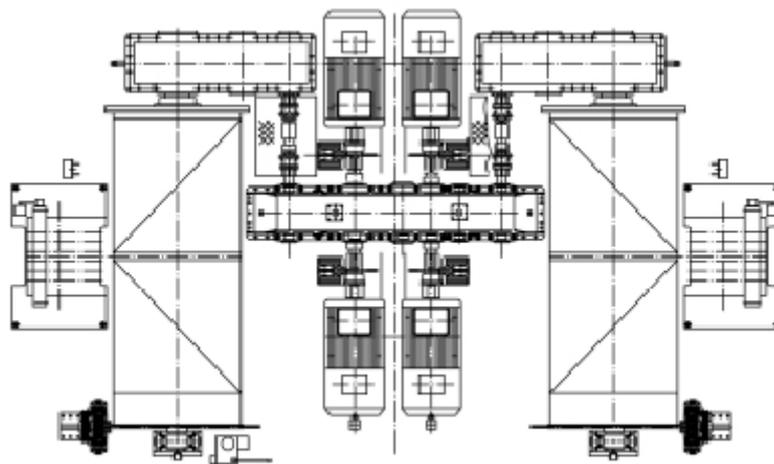
A l'intérieur du réducteur il existe deux mécanismes de levage qui sont reliés par des puits fonctionne à une vitesse faible, en cas de défaillance de l'actionneur l'intermédiaire du mécanisme d'élévation du seconde mécanisme peut être commandé à l'aide d'un pignon fou réducteur, pour vérifier s'il est en conformité avec les consignes de sécurité [11].



Figure(I.12) : grue de fonderie de type palan principale avec réducteur

I.7. 3 palans principaux avec triple engrenage planétaire

La grue de fonderie de type palan principale avec triple engrenage planétaire figure (I.13), est constitué d'un triple engrenage planétaire, le levage principal s'entraîné par deux ou quatre lecteurs, deux tambours situés parallèlement à la poutre principale et deux disques disposés symétriquement [11].



Figure(I.13) : grue de fonderie avec triple engrenage planétaire

I.7.4 grue de fonderie de type palan principal avec triple engrenage

Cette grue de fonderie Figure(I.14) est constitué de trois mécanismes d'engrenage de levage primaire sont agencés pour former un triangle, et deux lecteurs sont disposés symétriquement,

deux tambours disposés parallèlement à la poutre principale, et deux auxiliaires intensifs pignon d'entraînement de deux tambours à l'aide d'un embrayage [11].

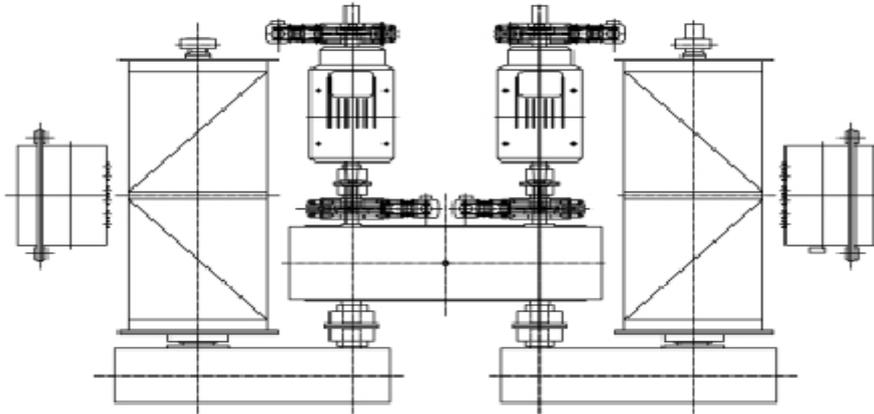
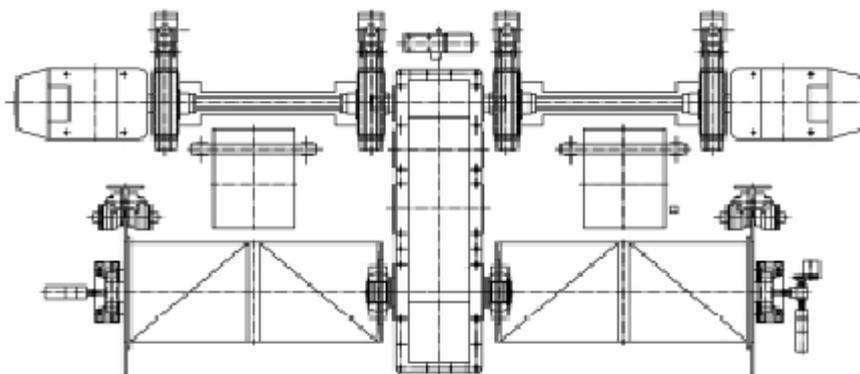


Figure (I.14) : grue de fonderie avec triple engrenage

I.7.5 grue de fonderie de type palan principal avec un engrenage

La grue de fonderie de ce type Figure (I.15), le mécanisme de levage principal comporte un réducteur avec un engrenage de réduction comprend deux disques et deux tambours de câble, qui sont disposés symétriquement, et deux arbres disposés perpendiculairement à la poutre principale.

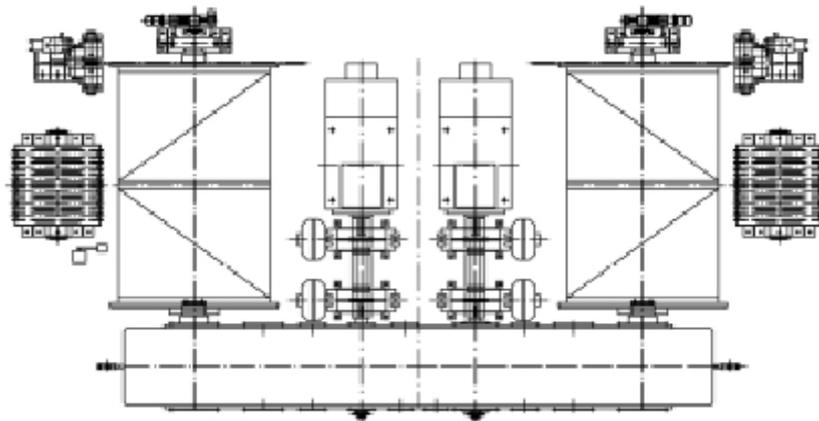
En cas d'une rupture du disque, le mécanisme de levage sera gérer au cours de la deuxième opération [11].



Figure(I.15) : grue de fonderie avec un engrenage

I.7.6 Palan principale avec un réducteur planétaire

La grue de fonderie de type palan principale avec un réducteur planétaire Figure (I.16), est composé d'un train principal du palan planétaire du réducteur entraîne les deux tambours avec deux unités, les deux tambours sont disposés parallèlement à la poutre principale, la synchronisation des deux points de levage prévus au moyen d'un pignon d'engrenage secondaire. Lorsque le lecteur de l'une ou des deux arbres d'entraînement de l'engrenage planétaire réducteur tombe en panne, le frein d'urgence est automatiquement déclenché et l'autre arbre d'entraînement peut transporter des marchandises à 50% de réduction de la vitesse [11].



Figure(I.16) : grue de fonderie de type palan principale avec un réducteur planétaire

I.8 les avantages et les inconvénients de la grue de fonderie

I.8.1 Avantage

La grue de fonderie présente plusieurs avantages par rapport aux autres grues. Parmi ces avantages :

- ✓ Une structure raisonnable;
- ✓ favorable performance ;
- ✓ lisse démarrage et d'arrêt,
- ✓ sûr et fiable ;
- ✓ faible bruit ;
- ✓ commode cabine et bonne vue ;
- ✓ l'entretien est commode ;
- ✓ excellente possibilité d'échange pour les pièces et les composants ;
- ✓ réduire la consommation d'énergie (économie d'énergie) [12].

I.8.2 Inconvénients

- ✓ Protection de l'opérateur très difficile
- ✓ Dégagement de fumées toxiques
- ✓ Très importants de savoir-faire pour les travaux techniques [12].

I.9. Conclusion

Ce premier chapitre est dédié à la présentation générale du mécanisme de levage. Au départ, nous avons présenté un historique sur les moyens de levage, ce qui nous permet de conclure que si les appareils de levage aujourd'hui, sont bien sophistiqué c'est parce que leurs utilisations a commencé depuis la préhistoire. Par la suite on a présenté un aperçu général sur les grues de fonderie, et finalement on a présenté les avantages et les inconvénients des ces grues utilisée dans les fonderies.

Chapitre II

systeme d'entraînement des machines électrique

II.1 Introduction

Le champ d'application balayé par les entraînements électriques ne cesse de s'étendre de jour en jour. On les trouve actuellement dans tous les domaines de l'industrie, dans les centrales électriques ainsi que dans les systèmes de transport et de manutention. Dans les pays développés, plus de 60% de l'énergie électrique produite est consommé et transformé en énergie mécanique par des entraînements électriques. Ces derniers se sont imposés aux autres types d'entraînements grâce aux avantages suivants [13] :

- Grandes étendues de plages de la puissance, du couple élevé et de la vitesse.
- Rendement élevé.
- Contrôle rapide et précis de la puissance mécanique produite.
- Longue durée de vie.
- Températures ambiantes et environnement d'opération, variés.

II.2 Structure d'un entraînement électrique

Un entraînement électrique est un système électromécanique destiné à réaliser un processus technologique grâce au mouvement d'un organe de travail, figure (II.1), il est constitué d'un moteur électrique, alimenté par un convertisseur statique ou une génératrice, d'un système de commande et d'une charge [14].

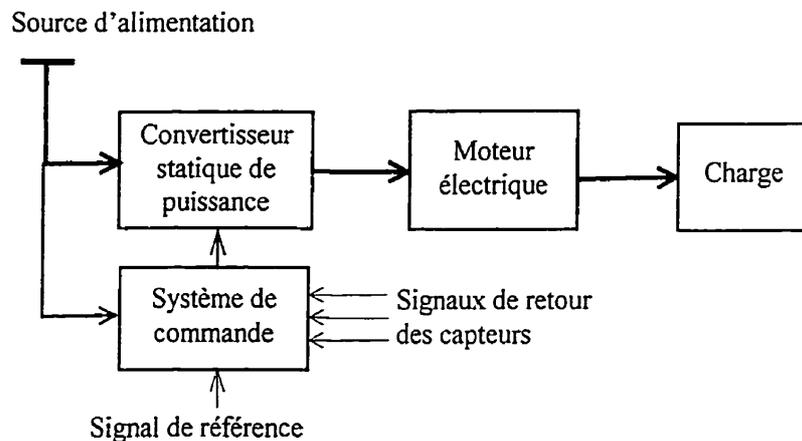


Figure (II.1) Schéma d'un entraînement électrique [14].

La puissance électrique fournie par la source d'alimentation (réseau électrique ou système autonome) au convertisseur de puissance, est transformée en puissance électrique réglable. Cette dernière est transformée en puissance électromagnétique et mécanique par le moteur. Le moteur est en fait un convertisseur électromécanique dont le rotor peut être associé à la partie mécanique de l'entraînement électrique. La puissance mécanique à l'arbre du moteur est transmise à la charge par l'intermédiaire d'un convertisseur mécanique. Le système

de commande peut varier d'un simple bouton poussoir à un ordinateur de commande. En général, il élabore les signaux de commande des semi-conducteurs du convertisseur statique, à partir des consignes de pilotage du procédé et des mesures de tension, courant, vitesse, couple, accélération...ect, fournies par les divers capteurs placés à l'entrée et à la sortie du convertisseur et sur l'arbre du moteur. Le convertisseur statique, alimenté par le réseau industriel, transforme la présentation de l'énergie électrique pour lui donner la forme désirée (tension, courant, fréquence). En d'autres mots, il régule le flux de puissance nécessaire au moteur de façon à obtenir les performances dynamiques désirées. Bien que ne constituant pas la majorité, les entraînements à vitesse variable constituent la classe d'entraînements qui a le plus attiré l'attention des chercheurs au cours des dernières années. [14] Ils présentent les avantages suivants liés à la variation de leur vitesse :

- Économie d'énergie.
- Amélioration du contrôle du procédé (accroissement de la qualité du produit).
- Réduction des frais d'entretien.
- Prolongement de la durée de vie de l'équipement.

II.3 Moteurs des entraînements électriques [15] [16]

Les entraînements électriques utilisent des moteurs à courant continu et les moteurs à courant alternatif à champ tournant, il existe plusieurs critères de classification des moteurs. Selon la nature de la source d'alimentation, on distingue les moteurs à courant continu et les moteurs à courant alternatif, figure (II.2). Les sections qui suivent, donnent une brève description des moteurs les plus utilisés dans les entraînements.

II.3.1. Entraînements par moteurs à courant continu

La tension de sortie d'un redresseur piloté (commuté) par le réseau se compose d'une composante continue à laquelle est superposée une composante alternative dont la valeur dépend de l'indice de pulsation du convertisseur et de sa profondeur de réglage.

Cette ondulation résiduelle de la tension continue se traduit dans le circuit d'induit par une ondulation de courant dont l'amplitude dépend, entre autres, de l'inductance totale du circuit d'induit. Plus l'indice de pulsation et la profondeur de réglage sont élevés.

(Indice de pulsation σ dans le cas d'un pont triphasé, par exemple), plus le courant et la tension se rapprochent d'une forme d'onde purement continue. [15] Une diminution de l'indice de pulsation se traduit par une augmentation de l'ondulation du courant et par conséquent des sollicitations supplémentaires du moteur, telles que :

- Sollicitations accrues de commutation dans les moteurs non entièrement feuilletés, en raison de l'amortissement de la composante alternative du flux des pôles de commutation.

- Contraintes thermiques supérieures dues à une valeur efficace plus élevée du courant et des pertes complémentaires dues à une répartition inégale de la densité de courant dans les enroulements [15].

En raison de ses bonnes propriétés de commutation, le moteur à courant continu n'exige pas d'inductance de lissage lorsqu'il est alimenté par un convertisseur à indice de pulsation σ , une telle inductance devient cependant nécessaire s'il est alimenté en indice de pulsation σ , ceci en vue d'obvier à un surdimensionnement du moteur et de permettre malgré tout la réalisation d'un entraînement économique [16].

▪ Moteurs à courant continu à excitation séparée

Les moteurs à courant continu à excitation séparée sont presque exclusivement utilisés pour les entraînements régulés. Dans ce cas, la tension d'induit et le couple sont nettement découplés en raison de l'alimentation distincte de l'induit et des inducteurs, de ce fait, le fonctionnement du moteur se prête à une large adaptation aux exigences du mécanisme entraîné. La variation de la vitesse s'obtient simplement par action sur la tension d'induit et/ou sur le courant d'excitation [16].

▪ Moteurs à aimants permanents

Les moteurs à courant continu à excitation par aimants permanents se sont imposés dans le secteur des entraînements des machines-outils. Ils se distinguent des moteurs à excitation séparée sur les points suivants [17]:

- Caractéristiques couple-vitesse, leur couple est maximal à proximité de la vitesse nulle et décroît à vitesse croissante.
- Meilleur rendement en raison de l'absence des pertes dans l'enroulement inducteur.
- Économie de l'alimentation d'excitation.

Les moteurs à courant continu à aimants permanents trouvent un vaste champ d'application dans les entraînements d'avance sur les machines-outils, car ils satisfont optimalement aux exigences imposées par ces machines à la caractéristique couple-vitesse [17].

II.3.2 Entraînements par moteurs à courant alternatif

Les moteurs triphasés à vitesse variable sont alimentés pour la plupart par des convertisseurs indirects et parfois par des cycloconvertisseurs ou des gradateurs triphasés; les grandeurs fixant la vitesse de rotation, telles que la fréquence et la tension, étant susceptibles d'un réglage progressif. Ce mode d'alimentation a aussi pour conséquence que les tensions et courants parvenant au moteur triphasé s'écartent de la forme d'onde sinusoïdale et occasionnent ainsi un supplément de sollicitations ainsi qu'une modification des caractéristiques de fonctionnement [17].

▪ Moteurs asynchrones à cage

Le moteur asynchrone triphasé à cage est le plus connu, il s'est imposé grâce à sa robustesse, sa simplicité de construction et sa facilité d'entretien. Il est destiné en premier lieu aux entraînements à vitesse unique. Ces moteurs possèdent une inductance de fuite relativement élevée pour la limitation du courant d'appel à l'enclenchement. Afin d'obtenir un couple de décollage suffisant, les rotors sont dimensionnés de manière à obtenir une grande inégalité de la distribution du courant dans la section des barres.

Chacune de ces deux propriétés essentielles d'un moteur à cage normal se répercute d'une façon différente suivant le type de convertisseur statique utilisé pour l'alimentation. Ce type de moteur, alimenté par un convertisseur indirect à courant ou tension imposée, est le siège de sollicitations supplémentaires :

- Pertes accrues dans le moteur occasionnées par les harmoniques de courant ou de tension à la sortie du convertisseur, d'où la nécessité de réduire le couple admissible du point de vue thermique.
- Réduction de l'effet de refroidissement par le ventilateur monté sur l'arbre du moteur lors du fonctionnement à basse vitesse.
- Lors du fonctionnement à des fréquences supérieures à 50/60 Hz, l'augmentation de vitesse se traduit par un accroissement de l'efficacité de refroidissement; mais celle-ci n'est cependant pas suffisante pour évacuer le supplément de chaleur engendrée par les pertes fer, ce qui oblige également à réduire le couple [17].

▪ Moteurs asynchrones à bagues

Dans ce cas, la variation de la vitesse est obtenue soit par une cascade hyposynchrone dans le circuit rotorique soit par un gradateur triphasé dans l'alimentation du moteur. Pour le montage avec cascade hyposynchrone, l'onduleur oppose une contre tension qui impose une vitesse de rotation telle que la tension induite dans le rotor s'équilibre avec cette contre tension. La variation de vitesse s'obtient donc en faisant varier la contre tension et donc l'angle de conduction des thyristors de l'onduleur. La puissance de glissement est récupérée et restituée au réseau par la cascade [17].

Le grand avantage de ce type d'entraînement réside dans le dimensionnement du convertisseur, qui ne doit être prévu que pour la puissance de glissement, c'est-à-dire plus la plage de variation ne sera petite, plus la puissance et le coût du convertisseur seront faibles. La présence du convertisseur statique dans le circuit rotorique impose une forme d'onde du courant rotorique non sinusoïdale. Il en résulte des pertes supplémentaires dues aux harmoniques qui exigent l'utilisation à couple réduit par rapport à sa valeur nominale.

Le montage d'un gradateur triphasé à thyristors dans le circuit d'alimentation statorique permet de réduire la tension statorique et donc le flux dans la machine, ce qui se traduit par une augmentation du glissement et par conséquent une diminution de la vitesse. En complétant ce montage par une insertion de résistances dans le circuit rotorique, on en tire un double avantage : d'une part, la caractéristique vitesse-couple du moteur peut être déplacée de manière à obtenir des points d'intersection stables avec la caractéristique du couple résistant de la machine entraînée, et d'autre part, les pertes de glissement du circuit rotorique prennent naissance en majeure partie à l'extérieur du moteur, à savoir dans les résistances [24].

- **Moteurs synchrones triphasés à aimants permanents**

Ces moteurs sont conçus spécialement pour être alimentés par convertisseurs indirects et sont dimensionnés en conséquence. Du point de vue construction, on distingue les moteurs à rotor intérieur et à rotor extérieur, les moteurs à rotor intérieur présentent le même aspect que les moteurs triphasés à cage [24].

L'enroulement d'excitation usuelle sur les machines synchrones est remplacé par des aimants permanents. L'absence de pertes d'excitation et de pertes de glissement alliée à l'utilisation de tôles de haute qualité donne un bilan de pertes extrêmement avantageux, ce qui permet à ces moteurs de développer une puissance nettement supérieure à celle des moteurs à cage de mêmes dimensions. Étant donné qu'un moteur sans cage de démarrage n'est pratiquement le siège de pertes qu'au niveau du stator et de plus, que parmi celles-ci, les pertes fer diminuent avec le carré de la fréquence [24], ces moteurs se prêtent au fonctionnement avec le plein couple nominal dans une grande plage de variation de la vitesse, sans qu'il ne soit nécessaire de prévoir un refroidissement séparé. Les moteurs synchrones à aimants permanents donnent d'excellents résultats dans de nombreuses branches industrielles, notamment pour les entraînements multimoteurs, mais aussi pour les entraînements de machines individuelles.

- **Moteurs à réluctance**

Le moteur à réluctance est un moteur synchrone avec une structure saillante de rotor, mais qui n'a pas d'enroulement d'excitation, ni d'aimant permanent. Les enroulements statoriques produisent le flux d'entrefer qui induit le champ rotorique. Ce dernier tend à s'aligner sur le champ statorique [24].

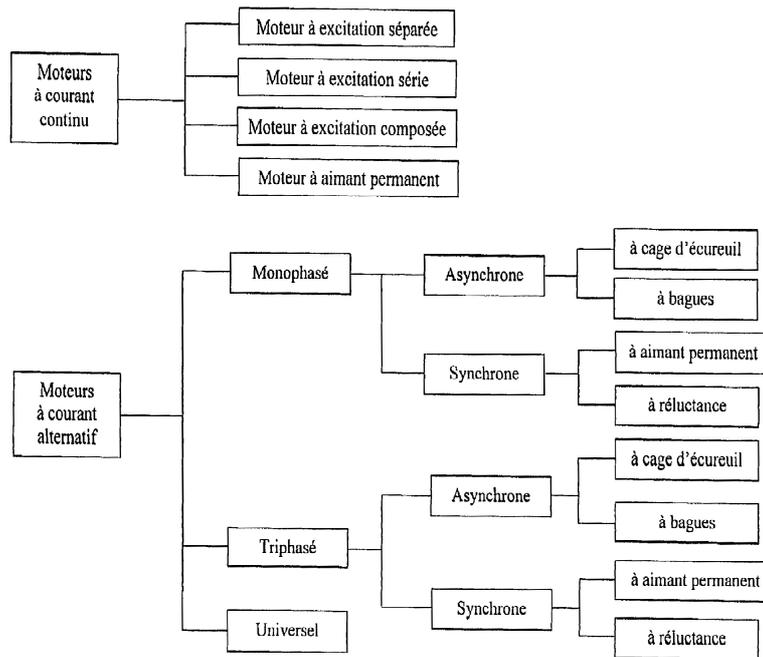


Figure (II.2) : Classification des moteurs pour entraînements électriques [15].

II.4 Convertisseurs statiques

La gamme de convertisseurs statiques disponible pour les entraînements électriques par moteurs à courants continu ou alternatif, est caractérisée par une grande diversité de montages et de versions figure (II.3). Cette section présente ceux qui sont d'utilisation courante dans le domaine des entraînements électriques [24].

II.4.1 Convertisseurs pour moteurs à courant continu

Les ensembles convertisseurs - moteurs à courant continu sont caractérisés par un nombre relativement faible de montages de base et de procédés de régulation. Le profond engouement pour ces systèmes d'entraînement découle des propriétés avantageuses du moteur à courant continu en ce qui concerne la dynamique et la précision de régulation alliées à celles des convertisseurs répondant aux exigences les plus sévères. Parmi les facteurs de ce succès, il convient encore de citer le rapport avantageux coûts / performances. La réalisation des entraînements par moteur a courant continu fait appel aux convertisseurs suivants [17].

II.4.1.a Convertisseurs à thyristors à commutation par le réseau

Ces convertisseurs sont les organes de réglage de puissance les plus répandus pour la variation de vitesse de moteur shunt à courant continu. Les montages les plus utilisés sont :

- ✓ Montage en pont monophasé mixte.
- ✓ Montage en pont monophasé tout thyristors.
- ✓ Montage en pont triphasé tout thyristors.

- ✓ Montage en pont triphasé tout thyristors avec croisement d'induit ou inversion de champ.
- ✓ Montage triphasé antiparallèle tout thyristors sans courant de circulation.
- ✓ Montage en croix tout thyristors, avec courant de circulation.
- ✓ Montage triphasé antiparallèle tout thyristors, à point milieu, avec courant de circulation.

Le choix du montage adéquat est dicté par différents critères :

- ✓ réversibilité de la marche et du couple,
- ✓ ondulation résiduelle du courant d'induit,
- ✓ réaction sur le réseau d'alimentation, etc.

Les montages monophasés sont surtout destinés aux basses puissances, le facteur coûts y étant aussi pour quelque chose. Le pont triphasé jouit d'une large diffusion, notamment en montage unidirectionnel pour les entraînements unquadrants. Le croisement d'induit et l'inversion de champ par contacteurs permettent d'obtenir à moindres coûts un entraînement quatre quadrants, dans la mesure où les exigences quant à la dynamique de régulation (notamment dans le cas de l'inversion de champ), à la fréquence d'inversion du couple et au temps mort à couple nul, peuvent être satisfaites. Les montages antiparallèles et les montages à courant de circulation satisfont à des impératifs plus sévères. Ces montages exigent cependant toujours un convertisseur double (réversible) et par conséquent une mise en œuvre de matériel plus importante [24].

L'électronique de commande et de régulation d'un convertisseur à thyristors est caractérisée par une subdivision claire en groupes fonctionnels et par l'utilisation renforcée de circuits intégrés. Les blocs d'amorçage, par exemple, regroupent sous un volume restreint des circuits intégrés spéciaux assurant la génération d'impulsions et la synchronisation. En règle générale, un moteur à courant continu est pourvu d'une régulation en cascade, c'est à dire, d'un régulateur de courant recevant sa référence du régulateur de vitesse. Si nécessaire, des régulateurs de courant adaptatifs réalisent une adaptation optimale du système réglé. L'équipement standard d'un convertisseur comprend également un automatisme de mise sous tension, différents organes de surveillance et souvent une alimentation d'excitation [17].

II.4.1.b Hacheurs à thyristors

Ces convertisseurs trouvent leur emploi lorsque l'on dispose d'une source unique de tension continue pour l'alimentation d'un moteur à courant continu de grosse puissance. Tel est le cas sur la plupart des réseaux ferroviaires urbains et suburbains. Les hacheurs à thyristors se sont

donc imposés en tant qu'organes de réglage de puissance pour les moteurs série à courant continu dans les métros et tramways [17].

II.4.1.c Hacheurs à transistors

Les hacheurs à transistors (bipolaires, MOSFET, IGBT) complètent la gamme des convertisseurs à thyristors, notamment dans le domaine des faibles puissances. Cette technologie est particulièrement intéressante pour les entraînements d'avance sur les machines - outils, dont l'augmentation de puissance exige de satisfaire à des impératifs de dynamique de plus en plus sévères [24].

II.4.2 Convertisseurs pour entraînements par moteurs triphasés

Les entraînements par moteurs triphasés sont employés actuellement dans des secteurs fermés aux moteurs à courant continu pour des raisons de puissance, vitesse, environnement ou prix.

Les critères majeurs militant en faveur des entraînements par moteurs triphasés sont :

- ✓ Synchronisme parfait sur les entraînements multimoteurs (moteurs synchrones).
- ✓ vitesses élevées ;
- ✓ Puissances élevées ;
- ✓ Faible inertie du rotor ;
- ✓ Haute puissance massique ;
- ✓ Faibles servitudes d'entretien ;
- ✓ Utilisation en atmosphère explosive ;

Malheureusement, les avantages au niveau du moteur sont contrebalancés par le coût élevé de l'électronique de puissance et de régulation, notamment lorsque l'entraînement doit satisfaire à des exigences sévères en matière de dynamique de régulation. Afin de minimiser les coûts des entraînements et de pouvoir proposer la solution technique optimale à chaque cas d'application, on trouve un plus grand nombre de montages convertisseurs que pour les entraînements à moteurs à courant continu [24].

II.4.2.1 Gradateur triphasé

Le gradateur triphasé se prête à une commande par réglage de phase de la tension statorique de moteurs triphasés à cage et à bagues. Chaque phase comporte deux thyristors tête-bêche. En faisant varier l'angle de conduction des thyristors au cours de chaque alternance de la tension statorique, ce qui se traduit par un abaissement de la caractéristique couple-vitesse, la vitesse du moteur peut être variée dans certaines limites à fréquence constante. Le rotor étant le siège de pertes Joule fort importantes, ce mode de variation de la vitesse sera réservé aux moteurs fonctionnant en service intermittent et aux moteurs de faible puissance dont le surdimensionnement n'entraîne pas une augmentation notable du coût [17].

II.4.2.2 Cycloconvertisseurs

Ce type de convertisseur transforme directement l'énergie du réseau à la fréquence requise par le moteur. Les moteurs alimentés par cycloconvertisseurs peuvent fonctionner dans les quatre quadrants. La fréquence limite supérieure est fixée par le principe même de conversion. Elle se situe vers 45% de la fréquence du réseau d'alimentation. Les cycloconvertisseurs sont destinés à l'alimentation de moteurs à nombre de pôles élevé et de forte puissance, en vue d'obtenir des vitesses basses sans réducteur. Les formes d'ondes quasi sinusoïdales du courant et de la tension de sortie permettent d'obtenir une ondulation extrêmement faible du couple [24].

II.4.2.3 Cascade hyposynchrone

Une solution économique pour l'exploitation des moteurs triphasés à bagues à petite plage de variation de vitesse consiste à insérer un convertisseur indirect à onduleur de courant dans le circuit rotorique. La puissance de glissement qui prend naissance dans le rotor est d'abord redressée par un pont à diodes pour être ensuite restituée au réseau par un onduleur à commutation par le réseau. En agissant sur la profondeur de réglage de l'onduleur, on peut faire varier la tension rotorique et ainsi la vitesse du moteur. Les coûts du convertisseur croissent avec l'élargissement de la plage de variation de vitesse. La cascade hyposynchrone est donc utilisée de préférence pour les applications ne nécessitant qu'une petite plage de variation de vitesse [17].

II.4.2.4 Convertisseur indirect d'alimentation à courant imposé

Le montage se compose d'un redresseur tout thyristor à commutation par le réseau qui, par l'intermédiaire d'une self, impose un courant continu dans le circuit intermédiaire. Un onduleur autocorrmuté commute ce courant sur l'enroulement du moteur de manière à reconstituer le champ tournant. Grâce à un pilotage approprié en fréquence de l'onduleur, on obtient à la sortie du convertisseur un système triphasé de fréquence variable avec une forme d'onde de courant en créneaux. L'onduleur fonctionne avec extinction séquentielle des phases. Le thyristor en conduction est éteint par la décharge de l'un des condensateurs de commutation branchés entre les phases, la décharge du condensateur étant initialisée par l'amorçage du thyristor de la phase suivante. Ce convertisseur est surtout utilisé pour les entraînements de machines uniques par moteurs triphasés asynchrones. Il offre l'avantage de se prêter au fonctionnement dans les quatre quadrants. En inversant la polarité de la tension dans le circuit intermédiaire et en gardant le même sens de circulation du courant, on obtient la restitution de l'énergie au réseau d'alimentation. L'inversion du couple s'obtient en permutant des phases dans l'onduleur [24].

II.4.2.5 Convertisseur indirect à onduleur de courant piloté

Ce convertisseur se compose d'un redresseur tout thyristor commuté par le réseau, d'une self de lissage dans le circuit intermédiaire et d'un onduleur autocommuté ou commuté par la machine. La combinaison d'un tel convertisseur avec un moteur synchrone donne un ensemble d'entraînement présentant des propriétés dynamiques particulièrement avantageuses. L'onduleur est piloté par un capteur de position du rotor incorporé dans le moteur synchrone ou par la tension du moteur. L'onduleur piloté par le moteur assume une fonction équivalente à celle du collecteur d'un moteur à courant continu. Ce convertisseur se prête au fonctionnement dans les quatre quadrants. Le montage est aussi connu sous le nom de moteur synchrone autopiloté ou autosynchrone [17].

II.4.2.6 Convertisseurs indirects à onduleur alimenté en tension variable

Ces convertisseurs comportent du côté machine un onduleur autocommuté à six pulsations transformant la tension continue imposée variable en un système de tension triphasée à fréquence variable. Suivant la source de tension continue variable, on distinguera les deux variantes :

Dans la première variante, la tension continue variable est fournie directement par le redresseur tout thyristors commuté par le réseau, alors que la deuxième variante fait appel à la combinaison d'un redresseur à diodes commuté par le réseau et d'un hacheur à thyristors. Cette dernière variante permet le raccordement du circuit à tension continue constante à un jeu de barre secouru, pour le cas où l'entraînement doit continuer à fonctionner en présence de coupures de réseau de courte durée. De part leur principe, ces convertisseurs sont destinés à la constitution d'entraînements multimoteurs, tels que dans les industries textiles ou de fibres chimiques. Ils sont généralement dotés d'une commande par la caractéristique tension-fréquence. La tension est asservie à la fréquence de manière à obtenir un rapport v/f constant, et donc un flux approximativement constant pour toute la plage de variation de la vitesse [17].

II.4.2.7 Convertisseurs indirects à onduleur alimenté en tension fixe

Ces convertisseurs comportent généralement du côté réseau un redresseur à diodes à commutation par le réseau et peuvent de ce fait aussi être raccordés à un jeu de barres à tension continue fixe ou secourue. Le réglage de l'amplitude de la tension de sortie du convertisseur est obtenu par modulation de largeur d'impulsions (MLI) de l'onduleur autocommuté, d'où le nom de convertisseur indirect à onduleur MLI. Les entraînements à convertisseur indirect à onduleur MLI se distinguent par la plage étendue de variation de vitesse et par leurs excellentes propriétés dynamiques.

Si des applications spéciales requièrent un fonctionnement dans les quatre quadrants avec récupération d'énergie, le redresseur devra être réalisé en version convertisseur réversible tout thyristors ou à transistors avec diodes antiparallèles [24].

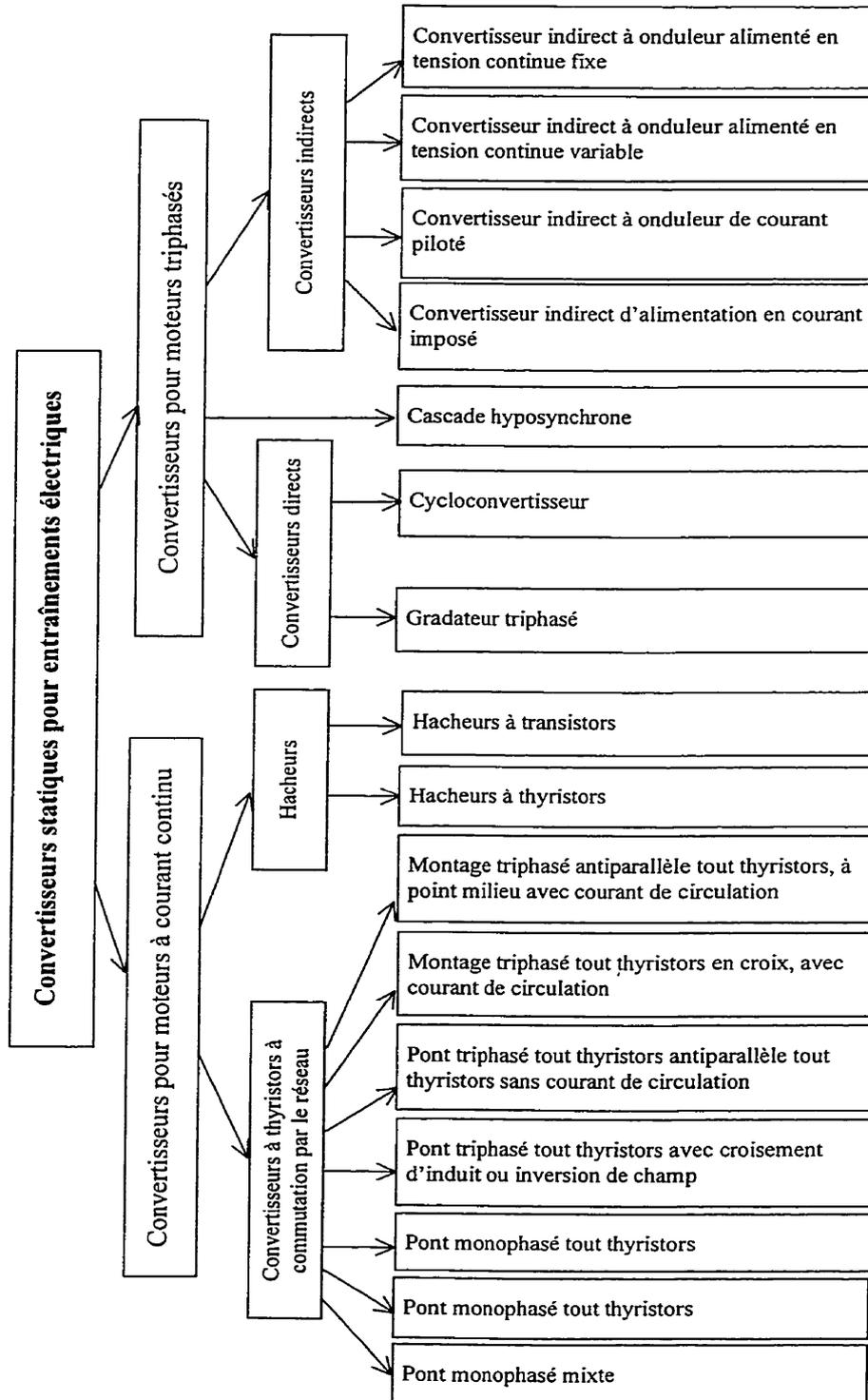


Figure (II.3) : classification des convertisseurs statique pour entrainement électrique [17].

II.5 Système de commande :

La commande d'un entraînement doit assumer quatre tâches essentielles :

- ✓ Piloter la grandeur réglée (vitesse, couple par exemple) conformément au problème technologique d'entraînement à résoudre.
- ✓ Supprimer les influences perturbatrices sur la grandeur réglée, dues aux variations de charge sur l'arbre d'entraînement ou aux fluctuations de la tension du réseau.
- ✓ Respecter certaines grandeurs d'exploitation (flux, courant par exemple) afin d'assurer une utilisation optimale du moteur et du variateur.
- ✓ Éviter les sollicitations inadmissibles de tous les constituants de l'entraînement par des interventions limitatrices (limitation du courant par exemple).

Les entraînements simples de pompes et de ventilateurs par exemple sont classés parmi ceux exigeant une moindre qualité de régulation. Ils ne fonctionnent généralement que dans un sens de rotation et sans freinage (fonctionnement dans un seul quadrant). Il revient à la régulation de maintenir constant la vitesse de rotation, la dynamique et la précision n'étant pas des paramètres de première importance.

Il y a, par contre, d'autres types d'entraînements qui exigent une dynamique très sévère dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse [24].

II.5.1 Commande des moteurs à courant continu

Le moteur à courant continu possède des performances de régulation exceptionnelles grâce à sa constitution et à son principe de fonctionnement. Il est caractérisé par la position en quadrature des champs produits par l'inducteur et l'induit. Il en résulte un couple proportionnel au produit vectoriel du flux par le courant d'induit.

$$C = \Psi \cdot i_a \quad (\text{II.1})$$

Contrairement aux moteurs triphasés, la séparation entre circuit d'induit et circuit d'excitation permet d'adopter pour les moteurs à courant continu un procédé de commande unifié en cascade. Dans ce cas, le réglage du courant d'induit est asservi à celui de la vitesse [24].

II.5.2 Commande des moteurs à courant alternatif

Si l'on considère uniquement les nombreuses variantes possibles résultant de la combinaison d'un moteur synchrone ou asynchrone et d'un des types de convertisseurs connus, il en découle que le réglage sera amené à satisfaire, à des exigences en partie très différentes. Les performances de réglage des moteurs asynchrones et synchrones alimentés par convertisseurs statiques sont caractérisées par les faits suivants :

- sur le moteur asynchrone, existence d'un seul enroulement (stator) accessible en tant qu'entrée de réglage

- sur le moteur synchrone, existence d'une entrée de réglage supplémentaire (enroulement polaire ou d'excitation); mais, contrairement au moteur à courant continu, importante réaction d'induit (réaction du courant statorique et donc du couple sur le flux)

En conséquence, interdépendance serrée des deux grandeurs réglantes flux et couple importance du retour tachyrnétrique ou du capteur de position du rotor pour l'amélioration des performances de réglage (découplage partiel de structure).

II.6 Les techniques de commande de la machine asynchrone

Il a fallu attendre l'avènement des convertisseurs statiques, dans les années 1970, pour réaliser des alimentations à fréquence variable opérationnelles. Au préalable, des essais avaient permis de constater l'intérêt de l'alimentation à fréquence variable pour les machines asynchrones d'induction à cage, mais les dispositifs pour obtenir cette alimentation, formés de groupements de machines en cascade, étaient trop complexes pour être opérationnels.

Avec l'aide des convertisseurs statiques permettant de traiter l'énergie électrique en la changeant de forme, on peut alimenter une machine à cage « en tension » à fréquence variable et tension sinusoïdale réglable en amplitude et en phase, ou « en courant » à fréquence variable et courant sinusoïdal réglable en amplitude et en phase.

Il existe autant de commandes possibles que d'associations « réseau – convertisseur – moteur – charge » différentes. Dans chaque cas, de nombreux montages permettent des performances très différentes. Pour maîtriser le couple des moteurs à courants alternatifs et pour éviter que l'ensemble « réseau – convertisseur – moteur – charge » n'oscille spontanément plusieurs contrôles en boucle fermée s'imposent. Les machines alternatives étant multivariables, non linéaires, à paramètres non constants et souvent non mesurables, les contrôles en boucle fermée et l'ensemble de la commande se feront en électronique numérique en faisant appel aux outils de l'automatique [38].

Les dispositifs de microélectronique industrielle embarquables fonctionnant en temps réel seront en général préférés par l'industriel aux dispositifs supplémentaires à placer sur l'arbre de la machine. Cette démarche est d'ailleurs la même pour toutes les machines alternatives, mais elle s'avère plus délicate pour la machine asynchrone à cage compte tenu de l'inaccessibilité d'informations directes en provenance du rotor. Devant la nécessité de reconstituer les grandeurs rotoriques, flux et courants, à partir des grandeurs mesurables, courant stator, tension stator et vitesse de rotation, la fiabilité du modèle et des paramètres utilisés prend une importance particulière. [38]

Le comportement du moteur asynchrone est celui d'un système non linéaire, sa dynamique est relativement rapide, ses paramètres varient pendant le fonctionnement et il est le sujet à des perturbations inconnues. Toutes ces caractéristiques rendent la commande de cette machine complexe. Par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations de paramètres et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande. De nombreuses techniques de commandes ont été développées pour en faire un actionneur à vitesse variable, dont celles qui suivent : [39]

II.6.1 Commande DTC

Le principe de base de DTC est qu'on doit choisir directement des vecteurs de tension statorique selon les différences entre les différences du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles. Les contrôleurs du courant suivi d'un comparateur à MLI ne sont pas utilisés dans des systèmes de commande DTC et les paramètres de la machine ne sont pas utilisés également exception faite pour la résistance statorique du moteur.

Ainsi la DTC possède l'avantage d'être moins dépendante des paramètres de la machine, de fournir une réponse de couple plus rapide en comparaison au contrôle du couple via des contrôleurs de courant à modulation de largeur d'impulsions, et une configuration plus simple.

D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre du moteur (vitesse, position). Des travaux ce sont donc multipliés sur ce sujet, initialement basés sur les principes de contrôle énoncés par I. Takahashi et donnant lieu à diverses évolutions de stratégies.

De façon générale, l'absence de maîtrise des harmoniques de couple a généré de nombreux problèmes liés à la compatibilité électromagnétique de l'équipement. Tel que le niveau parfois excessif de bruit audible et l'excitation de certains modes mécanique résonants (problème des couples pulsatoires) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système. [40]

II.6.2 Commande scalaire

Il existe différents types de commandes scalaires (en passant par les courants ou bien par les tensions), néanmoins la finalité reste dans tous les cas la même. Une première phase consiste à contrôler l'amplitude du flux (le maintenir à sa valeur nominale), une seconde étape consiste quant à elle à contrôler le couple. Effectivement, le modèle inverse d'une machine tournante nous conduit à contrôler le couple pour imposer la vitesse de rotation ou la position de l'arbre.

On remarquera qu'une commande scalaire permet de contrôler le couple en régime permanent, alors qu'une commande vectorielle permet de contrôler le couple en régime dynamique. [41]

❖ **Intérêt de la commande scalaire :**

- Permet de réaliser une commande en vitesse de la machine.
- Fort couple au démarrage

❖ **Inconvénients de la commande scalaire :**

- L'asservissement se fait sur des courantes sinusoïdales \Rightarrow performances médiocres et difficiles à implanter en temps réel. [42]

II.6.3 Commande vectorielle

La commande vectorielle est un terme génétique désignant l'ensemble des commandes tenant compte en temps réel des équations du système qu'elle commande. Le nom de ces commandes vient du fait que les relations finales sont vectorielles à la différence des commandes scalaires. Les relations ainsi obtenues sont bien plus complexes que celles des commandes scalaires, mais en contrepartie elles permettent d'obtenir de meilleures performances lors des régimes transitoires. Il existe des commandes vectorielles pour tous les moteurs à courant alternatif [43].

La commande vectorielle est une commande en courant, qui permet de maîtriser le flux présent dans la machine et le couple fourni.

Il existe deux stratégies d'orientation du flux : l'une dans le repère du rotor, l'autre dans le repère du stator. Se placer dans le repère du rotor nécessite la connaissance de la position ou de la vitesse du rotor, donc d'un capteur [44].

Le contrôle vectoriel du flux rotorique, qui se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique du rotor et du couple de la machine, a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles comme la traction ferroviaire, le domaine des mécanismes de levage et la robotique. Cependant cette structure nécessite la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique et reste très sensible aux variations de paramètres de la machine, notamment celles de la résistance rotorique, qui est délicate à identifier en cours de fonctionnement [45].

II.7 Bilan comparatif

La première utilisation de la fréquence variable a été réalisée avec une loi $U/f = \text{cte}$. Nous montrons en effet, qu'en régime permanent ce fonctionnement qui fait travailler la machine à flux imposé, assure un fonctionnement correcte dans une plage de vitesse qui peut encore être étendue vers les hautes fréquences en travaillent à tension constante donc à flux

réduit. Cependant cette commande qui a l'intérêt d'être très simple ne contrôle pas les régimes transitoires. Des appels de courant importants peuvent être néfastes pour l'électronique de puissance ; une limitation de ces courants peut conduire à une perte de stabilité pour l'ensemble. La seule solution à ce problème consiste en un ralentissement de la commande de façon à éviter les transitoires dangereux.

Pour des commandes plus performantes, des lois plus précises doivent être trouvées. Des améliorations de cette loi de commande, basées sur le même principe sont souvent proposées sous le nom de commandes scalaires. Elles augmentent les performances, mais restent spécifiques de la machine utilisée et sont difficilement généralisables car elles reposent sur une base théorique fragile.

Les méthodes proposées, comme celle du flux orienté ou de la commande directe du couple dépendent beaucoup des paramètres utilisés. On peut, par des mesures ou des estimations intermédiaires améliorer la robustesse de ces commandes.

Une des difficultés de la commande des machines asynchrones réside dans le faible nombre de grandeurs facilement mesurables. Des mesures de flux qui seraient très utiles ne sont pas acceptables au niveau industriel car les capteurs qu'elles nécessitent sont trop fragiles. D'une façon générale, la présence de capteurs doit être réduite au strict minimum, essentiellement pour les problèmes de robustesse [46].

II.8 Choix de la commande

La structure de l'actionneur et de son alimentation, les performances désirées (qualité du couple fonctionnement à basse vitesse et en survitesse, rendement) et les impératifs technologiques (commande analogique ou numérique (MLI), implantation sur ASIC, microcontrôleur ou DSP) sont les principaux critères de choix des commandes des actionneurs électriques. Ceux-ci sont résumés sur le tableau suivant :

	Comportement à basse vitesse	Adapté aux survitesses	Sensibilité aux variations de paramètres	Contrôle en régime permanent	Contrôle en régime transitoire
Commande scalaire	médiocre	Oui avec des performances médiocre	Oui pour certaines algorithmes	oui	non
Commande vectorielle	bon	Trop complexe	beaucoup	oui	oui
Contrôle directe du couple	médiocre	Oui avec de bonnes performances	moyen	oui	oui

Tableau (II.1) Critère de choix des commandes des actionneurs électriques

Les techniques d’asservissement et de régulation sont utilisées à plusieurs niveaux :

- Pour le contrôle du flux et du couple,
- Pour l’asservissement et la régulation de vitesse et de position.

Comme il était prévisible, aucune solution ne peut répondre à toutes les exigences et le choix d’une commande et d’une technologie relève, là aussi, comme pour le choix de la machine et de son alimentation, de compromis astucieux pour l’ensemble des éléments à assembler. C’est ce qui fait encore l’art de l’ingénieur et l’intérêt du métier et prouve, s’il en était besoin, qu’il reste encore fort à faire pour parvenir à des solutions idéales maîtrisées [47].

	Technologie				Performances	Complexité	application		
	Analogique	ASIC	μ C	DSP			couple/flux		vitesse et position
							scalaire	vectorel	
Régulateurs PID	oui	oui	oui	oui	moyen	faible	oui (selon la commande)	oui	oui
RST	non	oui	oui	oui	bon	moyenne			oui
Retour d'état	non	oui	oui	oui	très bon			oui	oui
Synthèse H_{∞}	oui	oui	oui	oui	Compromis stabilité/performances	dépend de l'ordre du système		oui	oui
Commande adaptative	non	non	oui	oui	prise en compte de la variation paramétriques mais pas de bruit ni des dynamiques négligées	élevée		oui (variation des paramètres)	Oui (J et Tf inconnus)

Tableau (II.2) Critère de choix de correcteurs

II.9 Couples de charge

Les couples de charge (couples résistants) présents dans les entraînements électriques sont d'une grande variété des cas typiques sont :

- les machines d'enroulement à tension constante,
- les bandes de convoyeurs, les grues de fonderie, les pompes à déplacement positif, agitateurs, extrudeuses, treuils, etc.
- les machines pour le traitement des matériaux, machines à lisser, etc.
- les machines à forces centrifuges (pompes, ventilateurs, etc.) [48].

II.10 Réduction

Un mécanisme est caractérisé par sa fonction d'espace L , est très souvent dans le cas de transmissions uniforme, par son rapport de vitesse VR . On se propose de ramener à l'élément de réduction (1) des grandeurs attachées à l'élément (2) Figure (II.4). Une grandeur réduite doit conférer au modèle équivalent le même comportement dynamique que la grandeur réelle au système réel. [10]



Figure (II.4) : Mécanisme

II.10.1 Transmission par obstacle

La transmission par obstacle s'est développée au cours du temps au travers des engrenages. Ceux-ci sont en effet appréciés pour leur robustesse, leur rendement, leur modularité et leur précision. Ils sont effectués par un engrenage, courroies crantées ou pignon et chaîne [10].

II.10.2 Transmission par adhérence

Ces systèmes sont utilisés pour transmettre la puissance en conservant le sens de rotation. Ils évitent les bruits mais nécessitent un entretien fréquent par remplacement de la courroie. La transmission est assurée par des courroies plates, des courroies toriques et des courroies trapézoïdales, courroies polyvés et roues de friction [10].

II.11 Cinématique

Les déplacements sont liés par la loi d'espace supposée holonome, c'est-à-dire indépendante de la vitesse, $x = l(y)$; Un déplacement y de l'élément (1) est identique au déplacement réduit x' donc $x' = L^{-1}x$

Avec :

L^{-1} : La fonction inverse de la loi d'espace.

Dans le cas d'un déplacement élémentaire formule (II.2) :

$$dx = L' dy \text{ et } dx' = \frac{1}{L'} dx \tag{II.2}$$

La dérivation par rapport au temps donne la vitesse réduite relation (II.3)

$$V_2' = \frac{1}{L'} V_2 \tag{II.3}$$

Par la définition du rapport de vitesse VR ou j on a la relation (II.4)

$$\begin{cases} x' = j. x \\ \text{et} \\ V_2' = j. V_2 \end{cases} \quad (II.4)$$

II.12 Inertie

L'énergie cinétique constitue le critère d'équivalence des inerties. L'énergie cinétique E_{c2}' Figure (II.5) de l'inertie réduite doit être égale à l'énergie cinétique E_{c2} de masse m_2 avec la vitesse v_{G2} de son barycentre et du moment d'inertie autour du barycentre J_{G2} avec la vitesse ω_2

$$I_2' v_1^2 = \frac{1}{2} m_2 v_{G2}^2 + \frac{1}{2} J_{G2} \omega_2^2 \quad (II.5)$$

$$I_2' = m_2 \frac{v_{G2}^2}{v_1^2} + J_{G2} \frac{\omega_2^2}{v_1^2} \quad (II.6)$$

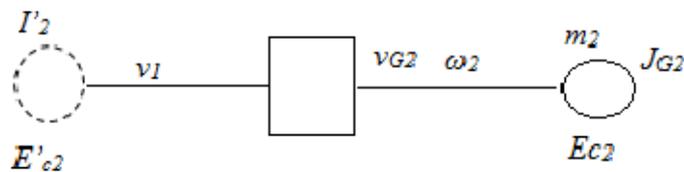


Figure (II.5) : Inertie réduite

Considérons le cas d'une transmission tournante (figure.14) avec le rapport de transmission relation (II.7)

$$j = \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (II.7)$$

La réduction de J_2 sur l'arbre d'entrée est défini par la relation (II.8)

$$J_2' = \frac{1}{j^2} J_2 \quad (II.8)$$

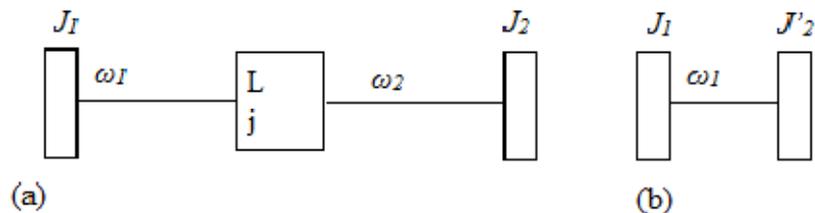


Figure (II.6) : transmission tournante : (a) système ; (b) système réduit à l'arbre 2.

II.13 Schéma fonctionnel du système choisi pour l'entraînement de la grue de fonderie

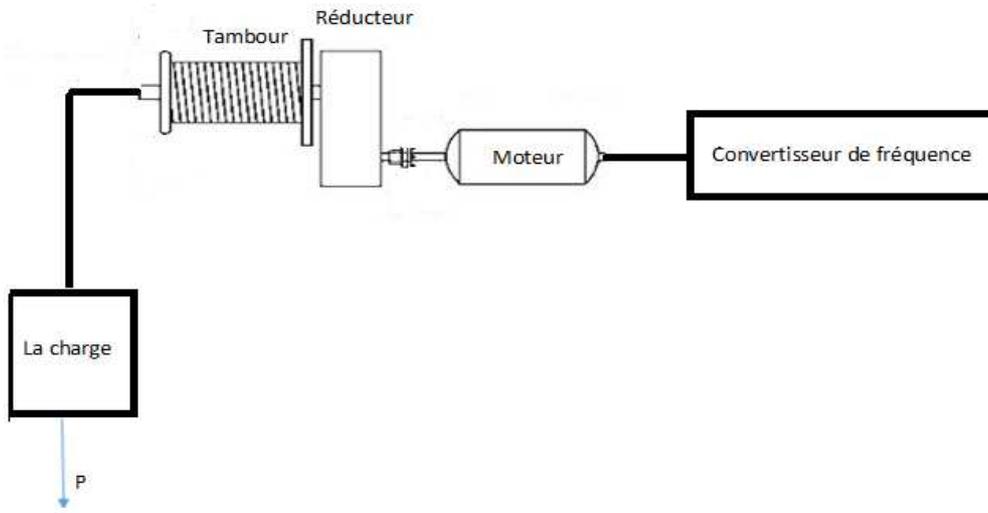


Figure (II.7) : Schéma fonctionnel de l'entraînement de la grue de fonderie

NB : Les données techniques du mécanisme d'entraînement électrique (voir Annexe A)

II.14 Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons vu le principe de fonctionnement des entraînements électriques et les difficultés lors de l'étude des entraînements provient de la grande diversité de leurs composantes structurelles (convertisseurs statiques, moteurs électriques, systèmes de commande, charges entraînées), ainsi que les différents types de commande appropriés, de même que les principes de ces dernières. Puis, un aperçu général sur les réducteurs (élément de transmission) qui est aussi un organe dont le choix du moteur en dépend, on va s'intéresser aux types de transmissions, ainsi qu'aux relations mathématiques.

Pour mieux cerner cette problématique, un dimensionnement et une analyse des différentes parties du système d'entraînement sont effectuées.

Chapitre III

Dimensionnement de l'entraînement électrique

III.1 Introduction

Dès qu'une machine peut se raccorder à un réseau, le choix se dirige directement sur le moteur électrique, vue de leur simplicité et parce qu'ils sont fabriqués en grandes séries. Ils sont propres, silencieux et fiables. Par la suite, ce choix nécessite à son tour un autre choix du type du moteur et le convertisseur de puissance à utiliser. Le dimensionnement nécessite une bonne connaissance des lois de la mécanique des entrainements électriques.

III.2 Dimensionnement du système**III.2.1. Présentation**

L'industriel qui veut installer un système de motorisation doit avoir à l'esprit, qu'il cherche à mettre en œuvre un actionneur électromécanique générateur de couple pour la mise en mouvement d'une ou plusieurs pièces mobiles en translation ou en rotation. Sa démarche est de constater que les principaux constituants du système se résument généralement en cinq sous-systèmes :

- L'alimentation électrique ;
- La charge mécanique ;
- Le moteur électrique ;
- Le convertisseur de puissance ;
- La commande.

III.2.2. L'alimentation électrique

La puissance disponible sur l'alimentation générale du système doit être de préférence très nettement supérieure à la puissance maximale exigée par le système pour entraîner la charge mécanique.

En revanche, la protection reliée directement au système doit être prévue pour une puissance à peine supérieure à la puissance maximale.

Notons que la puissance maximale absorbée par un moteur intervient généralement au moment du démarrage [32].

III.2.3. La charge mécanique

En électrotechnique, il est important de connaître :

- Les caractéristiques possibles de couple utile C_u du moteur (en fonction de la vitesse) pour un système donné d'alimentation électrique, et selon le branchement des bobinages ;

- Les caractéristiques du couple résistant C_r (en fonction de la vitesse), de la charge mécanique accouplée avec le moteur, pour une utilisation donnée de cette charge [32].

III.2.4. Le moteur électrique

Le choix du moteur doit être compatible à la fois avec l'alimentation et avec la charge. Généralement ; il se fait entre moteur à courant continu et moteur alternatif ; selon le type d'alimentation. La nature de la charge mécanique intervient aussi dans le choix du moteur (couple résistant).

Un critère déterminant le choix du moteur est l'intervalle du contrôle de la vitesse d'une charge mécanique donnée sans provoquer des à-coups aussi bien mécaniques, que du point de vue du réseau (surintensités). D'une manière générale ; l'électrotechnicien recherche la souplesse ; aussi bien au niveau de l'utilisation que vis-à-vis du réseau [32].

III.2.5. Le convertisseur de puissance

Le choix du convertisseur est directement lié au choix du moteur : hacheur ou redresseur pour le moteur à courant continu, onduleur ou gradateur pour le moteur à courant alternatif.

Toutefois, des questions se posent sur le rôle du convertisseur dans le fonctionnement du système :

- Y a-t-il réversibilité ou non du moteur dans l'application?
- En cas de réversibilité, prévoit-on un « freinage par récupération » ?
- Le fonctionnement est-il en boucle ouverte ou fermée?
- Le convertisseur participe-t-il à un fonctionnement autopiloté?
- A partir du comportement du moteur, quelle est la puissance maximale acceptable? (par exemple au démarrage) [32].

III.2.6. La commande

Le choix de commande est directement lié à l'exigence de contrôle que l'on impose au système. Plus cette exigence est sévère, les capteurs sont nombreux, le nombre de signaux à traiter augmente, et plus les processeurs et l'automate qui gèrent la commande sont puissants. [32].

III.3 Détermination les valeurs réduites (ramenées à l'arbre du moteur) des couples résistants et moment d'inertie du mécanisme d'action (d'exécution)

III.3.1. Les couples résistants des différentes conditions de fonctionnement

Le couple résistant lorsque la montée en charge :

$$C_{r1} = (F_E + P_g) \frac{D_t}{2} \frac{1}{j_r \eta_r} = 315.9 \text{ N.m}$$

Le couple résistant lorsque la descente en charge :

$$C_{r2} = (F_E + P_g) \frac{D_t \eta_r}{2} \frac{1}{j_r} = 192.2 \text{ N.m}$$

Le couple résistant lorsque la montée à vide :

$$C_{r3} = P_g \frac{D_t}{2} \frac{1}{j_r \eta_r} = 55.6 \text{ N.m}$$

Le couple résistant lorsque la descente à vide :

$$C_{r4} = P_g \frac{D_t \eta_r}{2} \frac{1}{j_r} = 32.62 \text{ N.m}$$

Alor:

$$C_{r \max} = C_{r1} = 315.9 \text{ N.m}$$

$$C_{r \min} = C_4 = 32.62 \text{ N.m}$$

III.3.2. Les moments d'inertie du mécanisme d'action

Le moment d'inertie du mécanisme d'action en charge :

$$J_{Mc} = \frac{J_t}{j_r^2} + \frac{(F_E + P_g) D_t^2}{4 j_r^2} = 0.272 \text{ Kg.m}^2$$

Le moment d'inertie du mécanisme d'action à vide:

$$J_{Mv} = \frac{J_t}{j_r^2} + \frac{P_g D_t^2}{4 j_r^2} = 0.053 \text{ Kg.m}^2$$

III.4 Détermination de la valeur préliminaire de la puissance du moteur et le choix du moteur selon le catalogue

III.4.1. puissance du moteur

La vitesse maximale du moteur :

$$\Omega_{max} = V_{max} \frac{2}{D_t} j_r \Rightarrow N_{max} 1426 \text{ tr/min}$$

Le temps minimum de levage :

$$t_{min} = \frac{H_L}{V_{max}} = 93.75 \text{ s}$$

Le rapport cyclique peut être régler par la durée d'amorçage ou facteur de charge, on prend la valeur du facteur de charge par défaut $DD\% = 40\%$

Le temps cyclique du moteur:

$$t_{cy} = 4t_{min} + 4t_0 = 937.5 \text{ s}$$

Le temps initial :

$$t_0 = \frac{100-DD\%}{DD\%} t_{min} = 140.625 \text{ s}$$

Le couple moteur équivalent:

$$C_{Meq} = \sqrt{\frac{C_{r1}^2 \cdot t_{min} + C_{r2}^2 \cdot t_{min} + C_{r3}^2 \cdot t_{min} + C_{r4}^2 \cdot t_{min}}{t_{cy}}} = 118.6 \text{ N.m}$$

La puissance équivalente du moteur :

$$P_{eq} = C_{Meq} \cdot \Omega_{max} = 17.7 \text{ Kw}$$

La puissance utile du moteur:

$$P_u = \sqrt{\frac{DD\%}{DD_s\%}} \times P_{eq} = 11.2 \text{ Kw}$$

III.4.2. Choix du type du moteur

En se basant sur ce qu'on a vu au chapitre II, on va éliminer les moteurs, synchrone et asynchrone à rotor bobiné de ce choix, car le premier s'utilise dans des applications de grandes puissances si il est à rotor bobiné et dans les entraînements à hautes performances si il est à aimant permanent, et le deuxième qui peut être remplacé par le moteur a cage qui est plus économique pourvu qu'on lui choisit une bonne commande.

La nécessité d'éliminer des secousses pendant tous les modes d'opération, pour éviter la formation des vagues d'élasticités dans le système [20], conduit à éliminer le moteur à reluctance variable.

Le choix entre le moteur à courant continu et le moteur asynchrone à cage est une sélection délicate, car ces deux moteurs sont les plus utilisés dans les appareils de levage. Pour le moteur principal de l'entraînement électrique, on opte pour un moteur asynchrone à cage, spécialement élaboré pour la régulation par fréquence de l'entraînement électrique.

III.4.3. Choix de la puissance du moteur

Choisir un moteur en termes de puissance est un travail itératif qui se fait à l'aide des catalogues « Leroy somer » selon la démarche suivante :

- Choisir un moteur dont la puissance nominale est telle qu'il puisse toujours fournir la puissance d'entraînement requise sans échauffement anormal ;
- Vérifier que le moteur satisfait les conditions de démarrage ; si tel n'est pas le cas, choisir un moteur donnant un couple suffisant pour démarrer la machines dans le temps prescrit ;
- Vérifier que le moteur peut démarrer avec la fréquence requise sans échauffement anormal [18].

Pour un service intermittent on choisit un moteur de la série : « 4AC200M4U3 »

- Le test thermique :

$$C_{Meq} < C_n$$

$$C_{Meq} = 118.6 \text{ N.m}$$

$$C_n = 212.6 \text{ N.m}$$

- Le test de surcharge

$$0.8C_{critique} > C_{r \text{ max}}$$

$$C_{critique} = 2.2 C_n = 467.72 \text{ N.m}$$

$$C_{r \text{ max}} = 315.9 \text{ N.m}$$

Donc : Le moteur passe le test d'échauffement et le test de surcharge.

La plaque signalétique de cette série « 4AC200M4U3 » est :

- La tension nominale : 220/380 V
- Fréquence nominale: $f = 50 \text{ Hz}$
- Puissance nominale: $P_n = 31.5 \text{ kw}$
- Le courant de démarrage : $I_d = 7A$
- Vitesse de synchronisme : $N_s = 1500 \text{ tr/min}$
- Glissement nominal : $g = 0.057$
- Moment d'inertie du moteur : $J_m = 0.37 \text{ Kg. m}^2$
- Rendement d'efficacité : $\eta = 0.875$
- Facteur de puissance : $\cos \varphi = 0.92$

Le calcul des paramètres du moteur (*Annexe A*) :

Le couple nominal :

$$C_n = \frac{P_n}{\Omega_n} = 212.6 \text{ N.m}$$

Le courant nominal :

$$\eta = \frac{P_n}{P_a} = \frac{P_n}{\sqrt{3}U I_n \cos \varphi} \Rightarrow I_n = 59.3 \text{ A}$$

III.5 Calcul et choix des éléments du circuit de puissance du convertisseur de fréquence

On peut opter conformément aux paramètres calculés pour un convertisseur variateur de fréquence de la société « Hyundai » destiné pour le fonctionnement avec un moteur asynchrone.

III.5.1 Paramètres principaux

- Marque : Hyundai N 300
- Model : 370 HF
- Puissance nominal : 37 Kw
- Courant nominal : 75 A
- Tension nominale : 380 V
- Fréquence nominale : 50 Hz
- Fréquence de sortie 0.1 → 400 Hz

- Mode de freinage : freinage dynamique
- Commutateur AE2063MM
- Libération du courant nominal $I_n = 63 A$

III.6 Calcule des caractéristiques mécaniques naturelles du moteur (*Annexe B*)

L'équation des caractéristiques mécaniques du moteur :

$$C_e(g) = \frac{3v^2 r_2'}{\Omega g [(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2]}$$

La vitesse du moteur en fonction du glissement :

$$\Omega(g) = \Omega_s(1 - g)$$

Les résultats des calcules voir (*Annexe B*)

Cependant, l'équation des caractéristiques mécaniques du moteur, il ne tient pas compte de l'augmentation de la résistance de la phase active du rotor sous l'effet de courant de déplacement. Par conséquent, il est nécessaire de faire un calcul des caractéristiques mécaniques empiriques formule.

Le glissement critique :

$$g_c = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}} = 0.348$$

Le couple critique

$$C_{critique} = \frac{3v^2}{2\Omega_s \sqrt{r_1 + (x_1 + x_2')^2}} = 576.8 N.m$$

Le couple de démarrage :

$$C_d = 425.3 N.m$$

Le coefficient de kloss :

$$k = \frac{\frac{c_n}{c_{critique}} \left\{ \frac{1}{g_c} + g_c \right\} - 2}{1 - g_c} = 0,5$$

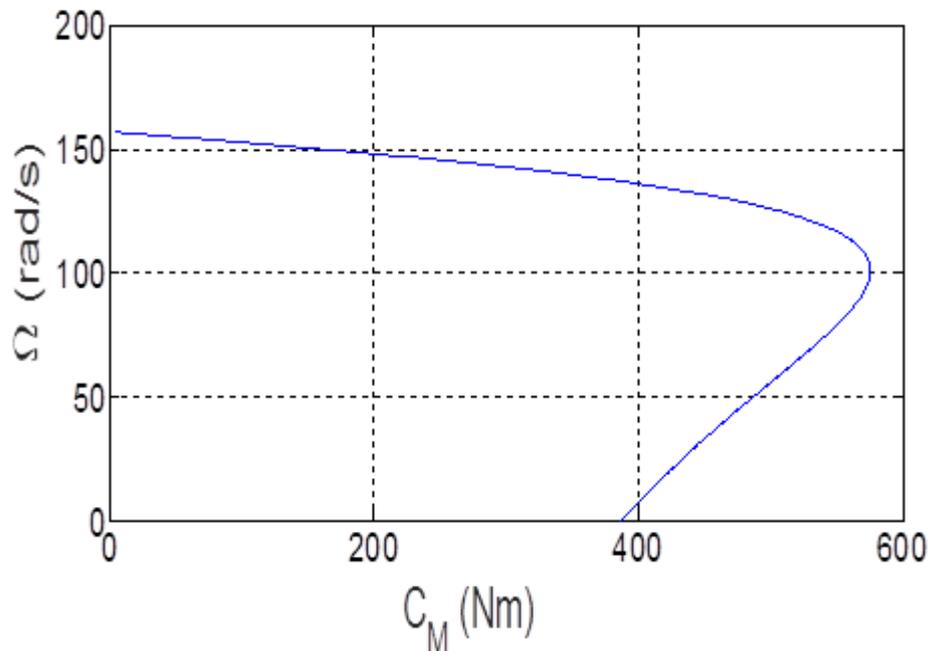
L'équation des caractéristiques mécaniques du moteur :

$$C_e(g) = g_c \frac{2 + (g^2 - g_c^2)k}{\frac{g}{g_c} + \frac{g_c}{g}}$$

La vitesse de rotation :

$$\Omega(g) = \Omega_s(1 - g)$$

Les résultats des calculs voir (*Annexe B*)



Figure(III.1) : Diagrammes des caractéristiques mécaniques naturelles

III.7 Calcul des caractéristiques mécaniques lors des vitesses maximales, moyennes et minimales

La vitesse minimale :

$$\Omega_{min} = V_{min} \frac{2}{D_t} j_r = 37.3 \text{ rad/s}$$

III.7.1 Caractéristiques mécaniques lors des vitesses maximales

Pour assurer un fonctionnement de la vitesse maximale à des couples différents on fait une régulation de fréquence avec un module de la rigidité reste toujours constante.

Module de la rigidité des caractéristiques fréquentielles :

$$\beta = \frac{C_n}{\Omega_s - \Omega_n} = 23.75$$

$$\Omega_{1 \min} = \frac{C_{r4} + \beta \cdot \Omega_{max}}{\beta} = 150.7 \text{ rad/s}$$

$$\Omega_{1 \max} = \frac{C_{r1} + \beta \cdot \Omega_{max}}{\beta} = 162.6 \text{ rad/s}$$

La fréquence minimale et maximale :

$$f_{1 \min} = 2 \frac{\Omega_{1 \min}}{2\pi} = 47.97 \text{ Hz}$$

$$f_{1 \max} = 2 \frac{\Omega_{1 \max}}{2\pi} = 51.77 \text{ Hz}$$

La réactance de court-circuit et les coefficients ρ_k et ρ_μ :

$$x_{cc} = x_1 + x_2' = 0.649 \Omega$$

$$\rho_k = \frac{r_1}{x_{cc}} = 0.194$$

$$\rho_\mu = \frac{r_1}{x_\mu} = 0.028$$

La fréquence relative minimale et maximale :

$$f_r \min = \frac{f_{1 \min}}{f} = 0.959$$

$$f_r \max = \frac{f_{1 \max}}{f} = 1.035$$

La tension relative minimale et maximale :

$$v_r \min = \sqrt{\frac{f_r \min \rho_k + \sqrt{(f_r \min^2 + \rho_\mu^2)(f_r \min^2 + \rho_k^2)}}{\rho_k + \sqrt{(1 + \rho_\mu^2)(1 + \rho_k^2)}}} = 0.963$$

$$v_r \max = 1$$

La tension de sortie minimale et maximale :

$$v_s \min = v \cdot v_r \min = 211.9 \text{ V}$$

$$v_s \max = v \cdot v_r \max = 220 \text{ V}$$

Le glissement critique minimum et maximum :

$$g_{c \min} = \frac{r'_2}{f_{r \min} x_{cc}} \sqrt{\frac{f_{r \min}^2 + \rho_{\mu}^2}{f_{r \min}^2 + \rho_k^2}} = 0.362$$

$$g_{c \max} = \frac{r'_2}{f_{r \max} x_{cc}} \sqrt{\frac{f_{r \max}^2 + \rho_{\mu}^2}{f_{r \max}^2 + \rho_k^2}} = 0.336$$

Le couple critique minimum maximum :

$$C_{critique \min} = \frac{3v_{s \min}^2}{2\Omega_s x_{cc} \left[f_{r \min} \rho_k + \sqrt{(f_{r \min}^2 + \rho_{\mu}^2)(f_{r \min}^2 + \rho_k^2)} \right]} = 586.6 \text{ N.m}$$

$$C_{critique \max} = \frac{3v_{s \max}^2}{2\Omega_s x_{cc} \left[f_{r \max} \rho_k + \sqrt{(f_{r \max}^2 + \rho_{\mu}^2)(f_{r \max}^2 + \rho_k^2)} \right]} = 550.8 \text{ N.m}$$

Les coefficients minimum et maximum $\alpha_1 \min$, $\alpha_1 \max$:

$$\alpha_1 \min = \frac{r_1 f_{r \min}^2}{r'_2 (f_{r \min}^2 + \rho_{\mu}^2)} = 0.548$$

$$\alpha_1 \max = \frac{r_1 f_{r \max}^2}{r'_2 (f_{r \max}^2 + \rho_{\mu}^2)} = 0.548$$

La caractéristique mécanique du couple critique minimum et maximum :

$$C_{critique \min}(g) = \frac{2C_{critique \min}(1 + \alpha_1 \min \cdot g_{c \min})}{\left[\frac{g}{g_{c \min}} + \frac{g_{c \min}}{g} + 2\alpha_1 \min \cdot g_{c \min} \right]}$$

$$C_{critique \max}(g) = \frac{2C_{critique \max}(1 + \alpha_1 \max \cdot g_{c \max})}{\left[\frac{g}{g_{c \max}} + \frac{g_{c \max}}{g} + 2\alpha_1 \max \cdot g_{c \max} \right]}$$

La caractéristique mécanique de la vitesse minimale et maximale :

$$\Omega_{\min}(g) = \Omega_{1 \min}(1 - g)$$

$$\Omega_{\max}(g) = \Omega_{1 \max}(1 - g)$$

Les résultats de calcul voir (**Annexe B**)

III.7.2 Caractéristiques mécaniques lors des vitesses minimales

Les mêmes étapes que la vitesse maximale, on utilisant toujours le module de la rigidité pour déterminer les différentes vitesses correspondant à la vitesse minimale à divers points :

$$\Omega_{2 \min} = \frac{c_{r4} + \beta \cdot \Omega_{\min}}{\beta} = 38.7 \text{ rad/s}$$

$$\Omega_{2 \max} = \frac{c_{r1} + \beta \cdot \omega_{\max}}{\beta} = 50.6 \text{ rad/s}$$

A partir aux résultats de la vitesse minimale et maximale :

La fréquence minimale et maximale :

$$f_{2 \min} = 2 \frac{\Omega_{2 \min}}{2\pi} = 12.3 \text{ Hz}$$

$$f_{2 \max} = 2 \frac{\Omega_{2 \max}}{2\pi} = 16.11 \text{ Hz}$$

La fréquence relative minimale et maximale :

$$f_{r \min} = \frac{f_{2 \min}}{f} = 0.246 \text{ Hz}$$

$$f_{r \max} = \frac{f_{2 \max}}{f} = 0.332 \text{ Hz}$$

La tension relative minimale et maximale :

$$v_{r \min} = \frac{f_{r \min} \rho_k + \sqrt{(f_{r \min}^2 + \rho_\mu^2)(f_{r \min}^2 + \rho_k^2)}}{\rho_k + \sqrt{(1 + \rho_\mu^2)(1 + \rho_k^2)}} = 0.322$$

$$v_{r \max} = \frac{f_{r \max} \rho_k + \sqrt{(f_{r \max}^2 + \rho_\mu^2)(f_{r \max}^2 + \rho_k^2)}}{\rho_k + \sqrt{(1 + \rho_\mu^2)(1 + \rho_k^2)}} = 0.39$$

La tension de sortie minimale et maximale :

$$v_{s \min} = v \cdot v_{r \min} = 70.8 \text{ V}$$

$$v_s \max = v \cdot v_r \max = 85.8 \text{ V}$$

Le glissement critique minimum maximum :

$$g_c \min = \frac{r_2'}{f_{r \min} x_{cc}} \sqrt{\frac{f_{r \min}^2 + \rho_\mu^2}{f_{r \min}^2 + \rho_k^2}} = 1.136$$

$$g_c \max = \frac{r_2'}{f_{r \max} x_{cc}} \sqrt{\frac{f_{r \max}^2 + \rho_\mu^2}{f_{r \max}^2 + \rho_k^2}} = 0.945$$

Le couple critique minimum maximum :

$$C_{\text{critique min}} = \frac{3v_s \min^2}{2\Omega_s x_{cc} \left[f_{r \min} \rho_k + \sqrt{(f_{r \min}^2 + \rho_\mu^2)(f_{r \min}^2 + \rho_k^2)} \right]} = 586.6 \text{ N.m}$$

$$C_{\text{critique max}} = \frac{3v_s \max^2}{2\Omega_s x_{cc} \left[f_{r \max} \rho_k + \sqrt{(f_{r \max}^2 + \rho_\mu^2)(f_{r \max}^2 + \rho_k^2)} \right]} = 586.6 \text{ N.m}$$

Les coefficients minimum et maximum $\alpha_2 \min, \alpha_2 \max$:

$$\alpha_2 \min = \frac{r_1 f_{r \min}^2}{r_2' (f_{r \min}^2 + \rho_\mu^2)} = 0.541$$

$$\alpha_2 \max = \frac{r_1 f_{r \max}^2}{r_2' (f_{r \max}^2 + \rho_\mu^2)} = 0.544$$

La caractéristique mécanique du couple critique minimum et maximum :

$$C_{\text{critique min}}(g) = \frac{2C_{\text{critique min}}(1 + \alpha_2 \min \cdot g_c \min)}{\left[\frac{g}{g_c \min} + \frac{g_c \min}{g} + (2\alpha_2 \min \cdot g_c \max) \right]}$$

$$C_{\text{critique max}}(g) = \frac{2C_{\text{critique max}}(1 + \alpha_2 \max \cdot g_c \max)}{\left[\frac{g}{g_c \max} + \frac{g_c \max}{g} + 2\alpha_2 \max \cdot g_c \max \right]}$$

La caractéristique mécanique de la vitesse minimale et maximale :

$$\Omega_{\min}(g) = \Omega_{2 \min}(1 - g)$$

$$\Omega_{\max}(g) = \Omega_{2 \max}(1 - g)$$

Les résultats de calcul voir (*Annexe B*)

III.7.3 Caractéristiques mécaniques lors des vitesses moyennes

- Première vitesse moyenne

La vitesse moyenne :

$$\Omega_{1 moy} = \Omega_{2 max} + \frac{2}{3}(\Omega_{1 max} - \Omega_{2 max}) = 125.3 \text{ rad/s}$$

La fréquence de l'inverseur de sortie:

$$f_{1 inv} = 2 \frac{\Omega_{1 moy}}{2\pi} = 39.88 \text{ Hz}$$

La fréquence relative :

$$f_{1 r} = \frac{f_{inv}}{f} = 0.798$$

La tension minimale:

$$v_{1 min} = \frac{f_{1 r} \cdot \rho_k + \sqrt{(f_{1 r}^2 + \rho_\mu^2)(f_{1 r}^2 + \rho_k^2)}}{\rho_k + \sqrt{(1 + \rho_\mu^2)(1 + \rho_k^2)}} = 0.817$$

La tension de sortie :

$$v_{1 s} = v \cdot v_{1 min} = 179.8 \text{ V}$$

Le glissement critique :

$$g_{c 1} = \frac{r'_2}{f_{1 r} x_{cc}} \sqrt{\frac{f_{1 r}^2 + \rho_\mu^2}{f_{1 r}^2 + \rho_k^2}} = 0.432$$

Le couple critique :

$$C_{critique 1} = \frac{3v_{1 s}^2}{2\Omega_s x_{cc} \left[f_{1 r} \rho_k + \sqrt{(f_{1 r}^2 + \rho_\mu^2)(f_{1 r}^2 + \rho_k^2)} \right]} = 586.6 \text{ N.m}$$

Le coefficient $\alpha_{1 moy}$:

$$\alpha_{1 moy} = \frac{r_1 f_1 r^2}{r_2 (f_1 r^2 + \rho_\mu^2)} = 0.548$$

La caractéristique mécanique du couple critique :

$$C_{critique}(g) = \frac{2C_{critique}(1 + \alpha_{1 moy} \cdot g_c)}{\left[\frac{g}{g_c} + \frac{g_c}{g} + (2\alpha_{1 moy} \cdot g_c)\right]}$$

La caractéristique mécanique de la vitesse moyenne :

$$\Omega_{moy}(g) = \Omega_{1 moy}(1 - g)$$

Les résultats de calcul voir (**Annexe B**)

-Deuxième vitesse moyenne

La vitesse moyenne :

$$\Omega_{2 moy} = \Omega_{2 max} + \frac{1}{3}(\Omega_{1 max} - \Omega_{2 max}) = 89 \text{ rad/s}$$

La fréquence de l'inverseur de sortie :

$$f_{2 inv} = 2 \frac{\Omega_{2 moy}}{2\pi} = 28.3 \text{ Hz}$$

La fréquence relative :

$$f_{2 r} = \frac{f_{2 inv}}{f} = 0.56$$

La tension minimale :

$$v_{2 min} = \frac{f_{2 r} \rho_k + \sqrt{(f_{2 r}^2 + \rho_\mu^2)(f_{2 r}^2 + \rho_k^2)}}{\rho_k + \sqrt{(1 + \rho_\mu^2)(1 + \rho_k^2)}} = 0.603$$

La tension de sortie :

$$v_{2s} = v \cdot v_{2min} = 132.6 V$$

Le glissement critique :

$$g_{c2} = \frac{r'_2}{f_2 r \cdot x_{cc}} \sqrt{\frac{f_2 r^2 + \rho_\mu^2}{f_2 r^2 + \rho_k^2}} = 0.598$$

Le couple critique du moteur :

$$C_{critique2} = \frac{3v_{2s}^2}{2\Omega_s \cdot x_{cc} \left[f_2 r \cdot \rho_k + \sqrt{(f_2 r^2 + \rho_\mu^2)(f_2 r^2 + \rho_k^2)} \right]} = 586.6 N.m$$

Le coefficient α_{2moy} :

$$\alpha_{2moy} = \frac{r_1 f_2 r^2}{r'_2 (f_2 r^2 + \rho_\mu^2)} = 0.547$$

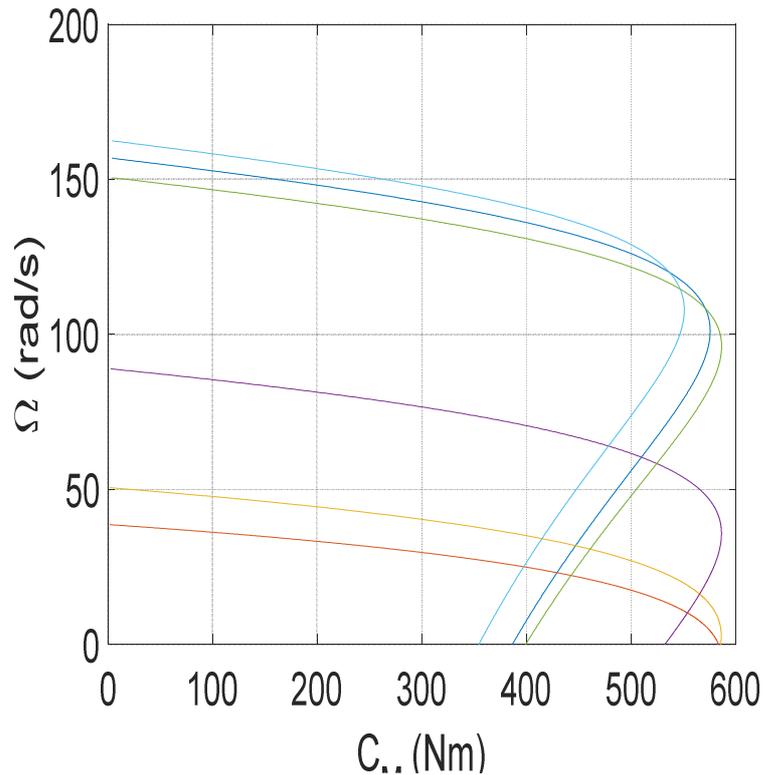
La caractéristique mécanique du couple critique :

$$C_{critique}(g) = \frac{2C_{critique2}(1 + \alpha_{2moy}g_{c2})}{\left[\frac{g}{g_{c2}} + \frac{g_{c2}}{g} + (2\alpha_{2moy} \cdot g_{c2}) \right]}$$

La caractéristique mécanique de la vitesse moyenne :

$$\Omega_{moy}(g) = \Omega_{2moy}(1 - g)$$

Les résultats de calcul voir (**Annexe B**)



Figure(III.2) : Caractéristiques mécaniques lors des différentes fréquences

III.8 Calcule et construire les caractéristiques mécaniques au freinage par récupération d'énergie

III.8.1. Calcule les caractéristiques mécaniques au freinage par récupération d'énergie

La tâche de freinage c'est arrêt du moteur, Alor le freinage par récupération c'est une décélération au cours de laquelle de la puissance de sortie.

Dans la régulation de fréquence à mettre ce second ensemble d'un dispositif semi-conducteur, qui fonctionne comme un inverseur et sont ensuite réduit la fréquence du réseau. Cependant le freinage final sur la caractéristique de freinage dynamique.

L'accélération admissible

$$\gamma_{adm} = \gamma_l \frac{2}{D_t} j_r = 747.6 \text{ rad/s}^2$$

Le moment d'inertie sommaire :

$$J_{\Sigma} = J_m + J_{a1} = 0.642 \text{ kg.m}^2$$

La constante du temps électromécanique :

$$T_M = \frac{J_E}{\beta} = 0.027 \text{ s}$$

Le couple maximum lors du freinage :

$$C_{maxf} = [(Y_{adm} \cdot T_M \cdot \beta) - C_{rmax}] = 163.2 \text{ N.m}$$

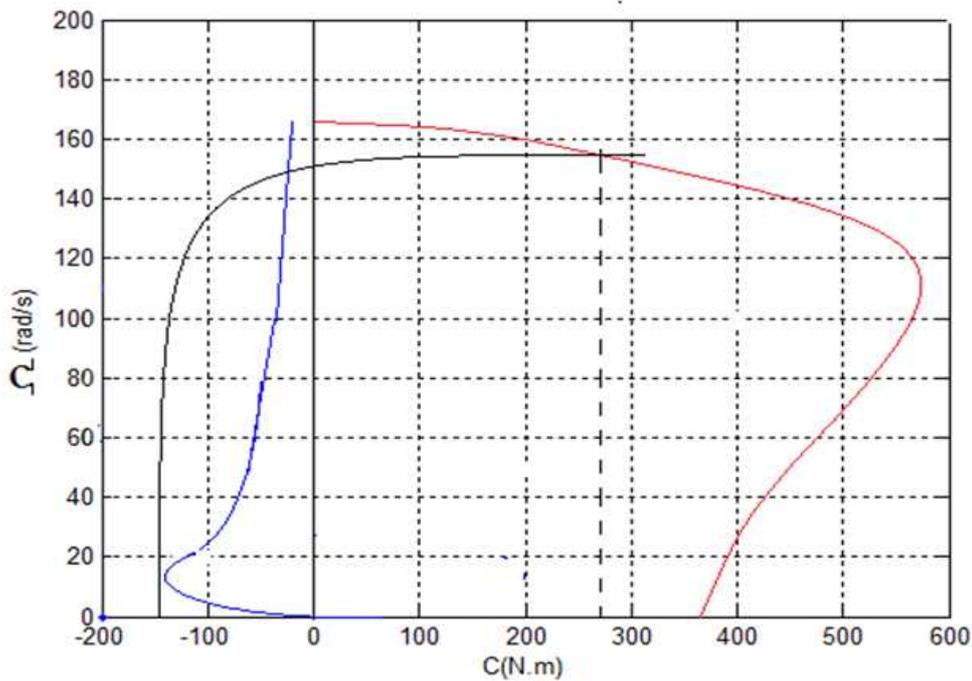
Le couple critique lors du freinage par récupération :

$$C_{critiquef} = \frac{-3 \times x_\mu^2 \times I_{max}^2}{2 \Omega_s (x_2 + x_\mu)} \Rightarrow I_{max} = 64 \text{ A}$$

La caractéristique mécanique du couple critique lors du freinage par récupération :

$$C_{critiquef}(g) = \frac{-3 x_\mu^2 I_{max}^2 r_2'}{g \Omega_s \left[\left(\frac{r_2'}{g} \right)^2 + (x_2' + x_\mu) \right]}$$

III.8.2 construire les caractéristiques mécaniques au freinage par récupération d'énergie :



Figure(III.3) : Caractéristiques mécaniques au freinage par récupération d'énergie

III.9 Evaluation de la nécessité d'appliquer une boucle retour pour la stabilisation de la vitesse de l'arbre du moteur

Etant donné que le moteur est équipé par un régulateur de fréquence, il a les mêmes caractéristiques de rigidité quelle que soit la fréquence.

La variation absolue de la vitesse :

$$\Delta\Omega = \Omega_{1\ max} - \Omega_{max} = 13.3\ rad/s$$

La variation relative maximale de la vitesse :

$$\Delta\Omega_{r\ max} = \frac{\Delta\Omega}{\Omega_{1\ max}} \cdot 100\% = 8.18\ \%$$

On remarque que le taux de changement de la variation relative maximale de la vitesse moins de 15%. Donc il est logique de supposer que si vous changez le temps alors le couple nominal est toujours inférieur au couple résistant maximum $C_n < C_{r\ max}$

III.10. Détermination les régimes transitoires (vitesse, couple, courant) au démarrage et freinage ainsi que des durées de ces régimes transitoires

III.10.1 Au démarrage

Étant donné que le moteur est alimenté par un convertisseur de fréquence il est possible de créer une variation linéaire de la valeur de sortie :

$$\Omega(t) = \varepsilon \cdot t + \Omega_{in} = \varepsilon \cdot t$$

Le couple de démarrage :

$$C_d = 0.8 \times C_{critique} = 469.4\ N.m$$

L'accélération angulaire admissible :

$$\varepsilon_{adm} = \frac{C_{acc} - C_{r\ max}}{T_M \cdot \beta} = 239\ rad/s^2$$

Le démarrage du moteur peut être divisé en trois périodes :

1- Le couple augmente jusqu'à le couple résistant maximum et le taux nul :

La durée de la période transitoire :

$$t_I = \frac{C_{r \max}}{\beta \times \varepsilon} = 0.056 \text{ s}$$

La variation temporelle du couple moteur :

$$C_M(t) = \beta \times \varepsilon \times t = 5676.25t$$

La variation temporelle de la vitesse :

$$\Omega(t) = 0$$

Les valeurs initiales et finales de couple et de vitesse :

$$C_{M \text{ in}} = 0 \text{ N.m}, \quad \Omega_{\text{in}} = 0 \text{ rad.s}^{-1}, \quad C_{M \text{ fin}} = 315.9 \text{ N.m}, \quad \Omega_{\text{fin}} = 0 \text{ rad.s}^{-1}$$

2- Le temps augmente d'une façon exponentielle jusqu'à le couple de démarrage et la vitesse augmente linéairement :

Le temps pendant le signal d'entrée :

$$t_{II} = \frac{\Omega_{1 \max}}{\varepsilon} = 0.681 \text{ s}$$

La variation temporelle du couple moteur :

$$C_M(t) = C_{r \max} + \beta \cdot \varepsilon \cdot T_M \left(1 - e^{-\frac{t}{T_M}} \right)$$

La variation temporelle de la vitesse :

$$\Omega(t) = \varepsilon \cdot t - \varepsilon \cdot T_M \left(1 - e^{-\frac{t}{T_M}} \right)$$

Les valeurs initiales et finales de la vitesse et du couple :

$$C_{M \text{ in}} = 315.9 \text{ N.m}, \quad \Omega_{\text{in}} = 0 \text{ rad.s}^{-1}, \quad C_{M \text{ fin}} = 469 \text{ N.m}, \quad \Omega_{\text{fin}} = 142.9 \text{ rad.s}^{-1}$$

3- L'accélération des caractéristiques artificielles :

L'accélération à plein temps :

$$t_{III} = t_{II} + 5T_M = 0.816 \text{ s}$$

La variation temporelle du couple moteur :

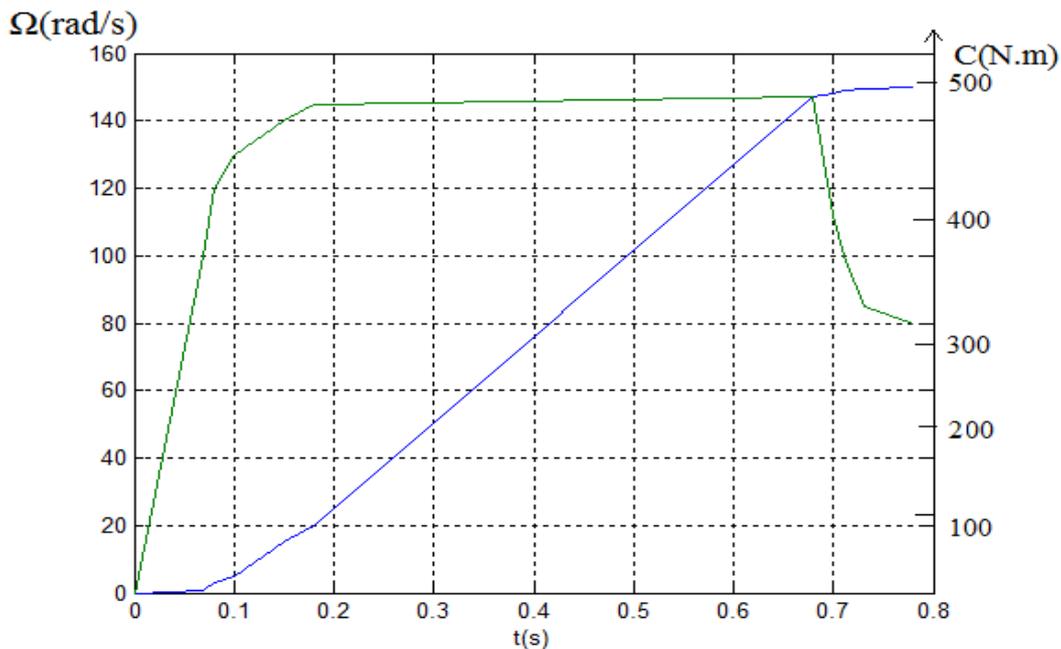
$$C_M(t) = C_{r \text{ max}} + (C_{acc} - C_{r \text{ max}}) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}$$

La variation temporelle de vitesse du moteur :

$$\Omega(t) = \Omega_{max} + (\Omega_{fin} - \Omega_{max}) \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}$$

Les valeurs initiales et finales de la vitesse et du couple :

$$C_{M \text{ in}} = 469 \text{ N.m}, \quad \Omega_{in} = 142.9 \text{ rad.s}^{-1}, \quad C_{M \text{ fin}} = 315.9 \text{ N.m}, \quad \Omega_{fin} = 149.3 \text{ rad.s}^{-1}$$



Figure(III.4) : Variations du couple et la vitesse au mode de démarrage

III.10.2 freinage par récupération

Lors de la transformation du mode de freinage par récupération, l'accélération angulaire admissible changée par la valeur: $\varepsilon = 756 \text{ rad/s}^2$

Le freinage par récupération est divisé en deux périodes :

- 1- Le couple augmente d'une façon exponentielle jusqu'à le couple de démarrage et la vitesse diminue linéairement :**

La durée de la période transitoire :

$$T_I = \frac{\Omega_{1max}}{\varepsilon} = 0.215 \text{ s}$$

La variation temporelle du couple moteur :

$$C_M(t) = C_{rmax} - \beta \cdot \varepsilon \cdot T_M \left(1 - e^{-\frac{t}{T_M}}\right)$$

La variation temporelle de la vitesse du moteur :

$$\Omega(t) = \Omega_{max} e^{-\frac{t}{T_M}} - \varepsilon t + (\Omega_{1max} + \varepsilon T_M - \Delta\Omega) \left(1 - e^{-\frac{t}{0.027}}\right)$$

Les valeurs initiales et finales de la vitesse et du couple :

$$C_{M\text{ in}} = 315.9 \text{ N.m}, \Omega_{in} = 149.3 \text{ rad.s}^{-1}, C_{M\text{ fin}} = -163.2 \text{ N.m}, \Omega_{fin} = 7.6 \text{ rad.s}^{-1}$$

2- Le couple et la vitesse réduite à 0 sur les caractéristiques de freinage par récupération :

La durée de la période : $5T_M$

$$t_{III} = 0.35 \text{ s}$$

La variation temporelle du couple moteur :

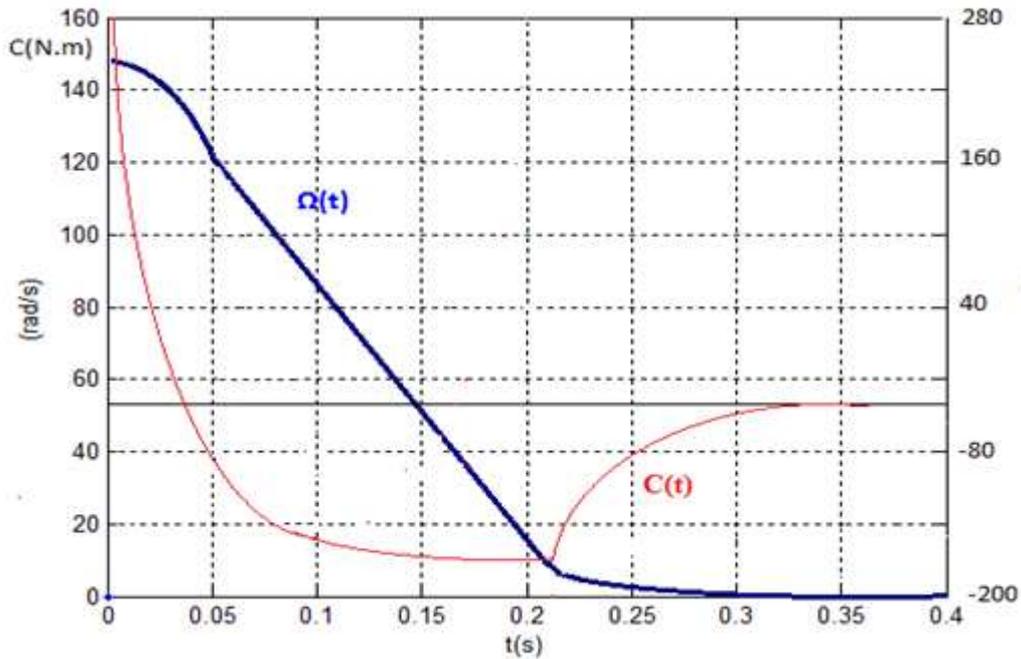
$$C_M(t) = C_{fin} e^{-\frac{t}{T_M}}$$

La variation temporelle de la vitesse du moteur :

$$\Omega(t) = \Omega_{fin} e^{-\frac{t}{T_M}}$$

Les valeurs initiales et finales de la vitesse et du couple :

$$C_{M\text{ in}} = -163.2 \text{ N.m}, \Omega_{in} = 7.6 \text{ rad.s}^{-1}, \quad C_{M\text{ fin}} = 0 \text{ N.m}, \quad \Omega_{fin} = 0 \text{ rad.s}^{-1}$$



Figure(III.5) : Variations du couple et la vitesse au mode de freinage

III.10.3 L'accélération

Pour abaisser l'expédient pré alternance on fait une modification de la tension appliquée au stator, cela entraînera le moteur démarre par une accélération de 3 quadrant

Le couple de démarrage :

$$C_d = 469.4 \text{ N.m}$$

L'accélération angulaire admissible :

$$\varepsilon_{adm} = \frac{C_{acc}}{T_M \cdot \beta} = 730.86 \text{ rad/s}^2$$

$$\varepsilon < \varepsilon_{adm} \quad \text{Et} \quad \Omega_n \leq \Omega_{max}$$

Alors :

La vitesse de descente :

$$\Omega_{desc} = \Omega_{max} - \frac{C_{r2}}{\beta} = 141.2 \text{ rad/s}$$

La durée de la période transitoire :

$$t_p = \frac{\Omega_{desc}}{\varepsilon} = 0.193 \text{ s}$$

L'accélération du moteur peut être divisée en deux périodes :

1- Le temps augmente d'une façon exponentielle jusqu'à le couple d'accélération et la vitesse augmente linéairement

$$t_I = \frac{141.2}{730.86} = 0.193 \text{ s}$$

La variation temporelle du couple moteur :

$$C_M(t) = -\beta \cdot \varepsilon \cdot T_M \left(1 - e^{-\frac{t}{T_M}} \right)$$

La variation temporelle de la vitesse du moteur :

$$\Omega(t) = -\varepsilon \cdot t + \varepsilon \cdot T_M \left(1 - e^{-\frac{t}{T_M}} \right)$$

Les valeurs initiales et finales de la vitesse et du couple :

$$C_{M_{in}} = 0 \text{ N.m}, \quad \Omega_{in} = 0 \text{ rad.s}^{-1}, \quad C_{M_{fin}} = -469 \text{ N.m}, \quad \Omega_{fin} = -121.5 \text{ rad.s}^{-1}$$

2- L'accélération des caractéristiques artificielles :

$$t_{II} = 0.328 \text{ s}$$

La variation temporelle du couple moteur :

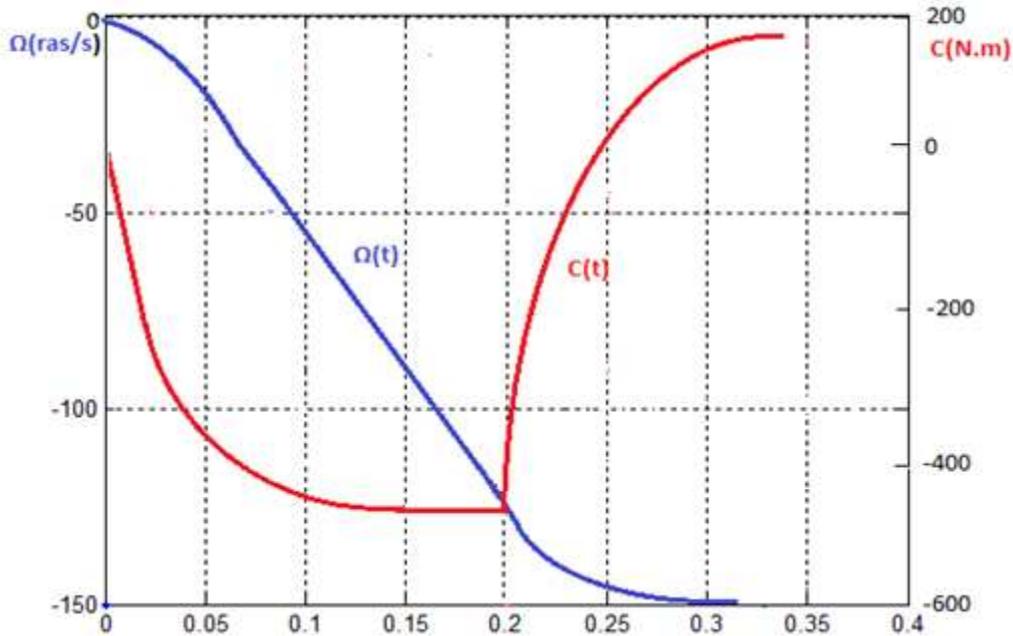
$$C_M(t) = C_{r2} + (-C_{acc} - C_{r2})e^{-\frac{t}{T_M}}$$

La variation temporelle de la vitesse du moteur :

$$\Omega(t) = -\Omega_{max} + (\Omega_{fin} + \Omega_{max})e^{-\frac{t}{T_M}}$$

Les valeurs initiales et finales de la vitesse et du couple :

$$C_{M\ in} = -469\ N.m, \Omega_{in} = -121.5\ rad.s^{-1}, C_{M\ fin} = 192.2\ N., \Omega_{fin} = -149.3\ rad.s^{-1}$$



Figure(III.6) : Variations du couple et la vitesse au mode d'accélération

III.10.4 l'arrêt :

L'accélération angulaire admissible :

$$\varepsilon = \frac{C_{acc} - C_{r2}}{T_M \cdot \beta} = 431.6\ rad/s^2$$

L'arrêt est divisé en deux périodes :

- 1- **Le couple augmente de façon exponentielle jusqu'à le couple d'accélération et la vitesse diminue linéairement**

La durée de la période :

$$T_I = \frac{\Omega_{max}}{\varepsilon} = 0.327\ s$$

La variation temporelle du couple moteur :

$$C_M(t) = C_{r2} + \beta \cdot T_M \cdot \varepsilon \left(1 - e^{-\frac{t}{T_M}} \right)$$

La variation temporelle de la vitesse du moteur :

$$\Omega(t) = -\Omega_{max}e^{-\frac{t}{T_M}} + \varepsilon t + (-\Omega_{1max} + \varepsilon T_M)\left(1 - e^{-\frac{t}{T_M}}\right)$$

Les valeurs initiales et finales de la vitesse et du couple :

$$C_{M\ in} = 192.2\ N.m, \Omega_{in} = -149.3\ rad.s^{-1}, C_{M\ fin} = 469.4\ N.m, \Omega_{fin} = -9.7\ rad.s^{-1}$$

2- Le couple et la vitesse réduite à 0 :

La durée de la période : $5T_M$

$$t_{II} = 0.462\ s$$

La variation temporelle du couple moteur :

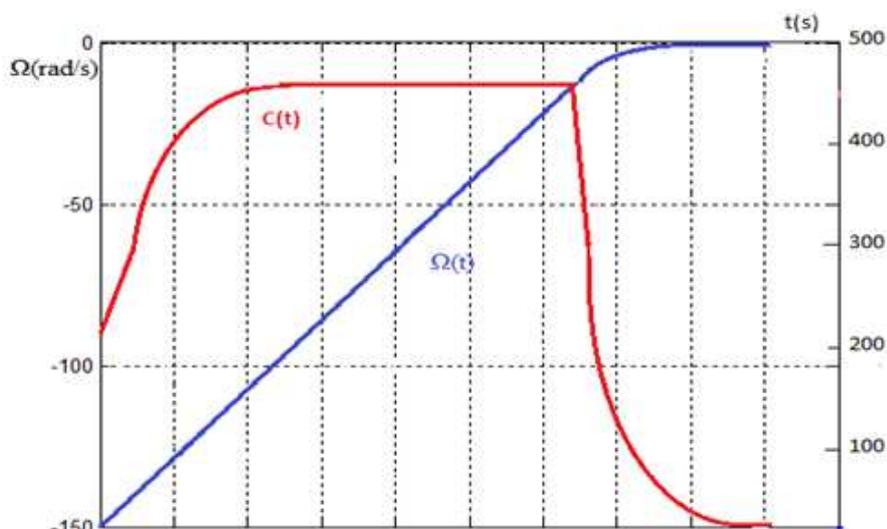
$$C_M(t) = C_{acc}e^{-\frac{t}{T_M}}$$

La variation temporelle de la vitesse du moteur :

$$\Omega(t) = \Omega_{in} \cdot e^{-\frac{t}{T_M}}$$

Les valeurs initiales et finales de la vitesse et du couple :

$$C_{M\ in} = 469\ N.m, \Omega_{in} = -9.7\ rad.s^{-1}, C_{M\ fin} = 0\ N.m, \Omega_{fin} = 0\ rad.s^{-1}$$



Figure(III.7) : Variations du couple et la vitesse au mode d'arrêt

IV.11 Construction des diagrammes de charge de l'entraînement électrique

Après le calcul (*Annexe B*) du processus de transition on peut construire le tachygramme et le diagramme de charge de l'entraînement électrique.

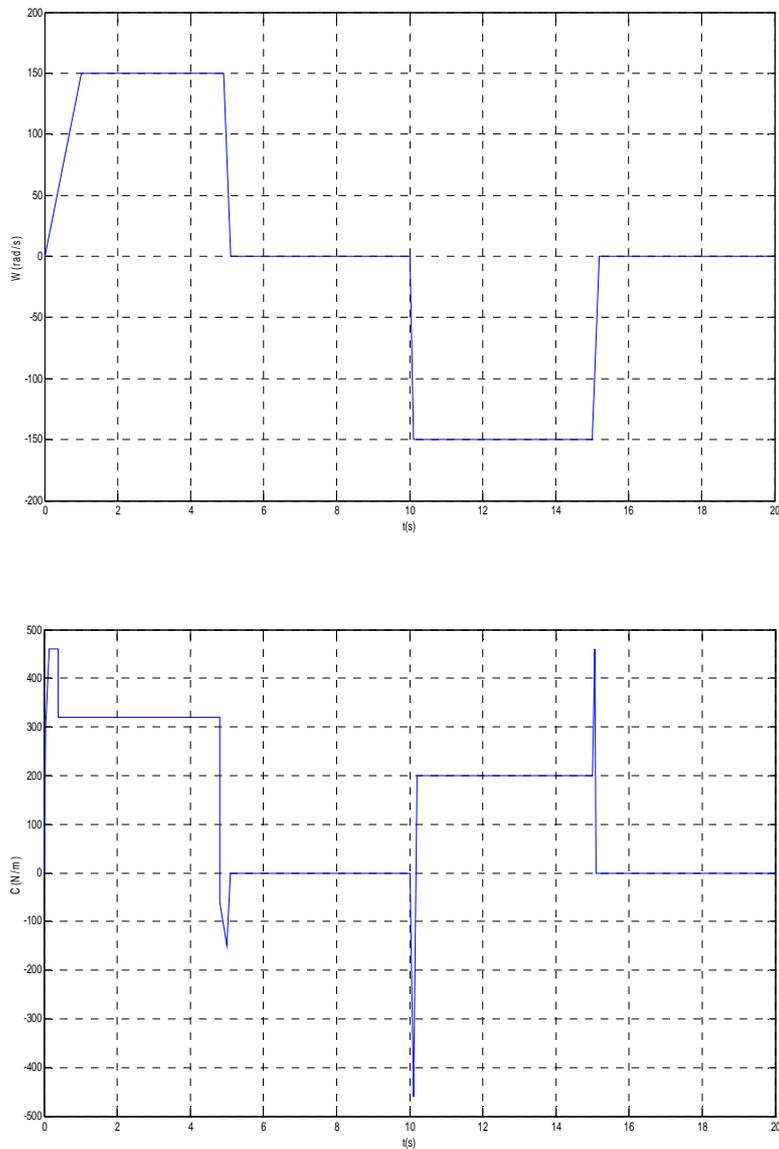


Figure (III.8) : Tachygramme et le diagramme de charge de l'entraînement électrique.

IV.12 Conclusion

Dans ce chapitre on a choisit le moteur et le convertisseur de fréquence qui convienne de notre mécanisme puis nous avons vu les caractéristiques mécaniques naturelle du moteur et les caractéristiques mécaniques lors des vitesses maximales, moyennes et minimales ainsi les caractéristiques mécaniques au freinage par récupération d'énergie puis nous avons analysé l'évaluation de la nécessité d'appliquer une boucle retour pour la stabilisation de la vitesse de l'arbre du moteur et finalement nous avons analysé les différents régimes transitoires (vitesse, couple, courant) au démarrage et de freinage.

Chapitre IV

Modélisation et commande de l'entraînement électrique

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

IV. Introduction

La machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques, est à l'heure actuelle, la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, ou de hautes performances en couple sont requises. Les avantages associés au fonctionnement à vitesse variable du moteur à induction ne peuvent être parfaitement réalisés que si une technique de contrôle approprié est appliquée.

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable, permettant la représentation synthétique et claire de l'ensemble convertisseur-machine, ceci à partir d'un formalisme général de leur interaction mutuelle. Cette représentation est très proche dans son principe au formalisme des systèmes asservis par une fonction de transfert, en plus elle permet le calcul de certaines commandes.

Ainsi, la modélisation dynamique, du modèle mathématique de la machine asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques. En plus, elle permet de prévoir le contrôle nécessaire pour éviter les différents effets contraignants pendant les opérations de freinage et de variation de charge, [33].

Le contrôle du moteur asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Pour effectuer des simulations du système de commande du moteur asynchrone, il faut disposer de son modèle, représentant fidèlement son comportement dynamique. Le modèle de la machine asynchrone est simplifié en utilisant la théorie de *Park*, qui consiste à écrire le modèle du moteur dans un repère particulier. Ce dernier est donné sous forme de différentes représentations d'état dans un repère tournant et dans un repère fixe, [34].

Le modèle sera testé par simulation et évalué à travers les différents résultats.

IV.1 Modélisation du moteur asynchrone

IV.1.1 Equations de la machine dans le repère fixe

Elle s'appuie sur certain nombre d'hypothèses :

- Parfaite symétrie de construction ;
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique ;

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, du champ magnétique de chaque bobinage ;
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.

Dans ces conditions, les équations des circuits électriques font intervenir les inductances propres et mutuelles et permettent de définir les flux en fonction des courants. Elles se présentent naturellement sous forme matricielle.

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} U_{1a} \\ U_{1b} \\ U_{1c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{1a} \\ \psi_{1b} \\ \psi_{1c} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} U_{2a} \\ U_{2b} \\ U_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_2 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{2a} \\ \psi_{2b} \\ \psi_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

Ou :

R_1 : Résistance des enroulements statoriques.

R_2 : Résistance des enroulements rotoriques.

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances $[L(\theta)]$. Celle-ci comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle « électrique » (θ), position de la phase (a) du rotor par rapport à la phase (a) du stator figure (IV.1). L'angle électrique s'exprime ($\theta = P_p \theta_m$) où (P_p) est le nombre de paire de pôles magnétiques de la machine et (θ_m) est la position mécanique du rotor par rapport au stator.

$$\begin{bmatrix} \psi_{1a} \\ \psi_{1b} \\ \psi_{1c} \\ \psi_{2a} \\ \psi_{2b} \\ \psi_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 & M_1 & M_1 & M'_1 & M'_3 & M'_2 \\ M_1 & l_1 & M_1 & M'_2 & M'_1 & M'_3 \\ M_1 & M_1 & l_1 & M'_3 & M'_2 & M'_1 \\ M'_1 & M'_2 & M'_3 & l_2 & M_2 & M_2 \\ M'_3 & M'_1 & M'_2 & M_2 & l_2 & M_2 \\ M'_2 & M'_3 & M'_1 & M_2 & M_2 & l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

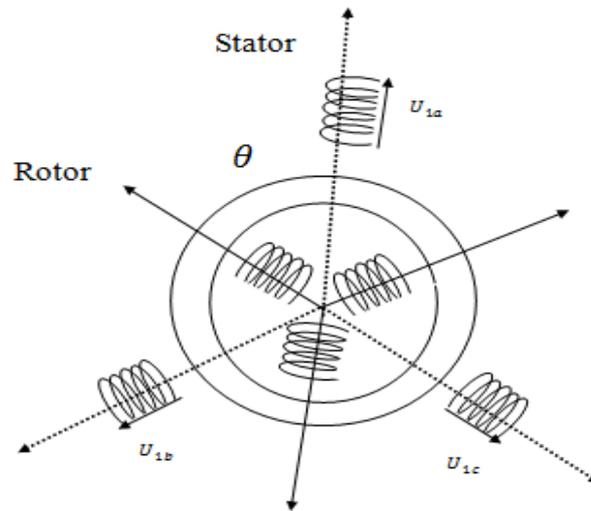


Figure (IV.1) : Machine asynchrone modélisée

Avec :

$$\begin{cases} M'_1 = M' \cos \theta \\ M'_2 = M' \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M'_3 = M' \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (IV.4)$$

Où :

M' : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statorique et rotoriques. La matrice $[L(\theta)]$ fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \psi_{1abc} \\ \psi_{2abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_1] & [L_{12}] \\ [L_{21}] & [L_2] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1abc} \\ i_{2abc} \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

Avec la matrice des inductances statorique $[L_1]$

$$[L_1] = \begin{bmatrix} l_1 & M_1 & M_1 \\ M_1 & l_1 & M_1 \\ M_1 & M_1 & l_1 \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

La matrice des inductances rotoriques $[L_2]$

$$[L_2] = \begin{bmatrix} l_2 & M_2 & M_2 \\ M_2 & l_2 & M_2 \\ M_2 & M_1 & l_2 \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

La matrice des inductances mutuelles stator-rotor $[L_{21}]$, et $[L_{12}]$ la matrice des inductances mutuelles rotor-stator

$$[L_{12}] = [L_{21}]^T = M' \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Les couplages en étoile des bobinages permettent d'introduire les relations

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0, \text{ et } i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} = 0 \quad (\text{IV.9})$$

Qui permettent par regroupement de termes d'écrire :

$$[L_1] = L_1[I_3], \text{ et } [L_2] = L_2[I_3]. \quad (\text{IV.10})$$

L_1 et L_2 : étant les inductances cycliques et $[I_3]$ la matrice unitaire d'ordre (3).

$$L_1 = L_{12} + L_{\sigma 1} \text{ et } L_2 = L_{12} + L_{\sigma 2}. \quad (\text{IV.11})$$

$$L_{12} = L_{21} = (3/2) L_{\mu}$$

On obtient finalement :

$$\begin{aligned} [U_{1abc}] &= [R_1][i_{1abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_1][i_{1abc}] + [L_{12}][i_{2abc}] \} \\ [U_{2abc}] &= [R_2][i_{2abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_2][i_{2abc}] + [L_{12}][i_{1abc}] \} \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_e = P_p [i_{1a} \quad i_{1b} \quad i_{1c}] \frac{d}{d\theta} [L_{12}] \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

Où P_p : est le nombre de paire de pôles.

IV.1.2 Equations de Concordia

Les projections des équations du second modèle vectoriel dans le référentiel fixe (S) lié au stator, sur les deux axes (α, β) du référentiel, obtenues en posant pour chaque vecteur \bar{X} .

$$\overline{X}_{(S)} = X_{\alpha} + jX_{\beta} \quad (\text{IV.14})$$

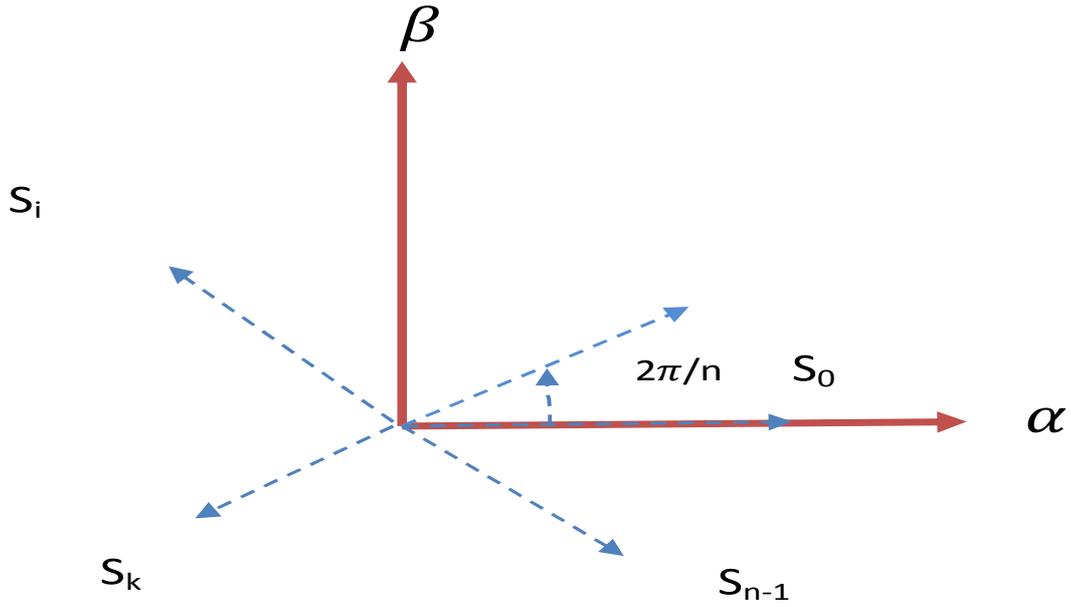


Figure (IV.2) : Projection des axes magnétiques dans les axes (α, β) .

Permettent d'établir les équations de Concordia de la machine asynchrone :

$$\begin{cases} U_{1\alpha} = R_1 I_{1\alpha} + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} \\ U_{1\beta} = R_1 I_{1\beta} + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0 = U_{2\alpha} = R_2 I_{2\alpha} + \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \psi_{2\beta} \\ 0 = U_{2\beta} = R_2 I_{2\beta} + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \psi_{2\alpha} \end{cases}$$

$$C_e = P_p L_{12} [I_{2\alpha} I_{1\beta} - I_{2\beta} I_{1\alpha}] \quad (\text{IV.15})$$

$$\begin{cases} \psi_{1\alpha} = L_1 I_{1\alpha} + L_{12} I_{2\alpha} \\ \psi_{1\beta} = L_1 I_{1\beta} + L_{12} I_{2\beta} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \psi_{2\alpha} = L_2 I_{2\alpha} + L_{12} I_{1\alpha} \\ \psi_{2\beta} = L_2 I_{2\beta} + L_{12} I_{1\beta} \end{cases}$$

On peut noter les non-linéarités et les couplages dans les équations de la tension rotorique.

Ces équations auraient pu être également obtenues directement en appliquant aux équations matricielles la transformation de Concordia :

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{IV.16})$$

Dans beaucoup de cas, le système de grandeurs triphasées est tel que la somme instantanée des grandeurs est nulle, ce qui permet d'annuler la composante homopolaire d'indice (h).

Compte tenu des relations entre flux et courant les équations précédentes peuvent se mettre sous la forme matricielle :

$$[U] = [G][I] + [F] \left[\frac{dI}{dt} \right] \quad (\text{IV.17})$$

Avec :

$$[U] = \begin{bmatrix} U_{1\alpha} \\ U_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } [I] = \begin{bmatrix} I_{1\alpha} \\ I_{1\beta} \\ I_{2\alpha} \\ I_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

IV.1.3 Equations de Park

De la même manière, les projections des équations du modèle vectoriel dans le référentiel tournant (T), sur les deux axes (x , y) du référentiel, obtenues en posant pour chaque vecteur \bar{X}

$$\overline{X_{(T)}} = X_x + jX_y \quad (\text{IV.19})$$

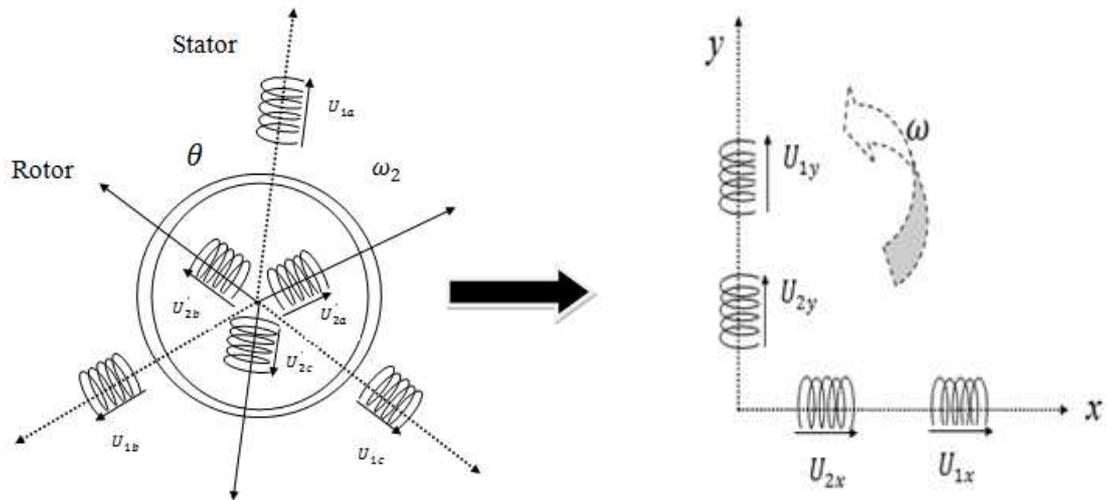


Figure (IV.3) : Illustration machine triphasé et machine diphasé équivalente.

Permettent d'obtenir les équations de Park de la machine asynchrone :

$$\begin{cases} U_{1x} = R_1 I_{1x} + \frac{d\psi_{1x}}{dt} - \frac{d\theta_1}{dt} \psi_{1y} \\ U_{1y} = R_1 I_{1y} + \frac{d\psi_{1y}}{dt} + \frac{d\theta_1}{dt} \psi_{1x} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

$$\begin{cases} 0 = U_{2x} = R_2 I_{2x} + \frac{d\psi_{2x}}{dt} - \frac{d\theta_2}{dt} \psi_{2y} \\ 0 = U_{2y} = R_2 I_{2y} + \frac{d\psi_{2y}}{dt} + \frac{d\theta_2}{dt} \psi_{2x} \end{cases}$$

$$C_e = P_p L_{12} [I_{1y} I_{2x} - I_{1x} I_{2y}] \quad (\text{IV.21})$$

$$\begin{cases} \psi_{1x} = L_1 I_{1x} + L_{12} I_{2x} \\ \psi_{1y} = L_1 I_{1y} + L_{12} I_{2y} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \psi_{2x} = L_2 I_{2x} + L_{12} I_{1x} \\ \psi_{2y} = L_2 I_{2y} + L_{12} I_{1y} \end{cases}$$

On peut noter les non-linéarités et les couplages dans les équations des tensions statoriques et rotoriques. Ces équations auraient pu être également obtenu directement en appliquant aux équations matricielles la transformation de Park en prenant en compte le fait que dans beaucoup de cas la somme instantanées des grandeurs triphasées est nulle ce qui permet d'annuler la composante homopolaire d'indice (h).

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

$$\begin{bmatrix} X_x \\ X_y \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \rho & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.22})$$

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

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_x \\ X_y \end{bmatrix} \quad (\text{IV.23})$$

Avec : ($\rho = \theta_1$) pour le stator ou ($\rho = \theta_2$) pour le rotor.

La transformation de Park (x, y) peut également être obtenue à partir des composantes de Concordia (α, β), et en faisant une rotation de l'angle (ρ). Le passage des composantes de Concordia à celle de Park se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_x \\ X_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.24})$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_x \\ X_y \end{bmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

Cela correspond aux changements de repères présentés précédemment.

La présentation précédente a permis de montrer les différents modèles dynamiques du moteur asynchrone et les transformations qui les lient. Ces modèles sont mis en œuvre pour analyser les comportements de la machine ou pour mettre en place les différentes fonctions des commandes.

IV.2 Introduction à la commande vectorielle et son intérêt

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 1970 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation des fonctions trigonométriques, des

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

intégrations, des régulations. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique, par ailleurs la commande vectorielle a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée où le flux et le courant pour imposer un couple sont d'une façon indépendante.[35]

IV.2.1 La commande vectorielle à flux rotorique orienté

La commande par orientation du flux rotorique consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Ceci peut se faire en coïncidant le flux rotorique avec l'axe (x) du référentiel lié au champ tournant (figure. IV.4).

Ainsi, en agissant sur les variables (I_{1x}) et (I_{1y}), les grandeurs (ψ_2) et (C_e) sont commandées séparément; cela se traduit par :

Aligner le vecteur du flux rotorique sur l'axe (x):

$$\psi_{2x} = \psi_2, \psi_{2y} = 0$$

L'expression de couple devient :

$$C_e = \frac{P_p L_{12}}{L_2} \psi_{2x} I_{1y} = K \psi_2 I_{1y} \quad (\text{IV.26})$$

Ainsi que l'expression de la tension rotorique :

$$0 = U_{2x} = R_2 I_{2x} + \frac{d\psi_{2x}}{dt} - (\omega - \omega_2) \psi_{2y} = R_2 I_{2x} + \frac{d\psi_{2x}}{dt} \quad (\text{IV.27})$$

Or:

$$\psi_{2x} = L_2 I_{2x} + L_{12} I_{1x} \Rightarrow I_{2x} = \frac{1}{L_2} \psi_{2x} - \frac{L_{12}}{L_2} I_{1x} \quad (\text{IV.28})$$

En remplaçant (I_{2x}) dans l'expression de la tension rotorique direct

D'où :

$$\frac{R_2}{L_2} \psi_2 + \frac{d}{dt} \psi_2 = \frac{R_2 L_{12}}{L_2} I_{1x} \quad (\text{IV.29})$$

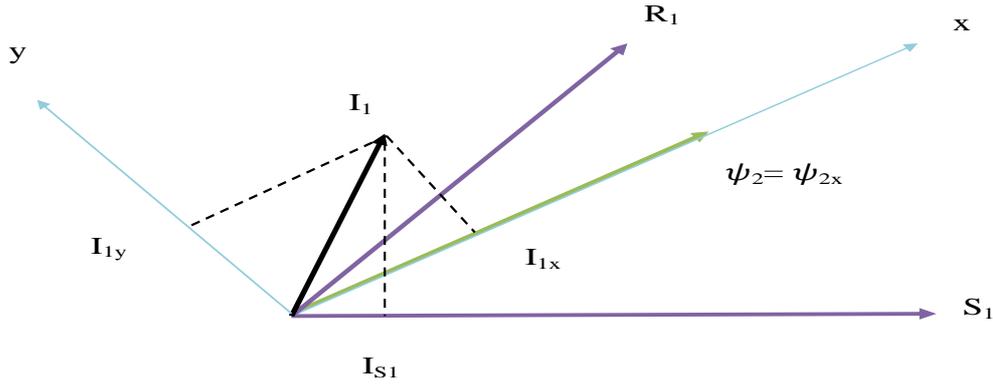


Figure (IV.4) : Illustration de l'orientation de flux rotorique

Les deux objectifs de la commande vectorielle sont les suivants :

- ❖ De contrôler le flux rotorique (ψ_2) qui dépend de la seule composante (I_{1x}).
- ❖ De contrôler la composante (I_{1y}) du courant statorique pour imposer le couple électromagnétique (C_e).

Nous pouvons remarquer que seule la composante directe (I_{1x}), détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (I_{1y}) si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, est réalisée la décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. Pour cela, on obtient une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

IV.2.2 Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique

Pour simplifier le modèle, nous considérons les deux courants statoriques (I_{1x}, I_{1y}), les flux rotoriques (ψ_{2x}, ψ_{2y}), et la vitesse mécanique comme variables d'état. Le modèle de la machine alimentée en tension dans le repère lié au champ tournant est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma L_1 \frac{di_{1x}}{dt} = - \left(R_1 + \frac{L_{12}^2}{L_2^2} R_2 \right) i_{1x} + \sigma L_1 \omega i_{1y} + \frac{L_{12}}{T_2 L_2} \psi_{2x} + \frac{L_{12}}{L_2} \omega_2 \psi_{2x} + U_{1x} \\ \sigma L_1 \frac{di_{1y}}{dt} = - \left(R_1 + \frac{L_{12}^2}{L_2^2} R_2 \right) i_{1y} + \sigma L_1 \omega i_{1x} + \frac{L_{12}}{T_2 L_2} \psi_{2y} + \frac{L_{12}}{L_2} \omega_2 \psi_{2y} + U_{1y} \\ \frac{d\psi_{2x}}{dt} = \frac{L_{12}}{T_2} i_{1x} + (\omega - \omega_2) \psi_{2y} - \frac{1}{T_2} \psi_{2x} \\ \frac{d\psi_{2y}}{dt} = \frac{L_{12}}{T_2} i_{1y} - (\omega - \omega_2) \psi_{2x} - \frac{1}{T_2} \psi_{2y} \\ C_e = \frac{P_p L_{12}}{L_2} (\psi_{2x} i_{1y} - \psi_{2y} i_{1x}) \\ J_\Sigma \frac{d\omega_2}{dt} = C_e - C_r \end{array} \right. \quad (IV.30)$$

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

$T_1 = \frac{L_1}{R_1}$: Constante de temps statorique

$T_2 = \frac{L_2}{R_2}$: Constante de temps rotorique

$\sigma = 1 - \frac{L_{12}^2}{L_2 L_1}$: Coefficient de fuite totale. [36]

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante :

$\psi_{2x} = \psi_2, \psi_{2y} = 0$ qui nous permet de simplifier le modèle de la machine comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{1x} = \left(R_1 + \frac{L_{12}^2}{L_2^2} R_2 \right) I_{1x} + \sigma L_1 \frac{dI_{1x}}{dt} - \sigma L_1 \omega I_{1y} - \frac{L_{12}}{T_2 L_2} \psi_{2x} \\ U_{1y} = \left(R_1 + \frac{L_{12}^2}{L_2^2} R_2 \right) I_{1y} + \sigma L_1 \frac{dI_{1y}}{dt} + \sigma L_1 \omega I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} \omega_2 \psi_{2x} \\ \frac{d\psi_{2x}}{dt} = \frac{L_{12}}{T_2} I_{1x} - \frac{1}{T_2} \psi_{2x} \\ (\omega - \omega_2) = \frac{L_{12}}{T_2} \frac{I_{1y}}{\psi_{2x}} \\ C_e = \frac{P_p L_{12}}{L_2} \psi_{2x} I_{1y} \\ J_\Sigma \frac{d\omega_2}{dt} = C_e - C_r \end{array} \right. \quad (IV.31)$$

IV.2.3 Méthodes de commande par flux orienté

La commande vectorielle à flux rotorique orienté, est dite directe ou indirecte selon la méthode d'estimation du vecteur flux rotorique.

a. Commande indirecte

Dans cette méthode Figure (IV.5), le flux n'est ni mesuré, ni reconstruit. Son orientation est réalisée par la position déduite par intégration de la pulsation d'autopilote.

En revanche, l'inconvénient de l'estimation indirecte du flux, c'est que sa précision est affectée par la variation de la résistance rotorique due à la variation de la température, ainsi qu'à la saturation dans le régime transitoire. Il apparaît d'emblée, que toute erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique (T_2) se répercute directement sur les grandeurs estimées.

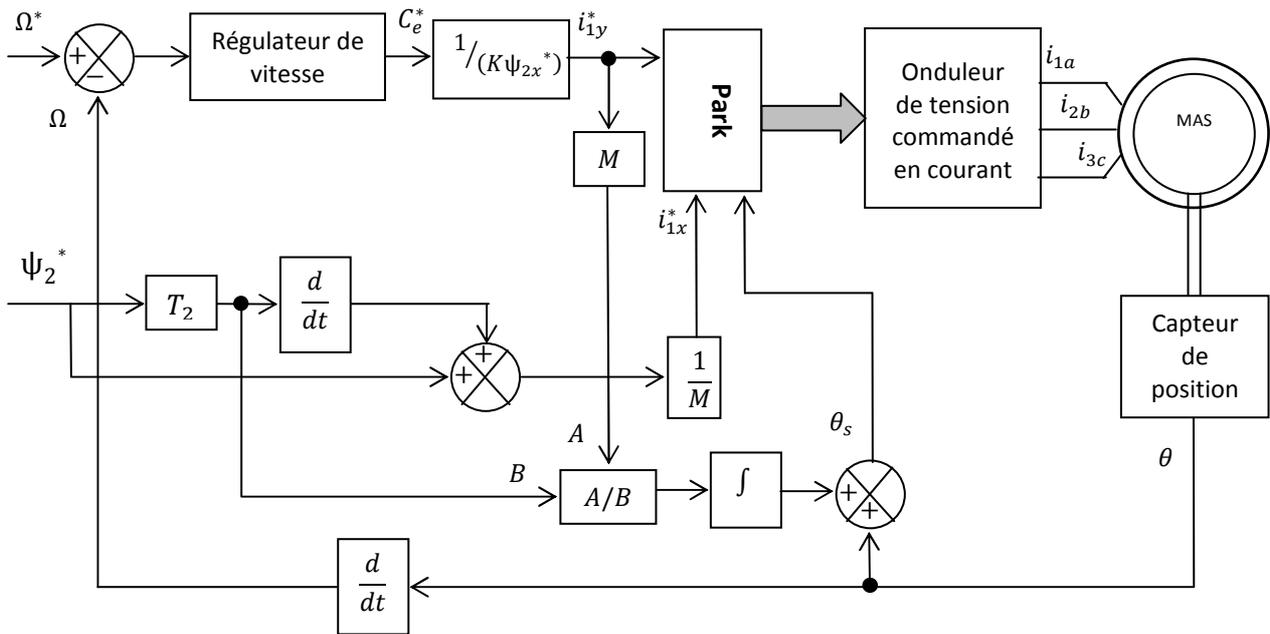


Figure (IV.5) : Régulation de vitesse d'une MAS commandée par la méthode du flux orienté

b. Commande directe

La commande vectorielle directe Figure (IV.6) nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase.

Le vecteur flux est mesuré directement par des capteurs (rarement), dont la réalisation pratique est délicate (précision médiocre, filtrage du signal mesuré, coût élevé, ...). Ces capteurs sont donc proscrits et on a recours à des techniques d'estimations ou d'observations du flux à partir des grandeurs mesurables (modèle de la machine). Dans ce qui suit, on se limitera à l'étude de la commande vectorielle directe. [37]

Nous présentons ci-dessous *la commande vectorielle directe* qui peut être finalement synthétisée par le schéma bloc donné par la Figure (IV.6).

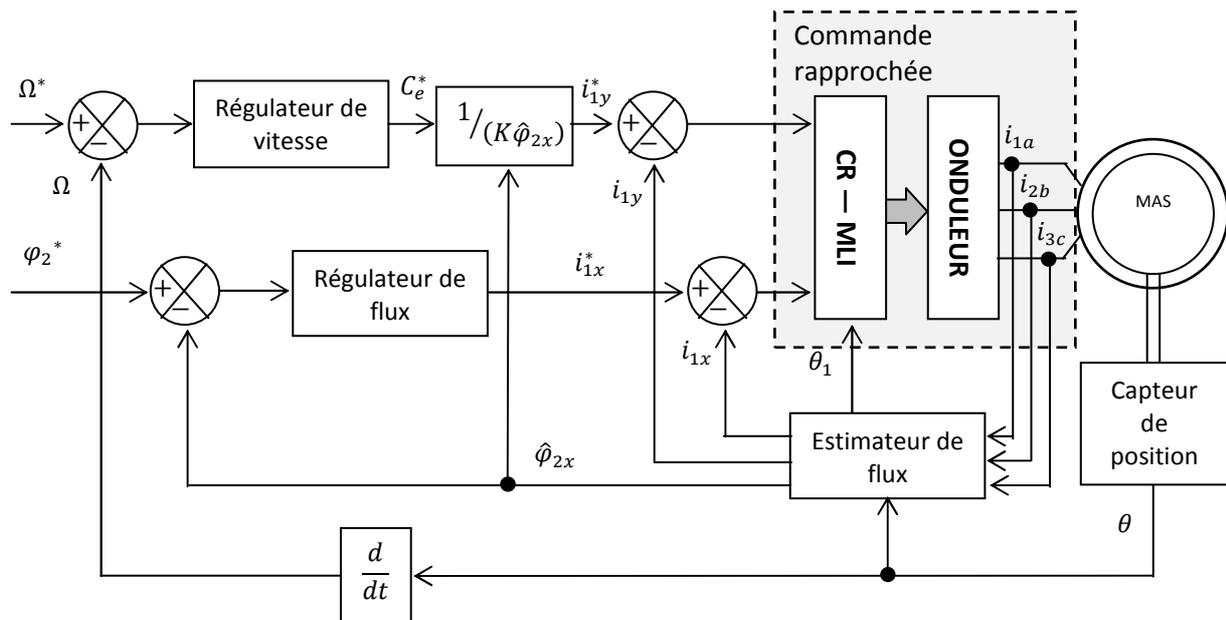


Figure (IV.6) : Structure d'une CVD

IV.2.4 Estimation des grandeurs inaccessibles

a. Estimation de ψ_{2x}

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

A partir de :

$$\begin{aligned}\psi_{2x} &= L_2 I_{2x} + L_{12} I_{1x} \\ U_{2x} &= R_2 I_{2x} + \frac{d\psi_{2x}}{dt} = 0\end{aligned}$$

On obtient :

$$\psi_{2x} = \frac{-L_2}{R_2} \frac{d\psi_{2x}}{dt} + L_{12} I_{1x}$$

Soit : $\psi_{2x} + \frac{L_2}{R_2} \frac{d\psi_{2x}}{dt} = L_{12} I_{1x}$ qui peut être réécrit en utilisant la notation de Laplace :

$$\ll s \gg = \frac{d}{dt}$$

$$\psi_{2x} \left[1 + \frac{L_2}{R_2} s \right] = L_{12} I_{1x} \text{ Ou encore en posant } \frac{L_2}{R_2} = T_2 ; \psi_{2x} [1 + T_2 s] = L_{12} I_{1x}$$

$$\widetilde{\psi}_{2x} = \frac{L_{12}}{1+T_2 s} I_{1x} \tag{IV.32}$$

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

Le flux (ψ_{2x}) peut être estimé ($\widetilde{\psi}_{2x}$) à partir du courant (I_{1x}) grandeur statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques sous réserve de la réalisation de la transformation de PARK.

T_2 : Représente la constante de temps rotorique de la machine. Avec les valeurs numériques utilisées dans la modélisation. Pour faire varier le flux (ψ_{2x}) de la machine, il faut faire varier (I_{1x}), mais cette variation prendra une durée non négligeable (quelques T_2) du fait du premier ordre présent dans l'expression de (ψ_{2x}). On se souviendra qu'établir un flux suppose l'apport d'une énergie et que cela ne peut se faire de façon instantanée. On prendra donc le temps de laisser le flux s'installer dans la machine avant de faire varier (I_{1y}) pour obtenir le couple souhaité :

$$C_e = \frac{P_p L_{12}}{L_2} \psi_{2x} I_{1y}$$

b. Estimation de ω et de θ_1

L'estimation du flux sera réalisable sous réserve que l'on puisse faire la transformation de Park, ce qui suppose la connaissance de l'angle θ_1 .

A partir de : $0 = R_2 I_{2y} + \omega_2 \psi_{2x}$ et $\psi_{2y} = L_2 I_{2y} + L_{12} I_{1y} = 0$ on tire $\omega_2 = -\frac{R_2 I_{2y}}{\psi_{2x}}$

$$\widetilde{\omega}_2 = \frac{L_{12} R_2}{\psi_{2x} L_2} I_{1y} ; \widetilde{\omega}_2 = \int \frac{L_{12} R_2}{\psi_{2x} L_2} I_{1y} dt + \theta_{20}$$

$$\widetilde{\theta}_1 = \widetilde{\theta}_2 + \alpha \quad (\text{IV.33})$$

θ_1 : sera donc estimé ($\widetilde{\theta}_1$) à partir de la mesure de (α), et du courant (I_{1y}) grandeur statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques.

IV.2.5 Loi des mailles pour U_{1x} et U_{1y}

a. Loi des mailles pour U_{1x}

Reprenons la loi des mailles statorique :

$$U_{1x} = R_1 I_{1x} + \frac{d\psi_{1x}}{dt} - \omega \psi_{1y}$$

Nous allons exprimer cette tension en fonction des deux grandeurs utiles à la maîtrise du couple : (ψ_{2x} et I_{1x})

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

$$I_{1x} = \frac{1+T_2 s}{L_{12}} \psi_{2x} \text{ et } \psi_{1x} = L_1 I_{1x} + L_{12} I_{2x}$$

A partir de $\psi_{2x} = L_2 I_{2x} + L_{12} I_{1x}$ on tire $I_{2x} = \frac{1}{L_2} (\psi_{2x} - L_{12} I_{1x})$

Soit : $\psi_{1x} = L_1 I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} (\psi_{2x} - L_{12} I_{1x}) = \left(L_1 - \frac{L_{12}^2}{L_2} \right) I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} \psi_{2x}$

$$\psi_{1x} = L_1 \left(1 - \frac{L_{12}^2}{L_1 L_2} \right) I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} \psi_{2x}$$

$$\psi_{1x} = \sigma L_1 I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} \psi_{2x} \quad (\text{IV.34})$$

Où σ : le coefficient de dispersion de BLONDEL.

De la même façon, il faut exprimer ψ_{1y}

$$\psi_{1y} = L_1 I_{1y} + L_{12} I_{2y}$$

$\psi_{2y} = L_2 I_{2y} + L_{12} I_{1y} = 0$ Avec l'orientation du flux ce qui donne : $I_{2y} = -\frac{L_{12}}{L_2} I_{1y}$

$$\psi_{1y} = L_1 I_{1y} - \frac{L_{12}^2}{L_2} I_{1y} = \sigma L_1 I_{1y} \quad (\text{IV.35})$$

Il est donc possible maintenant d'écrire :

$$U_{1x} = R_1 I_{1x} + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_1 I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} \psi_{2x} \right) - \omega \sigma L_1 I_{1y}$$

$$U_{1x} = R_1 I_{1x} + \sigma L_1 s I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} s \psi_{2x} - \omega \sigma L_1 I_{1y}$$

$$\begin{aligned} U_{1x} &= (R_1 + \sigma L_1 s) I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} s \psi_{2x} - \omega \sigma L_1 I_{1y} \\ &= (R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) \psi_{2x} + \frac{L_{12}}{L_2} s \psi_{2x} - \omega \sigma L_1 I_{1y} \end{aligned}$$

Où la variable « s » représente l'opérateur de Laplace.

$$U_{1x} = \left[(R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} s \right] \psi_{2x} - \omega \sigma L_1 I_{1y} \quad (\text{IV.36})$$

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

Cette relation exprime la loi des mailles interne à la machine sur l'axe (x) en fonction des deux grandeurs que nous avons choisies pour exprimer le couple. On y remarque le couplage entre l'axe (x) et l'axes(y).

b. Loi des mailles pour U_{1y}

Reprenons la loi des mailles statorique :

$$U_{1y} = R_1 I_{1y} + \frac{d \psi_{1y}}{dt} + \omega \psi_{1x}$$

$$U_{1y} = R_1 I_{1y} + \frac{d}{dt} (\sigma L_1 I_{1y}) + \omega \psi_{1x}$$

Avec

$$\psi_{1x} = \sigma L_1 I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} \psi_{2x} = \left[\sigma L_1 \left(\frac{1 + T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right] \psi_{2x}$$

$$U_{1y} = (R_1 + \sigma L_1 s) I_{1y} + \omega \left[\sigma L_1 \left(\frac{1 + T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right] \psi_{2x} \quad (\text{IV.37})$$

Cette relation exprime la loi des mailles sur l'axe (y) en fonction des deux grandeurs que nous avons choisies pour exprimer le couple. On y remarque le couplage entre l'axe (x) et l'axes(y).

c. Représentation des lois de mailles

La machine reçoit une alimentation en tension (U_{1x} et U_{1y}) et donne en sortie les grandeurs (ψ_{2x} et I_{1y}) choisies pour la régulation du couple

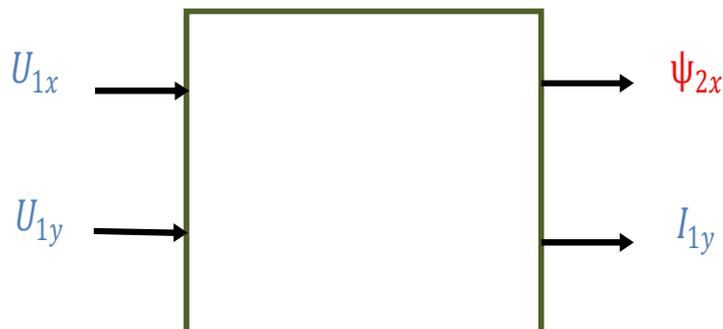


Figure (IV.7) : Machine asynchrone dans la base de Park

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

En réécrivant les lois des mailles pour (U_{1x} et U_{1y}), on peut établir un schéma fonctionnel interne à la machine.

Pour (U_{1x}) on a :

$$U_{1x} = \left[(R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} s \right] \Psi_{2x} - \omega \sigma L_1 I_{1y}$$

Ce qui donne :

$$\Psi_{2x} = \frac{U_{1x} + \omega \sigma L_1 I_{1y}}{\left[(R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} s \right]} = \frac{1}{\left[(R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} s \right]} (U_{1x} + \omega \sigma L_1 I_{1y})$$

$$\Psi_{2x} = A. [U_{1x} + B. I_{1y}] \quad (\text{IV.38})$$

Avec :

$$A = \frac{1}{\left[(R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} s \right]} \quad \text{et} \quad B = \omega \sigma L_1$$

Pour U_{1y} on a :

$$U_{1y} = (R_1 + \sigma L_1 s) I_{1y} + \omega \left[\sigma L_1 \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right] \Psi_{2x}$$

Ce qui donne :

$$I_{1y} = \frac{U_{1y} - \omega \left[\sigma L_1 \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right] \Psi_{2x}}{(R_1 + \sigma L_1 s)}$$

$$= \frac{1}{(R_1 + \sigma L_1 s)} [U_{1y} - \omega \left[\sigma L_1 \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right] \Psi_{2x}]$$

$$I_{1y} = C. [U_{1y} - D \Psi_{2x}] \quad (\text{IV.39})$$

Avec :

$$C = \frac{1}{(R_1 + \sigma L_1 s)} \quad \text{et} \quad D = \omega \left[\sigma L_1 \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right]$$

Le schéma ci-dessous résume les deux équations précédentes donnant (Ψ_{2x} et I_{1y})

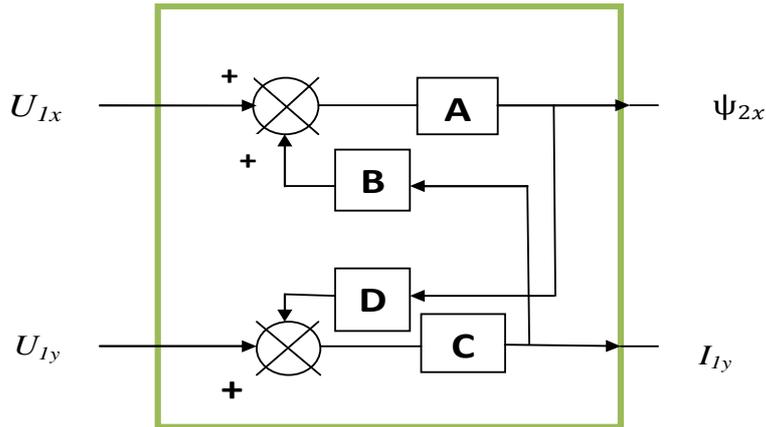


Figure (IV.8) : Modèle de la machine asynchrone dans la base de Park [39]

Ce schéma explique le couplage entre le flux et le courant.

Nous constatons qu'il n'est pas possible ici de contrôler de manière indépendante les grandeurs (ψ_{2x} et I_{1y}).

IV.2.6 Découplage entrée-sortie

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

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Par la suite nous allons présenter le dernier type de découplage (par compensation).

a. Découplage par compensation

Définissons deux nouvelles variables de commande U_{1x1} et U_{1y1} telles que :

$$U_{1x} = U_{1x1} - e_{1x} \text{ et } U_{1y} = U_{1y1} - e_{1y} \quad (\text{IV.40})$$

Avec :

$$e_{1x} = \omega \sigma L_1 I_{1y} + \frac{L_{12}}{L_2^2} R_2 \psi_2$$

Et :

$$e_{1y} = -\omega \sigma L_1 I_{1x} - \frac{L_{12}}{L_2} \omega \psi_2 + \frac{L_{12}^2}{L_2 T_2} I_{1y}$$

Les tensions (U_{1x} et U_{1y}) sont alors reconstituées à partir des tensions (U_{1x1} et U_{1y1}) figure(IV.9).

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

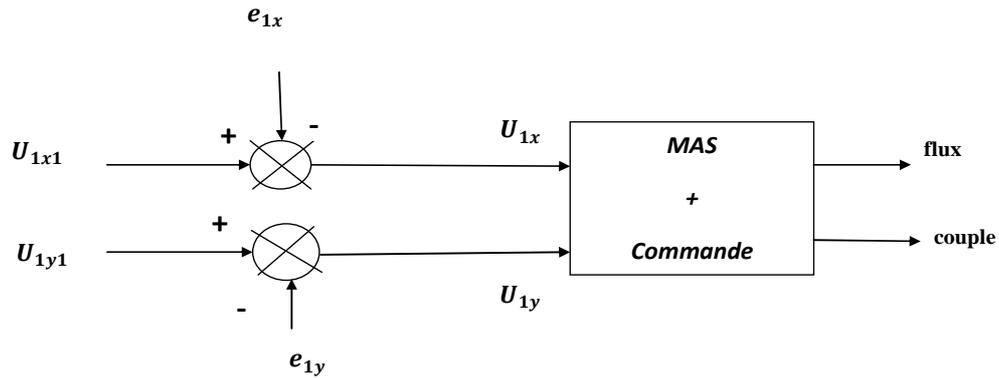


Figure (IV.9) : Reconstitution des tensions (U_{1x} et U_{1y})

Nous définissons ainsi un nouveau système (figure (IV.10)) pour lequel :

$$\begin{cases} U_{1x1} = \sigma L_1 \frac{di_{1x}}{dt} + (R_1 + R_2 \frac{L_{12}^2}{L_2^2}) I_{1x} \\ U_{1y1} = \sigma L_1 \frac{di_{1y}}{dt} + (R_1 + R_2 \frac{L_{12}^2}{L_2^2}) I_{1y} \end{cases} \quad (\text{IV.41})$$

Les actions sur les axes (x, y) sont donc découplées.

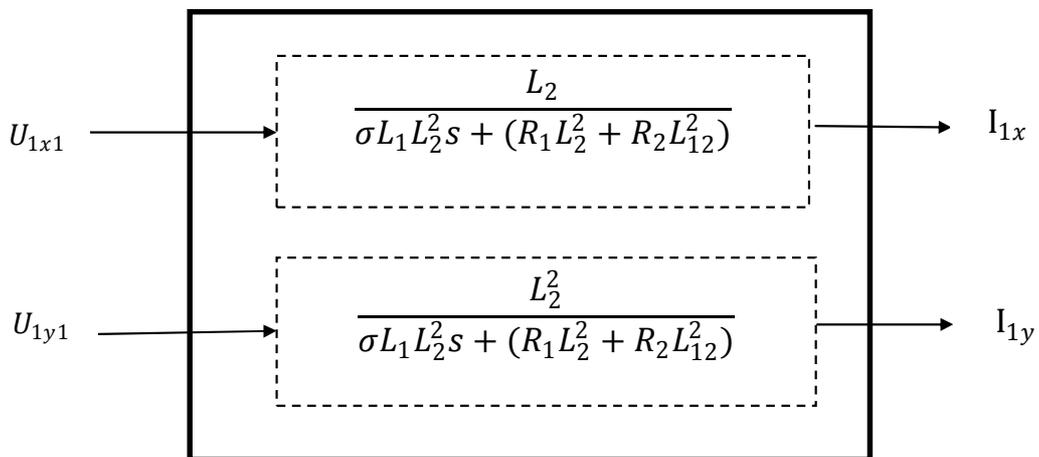


Figure (IV.10) : Commande découplée- Expression de (I_{1x}, I_{1y})

En faisant apparaître de manière explicite flux et couple, nous obtenons :

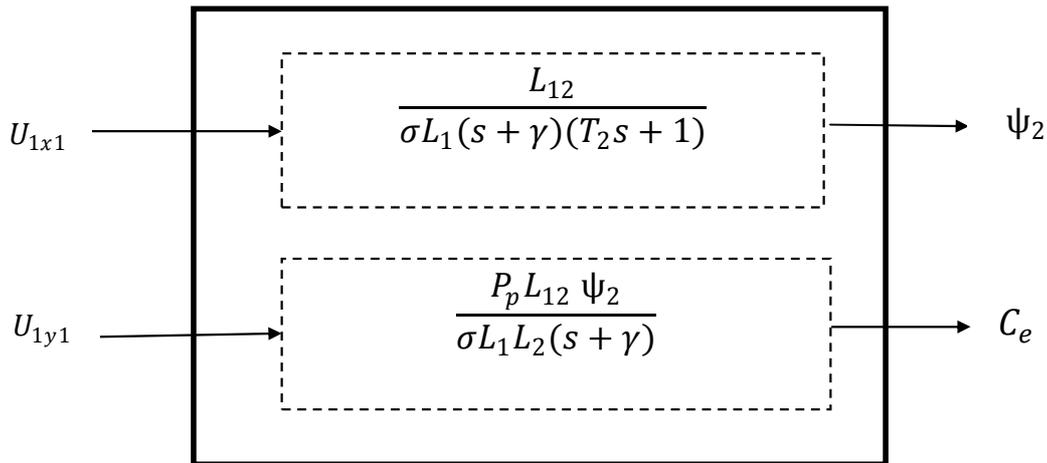


Figure (IV.11) : Commande découplée – expression de (C_e, ψ_{2x})

b. Problèmes posés par le découplage

Nous pouvons montrer que, dans le découplage proposé, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse de la commande. Si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pouvait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action, donc divergence du système. En pratique les paramètres (R_1, R_2) évoluent avec la température. [40]

a. Régulateur de flux

Le découplage proposé Figure (IV.11) permet d'écrire :

$$\psi_2 = \frac{K_1}{(s+\gamma)(s+\frac{1}{T_2})} U_{1x1} \quad (\text{IV.42})$$

Avec :

$$K_1 = \frac{L_{12}}{\sigma L_1 T_2} \quad (\text{IV.43})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2nd ordre

Soit un régulateur proportionnel-intégral classique de type :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{IV.44})$$

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (IV.12)

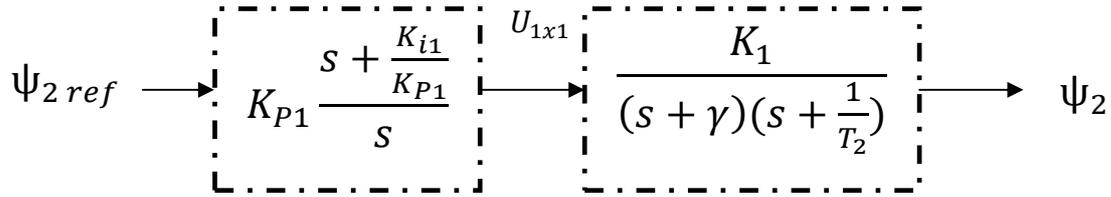


Figure (IV.12) : Schéma en boucle ouverte

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, soit $(s + \frac{1}{T_2})$ par $(s + \frac{K_{i1}}{K_{P1}})$, ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{i1}}{K_{P1}} = \frac{1}{T_2} \quad (\text{IV.45})$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$Bo(s) = \frac{K_{P1}K_1}{s(s+\gamma)}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est suivante :

$$1 + \frac{\gamma}{K_{P1}K_1}s + \frac{s^2}{K_{P1}K_1}$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2nd ordre.

Nous avons donc à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{P1}K_1} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{K_{P1}K_1} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases}$$

Le gain K_{P1} est donné par :

$$K_{P1} = K_{P1} = \frac{\omega_n^2}{K_1} \quad (\text{IV.46})$$

L'équation (IV.45) permet de déduire K_{i1}

$$K_{i1} = K_{P1} \frac{1}{T_2} \quad (\text{IV.47})$$

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

b. Régulateur de couple

De même les équations de découplage proposées figure (IV.11) permettent d'exprimer

$$C_e = \frac{K_2}{(s+\gamma)} U_{1y1}$$

Avec : $K_2 = \frac{P_p L_{12} \Psi_{2\text{ref}}}{\sigma L_1 L_2}$

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne de flux ($\Psi_{2\text{ref}}$). L'utilisation d'un régulateur proportionnel-intégral donne le schéma en boucle ouverte suivant Figure (IV.13) :

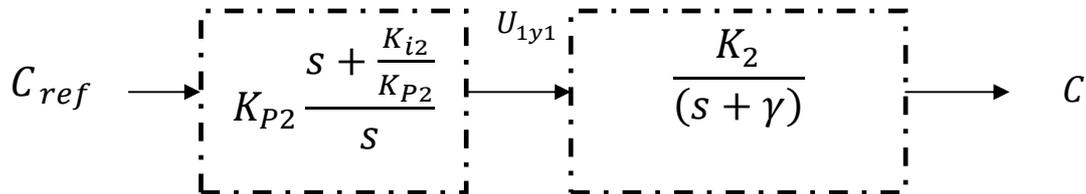


Figure (IV.13) : Schéma en boucle ouverte

Compensons le pôle $(s + \gamma)$ par $s + \frac{K_{i2}}{K_{P2}}$, se qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{i2}}{K_{P2}} = \gamma \tag{IV.48}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$Bo(s) = \frac{K_{P2} K_2}{s}$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\frac{1}{K_{P2} K_2}$.

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep2(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante :

$$3 \frac{1}{K_{P2} K_2} = t_{rep2(5\%)}$$

Soit
$$K_{P2} = 3 \frac{\sigma L_1 L_2}{P_p L_{12} \Psi_{2\text{ref}} t_{rep2(5\%)}}$$

Et, après l'équation (IV.48) :

$$K_{i2} = \gamma K_{P2} \tag{IV.49}$$

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

c. Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant Figure (IV.14) :

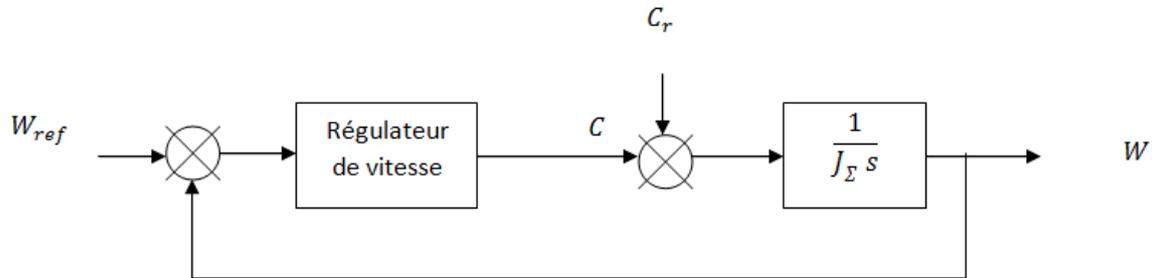


Figure (IV.14) : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Nous avons :

$$W = \frac{1}{J_{\Sigma} s + f} (C_e - C_r) \quad (\text{IV.50})$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, (W) s'écrit alors :

$$W = \frac{1}{J_{\Sigma} s} \left(\frac{K_{P3} s + K_{i3}}{s} \right) (W_{ref} - W) - \frac{1}{J_{\Sigma} s} C_r$$

Soit

$$W = \frac{K_{P3} s + K_{i3}}{J_{\Sigma} s^2 + (K_{P3})s + K_{i3}} W_{ref} - \frac{s}{J_{\Sigma} s^2 + (K_{P3})s + K_{i3}} C_r$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2nd ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{P3} + f}{K_{i3}} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{IV.51})$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants : **[40]**

$f = 0$ (Pas de frottement)

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

$$\begin{cases} K_{i3} = J_{\Sigma} \omega_n^2 \\ K_{p3} = \frac{2\zeta}{\omega_n} K_{i3} \end{cases} \quad (\text{IV.52})$$

IV.3 Alimentation de la machine asynchrone

Tous les moteurs conçus pour une alimentation à courant alternatif peuvent fonctionner à vitesse variable à condition qu'une alimentation à fréquence variable soit disponible. La disponibilité de composants d'électronique de puissance permet de réaliser des convertisseurs statiques très compacts [47].

IV.3.1 Description

Le type de convertisseur utilisé pour les entraînements électriques est essentiellement le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue Figure (IV.15) dont le rôle est de fournir un système de tensions généralement triphasé de fréquence ajustable à partir de la seule tension continue (E) produite par un redresseur. La tension continue (E) est appliquée directement aux bornes du moteur via un ensemble d'interrupteurs commandés.

Le convertisseur de fréquence triphasé se compose de trois branches (demi-ponts) formées chacune de deux voies. Une voie comprend un interrupteur commandé (thyristor à commutation forcée, thyristor GTO, transistor bipolaire, MOSFET ou IGBT) ainsi qu'une diode, dite diode de roue libre, connectée en antiparallèle. En choisissant convenablement la stratégie de commutation des composants de puissance, la tension continue (E) est hachée de façon à reproduire le mieux possible une source de tension dont la moyenne est de forme sinusoïdale.

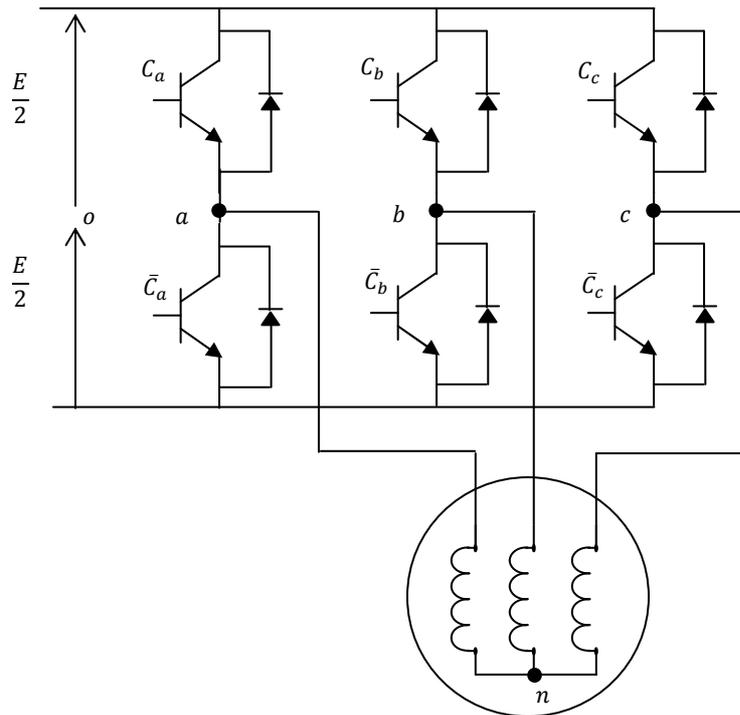


Figure (IV.15) : Représentation de l'association onduleur-MAS

IV.3.2 Commande de l'onduleur par modulation de largeur d'impulsion MLI

La commande des six voies de l'onduleur se fait en hachant la tension continue (E): il s'agit d'une commande à pulsation. Plusieurs stratégies sont envisageables. On se concentre ici uniquement sur l'une d'elles, appelée commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM, Pulse Width Modulation). Elle permet de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur, et joue le rôle d'interface entre la partie commande de l'onduleur et la machine.

La MLI consiste à combiner une modulante sinusoïdale d'amplitude (V_m) et de fréquence (f_m) avec une porteuse d'amplitude (V_p) de haute fréquence (f_p). Les angles de commutation sont situés aux intersections de la porteuse et de la modulante Figure (IV.16). Cette fonction agit sur la partie puissance de l'onduleur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances [47].

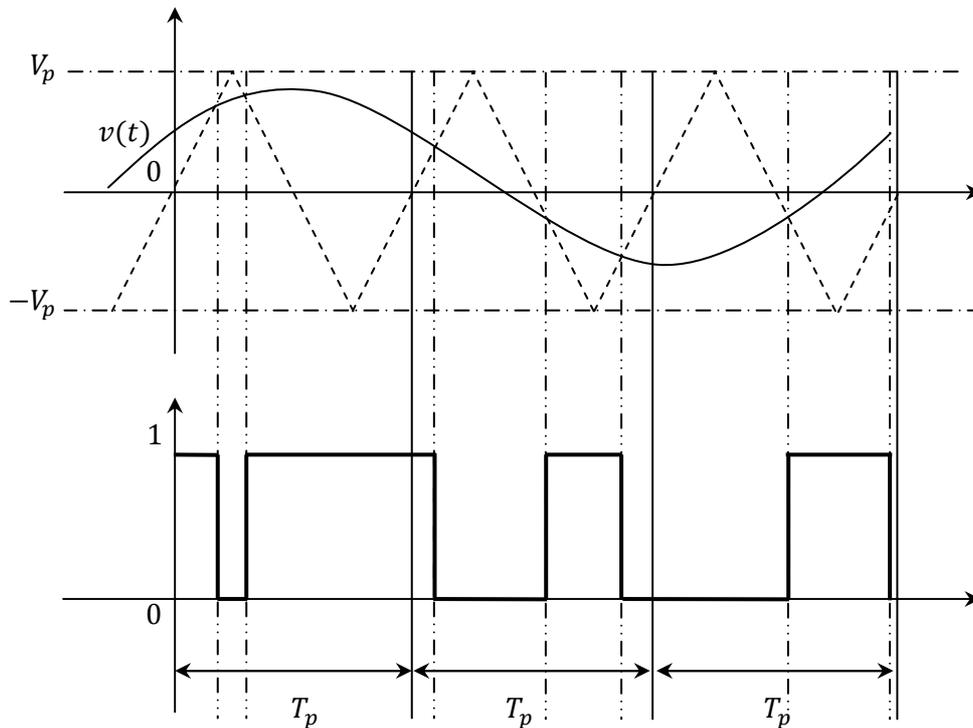


Figure (IV.16) : Principe de la MLI

IV.3.3 Modèle mathématique de l'onduleur

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension avec une charge triphasée équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé. Dans notre cas, cette charge sera constituée par la machine asynchrone.

Nous allons tout d'abord définir les notations et les hypothèses que nous utiliserons figure (IV.15)

- tensions simples aux bornes de chaque phase de la machine : $v_{an}(t), v_{bn}(t), v_{cn}(t)$.
Terme générique : $v_{kn}(t)$ avec $k = a, b, c$;
- tensions entre les points milieux de chaque pont de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur : $v_{ao}(t), v_{bo}(t), v_{co}(t)$. Terme générique : $v_{ko}(t)$;
- tensions entre le point neutre de la machine (point n) et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur (point 0) : $v_{no}(t)$;
- charge triphasée équilibrée couplée en étoile avec un neutre isolé :

$$v_{an}(t) + v_{bn}(t) + v_{cn}(t) = 0 \tag{IV.53}$$

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

Les tensions $v_{ko}(t)$ étant liées aux signaux de commande de l'onduleur par la relation:

$$v_{ko}(t) = E(C_k(t) - 0.5) \text{ avec : } C_k(t) = 0 \text{ Ou } 1. \quad (\text{IV.54})$$

Dans ces conditions, nous pouvons définir un modèle liant les signaux de commande C_1 , C_2 et C_3 et les tensions simples aux bornes de la charge $v_{an}(t)$, $v_{bn}(t)$ et $v_{cn}(t)$. Les équations des mailles du système alimentation-onduleur-charge donnent :

$$\begin{aligned} v_{ao}(t) + v_{bo}(t) + v_{co}(t) &= v_{an}(t) + v_{no}(t) + v_{bn}(t) + v_{no}(t) + v_{cn}(t) + v_{no}(t) \\ v_{ao}(t) + v_{bo}(t) + v_{co}(t) &= v_{an}(t) + v_{bn}(t) + v_{cn}(t) + 3v_{no}(t) \end{aligned} \quad (\text{IV.55})$$

La relation (IV.53) permet d'exprimer $v_{no}(t)$:

$$v_{no}(t) = \frac{1}{3}(v_{ao}(t) + v_{bo}(t) + v_{co}(t)) \quad (\text{IV.56})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$v_{kn}(t) = v_{ko}(t) + v_{on}(t) = v_{ko}(t) - v_{no}(t) \quad (\text{IV.57})$$

A partir des relations (IV.54), (IV.55), (IV.56) il vient le système matriciel liant à tout instant les signaux de commande de l'onduleur aux tensions simples aux bornes de la charge:

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1(t) \\ C_2(t) \\ C_3(t) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.58})$$

La loi de la commande qui est synthétisée par la figure (IV.6) est développée sous Matlab pour un contrôle direct de la machine asynchrone.

IV.4 Simulation de la machine asynchrone commandée par commande vectorielle à flux rotorique orienté

La loi de la commande qui est synthétisée par la figure (IV.6) est développée sous Matlab pour un contrôle direct de la machine asynchrone.

La figure (IV.17) montre les performances de réglage lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge. Nous avons simulé le système pour une consigne de vitesse de 157 rad/s et une consigne de flux de $(1Wb)$.

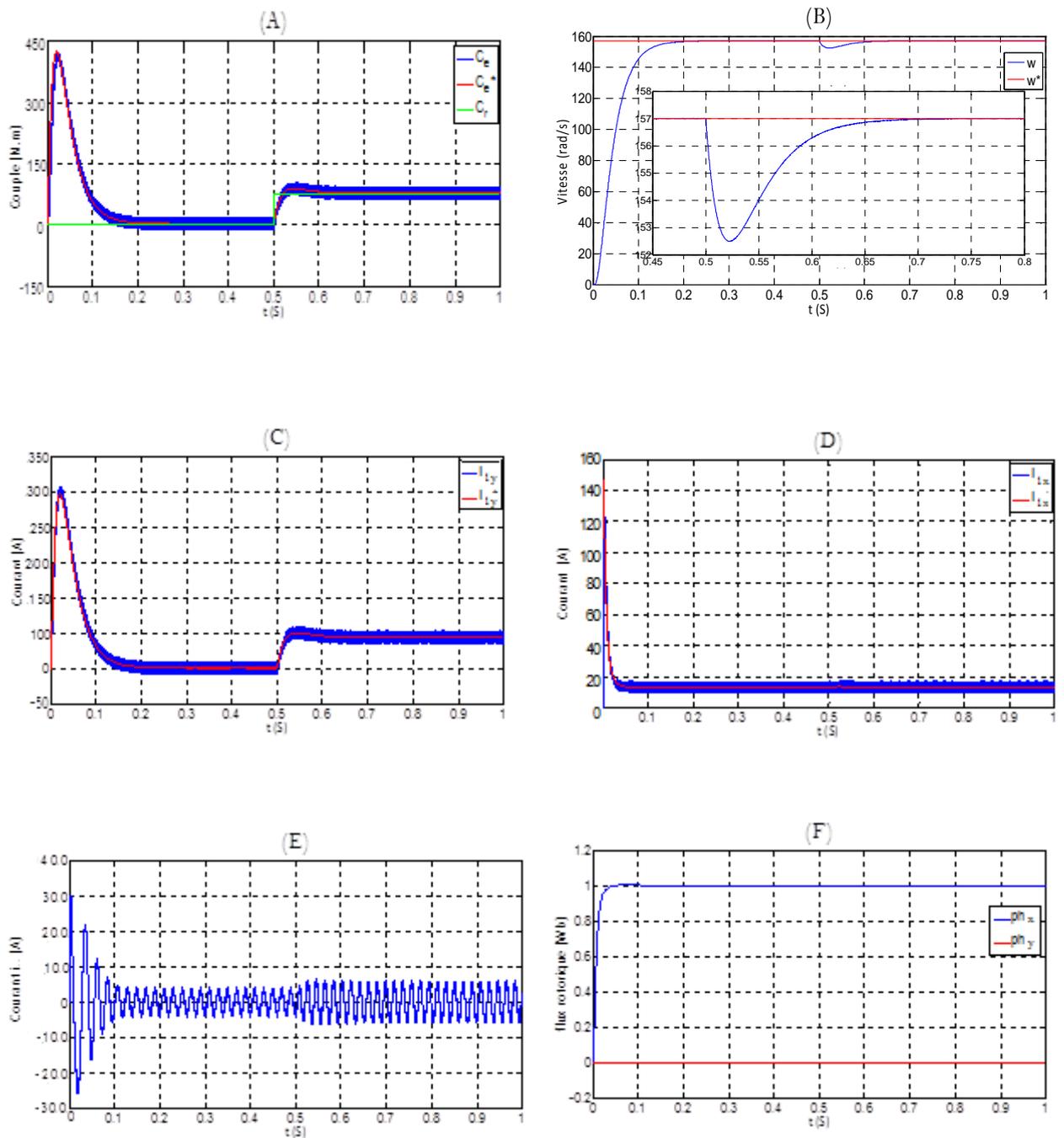


Figure (IV.17) : Résultats de simulation d'une commande vectorielle directe

IV.5 Interprétation des résultats

- On remarque que la vitesse s'établit à sa valeur nominale avec une bonne dynamique et sans erreur statique, à l'instant où l'on applique un couple de charge, la vitesse est réduite (figure (IV.17) - (B)), mais elle se rétablit à nouveau sans erreur statique.
- On remarque l'apparition des pics dans le couple (figure (IV.17) - (A)) et dans le courant statorique de phase (figure (IV.17) - (E)), lors de l'application du couple de charge, puis il y a stabilisation en régime permanent.

Chapitre IV Modélisation et commande de l'entraînement électrique

- On remarque dans les figures (figure (IV.17)-(C), (D)) que la forme d'onde des courants statoriques présente des ondulations ce qui se répercute directement sur le couple (figure (IV.17)-(A)),

D'après ces résultats, on peut constater que :

- La commande présente des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet acceptable de la perturbation.
- Le principe du flux rotorique orienté est assuré, du fait que sa composante sur l'axe (y) est égale à zéro et sa composante sur l'axe (x) est constante (la commande est découplée).
- Conformément à la théorie, la composante du courant statorique sur l'axe (y) est proportionnelle à la variation du couple de charge, par contre sa composante sur l'axe (x) reste constante.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé les éléments à prendre en compte pour le contrôle d'un mécanisme de levage « grue de fonderie » actionné par un moteur asynchrone à cage. Au départ nous avons vu la modélisation de l'entraînement électrique (machine-convertisseur) ainsi que la stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle ont été étudiés. Par la suite on a passé à la présentation de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique en découplant les composantes du courant statorique, permettant la régulation du flux et de la vitesse séparément. Cette commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et finalement par simulation sous le simulateur de MATLAB on a pu vérifier nos calculs.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude de fonctionnement de l'entraînement électrique d'une grue de fonderie par le système variateur de fréquence – moteur asynchrone.

A la lumière de l'étude bibliographique approfondie nous avons pu apprécier l'importance des recherches effectuées sur les différents mécanismes de levage « grue de fonderie ». Plus particulièrement sur leurs motorisations. L'attention particulière portée par les chercheurs sur le moteur électrique a fait de celui-ci l'objet de nombreuses applications tel que la traction ferroviaire, les appareils de levage etc.

L'étude du mouvement principale d'une grue de fonderie nécessite un contrôle continu de la vitesse et du couple. Pour cela, le choix des différents éléments constituant ce système d'entraînement a été effectué. Ce dernier représente un ensemble d'éléments en interaction, indispensable à l'établissement des liens entre les diverses parties afin d'assurer un fonctionnement cohérent.

La première étape a été consacrée au dimensionnement et au choix du type d'entraînement électrique. C'est le moteur qui détermine les caractéristiques de cet entraînement, la raison pour laquelle nous avons analysé les spécificités d'une gamme élargie de types de moteurs électriques destinés à entraîner la grue de fonderie. Le choix est établi sur le moteur asynchrone à cage car, ce dernier alimenté à fréquence variable assure une adaptation adéquate aux caractéristiques exigées par la charge (différentes vitesses et couples). Un calcul des paramètres de l'entraînement électrique (moment d'inertie vitesse, puissance) est obtenu en vue de construire les diagrammes de charge de l'ensemble du système élaboré.

Comme dispositif de régulation de vitesse du convertisseur de fréquence, nous avons opté pour un variateur de vitesse lequel est étroitement lié à la nature de la charge entraînée et aux conditions de performances citées auparavant. Après avoir mentionné les différentes stratégies possibles, on a abouti au réglage de vitesse par variation de fréquence en utilisant un onduleur de tension IGBT. Cette partie de l'étude est complétée par un calcul des valeurs limites des paramètres du convertisseur et du circuit de puissance.

Conclusion générale et perspectives

La modélisation de la machine asynchrone (MAS) repose sur des paramètres qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et mécaniques moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MAS est présenté dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park.

Le choix de la stratégie de commande vectorielle dépend de l'application à laquelle cette commande est destinée et des moyens matériels disponibles pour mettre en œuvre cette dernière. Les commandes souvent rencontrées dans ces applications (levage par moteur asynchrone) sont : commande vectoriel indirect et direct.

Dans notre cas nous nous sommes intéressés à la deuxième, L'objectif de cette commande est de rendre la machine asynchrone capable de répondre correctement à des variations de consignes (position du rotor, couple, vitesse) dans une large gamme de points de fonctionnement tout en assurant des performances statiques et dynamiques élevées.

- La commande vectorielle a été simulée au chapitre IV, présente des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet acceptable de la perturbation.
- Le principe du flux rotorique orienté est assuré, du fait que sa composante sur l'axe (y) est égale à zéro et sa composante sur l'axe (x) est constante (la commande est découplée).
- Conformément à la théorie, la composante du courant statorique sur l'axe (y) est proportionnelle à la variation du couple de charge, par contre sa composante sur l'axe (x) reste constante.

Annexes

Annexes

Annexe A

A.I : Calcul des paramètres

Type de grue : KL-75/19.1

Force élévatoire : =191 KN

Poids du godet : =39 KN

Vitesse minimale en montée : $V_{min}=0.04m/s$

Vitesse maximale en montée : $V_{max}=0.16m/s$

Nombre de paliers : =4

Rendement du réducteur : =78 %

Facteur de transmission du réducteur : =168

Diamètre du tambour : = 0.36m

Accélération linéaire admise : $0.8 m/s^2$

Hauteur de levage : =15m

Moment d'inertie du tambour : =233 Kg.m²

Le calcul précédent nous a permis le choix préliminaire du moteur de la grue de fonderie

Les paramètres du moteur (4AC200M4U3) choisis sont :

- La tension nominale : 220/380 V
- Fréquence nominale: $f = 50 Hz$
- Puissance nominale: $P_n = 31.5 kw$
- Le courant de démarrage : $I_d = 7A$
- Vitesse de synchronisme : $N_s = 1500 tr/min$
- Glissement nominal : $g = 0.057$
- Moment d'inertie du moteur : $J_m = 0.37 Kg.m^2$
- Rendement d'efficacité : $\eta = 0.875$
- Facteur de puissance : $\cos \varphi = 0.92$

Annexes

A.2 : Calcul et choix des éléments du circuit de puissance du convertisseur de fréquence

On peut opter conformément aux paramètres calculés pour un convertisseur variateur de fréquence de la société « **Hyundai** » destiné pour le fonctionnement avec un moteur asynchrone.

- Marque : **Hyundai** N 300
- Model : 370 HF
- Puissance nominal : 37 Kw
- Courant nominal : 75 A
- Tension nominale : 380 V
- Fréquence nominale : 50 Hz
- Fréquence de sortie 0.1 – 400 Hz
- Mode de freinage : freinage dynamique
- Commutateur AE2063MM
- Libération du courant nominal $I_n = 63 A$

A.3 : Schéma équivalent

Le schéma équivalent le plus commode d'emploi est le schéma monophasé de la figure (A.1) où le moteur asynchrone est assimilé à un transformateur statique dont le secondaire serait fermé sur une résistance inversement proportionnelle au glissement. Dans ce schéma : [72]

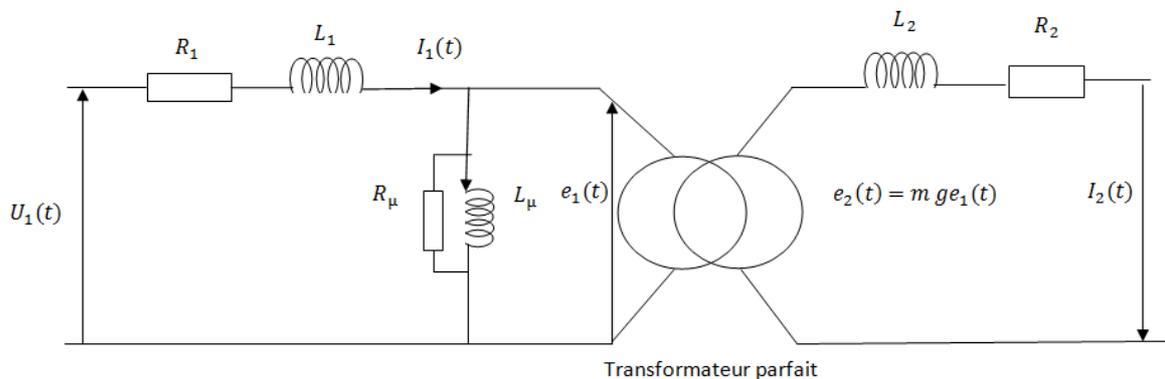


Figure (A.1) : Schéma électrique équivalent de la MAS réelle pour une phase.

Annexes

- La résistance R_μ symbolise les pertes fer dans le rotor de la MAS;
- L'inductance L_μ est l'inductance magnétisante du circuit magnétique;
- La résistance R_1 est celle propre à chacun des enroulements statoriques;
- L'inductance L_1 est celle des fuites des enroulements statoriques;
- La résistance R_2 est celle du circuit rotorique;
- L'inductance L_2 est celle des fuites magnétiques du circuit rotorique. [73]

a. Schéma équivalent en régime permanent

Le régime permanent de la machine peut être vu comme succession de régimes transitoires dans le domaine des petites variations autour d'un régime de fonctionnement donné. Cela se démontre aisément à partir des équations du régime transitoire avec le référentiel lié au champ tournant.

En traitant les équations de Park (IV.21) par la méthode appliquée aux flux et en rappelant que les dérivées des grandeurs d'axes (x, y) sont nulles en régimes permanent, on obtient :

- Une équation par phase statorique :

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega \underline{\psi}_1 \quad (\text{A.1})$$

- Une équation par phase rotorique :

$$0 = \underline{U}_2 = R_2 \underline{I}_2 + jg\omega \underline{\psi}_2 \quad (\text{A.2})$$

Alors :

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega(L_{11} \underline{I}_1 + L_{12} \underline{I}_2) \quad (\text{A.3})$$

$$0 = \frac{R_2}{g} \underline{I}_2 + j\omega(L_{12} \underline{I}_1 + L_2 \underline{I}_2)$$

D'où finalement on obtient le schéma suivant :

Annexes

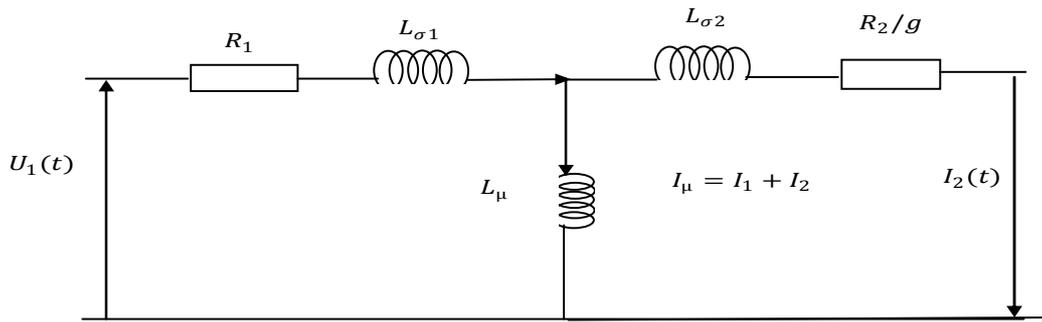


Figure (A.2) : Schéma équivalent en T. [74]

On désire obtenir les paramètres du schéma équivalent en mettant en œuvre l'essai à vide sous pleine tension et l'essai à rotor bloqué sous tension réduite.

L'essai à vide nous permet de déterminer les paramètres de la branche magnétisante et du l'essai en rotor bloqué on déduit la réactance de fuite totale ramenée au stator et la résistance rotorique ramenée au rotor. [75]

Les essais à vide et en court-circuit ne permettent pas de déterminer individuellement tous les termes du schéma équivalent en (T) décrit au paragraphe précédent figure (A.2) Par ailleurs, la valeur du courant à vide interdit de simplifier le schéma selon l'hypothèse de Kapp. On a de ce fait développé un schéma transformé, dans lequel la branche magnétisante est connectée directement aux bornes, le courant dans cette branche restant, indépendamment de la charge, égale au courant à vide (I_0).

Ce schéma transformé est dit schéma en(L) figure (A.3) [72]

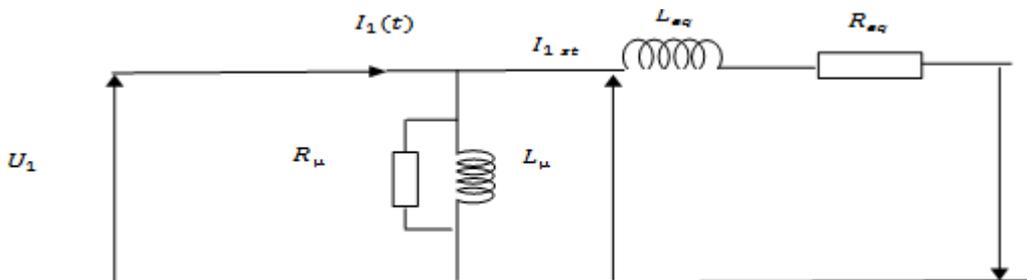


Figure (A.3) : Schéma équivalent en (L) de la machine asynchrone. [76]

Annexes

Annexe A.4 : Calcul des paramètres du schéma équivalent

On a les données des résistances et des réactances inductives en valeurs réduites [pu]

$$R_1^* = 0.034, R_2^* = 0.062, X_1^* = 0.075, X_2^* = 0.1, X_\mu^* = 4.50$$

- Résistance nominale

$$R_n = \frac{U_{nph}}{I_n} = \frac{220}{59.3} = 3.71 \Omega$$

- Résistance de l'enroulement statorique

$$R_1' = R_1^* \cdot R_n = 0.034 * 3.71 = 0.126 \Omega$$

- Résistance de l'enroulement rotorique

$$R_2'' = R_2^* \cdot R_n = 0.062 * 3.71 = 0.23 \Omega$$

- Résistance de dispersion statorique

$$X_1' = X_1^* \cdot R_n = 0.075 * 3.71 = 0.278 \Omega$$

- Résistance de dispersion rotorique

$$X_2'' = X_2^* \cdot R_n = 0.1 * 3.71 = 0.371 \Omega$$

- Réactance inductive mutuelle

$$X_\mu = X_\mu^* \cdot R_n = 16.69 \Omega$$

- Inductance de dispersion statorique

$$L_{1\sigma} = \frac{X_1'}{2\pi f} = \frac{0.278}{314} = 0.0009 H$$

- Inductance de dispersion rotorique

$$L_{2\sigma} = \frac{X_2''}{2\pi f} = \frac{0.371}{314} = 0.0012 H$$

- Inductance mutuelle stator et rotor

$$L_\mu = \frac{X_\mu}{2\pi f} = \frac{16.69}{314} = 0.05 H$$

Annexes

- Les inductances correspondantes pour le schéma de commande

$$L_{12} = \frac{3 L_{\mu}}{2} = \frac{3 \cdot 0.05}{2} = 0.075 \text{ H}$$

$$L_1 = L_{1\sigma} + L_{12} = 0.0009 + 0.075 = 0.076 \text{ H}$$

$$L_2 = L_{2\sigma} + L_{12} = 0.0012 + 0.075 = 0.0762 \text{ H}$$

- Coefficient de fuite total

$$\sigma = 1 - \frac{L_{12}^2}{L_1 L_2} = 0.032$$

- Calcul de la résistance et d'inductance équivalente et le coefficient de correction

$$\sigma_1 = 1 + \frac{X'_1}{X_{\mu}} = 1 + \frac{0.278}{16.69} = 1.017$$

- Résistance statorique

$$R_1 = \frac{R'_1}{\sigma_1} = \frac{0.126}{1.017} = 0.124 \Omega$$

- Résistance rotorique ramené au stator

$$R'_2 = \frac{R''_2}{\sigma_1^2} = \frac{0.23}{1.034} = 0.22 \Omega$$

- Résistance rotorique

$$R_2 = \frac{R'_2}{g_n} = \frac{0.22}{0.057} = 3.9 \Omega$$

$$R_{eq} = \frac{R_2 L_{12}^2}{L_2^2} + R_1 = \frac{3.9 \cdot 0.00046}{0.0058} + 0.12 = 3.9 \Omega$$

$$L_{eq} = L_1 - \frac{L_{12}^2}{L_2} = 0.0759 - \frac{0.00046}{0.0792} = 0.07 \Omega$$

Annexes

Annexe B

B.I Caractéristiques mécaniques naturelles du moteur

L'équation de caractéristiques mécaniques du moteur :

$$C(g) = \frac{3v^2 r_2'}{\Omega g [(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2]} \quad (\text{B.1})$$

La vitesse du moteur en fonction du glissement :

$$\Omega(g) = \Omega_s(1 - g) \quad (\text{B.2})$$

g	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\Omega [rd/s]$	157	141.4	125.7	110	94.2	78.5	62.8	47.1	31.4	15.7	0
$C_M [N.m]$	0	337	518.4	581.4	582	555.7	520.2	483.3	448.4	416.4	387.6

Tableau (1): Caractéristiques mécaniques du moteur

L'équation des caractéristiques mécaniques du moteur :

$$C_e(g) = g_c \frac{2 + (g^2 - g_c^2)k}{\frac{g}{g_c} + \frac{g_c}{g}} \quad (\text{B.3})$$

La vitesse de rotation :

$$\Omega(g) = \Omega_s(1 - g) \quad (\text{B.4})$$

g	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\Omega [rd/s]$	157	141.4	125.7	110	94.2	78.5	62.8	47.1	31.4	15.7	0
$C_M [N.m]$	0	302.8	575.8	575.8	586	568.4	540.5	512.1	486.5	464.6	446.6

Tableau (2): Caractéristiques mécaniques du moteur formule empirique

B.2 Calcule et construction des caractéristiques mécaniques lors des vitesses maximales, moyennes et minimales

- Caractéristiques mécaniques lors des vitesses maximales

La caractéristique mécanique du couple critique maximum

Annexes

$$C_{critique\ max}(g) = \frac{1304.435}{\frac{g}{0.336} + \frac{0.336}{g} + 0.368} \quad (B.5)$$

La caractéristique mécanique de la vitesse minimale

$$\Omega_{min}(g) = 150.7(1 - g) \quad (B.6)$$

g	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\Omega[rd/s]$	150.7	135.6	120.6	105.5	90.42	75.35	60.28	45.2	30.14	15.07	0
$C_M[N.m]$	0	327.4	509.5	578	584.1	561.9	529.1	493.8	459.6	428	399.3

Tableau (3): Caractéristiques mécaniques de la vitesse minimale au couple maximum

La caractéristique mécanique du couple critique minimum

$$C_{critique\ min}(g) = \frac{1405.935}{\frac{g}{0.336} + \frac{0.336}{g} + 0.397} \quad (B.7)$$

La caractéristique mécanique de la vitesse maximale

$$\Omega_{max}(g) = 162.6(1 - g) \quad (B.8)$$

g	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\Omega[rd/s]$	162.6	146.4	130.1	113.8	97.58	81.32	65.05	48.79	32.53	16.26	0
$C_M[N.m]$	0	323.7	493.2	547.7	543.9	516.1	480.9	445.3	411.9	381.7	354.8

Tableau (4): Caractéristiques mécaniques de la vitesse maximale au couple minimum

- Caractéristiques mécaniques lors des vitesses minimales

La caractéristique mécanique du couple critique minimum

$$C_{critique\ min}(g) = \frac{1894.23}{\frac{g}{1.136} + \frac{1.136}{g} + 1.229} \quad (B.9)$$

La caractéristique mécanique de la vitesse minimale

$$\Omega_{min}(g) = 38.7 (1 - g) \quad (B.10)$$

Annexes

g	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\Omega[rd/s]$	38.7	34.84	30.96	27.09	23.22	19.35	15.48	11.61	7.741	3.871	0
$C_M[N.m]$	0	149.4	267.3	358.7	428.3	480.5	518.8	546.1	564.8	576.8	583

Tableau (5): caractéristique mécanique de la vitesse minimale au couple minimum

La caractéristique mécanique du couple critique maximum

$$C_{critique\ max}(g) = \frac{1776.319}{\frac{g}{0.945} + \frac{0.945}{g} + 1.03} \quad (B.11)$$

La caractéristique mécanique de la vitesse maximale

$$\Omega_{max}(g) = 50.6 (1 - g) \quad (B.12)$$

g	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\Omega[rd/s]$	50.6	45.57	40.51	35.44	30.38	25.32	20.25	15.19	10.13	5.064	0
$C_M[N.m]$	0	150.5	276	375.4	450.8	505.4	542.9	566.8	580.4	586	585

Tableau (6): caractéristique mécanique de la vitesse maximale au couple maximum

- Caractéristiques mécaniques lors des vitesses moyennes
 - Première vitesse moyenne

La caractéristique mécanique de la première vitesse moyenne

$$\Omega_{moy}(g) = 125.3 (1 - g) \quad (B.13)$$

g	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\Omega[1/s]$	125.3	112.8	100.2	87.71	75.18	62.65	50.12	37.59	25.06	12.53	0
$C_M[N.m]$	0	288.8	468.6	556.4	585.1	581.5	561.7	535	506.2	477.6	450.3

Tableau (7): caractéristique mécanique de la première vitesse moyenne

- Deuxième vitesse moyenne

La caractéristique mécanique de la deuxième vitesse moyenne

Annexes

$$\Omega_{moy}(g) = 88(1 - g)$$

(B.14)

g	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\Omega[1/s]$	88	79.2	70.4	61.6	52.8	44	35.2	26.4	17.6	8.8	0
$C_M[N.m]$	0	228.7	391.1	494.2	552.3	579.5	586.5	581.1	568.4	551.5	532.5

Tableau (8) : caractéristique mécanique de la seconde vitesse moyenne

Annexes

Annexe C

C.I Calcul des régulateurs (flux, couple, vitesse)

C.I .a Régulateur de flux

On a :

$$K_1 = \frac{L_{12}}{\sigma L_1 T_2} = 1500$$

$$T_2 = \frac{L_2}{R_2} = 0.02 \text{ s}$$

Nous avons donc à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{P1}K_1} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{K_{P1}K_1} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases}$$

Le gain K_{P1} est donné par :

$$K_{P1} = \frac{\omega_n^2}{K_1} = 16.43$$

Donc :

$$K_{i1} = K_{P1} \frac{1}{T_2} = 821.5$$

C.I .b Régulateur de couple

On a :

$$K_2 = \frac{P_p L_{12} \psi_{2 \text{ ref}}}{\sigma L_1 L_2}$$

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne de flux $\psi_{2 \text{ ref}}$.

Compensons le pôle $(s + \gamma)$ par $s + \frac{K_{i2}}{K_{P2}}$, se qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{i2}}{K_{P2}} = \gamma$$

$$3 \frac{1}{K_{P2}K_2} = t_{\text{rep}2(5\%)} \quad \text{Ou : } t_{\text{rep}2(5\%)} = 0.63 \text{ s}$$

Soit

$$K_{P2} = 3 \frac{\sigma L_1 L_2}{P_p L_{12} \psi_{2 \text{ ref}} t_{\text{rep}2(5\%)}} = 0.002$$

Annexes

Et :

$$K_{i2} = \gamma K_{P2} = 396$$

C.I.c Régulateur de vitesse

Nous avons :

$$W = \frac{1}{J_{\Sigma} s + f} (C - C_r)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur (PI) classique, (W) s'écrit alors :

$$W = \frac{1}{J_{\Sigma} s} \left(\frac{K_{P3} s + K_{i3}}{s} \right) (W_{ref} - W) - \frac{1}{J_{\Sigma} s} C_r$$

Soit
$$W = \frac{K_{P3} s + K_{i3}}{J_{\Sigma} s^2 + (K_{P3})s + K_{i3}} W_{ref} - \frac{s}{J_{\Sigma} s^2 + (K_{P3})s + K_{i3}} C_r$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2nd ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J_{\Sigma}}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{P3} + f}{K_{i3}} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases}$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants

$f = 0$ (Pas de frottement)

$$\begin{cases} K_{i3} = 15824 \\ K_{P3} = 141 \end{cases}$$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Claude Pelletier « Appareils de levage » ; généralités " technique de l'ingénieur, AG 7010, 2000.
- [2] Encyclopédie HACHETTE Multimédia 2005.
- [3] GILLES Boivin «Lexique des appareils de levage », Edition Les PUBLICATIONS DU QUEBEC, Québec 1996.
- [4] Georges SCHEMM ag7000«La manutention au cœur de la logistique» technique de l'ingénieur.
- [5] Georges SCHEMM ag7080 « Appareils de levage de personnes Plates-formes élévatrices mobiles » technique de l'ingénieur.
- [6] Hubert GIBOUIN a9460 « Chargement de véhicules – Grues auxiliaires » technique de l'ingénieur.
- [7] Georges SCHEMM ag7050 « Matériels de mise à niveau » technique de l'ingénieur.
- [8] B. Sofiane, B. Samir « Contribution par le calcul des cycles et paramètres au fonctionnement d'un ascenseur » Mémoire de magister option "entraînements électriques" UMMTO 2012
- [9] http://tpe.parios.org/grues_statiques.html site internet consulté en avril 2013.
- [10] Hanri-pierre NAUD " appareils de levage motorisés légers et moyens" technique de l'ingénieur, AG 939, 1982.
- [11] <http://grue%20de%20fonderie/Grues%20de%20fonderie.html> site internet consulté en avril 2015.
- [12] Myer Kutz "environmentally conscious materials handling", edition Wiley, New Jersey, 2009.
- [13] LEONHARD W. (1988). Adjustable-Speed (AC) Drives. Proceedings of the IEE, Vol. 76, No 4, April, 455-470.
- [14] BONAL J. (1997). Entraînements électriques à vitesse variable. Technique & Documentation Lavoisier, Paris.
- [15] FINK G. D., BEATY H. W (1993). Standard Handbook for Electricd Engineers. Thirteenth edition. Mc Graw-Hill Inc.
- [16] SIEMENS ELECTRIC LIMITED (1983). Electrical feed-drives for machine tools. John Wiley & Sons Ltd.
- [17] SIEMENS ELECWC LIMITED (1981). Systèmes d'entrainement. No de référence E-3 lg/1126-IO2.
- [18] Georges SPINNLER « conception des machines principe et application», Volume 2 et 3. PRESSE POLYTECHENIQUES ET UNIVERSITAIRES ROMANDES.

Bibliographie

- [19] Joure, AG Grue électrique: Manuel (en russe), / AG Joure, EM Pevzner. - M: Energoatomisdat, 1988. - 344 p: il.
- [20] L. Kh. Datskovskii, V.I.Rogovoi, I.S.Kuznetsov, I.A.Kuz'min, P.G.Vainstein, et A.V.Biryukov. «Entraînements électriques de Mine Lifting Machines» (en russe), Allerton Press, Inc. 2010.
- [21] Pierre MAYE «MOTEURS ELECTRIQUES INDUSTRIELS» (en russe), Dunod, Paris, 2005.
- [22] Krawczyk, AE Induction série moteurs 4A: Manuel (en russe), / AE Krawczyk, M. FADELS, VI Afonin EA Sobolenskaya. - M: Energoizdat, 1982. - 504 p. Limoneuses.
- [23] Les disjoncteurs usage général jusqu'à 630 A(en russe), Directory. M. Informelectro, 1996, 184s.
- [24] MAMADOU LAMINE DOUMBIA « Outil d'aide à la conception des systèmes d'entraînement de machines électriques : exemple d'application » Thèse de philosophe docteur (ph.d), école polytechnique de Montréal, CANADA, 2000.
- [25] HYDRO-QUÉBEC (1994). Guide technique: Entraînements à vitesse variable. Programmes d'initiatives et d'analyses énergétiques. Systèmes de pompage, de ventilation et de compression.
- [26] KAPLAN G. (2000). Industrial Electronics. IEEE Spectnim. Vol.37 No 1, January, 104-109.
- [27] CLOUTCHEV, V. 1, (1985). Théorie de l'entraînement électrique. (En russe), Energoizdat Moscou.
- [28] OLIVIER G., MISSURENKO V., ROY G. (1994). Entraînements à vitesse variable. Notes de cours École Polytechnique de Montréal.
- [29] http://tpe.parios.org/grues_statiques.html site internet consulté en avril 2013.
- [30] Henri-Pierre NAUD, a939 « Appareils de levage motorisés légers et moyens » technique de l'ingénieur, 1982.
- [31] www.energie-environnement.ch/fichiers/dp_pdf/.../MOD_E05F.pdf site internet consulté en mars 2013.
- [32] M. Pinard, « Commande électronique des moteurs électriques », 2^e édition Dunod 2004,2007.
- [33] H. Ben Zemamouche « Application de la MLI vectorielle aux onduleurs multi niveaux à base de GTO et d'IGBT », mémoire de magister, université Badji Mokhtar d'Annaba, 2010.

Bibliographie

- [34] T. Benmiloud, « Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques », thèse de doctorat sciences université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2012.
- [35] L. Youb, A. Crăciunescu, « Commande directe du couple et commande vectorielle de la machine asynchrone », Revue. Roum. Sci.Tech. Electrotechn. et Énerg, 53, 1, p. 87–98, Bucarest, 2008.
- [36] B. Boussiala, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux (Application sur la Machine Heptaphasée) », mémoire de magister école nationale polytechnique d'Alger, 2010.
- [37] L. Youb, A. Crăciunescu, U.P.B. Sci. Bull, Series C, Vol. 69, N^o 2, « Etude comparative entre la commande vectorielle a flux oriente et la commande directe du couple de la machine asynchrone », université Politehnica de Bucharest Bucarest, 2007.
- [38] Fateh MEHAZZEM « Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique » Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2010.
- [39] P. Brunet, cours « Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones », LTEG Henri Brisson, 1999/2000.
- [40] G. Buch, « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réelle Matlab/Simulink », mémoire d'ingénieur C.N.A.M, 2001.
- [41] M. Dessoude, « Moteurs asynchrones Choix et problèmes connexes », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique D3490.
- [42] Cours et TP d'Electrotechnique de l'université Bordeaux I « Étude d'une machine asynchrone triphasée », 2004.
- [43] M. Moussa Zerbo « Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage », thèse de doctorat de l'université du QUEBEC à Trois-Rivières, 2008.
- [44] Y-A- Chapuis, D. Roye et S. Courtine, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique », article de journal de PHYSIQUE III, Les Editions de Physique 1995.
- [45] D. Gaude, cours avec exercices relatif à la conversion de l'énergie électrique centre de génie électrique de Lyon (CEGELY) université Claude Bernard-Lyon1 « chapitre 6 : quelques convertisseurs électromécaniques ».
- [46] J. Chatelain, « Traité d'électricité, machines électriques tome I », édition GEORGI, 1983.
- [47] Ondel, diagnostique par reconnaissance application convertisseur MAS, LYON ,06.