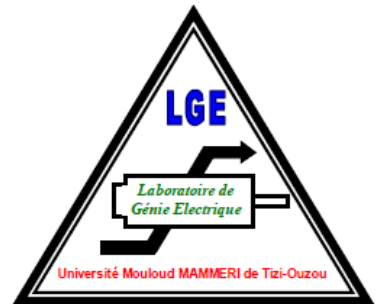


MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

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 :

AHCENE Fazia

Thème

**Contribution à l'étude de l'entraînement électrique d'une
fraiseuse universelle**

Devant le jury composé de :

NEDJAR Mohammed, Professeur, Université de Tizi-Ouzou, Président
CHAIBI Rachid, Professeur, Université de Tizi-Ouzou, Rapporteur
BOUTORA Youcef, Maître de conférences A, Université de Tizi-Ouzou, Examineur
MAIDI Ahmed, Maître de conférences A, Université de Tizi-Ouzou, Examineur
SADAoui Youcef, Maître de conférences A, Université de Tizi-Ouzou, Examineur

Soutenu le :

Remerciements

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **R. CHAIBI**, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour avoir dirigé ce travail, pour ses nombreux conseils avisés lors de la rédaction de ce mémoire, et pour la confiance et le respect qu'il m'a témoignés. Je le remercie sincèrement pour les encouragements qu'il m'a prodigués tout au long de ma formation.*

*Je remercie vivement Mr. **NEDJAR** Mohammed Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou qui me fait l'honneur de présider le jury de soutenance.*

Je remercie également tout les membres de jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de participer au jury, en l'occurrence:

*Mr. **BOUTORA** Youcef, Maître de Conférences A à l'Université de Tizi-Ouzou,*

*Mr. **MAIDI** Ahmed, Maître de Conférences A à l'Université de Tizi-Ouzou,*

*Mr. **SADAoui** Youcef, Maître de Conférences A à l'Université de Tizi-Ouzou.*

J'exprime ma profonde reconnaissance pour les personnes qui m'ont aidé et accompagné au cours de mon expérience.

Je ne pourrai terminer cette page sans dire un énorme merci à mes parents.

Dédicaces

A mes parents,

A la mémoire de mon grand-père,

A toute ma famille,

A mon époux et ma belle famille,

A tous mes amis(e).

... si quelqu'un arrive à la connaissance, c'est bien souvent aux dépens de son
bonheur.

L'Eloge de la folie (1508)

Erasme

Résumé

Résumé :

Le travail concernera la description et l'analyse du processus technologique du mouvement principal d'une machine à fraiser en milieu industriel. L'analyse portera principalement sur le système d'entraînement électrique du fonctionnement de la broche porte-outils et calcul des régimes de découpe d'un type de pièce à usiner, permettant les choix entre différents moteurs et du convertisseur. L'élaboration du modèle mathématique afin d'obtenir les régimes transitoires et la construction du diagramme de charge.

Mots clés : Etude, élaboration, entraînement électrique, régimes, modèle mathématique.

Abstract:

The work deals with the description and analysis of the technological process of the main movement of a milling machine in an industrial environment. The analysis will focus on the electric drive system of the operation of the tool spindle and calculation of cutting plans from one type of workpiece, allowing the choice between different motors and converter. The development of the mathematical model to obtain the transient and the construction of the load diagram.

Keywords: Research, development, electric drive systems, mathematical model.

Sommaire

Sommaire

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

Chapitre I : Généralités sur l'entraînement électrique

Introduction	1
I. Historique.....	2
I.1. Avant la mécanisation (de la préhistoire av. 18 ou 19 siècle).....	2
I.2. Avant l'automatisation (du 19 ^{ème} siècle au début de 20 ^{ème} siècle)	2
I.3. Après l'automatisation (depuis le milieu du 20 ^{ème} siècle).....	2
I.4. Plus récemment (depuis la fin du 20 ^{ème} siècle)	3
II. Définition de processus de fraisage	3
II.1. Principes de base du fraisage	4
II.1.1. Trois opérations types.....	4
II.1.2. Les directions de fraisage	5
II.1.3. Les paramètres de coupe.....	6
a. Principe.....	6
b. Les paramètres de coupe	7
c. Optimisation des conditions de coupe	7
d. Schématiser la fraise.....	8
e. Types de fraiseuses	9
III. Description d'une machine-type.....	10
III.1. Le bâti.....	10
III.2. Le sol ou fondation.....	10
III.3. La pièce	10
III.4. L'outil.....	11
III.5. La broche.....	11
III.6. La commande de puissance.....	11
III.7. Le porte-outil.....	11
III.8. Le montage porte-pièce	12
III.9. Chariot et glissière.....	12

Sommaire

III.10. La commande d'avance	13
III.11. Les auxiliaires.....	14
III.12. La commande	14
III.13. Les systèmes de gestion des outils et des pièces	14
III.14. La mesure	14
III.15. Systèmes de récupération-convoyage des coupeaux, capotage, liquide de coupe.....	15
IV. Mode de fonctionnement (transmission de l'énergie).....	15
V. Constituants des systèmes automatisés.....	17
VI. Décomposition en sous systèmes du processus de fraiseuse [20]	18
Conclusion.....	19

Chapitre II :

Elaboration du système d'entraînement électrique

Introduction	20
I. Le dimensionnement du système	20
I.1. Présentation.....	20
I.2. L'alimentation électrique	21
I.3. La charge mécanique	21
I.4. Le moteur	21
I.5. Le convertisseur	21
I.6. La commande.....	22
II. Le choix de l'entraînement électrique	22
II.1. Moteur asynchrone	22
II.2. Moteur à courant continu.....	23
II.3. Moteur synchrone	24
II.4. Moteurs linéaires	25
II.5. Les moteurs pas à pas	25
III. Schéma fonctionnel du système choisi pour l'entraînement de la broche.....	25
IV. Calcul des paramètres de coupe (voir l'annexe A.I) [37 - 39]	26
IV.1. Calcul de la vitesse normative de coupe	26
IV.2. Vitesse de rotation de l'instrument (nombre de tours par minutes)	26
IV.3. Avancement par minute	27
IV.4. Effort de coupe (forces tangentielles)	27
IV.5. Calcul des temps pour chaque portion de l'usinage du matériau	27

Sommaire

IV.6. Diagramme de fraisage	27
IV.7. Diagramme de vitesse de rotation de l'instrument	28
V. Choix préliminaire du moteur.....	28
V.1. Puissance de coupe.....	28
V.2. Puissance de charge.....	28
V.3. Choix de la vitesse et gabarit du moteur.....	29
VI. Calcul des paramètres de l'entraînement électrique mouvement de coupe (voir annexe B.II)	29
VI.1. Construction des diagrammes de charge de l' EE	29
VI.2. Calcul des couples et temps pour chaque portion de fonctionnement de l'entraînement électrique	30
VI.3. Diagramme des couples	31
VI.4. Diagramme de vitesse	31
VI.5. Diagramme de puissance.....	31
VI.6. Couple équivalent thermique	32
VII. Réglage de vitesse pour moteur asynchrone.....	32
VII.1. Choix d'alimentation	32
VII.2. Choix de composants	36
VII.3. Calcul des valeurs limites des paramètres de convertisseur (voir l'annexe B.III)	38
VII.3.1. Le courant nominal	38
VII.3.2. Le courant à vide.....	38
VII.3.3. Module de la rigidité (raideur) des caractéristiques fréquentielles	39
VII.3.4. Ecart de la vitesse angulaire par rapport à celle à vide à C_{mot} = C_{rmax}	39
VII.3.5. Valeur maximale de courant rotorique en échauffement	39
VII.3.6. Valeur maximale équivalente de courant en échauffement	39
VII.4. Calcul du circuit de puissance (voir l'annexe.B.IV).....	39
VII.4.1. Paramètres principaux [53]	40
VII.4.2. Calcul de la résistance de freinage R_f	40
VII.4.3. La puissance dissipée.....	40
Conclusion.....	40

Chapitre III :

Modélisation et commande de l'entraînement électrique

Introduction	41
I. Modélisation du moteur asynchrone	41

Sommaire

I.1. Equations de la machine dans le repère fixe	41
I.2. Equations de Concordia	44
I.3. Equations de Park.....	46
II. Présentation des différentes méthodes de commande de la machine asynchrone	48
II.1. Commande DTC.....	49
II.2. Commande scalaire.....	49
II.3. Commande vectorielle	50
II.4. Bilan comparatif	50
II.5. Choix de la commande	51
I.6. Introduction à la commande vectorielle et son intérêt	52
II.6.1. La commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	53
II.6.2. Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique.....	54
II.6.3. Méthodes de commande par flux orienté.....	55
a. Commande indirecte.....	55
b. Commande directe.....	55
II.6.4. Estimation des grandeurs inaccessibles	56
a. Estimation de ψ_{2x}	56
b. Estimation de ω_0 et de θ_S	56
II.6.5. Loi des mailles pour U_{1x} et U_{1y}	57
a. Loi des mailles pour U_{1x}	57
b. Loi des mailles pour U_{1y}	58
c. Représentation des lois de mailles.....	58
II.6.6. Découplage entrée-sortie	60
a. Découplage par compensation.....	60
b. Problèmes posés par le découplage	62
II.6.7. Schéma fonctionnel d'une commande à flux rotorique orienté.....	62
II.7. Schéma équivalent.....	63
a. Schéma équivalent en régime permanent	63
b. Calcul des paramètres du schéma équivalent (voir l'annexe C.I)	65
II.8. Calcul des régulateurs (voir l'annexe C.II).....	67
a. Régulateur de flux	67
b. Régulateur de couple.....	68
c. Régulateur de vitesse	69
III. Modélisation du système d'alimentation.....	70

Sommaire

III.1. Alimentation.....	71
III.2. Modélisation du redresseur.....	71
III.3. Modélisation du filtre.....	72
III.4. Modélisation de l'onduleur de tension.....	73
III.4.1. Onduleur de tension à MLI.....	75
III.4.2. Principe de la MLI vectorielle.....	77
Conclusion.....	83

Chapitre IV : Simulation et interprétation

I. MLI vectorielle appliquée à l'onduleur de tension.....	84
II. Régime à vide.....	89
III. Système fraiseuse.....	93
IV. Régime en charge.....	95
V. Interprétation des résultats.....	97
Conclusion.....	98
Conclusion générale.....	viii
Annexe.....	ix
Bibliographie.....	x

Table de figures

Table de figures

Figure	Désignation	Page
I.1	Directions d'avance en fraisage	4
I.2	Opérations de fraisage	4
I.3	Fraisage en avalant et en opposition	5
I.4	Paramètres de coupe	6
I.5	Représentation schématique d'une fraiseuse	8
I.6	Cheminement d'énergie dans le système fraiseuse	16
I.7	Découpage d'un système automatisé	17
I.8	Décomposition en sous-système de processus de fraiseuse	18
II.1	Caractéristique de couple d'un moteur asynchrone à fréquence variable	23
II.2	Schéma fonctionnel de l'entraînement de la broche	25
II.3	Effort de coupe en fonction du temps	27
II.4	Vitesse de l'instrument en fonction du temps	28
II.5	Couple de fraisage en fonction de temps	30
II.6	Vitesse de coupe en fonction d temps	31
II.7	Puissance de coupe en fonction de temps	31
II.8	Gradateur triphasé	32
II.9	Cascade hyposynchrone	33
II.10	Onduleurs de tension	34
II.11	Onduleur de courant	35
II.12	Cycloconvertisseur	36
II.13	Montage onduleur IGBT/redresseur	37
III.1	Machine asynchrone modélisée	42
III.2	Projection des axes magnétiques dans les axes α, β .	44
III.3	Illustration machine triphasé et machine diphasé équivalente	46
III.4	Illustration de l'orientation de flux rotorique	53
III.5	Machine asynchrone dans la base de PARK	58
III.6	Modèle de la machine asynchrone dans la base de PARK	59
III.7	Reconstitution des tensions U_{1x} et U_{1y}	60
III.8	Commande découplée- Expression de I_{1x} et I_{1y}	61

Table de figures

III.9	Commande découplée – expression de M, ψ_{2x}	61
III.10	Contrôle vectoriel direct du flux d'une machine alimenté en tension	62
III.11	Schéma électrique équivalent de la MAS réelle pour une phase.	63
III.12	Schéma équivalent en T	64
III.13	Schéma équivalent en L de la machine asynchrone	64
III.14	Schéma en boucle ouverte	67
III.15	Schéma en boucle ouverte	68
III.16	Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	69
III.17	Schéma de principe d'un onduleur d'alimentation de machine alternative	70
III.18	Schéma de redresseur triphasé à diode	71
III.19	Schéma du filtre RLC	71
III.20	Schéma du filtre LC	72
III.21	Schéma d'un onduleur de tension commandé	73
III.22	Spectre tension et courant de la première phase	76
III.23	Les états de l'onduleur et les vecteurs des tensions correspondants	77
III.24	Représentation des états de l'onduleur dans le repère $\alpha\beta$, et les différents secteurs.	78
III.25	La tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents dans le secteur 1	79
III.26	Signaux de commande dans le cas où \vec{V}_{ref} est au secteur 1	81
III.27	Signaux de commande pour chaque les secteurs	82
IV.1	Schéma de simulation	83
IV.2	Signal triangulaire de la porteuse	84
IV.3	Tension dans l'axe alpha	84
IV.4	Zoom de la tension dans l'axe alpha	85
IV.5	Tension dans l'axe beta	85
IV.6	Zoom de la tension dans l'axe beta	86
IV.7	Superposition des deux tensions $U_{1\alpha}$ et $U_{1\beta}$	86
IV.8	Zoom de la superposition des deux tensions $U_{1\alpha}$ et $U_{1\beta}$	87
IV.9	Les signaux de commande S_a, S_b, S_c	87
IV.10	Signal de commande de l'onduleur de tension	88
IV.11	Tension composée V_{ab}	88
IV.12	Les courants statoriques I_a, I_b, I_c	89

Table de figures

IV.13	Zoom des courants statoriques en régime permanent	90
IV.14	Vitesse rotorique	90
IV.15	Couple électromagnétique	90
IV.16	Flux asynchrone dans la machine asynchrone	91
IV.17	Courant dans l'axe y de Park	91
IV.18	Courant dans l'axe x de Park	92
IV.19	Force de fraisage	93
IV.20	Couple de fraisage	93
IV.21	Vitesse normative de coupe	94
IV.22	Puissance de coupe	94
IV.23	Courants statoriques I_a, I_b, I_c	95
IV.24	Zoom des courants statoriques (régimes transitoires)	96
IV.25	Zoom des courants statoriques (régimes permanent)	96
IV.26	Vitesse angulaire rotorique	96
IV.27	Couple électromagnétique	97

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau	Désignation	Page
III.1	Critère de choix des commandes des actionneurs électriques	51
III.2	Critère de choix de correcteurs	52
III.3	Valeurs des tensions correspondantes	78

Liste des notations et symboles

Liste des notations et symboles

DC	A courant continu
P_{AG}	Alimentation générale
ζ	amortissement
θ	Angle électrique
θ_S	Angle statorique
θ_R	Angle rotorique
s	Avancement sur dent de la fraise
S_M	Avancement par minute
(α, β)	Axes (α, β) du référentiel de Concordia
B_o	Boucle ouverte
Φ	Champ d'excitation
CALC	Circuit d'aide à la commutation
α	Codeur incrémental
β	Coefficient d'amplification du convertisseur
σ_1	Coefficient de correction pour un schéma corrigé en L
σ	Coefficient de fuite totale
C_v	Coefficient dépendant du matériau à usiner, des types de fraisage et de traitement
C_F	Coefficient dépendant du matériau à travailler et type d'usinage
K	Coefficient de réserve en puissance
K_{sch}	Coefficient de schéma
DTC	Commande directe du couple
CNC	Commande numérique par ordinateur
CN	Commande numérique
K_c	Constante de construction (côté couple)
T_{eq}	Constante du temps équivalente
T_2	Constante de temps rotorique
T_1	Constante de temps statorique
C_{\sim}	Couple à vide
C_{dyn}	Couple dynamique
M	Couple électromagnétique
C_{eq}	Couple équivalent thermique
C_1, t_1	Couple et temps au démarrage
C_2, t_2	Couple et temps lors de l'amené accélérée du matériau à usiner
C_3, t_3	Couple et temps lors de fraisage
C_4, t_4	Couple et temps lors de retrait accéléré de la pièce
C_5, t_5	Couple et temps lors freinage
C_f	Couple magnétique du moteur lors du fraisage
C_{max}	Couple maximal
C_{mot}	Couple moteur
C	Couple nominal
C_{rmax}	Couple résistant (charge)
T_r	Couple résistant
T_u	Couple utile
i	Courant
I_0	Courant à vide

Liste des notations et symboles

I_n	Courant nominal
$I_{nconv.f}$	Courant nominal de convertisseur de fréquence
d	Diamètre de la fraise
D	Diode
l_1	Distance entre le matériau à usiner et l'outil de coupe
ΔW_1	Ecart de la vitesse angulaire par rapport à celle à vide à $C_{mot} = C_{rmax}$
F_Z	Effort de coupe
T	Endurance de la fraiseuse
x_F, y_F, i	Exposants dépendants des propriétés du matériau à traiter
'*	Exposant de valeurs réduites
$\cos \varphi$	Facteur de puissance
$\cos \varphi_n$	Facteur de puissance du convertisseur
ψ	Flux
V	Fonctionnement à vide
N	Fonctionnement nominal
F_z	Force de coupe
F_f	Force de frottement
g_{cr}	Glissement critique
g_n	Glissement nominal
h	Indice homopolaire
est	Indice de la valeur estimée
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
'	Indice relative au rotor
1, 2	Indices relative au stator, rotor
ref	Indice référentiel
LC	Inductance capacité
$L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$	Inductances de dispersion du stator et rotor
L_1, L_2	Inductances de fuites des enroulements statoriques et rotoriques
L_{eq}	Inductance équivalente
L_μ	Inductance mutuelle de phases des enroulements statorique et rotorique
l_1	Inductance propre d'une phase statorique
B	Largeur de fraisage
l_3	Longueur de fraisage
[I]	Matrice des courants
[L ₁]	Matrice des inductances statorique
[L ₂]	Matrice des inductances rotoriques
[L ₂₁], [L ₁₂]	Matrice des inductances mutuelles Stator-Rotor, Rotor-Stator
[L ₂₁] ^T	Matrice transposée
[U]	Matrice des tensions
[I ₃]	matrice unitaire d'ordre 3
max	maximum
min	minimum
MLI	Modulation de largeur impulsion

Liste des notations et symboles

β	Module de la rigidité (raideur) des caractéristiques fréquentielles
J_{mot}	Moment d'inertie du moteur
J_d	Moment d'inertie de Réducteur
J_Σ	Moment d'inertie sommaire
z	Nombre de dents de la fraise
P_p	Nombre de pair de pôles
T_z	Période d'échantillonnage
$\ll s \gg$	Opérateur de Laplace
T_{mod}	Période de modulation
S_x	Position de l'axe X
S_y	Position de l'axe Y
S_z	Position de l'axe Z
ρ	Position du repère choisi pour la transformation
θ_m	Position mécanique
t	Profondeur de fraisage
a	Profondeur de passe
P_{alim}	Puissance d'alimentation
P_{dis}	Puissance dissipée
P_a	Puissance maximale
P_{mot}	Puissance moteur
P_n	Puissance nominale
ω_2	Pulsation électrique rotorique
ω_n	Pulsation naturelle
PWM	Pulse Width Modulation
j_{red}	Réducteur
η	Rendement du moteur
η_n	Rendement de transmission mécanique
K_i	Régulateur intégral
K_{i2}	Régulateur intégral du couple
K_{i1}	Régulateur intégral de flux
K_{i3}	Régulateur intégral de vitesse
K_p	Régulateur proportionnel
K_{p1}	Régulateur proportionnel de flux
K_{p2}	Régulateur proportionnel du couple
PID	Régulateur proportionnel, intégral, dérivé.
K_{p3}	Régulateur proportionnel de vitesse
R_f	Résistance de freinage
R_1	Résistance de la phase statorique
R_{eq}	Résistance équivalente
RLC	Résistance inductance capacité
R_n	Résistance nominale
R_2	Résistance rotorique
SVM	SpaceVector Modulation
t_1	Temps de rapidité de course de matériau vers l'outil de coupe
t_2	Temps technologique de fraisage

Liste des notations et symboles

t_3	Temps de rapidité de retrait du matériau
t_y	Temps d'usinage Sommaire
U	Tension
v_d	Tension à la sortie de redresseur
U_b	Tension d'alimentation variable du moteur d'entraînement de la broche
U_x	Tension d'alimentation variable du servomoteur de l'axe X
U_z	Tension d'alimentation variable du servomoteur de l'axe Z
U_{max}	Tension de convertisseur maximale
$U_{entrconv}$	Tension d'entrée du convertisseur
$U_{enconv.f}$	Tension d'entrée du convertisseur de fréquence
U_e	Tension d'entrée de filtre
U_{ph}	Tension de phase
U_s	Tension de sortie de filtre
U_c	Tension instantanée
v	Tension instantanée
U_1	Tension simple d'une phase
UGV	Usinage à grand vitesse
L_2	Valeur de coupe de la fraiseuse
l_4	Valeur de dépassement de la fraise
I_{2emax}^2	Valeur maximale de courant rotorique en échauffement
M, M'	Valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statorique et rotoriques
I_{emax}	Valeur maximale équivalente de courant en échauffement
I_{nconv}	Valeur nominale du courant du convertisseur
\vec{X}	Vecteur
W	Vitesse
W_n	Vitesse angulaire de rotation
ω_0	Vitesse angulaire synchrone
V_a	Vitesse d'avance
V_z	Vitesse de coupe
v_x	Vitesse de déplacement de l'axe X
v_y	Vitesse de déplacement de l'axe Y
n_i	Vitesse de rotation de l'instrument
ω	Vitesse de rotation du rotor
Ω	Vitesse mécanique
n	Vitesse nominale de rotation

Introduction générale

Introduction générale

L'évolution de l'homme passe par une évolution technologique et industrielle, quel que soit le secteur d'activité : alimentaire, automobile, énergie, etc. En fait, dans les technologies employées aujourd'hui pour manufacturer, il y a, obligatoirement, au sein du processus de fabrication, une opération d'usinage, que ce soit pour produire :

- La pièce désirée ;
- La machine qui produira la pièce (injection, moulage, forge, etc.) ;
- L'outillage qui produira la pièce ;
- Etc.

Ainsi, l'histoire industrielle de notre civilisation est en partie liée à l'évolution de l'usinage. En effet, nous constatons que, depuis deux décennies, l'usinage connaît une progression très rapide [1].

Dans un monde en perpétuelle avancement, les industries de la mécanique doivent s'adapter à de nouvelles contraintes, telle que la mondialisation des marchés qui entraîne une concurrence accrue. Les critères de choix du client sont la qualité, le prix et le délai de mis en disposition du produit. Le système doit, donc être capable de réagir en termes de fiabilité, de productivité et de flexibilité [2].

Le problème central de la commande d'une machine-outil consiste à planifier et à coordonner ses différents mouvements de façon à ce que la trajectoire du système se superpose au profil théorique donné, en respectant des critères de performances. Classiquement, on représente l'équation générale de la commande d'une machine-outil sous la forme d'un compromis entre les critères de productivité, précision et état de surface. Nous pouvons utiliser cette équation pour représenter les performances globales d'une machine-outil [3].

$$\text{Performances} = f(\text{productivités, précision, état de surface})$$

Il existe une très grande diversité de machines d'usinage travaillant par enlèvement de copeaux. Selon leur type (conventionnelles, automatiques, à commande numérique), elles permettent de réaliser aussi bien des pièces unitaires (prototypes, outillages) que des pièces en grande série.

En particulier la fraiseuse suit une évolution permanente pour assurer une meilleure productivité et une maîtrise de la qualité où le principe de base est l'enlèvement de matière grâce à des outils coupants adaptés à la matière à fraiser. Parmi les organes vitaux qui permettent d'atteindre ces objectifs, la broche doit satisfaire à plusieurs exigences :

- La vitesse de rotation élevée ;
- Le faible niveau thermique ;
- La bonne rigidité ;
- La haute précision de rotation ;
- La durée de vie.

Introduction générale

Le comportement de la fraiseuse en travail résulte, en effet, de l'interaction du processus de coupe et d'une structure mécanique et électrique complexe.

On perçoit dès le départ que les caractéristiques statiques de la coupe, qui reçoivent l'essentiel de l'attention et seules présentées dans les textes traditionnels, ne seront pas suffisantes pour expliquer le comportement de la machine en travail.

Le choix des organes de l'entraînement électrique qu'on doit considérer comme essentiels au fonctionnement correct du système nécessite un court rappel de notions de base, à la fois mécanique (de coupe des métaux) et électrique.

Le pilotage des systèmes de production a fait l'objet de nombreux travaux et de publications depuis deux ou trois décennies, que ce soit dans le milieu industriel ou dans le milieu académique [4, 5].

La machine asynchrone (MAS) est très utilisée, principalement dans les applications industrielles. Ses principaux avantages sont : sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse et surtout sa maintenance simple et économique. A partir de ces considérations analogiques, elle est de plus en plus utilisée pour des commandes performantes en remplaçant le moteur à courant continu.

L'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machines à courant continu. Cette technique de commande est devenue faisable sur ce type de machines grâce à la possibilité de découplage de flux du couple, de façon, presque analogue, à celle appliquée sur la machine à courant continu. Cette faisabilité lui permet d'être, grâce à ses qualités technico-économiques très attrayantes, un substitut, sans aucun doute, à la machine à courant continu. Dans ce type de commande la qualité, des performances, en régime statique ou dynamique est assurée. [6]

Par ailleurs, les avantages des convertisseurs de fréquence (machine asynchrone commandée à fréquence variable), par rapport aux solutions « moteur à courant continu » se retrouvent dans chacun des cas, ceci même pour des puissances allant au-delà de 500 kW :

- L'inversion du sens de marche par inversion du champ tournant (inversion statique de deux phases par le variateur) ;
- La possibilité de fonctionner au-delà de la vitesse nominale, en faisant varier la fréquence seule au-delà de la vitesse nominale ;
- Un sur couple important pendant les régimes transitoires, allant jusqu'à $2C_n$ (dans notre cas $C_{max} = 1.5 C$), indépendamment de la vitesse de fonctionnement et de la puissance en jeu.
- Le principal critère permettant de différencier les types de contrôle est la gamme de vitesse exigée par l'application (matériaux usinés). [7]

Les deux grands domaines d'application classiques des onduleurs de tension sont les alimentations de secours et les entraînements à vitesse variable. Ils sont également

Introduction générale

caractéristiques de deux grandes familles, respectivement celle des systèmes à fréquence fixe et celle des systèmes à fréquence variable.

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, présente dans les domaines d'applications les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides tel que le transistor IGBT qui favorise la réduction de pertes en énergie, améliore des performances en termes de poids du convertisseur et de la fréquence de commutation, avec une technologie de pilotage simple.

Dans le domaine de la commande des moteurs asynchrones, de puissance inférieure à 500 kW, une structure de puissance fait maintenant l'unanimité : l'onduleur de tension associé à un redresseur non contrôlé et un filtre capacitif.

Les progrès en coût et en performances accompli par les interrupteurs de puissance, ont permis à cette structure très simple de s'imposer.

Il est bien connu maintenant, que la modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM) appliquée aux onduleurs est la solution standard pour les entraînements électriques par moteurs à courant alternatifs. Les systèmes modernes d'entraînements PWM à courant alternatif sont en recherche continue pour l'amélioration des performances et de fiabilité des systèmes en réduisant à la fois les coûts de commande et les pertes en puissance. Cette technique actuellement disponible et, par conséquent, adaptée pour contrôler presque tous les types de convertisseurs. [7 - 11]

Dans ce présent travail, nous nous intéressons à l'étude du mouvement de coupe (commande de la broche) de la fraiseuse. Le but final en fraisage est d'obtenir un produit dont la qualité d'exécution est caractérisée par une précision dimensionnelle des formes géométriques et un degré de propreté des surfaces lié directement à la notion de rugosité. Dans ce sens, le progrès technique associé au rythme toujours plus pressant de développement industriel de la construction mécanique impose des conditions de plus en plus sévères.

La commande du processus pose donc, un compromis entre la rapidité de la production et la précision tout en assurant la qualité requise et en autorisant l'usinage de matériaux jusque là difficiles.

L'ensemble des travaux présentés dans ce mémoire est regroupé en quatre chapitres répartis comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons une étude théorique du processus d'usinage par enlèvement de copeaux. Pour ce faire, nous décrivons les éléments constituant la machine-outil de type fraiseuse. Nous complétons cette description par une illustration des différents principes de base du fraisage et nous terminons par une décomposition en sous systèmes du processus de fraisage.

Introduction générale

L'étude du mouvement de coupe de la fraiseuse nécessite un contrôle fiable de vitesse et du couple. C'est pourquoi, nous consacrons le deuxième chapitre au choix des différents éléments constituant ce système d'entraînement (moteur, réglage de vitesse). Ce choix est établi sur le moteur asynchrone à cage d'écureuil alimenté par un variateur de fréquence (cascade d'un redresseur, filtre et onduleur).

Le troisième chapitre a pour objectif de décrire la démarche employée afin de développer un modèle de commande de la broche. Nous décrivons d'abord les différentes techniques de pilotage de la machine asynchrone. Ensuite, nous proposons la commande de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique qui assure des bonnes performances statiques et dynamiques.

Le chapitre quatre 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 terminons ce manuscrit par une conclusion générale.

Chapitre I

Etat de l'art

Introduction

L'industrie mécanique s'est développée grâce aux technologies diversifiées de fabrication de pièces et composants qui constituent les ensembles et sous-ensembles mécaniques. Cependant, les techniques de moulage et d'estampage n'arrivent pas à satisfaire les besoins mécaniques en pièces et composants spécifiques (les qualités techniques : résistance à la chaleur ou limite élastique sont encore loin d'égaliser celles de l'acier ou des alliages d'aluminium) [12, 13].

Parmi les principaux procédés de fabrication mécanique, il est indispensable d'en citer l'usinage des métaux (fraisage) qui a contribué le plus dans la fabrication et la finition des pièces de précision.

L'usinage des métaux consiste à façonner et finir une surface de pièce de configuration donnée par un ensemble d'opérations à effectuer à l'aide de machines outils (fraiseuse). Nous allons voir comment intervient la raison humaine pour l'obtention d'une géométrie déterminée de la pièce grâce à l'harmonisation de l'interaction de plusieurs mouvements imposés tant à la machine, qu'à l'outil de coupe qui fait partie de cette machine-outil, qu'à la surface de la pièce à usiner.

Cette dynamique de coupe constitue une technologie de précision qui, par taillage de matière, arrive à concevoir les assemblages les plus recherchés. [12]

Des modèles de fraiseuses très variés (plusieurs centaines) en dimensions, constitution et utilisation existent dans les ateliers. On n'y trouve donc les machines qui ne sont plus commercialisées ou dont le niveau de vente en baisse rapide conduit à leur abandon à court terme ; dans cet esprit, les fraiseuses à commande manuelle (classique, conventionnelle) occupent une part relativement restreinte, d'autant plus que leur coût d'acquisition reste plus faible que celui des machines à commande numérique et des centres d'usinage et que leur emploi est plus largement connu,[14]. Les nouvelles machines de production sont conçues pour allier la flexibilité et la diversité d'usinage à de grandes vitesses de déplacements d'axes. Ceci implique une architecture dédiée à la grande vitesse, capable d'assurer la précision recherchée sur des trajectoires de plus en plus complexes. Dès lors, la conception de ce type de machine vise l'augmentation des dynamiques d'axes.

La commande d'un système à dynamique élevée doit réaliser des fonctions telles que le positionnement, le suivi de profil, la suppression des vibrations résiduelles et le rejet de perturbation. [3]

I. Historique

Il est peut usuel de définir quatre grandes catégories de système, correspondant à quatre périodes de l'histoire de l'humanité. Toutefois, les quatre catégories cohabitent, une nouvelle n'ayant jamais totalement éliminée l'ancienne.

I.1. Avant la mécanisation (de la préhistoire av. 18 ou 19 siècle)

A part quelques cas très particulier, pendant toute cette période, l'homme fait partie intégrante de tous les systèmes qu'il conçoit. Sa présence est indispensable au fonctionnement du système. Il apporte parfois l'énergie, quand ce travail n'est pas confié à un animal, et toujours son savoir-faire. C'est lui qui assure la commande de l'outil ou de la machine sur laquelle il exécute un travail, qui ajuste en fonction des observations que lui renvoient ses sens : vue, sensation d'effort, etc.

I.2. Avant l'automatisation (du 19^{ème} siècle au début de 20^{ème} siècle)

La mécanisation, permise par la découverte de la machine à vapeur, puis de l'électricité et des moteurs thermiques, permet un apport énergétique extérieur au système. La partie du système qui agit directement sur la matière œuvre est appelée partie opérative. L'homme est toujours présent dans le système, mais il n'apporte plus d'énergie : il n'intervient que par son savoir-faire. Celui-ci lui permet de donner des ordres à la partie opérative, par des convertisseurs connectés à la source d'énergie : vannes sur les machines à vapeur, potentiomètres sur les machines électriques, etc. Il agit parfois directement sur la partie opérative, mais de manière secondaire et à niveau d'énergie faible.

Les retours d'information que l'homme reçoit, soit directement, soit par des intermédiaires adaptés (voyants, ...) lui permettent, en fonction de son savoir-faire, de corriger les ordres jusqu'à obtention du résultat. Le terme de mécanisation provient du fait historique que les premiers systèmes ainsi réalisés possédaient des parties opératives agissant sur les matières d'œuvres de nature mécanique. Il doit se comprendre, de manière plus générale aujourd'hui, pour d'autres matières d'œuvres (thermiques, électrique, etc.).

I.3. Après l'automatisation (depuis le milieu du 20^{ème} siècle)

L'automatisation permet, à partir de la seconde guerre mondiale, que la frontière de la machine rejoigne celle du système. Pour cela, un nouvel organe apparaît : la partie commande. Celle-ci possède le savoir-faire nécessaire que l'homme lui a transmis.

Dans ce contexte, l'homme est complètement extérieur au système en fonctionnement. Ses seules interventions consiste à la programmation de la partie commande et aux opérations de marches et arrêts. Cette tâche peut d'ailleurs aussi faire l'objet d'autres parties commande, de systèmes automatisés extérieurs ; dit alors hiérarchiquement supérieurs.

Les convertisseurs d'ordre vers la partie opérative et d'informations depuis la partie opérative sont alors respectivement appelés préactionneurs et capteurs.

I.4. Plus récemment (depuis la fin du 20^{ème} siècle)

Depuis une vingtaine d'années, on assiste à une évolution notable vers l'intégration des différents constituants. L'automatisation, comme son nom indique, résultait d'une démarche qui consistait à remplacer l'homme dans un système où il était présent. On automatisait un système. On réalisait des systèmes automatisés. La démarche de conception suivait l'histoire : on automatisait un système mécanisé. Mais aujourd'hui, les systèmes sont directement conçus comme tels. Leurs constituants ne respectent plus nécessairement le découpage simple des systèmes automatisés. Les préactionneurs peuvent être intégrés à la partie commande par exemple. Il est alors délicat de parler de systèmes automatisés. On parle donc tout simplement de systèmes automatiques. [15]

Toutes ces recherches durant les quatre périodes de l'histoire de l'humanité avaient donné des nouvelles structures aux machines-outils et spécialement à la fraiseuse.

- 1818 : machine à fraiser d'Eli Whitney (USA), l'une des premières machines à fraiser ;
- 1862 : fraiseuse universelle Brown et Sharp (USA), exposée à Paris en 1867. Après plus d'un siècle de développement où la fraiseuse est l'une des principales machines des ateliers, une grande évolution se fait avec la commande numérique et l'apparition du centre d'usinage ;
- 1942-45 : premières fraiseuses à commande numérique pour applications spécifiques (Bendix USA) ;
- 1958 : machine Milwaukee Matic de Kearney Trecker (USA), premier centre d'usinage. L'expression « machining center », traduite en français par « centre d'usinage », est introduit dans le vocabulaire technique ;
- 1959 : machine MU des Ateliers GSP (France), premier centre d'usinage européen ;
- 1964 : Omni line de Sundstrand (USA), premier FMS « Flexible Machining System », traduit en français par « atelier flexible ». [16]

II. Définition de processus de fraisage

Le fraisage est, dans son principe, un procédé de fabrication mécanique par coupe (enlèvement de matière) faisant intervenir, en coordination, le mouvement de rotation d'un outil à plusieurs arêtes (mouvement de coupe) et l'avance rectiligne d'une pièce (dit mouvement d'avance). Aujourd'hui, toutefois, on a également un déplacement de l'outil par rapport à la pièce, lequel peut s'effectuer pratiquement dans n'importe quelle direction.

L'outil de fraisage, la fraise, comporte plusieurs arêtes de coupe dont chacune enlève une certaine quantité de métal sous forme de copeaux. Les avantages du fraisage sont un rendement élevé, un bon fini de surface et une haute précision, ainsi qu'une grande souplesse au niveau de la génération de différentes formes. Le plus souvent, le fraisage est utilisé pour produire des surfaces planes, des épaulements et des gorges, mais son efficacité en contournage va croissante grâce à l'utilisation des techniques CNC. [16]

II.1. Principes de base du fraisage

II.1.1. Trois opérations types

Indépendamment du type de fraise choisi, l'opération de fraisage fera fondamentalement intervenir une des trois méthodes suivantes ou une combinaison de celles-ci. Compte tenu du choix de méthodes qui s'offrent en fraisage, il est important, au préalable, d'établir une distinction entre les différentes directions d'avance par rapport à l'axe de rotation de l'outil (figure.I.1). (A) correspond, sur cette figure, à la direction axiale, (B) à la direction radiale et (C) à la direction tangentielle.

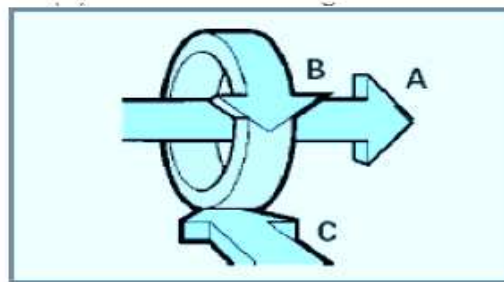


Figure.I.1. Directions d'avance en fraisage

Le surfaçage (figure.I.2a) est une opération de coupe combinée avec plusieurs arêtes, essentiellement celles situées à la périphérie et, dans une certaine mesure, seulement dans la partie centrale de l'outil. La fraise au contact de la pièce tourne perpendiculairement à la direction de l'avance radiale.

Le fraisage 3 tailles (figure.I.2b) utilise les arêtes de coupe situées à la périphérie de l'outil. La fraise tourne ici autour d'un axe parallèle à l'avance tangentielle.

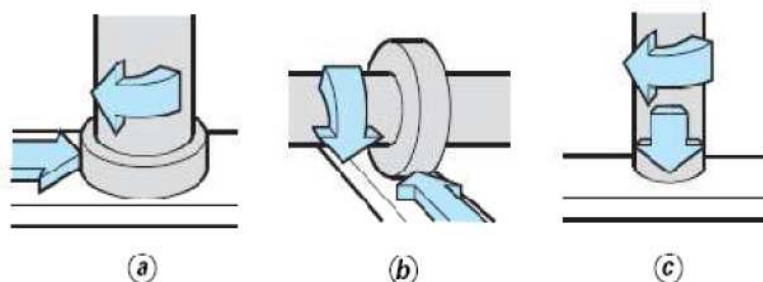


Figure.I.2. Opérations de fraisage

Ces deux méthodes peuvent également être différenciées par la profondeur de coupe adoptée :

— **en surfaçage**, la profondeur de coupe dans la direction axiale est déterminée par la profondeur de pénétration des arêtes périphériques.

Les arêtes centrales de l'outil génèrent pour leur part la surface finale de la pièce ;

— pour le **fraisage d'épaulements**, la profondeur de coupe dans la direction radiale dépend de la partie du diamètre de la fraise pénétrant dans la pièce.

Certaines fraises peuvent également travailler dans une troisième direction d'avance, axialement. Il s'agit alors d'une opération de perçage exécutée par les arêtes de coupe centrales de l'outil.

Cette méthode (figure.I.2c) est utilisée pour l'usinage de rainures non débouchantes, l'outil perçant alors jusqu'à une certaine profondeur, puis passant de la direction d'avance axiale à la direction radiale pour permettre aux arêtes périphériques d'élargir le trou.

Une combinaison de plusieurs directions d'avance est également possible lorsque l'on désire usiner des surfaces formant un angle ou incurvées. La fraise à avance axiale doit avoir des arêtes de coupe centrales disposées transversalement pour que sa partie frontale puisse exercer l'action de coupe désirée. [16]

II.1.2. Les directions de fraisage

Il existe deux manières de procéder, selon le sens de rotation de l'outil par rapport à la pièce.

- Le fraisage en avalant : la translation de la pièce est dans le même sens que la rotation de l'outil de coupe.
- Le fraisage en opposition : le mouvement de la pièce est opposé à celui de l'outil de coupe.

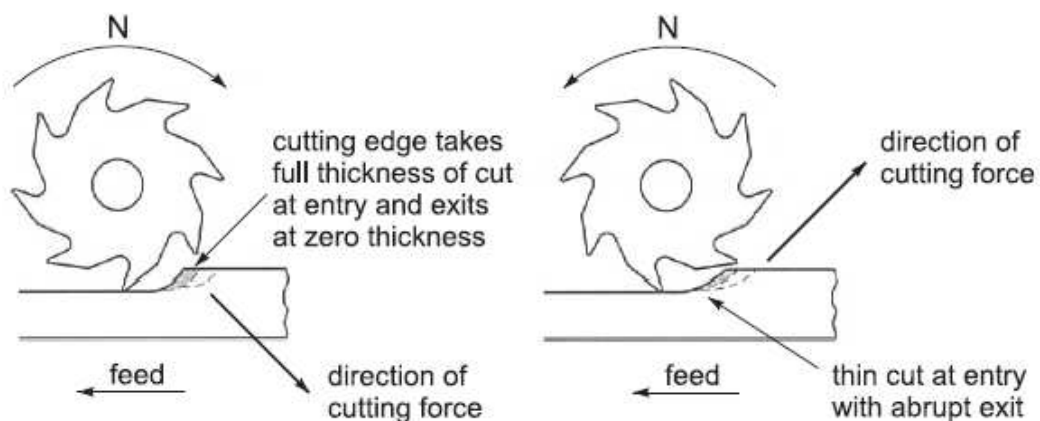


Figure.I.3. Fraisage en avalant et en opposition

Dans le cas du fraisage en avalant, la force de coupe est dans la même direction que le déplacement de la pièce; l'épaisseur de copeau va donc diminuer jusqu'à être égale à zéro en fin de passe ; ce qui engendre une forte épaisseur de copeau qui risque endommager l'outil de coupe. L'avantage est le bon état de finition de la surface usinée.

Dans le fraisage en opposition, la direction d'avance de la pièce est à l'opposé du sens de rotation de la fraise dans la zone de coupe. L'épaisseur des copeaux, nulle au départ, augmente jusqu'à la fin de la passe.

Le fraisage en opposition, où l'usinage démarre avec une épaisseur de copeau nulle, engendre des forces de coupe élevées qui tendent à séparer la fraise de la pièce. La fraise doit être engagée à force dans la pièce, ce qui crée un effet de frottement. [17]

II.1.3. Les paramètres de coupe

a. Principe

Lors d'un usinage par enlèvement de matière, on se retrouve, dans la majorité des cas, dans la configuration suivante :

Une lame d'outil pénètre dans la matière et enlève un copeau.

L'outil suit une trajectoire par rapport à la pièce à usiner. Ces mouvements sont assurés par les éléments constitutifs de la machine-outil.

Pour obtenir un travail satisfaisant (bon état de la surface usinée, rapidité de l'usinage, usure modérée de l'outil, ...) On doit régler les paramètres de la coupe. [18]

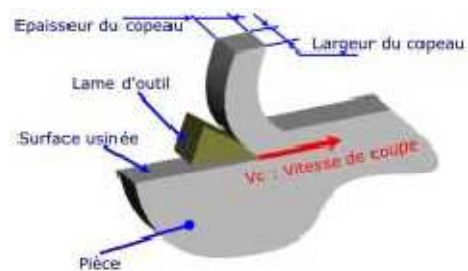
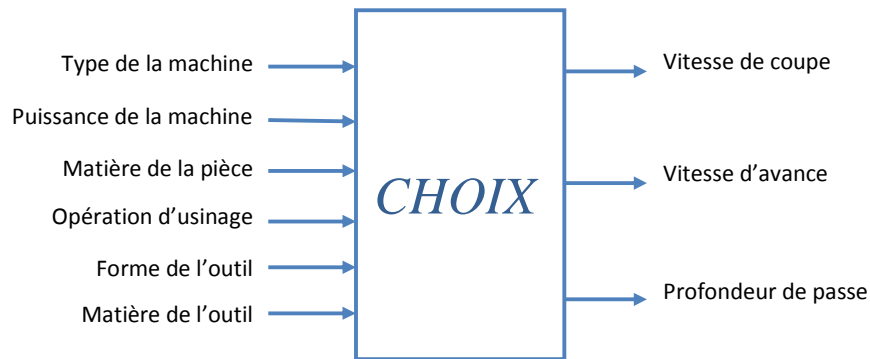


Figure.1.4. Paramètres de coupe

L'objectif final est d'obtenir une pièce usinée dans de bonnes conditions. Pour cela, il faut déterminer certains paramètres spécifiques :

- La vitesse de coupe : V_z
- La vitesse d'avance : V_a
- La profondeur de passe : a



b. Les paramètres de coupe

➤ La vitesse de coupe : V_z [m/min]

Cela correspond au déplacement de l'arête de coupe par rapport à la pièce. Il ne faut pas confondre V_z et V_a .

Unité : V_z en m/min

➤ La vitesse d'avance : V_a [mm/min]

Cela correspond à la vitesse de déplacement de l'outil sur la trajectoire d'usinage. C'est cette trajectoire qu'il faut suivre afin que l'outil usine la forme souhaitée.

Unité : V_a en mm/min.

➤ La profondeur de passe : a [mm]

La combinaison de V_a et a permet de déterminer le volume du copeau. La profondeur de passe est nécessaire afin de déterminer la quantité de matière qui va être séparée de la pièce sous forme de copeau.

Unité : a en mm. [18]

c. Optimisation des conditions de coupe

L'optimisation des conditions de coupe peut se faire suivant différents critères :

- Coût
- Temps d'usinage
- Usure minimale
- Qualité maximale... [19]

d. Schématiser la fraiseuse

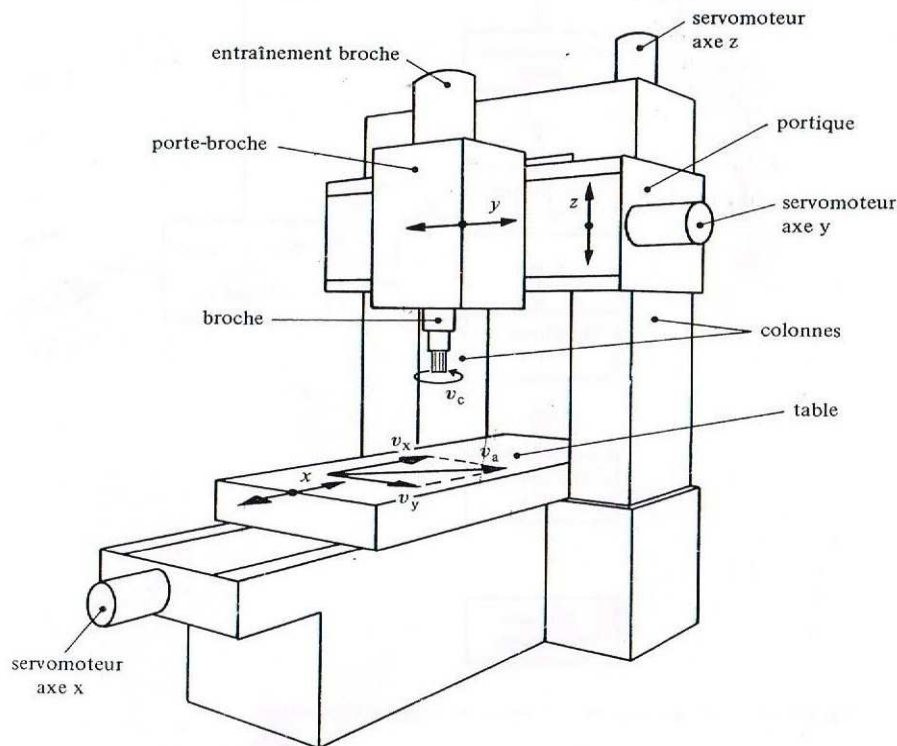


Figure.I.5. Représentation schématique d'une fraiseuse

La pièce à usiner est fixée sur la table. Cette dernière peut être déplacée horizontalement par un servomoteur (axe x). Un servomoteur est un moteur de positionnement. Il s'agit le plus souvent d'un moteur à courant continu. Le portique se déplace verticalement sur les colonnes, entraîné par un autre servomoteur (axe z). Le boîtier qui entoure la broche, c'est-à-dire le porte broche, peut être déplacé horizontalement par un troisième servomoteur (axe y). Enfin, la broche elle-même est entraînée par un moteur séparé, l'entraînement broche. Ce dernier en général un moteur asynchrone.

Cette machine sert à l'usinage de contours plans, dans les axes x-y. Dans ce but, il faut effectuer un déplacement simultané dans les axes x et y afin de suivre un contour déterminé observant une vitesse d'avancement V_a prédéterminée le long de contour. La position à respecter dans les deux axes doit être très précise, de l'ordre de μm . Le déplacement vertical (axe z) sert à positionner l'outil, normalement indépendamment du mouvement dans les axes x et y. Enfin, la broche est entraînée à vitesse constante mais ajustable, pour obtenir une certaine vitesse de coupe V_c . [20]

e. Types de fraiseuses

En général, la classification normalisée n'est pas respectée dans les dénominations commerciales. Compte tenu de la grande variété de modèles, plusieurs critères sont nécessaires pour caractériser une machine et ceux qui sont le plus souvent utilisés par les

constructeurs sont indiqués ci-dessous. Nous attirons cependant l'attention sur le manque de rigueur des dénominations commerciales.

➤ **Par type d'usinage ou d'emploi :**

- Fraiseuse ou fraiseuse-aléuseuse, capable des différents travaux;
- Aléuseuse-fraiseuse ou genre aléuseuse, possédant par rapport aux précédentes une broche d'alésage coulissante ;
- Fraiseuse universelle et fraiseuse d'outillage, possédant le plus souvent un moyen d'orientation relative de la pièce et de la broche. Ces machines sont en général très maniables pour tous travaux unitaires variés ;
- Fraiseuses spécialisées à prédominance de fraisage et vocation particulière : fraisage des rainures, des vilebrequins, des arbres à cames, des panneaux ou des longerons d'aviation, etc.
- Centre d'usinage, toujours caractérisé par la CN et le changement automatique d'outils, et éventuellement un dispositif de palettes.

➤ **Par architecture :**

- A console ;
- A banc ;
- A table croisée ;
- A table inclinable, à table universelle (inclinable dans trois plans) ;
- A montant mobile ;
- A portique fixe ;
- A portique mobile.

➤ **Par position de la broche :**

- A broche horizontale ;
- A broche verticale ;
- A broche orientable (universelle, multiaxe).

➤ **Par type de commande :**

- A commande manuelle (conventionnelle, classique) ;
- A commande numérique (la dénomination est souvent suivie du nombre d'axes contrôlés par la CN) ;
- A reproduire.

➤ **Par dimensions :**

- Par la course de déplacement sur l'axe X ;
- Par la course de déplacement sur les trois axes principaux X, Y, Z;
- Pour les centres d'usinage à broche horizontale et palettes, par les dimensions de la surface de la palette exprimées en millimètres (exemple : 500 × 500) [21].

III. Description d'une machine-type

III.1. Le bâti

Son rôle est multiple. Il sert d'intermédiaire entre le sol, sur lequel reposent la plupart des machines, et les éléments « actifs » de la machine. C'est le bâti qui tient en position relative correcte la pièce à usiner et l'outil et met la zone de travail à la portée de l'opérateur.

III.2. Le sol ou fondation

En plus des problèmes de liaison avec le bâti, le sol peut jouer le rôle par lui-même. Des déformations statiques ou dynamiques de la fondation, dues à de nombreux phénomènes possibles, peuvent se transmettre au bâti.

Pour les grosses machines, c'est la fondation qui est le vrai bâti rigide de la machine. Sa réalisation et sa liaison avec le sol sont donc particulièrement critique. En général, elle est composée d'un massif de béton très armé de plusieurs mètres d'épaisseur reposant sur le sol par l'intermédiaire d'un milieu élastique et dissipateur d'énergie : sable pour les très grosses machines, appuis « synthétiques » pour les plus petites.

Mais dernièrement, on voit que l'importance décroissante – et qui deviendra rapidement nulle – de l'opérateur dans le processus même de fabrication permettra, par un choix judicieux de la morphologie de la machine, de la rendre indépendante de la fondation, même pour les machines beaucoup plus importantes que ce qui est courant aujourd'hui.

III.3. La pièce

Celle-ci doit en effet être considérée une partie intégrante de la machine. Il ne sert à rien en effet d'avoir une machine de très haute rigidité et de très haute qualité si la pièce à usiner se déforme sous l'effet des forces de coupe et de bridage. Plusieurs parties de la pièce peuvent donner lieu à de fortes déformations :

- La pièce elle-même, localement, sous l'effet de la force de coupe ou à son interface avec le montage d'usinage. Nous y remédions par l'étude du montage lui-même ;
- Les liaisons internes à la pièce entre la partie usinée et la partie servant à la localisation et au bridage. Nous y remédions par l'étude de la pièce et aussi par l'emploi de montages complexes.

III.4. L'outil

Les seuls outils qu'une entreprise d'usinage fait de nos jours sont les outils spéciaux. Le constructeur de machines n'a pas donc dû les concevoir, mais choisir.

III.5. La broche

La broche est un corps tournant ne possédant qu'un seul degré de liberté par rapport à la structure de la machine. Suivant la machine, les types d'opérations et les types des pièces, la broche met en rotation la pièce à usiner ou les outils.

III.6. La commande de puissance

Certains pensent que la commande de puissance de la machine ne pose plus, de nos jours, de problèmes. Ce n'est malheureusement pas le cas : nous avons plusieurs ordres de difficultés.

Certaines difficultés proviennent du moteur lui-même. Si la technique du moteur ne semble guère poser de problème aujourd'hui, en particulier avec la généralisation en cours de moteurs synchrones autocommutés. Il n'en est pas de même de son utilisation sur la machine. Malgré des diminutions importantes de masse, un moteur atteint et dépasse 200 kg pour une puissance maximale de 90 kW. Ses dimensions nuisent au bon dessin de la structure, alors que sa masse diminue ses fréquences propres.

Les autres ont pour origine la liaison entre le moteur et la broche. On utilise essentiellement, aujourd'hui, deux techniques : la courroie, qui paraît être arrivée au bout de son potentiel, tant en vitesse qu'en puissance transmise. On utilise aussi une transmission directe, mais celle-ci présente des problèmes sérieux dus à l'encombrement qu'elle impose à la broche ou à l'ensemble moteur-broche, quand ils sont montés en ligne. Or, on impose de plus en plus de contraintes à la broche : passage de l'air pour nettoyer la liaison porte-outil-broche, liquide de coupe, commande du porte-outil ou du porte-pièce (réglage de cote de l'outil au serrage du mandrin, etc.) ; barre de matériau à usiner, etc. qu'on veut tout faire passer par le centre de la broche qui devient alors passablement encombré.

Signalant enfin que la commande de puissance est de plus en plus appelée à faire travailler la broche comme un axe (c) interpolable avec les autres axes de la machine.

III.7. Le porte-outil

Celui-ci a bien d'autres fonctions que de porter l'outil. Il est solidaire de la broche ou d'un chariot, et il doit pouvoir être remplacé, de plus en plus automatiquement, et sa remise en place doit pouvoir se faire sans nuire au pré-réglage des outils. De plus, il devra éventuellement permettre le réglage automatique de position de l'arête de coupe d'un ou plusieurs outils de façon indépendante pour compenser dilatations et usure de l'arête. Il pourra aussi laisser passage au fluide de coupe, même quand il tourne.

Son mode de travail lui impose des caractéristiques géométriques, statiques et dynamiques parfois très dures, en particulier quand il doit avoir un élancement important. L'interchangeabilité pose des problèmes technologiques très difficiles.

III.8. Le montage porte-pièce

Il s'agit là, tous les professionnels le savent, du problème le plus difficile à résoudre et le plus compliqué d'une machine-outil.

La technique des montages des pièces polyédriques est encore beaucoup plus difficile que celle des pièces de révolution. Il faut en effet retirer à la pièce, qui peut être de forme complexe, six degrés de liberté, la bloquer avec de faibles déformations, parfois un grand nombre de fois à la suite, tout en garantissant une constance de positionnement très élevée (souvent de l'ordre de 0.01 mm ou mieux).

Parfois, la pièce et son montage sont solidaires d'une palette à laquelle la machine doit retirer avec précision six degrés de liberté. Or, une pièce polyédrique nécessite plusieurs montages successifs, tant en ébauche qu'en finition, et il ne faut pas oublier que la pièce, chaque fois qu'on l'usine, se déforme du fait que la matière enlevée est sous contrainte.

Enfin, les pièces sont souvent de rigidité insuffisante et le montage doit enlever plus de six degrés de liberté. Il est hyperstatique, mais doit, malgré - et grâce à - cela, donner à la pièce la précision exigée par les dessins.

Ajoutant à cela les problèmes de coupeaux et de liquide de coupe et on réalisera que le montage est un élément très complexes et difficile à réaliser. Encore n'avons-nous pas traité des problèmes de gestion qu'il pose – contrôle périodique – en particulier quand de nombreux montages sont nécessaires pour usiner un type de pièce, correction de ses erreurs, transport et stockage, etc.

III.9. Chariot et glissière

La glissière charge localement le bâti. Leur liaison doit être alors conçue de façon que le bâti travaille comme une poutre - ou un caisson - et donc de façon prévisible, calculable. La liaison idéale chariot/glissière doit être sans jeu ni frottement, de type hydrodynamique de façon à permettre une erreur de positionnement nulle à l'arrêt, en boucle ouverte, et afin de communiquer un amortissement aussi fort que possible à la liaison chariot/bâti. Ces caractéristiques ; si on ajoute à cela une très haute rigidité de liaison, ne sont pas faciles à obtenir.

Aux liaisons métal/métal d'origine se sont substituées progressivement des glissières plastiques/métal, mais celles-ci posent d'autres problèmes : dissymétrie thermique, absorption de lubrifiant et d'eau sous contrainte et frottement, et donc gonflement, problèmes de fabrication. Sans aucun doute, l'évolution doit aller vers les glissières sans contact, ce qu'on fait déjà pour les glissières de grosses machines (glissières hydrostatiques).

Signalons un point relativement nouveau et généralement non mentionné dans la littérature : du fait des hautes vitesses de déplacement et de la meilleure utilisation des machines, les glissières deviennent une source importante de chaleur. On a alors un phénomène qu'on ignorait il y a dix ou quinze ans : l'apparition d'un gradient de température dans le bâti, selon la direction de déplacement du chariot et avec les inconvénients qui en résultent :

- Dilatation et donc perte de précision ;
- Changement de dimensions transversales des glissières, le chariot pouvant alors avoir du jeu à un bout alors qu'il est serré à l'autre.

III.10. La commande d'avance

Celle-ci comporte en général un moteur et une transmission mécanique de mouvement entre un élément de la structure (fixe ou mobile) et le chariot.

On conçoit que sur une machine idéale, l'arrêt de la commande d'avance doit entraîner l'immobilisation parfaite du chariot par rapport au bâti, et donc de l'outil, au mouvement de rotation de broche prés, par rapport à la pièce. De ce fait, la rigidité de la commande d'avance – statique et dynamique – devrait donc être sensiblement égale à celle de la rigidité dans les autres directions. Il devrait en être de même pour l'amortissement.

Vis-à-vis de la commande générale de la machine, le rôle de la commande d'axe est fondamental : le chariot doit suivre les ordres de directeur de commande avec un écart compatible avec la tenue du cahier des charges. L'aspect asservissement sera donc tout à fait essentiel.

Sur le plan mécanique, nous devons étudier tout ce qui se trouve compris entre le chariot et le moteur : on trouve en général une vis à billes, et nous montrerons qu'elle constitue un des principaux facteurs de limitation des performances. Nous devons nous intéresser aussi aux paliers de butée de vis, à la liaison entre le moteur et la vis. Enfin, nous devons, à défaut de les étudier, comparer les différents types de moteurs, qu'ils soient électriques – à courant continu ou, comme ils le sont de plus en plus, à courant alternatif et alimentés à fréquence variable, asynchrones ou synchrones autocommutés – hydrauliques ou pneumatiques, linéaires ou rotatifs.

La collision entre chariot et machine provoque inmanquablement une panne grave. L'énergie de choc se traduit nécessairement par une déformation plastique d'une pièce au moins, ou par sa rupture, ou encore par son déplacement irréversible (sauf conception spéciale).

Signalons enfin que la position du chariot doit nécessairement être mesurée sur toute machine non manuelle pour pouvoir transmettre l'information correspondante au directeur de commande et, de là, à la commande d'axe.

III.11. Les auxiliaires

Les auxiliaires regroupent les ensembles de lubrification, de génération de pression d'huile, les systèmes pneumatiques, etc.

III.12. La commande

Elle a le rôle d'animation de l'ensemble de la machine. C'est elle qui envoie les ordres de marche et d'arrêt des auxiliaires, de la commande d'avance, de la commande de puissance, du système de changement d'outil, du système de changement de pièce, etc.

C'est elle qui vérifie que le « statut » de la machine est à tout moment ce qu'il devrait être et, en cas d'erreur non corrigeable, c'est elle qui déclenche l'arrêt de la machine selon un processus minimisant les risques de détérioration en même temps qu'elle fait connaître les raisons de cet arrêt. Son rôle est donc fondamental pour les machines automatiques il est appelé à s'étendre encore. En effet, en plus du diagnostic de pannes du système de commande proprement dit (comprenant les moteurs, la partie réglage et mesure, etc.), la commande est appelée à avoir d'autres rôles. Citons le diagnostic des pannes mécaniques – sans que la machine doive avoir un capteur par organe – et le dépannage automatique de la partie électrique (électronique, etc.). Que ce soit pour la pièce unitaire ou très grande série, la commande est appelée à une très grande évolution et les CNC d'aujourd'hui doivent être considérées comme très primitives par rapport à ce qu'elles deviendront dans un avenir proche – moins de dix ans.

III.13. Les systèmes de gestion des outils et des pièces

Nous avons groupé ces deux ensembles, bien qu'ils soient, en réalité, entièrement différenciés, du fait de la similitude de leurs rôles dans la gestion de la machine, et parce qu'ils présentent les parentés technologiques.

La grande différence entre une gestion moderne et la gestion traditionnelle d'une entreprise de fabrication mécanique réside dans la réduction entre opérations des temps d'attente que subissent les pièces. On doit passer des semaines et même des dizaines de semaines de délai qu'on trouve souvent actuellement, aux heures qui sont techniquement possibles et d'ailleurs économiquement indispensables. De ce fait, un des points les plus importants consiste à disposer au bon moment des pièces et des outils nécessaires leur fabrication (nous admettons que la présence des programmes est assurée). Ceci oblige à une véritable gestion des pièces et des outils.

III.14. La mesure

On est là devant deux aspects différents mais néanmoins associés : la mesure de paramètres machine, et en particulier de la position des chariots, et la mesure des pièces usinées.

Dans un passé récent, on considérait ces fonctions devraient être entièrement différenciées. Les règles de mesure de position des chariots étaient – et sont encore – gérées

par la commande, qui fournit les valeurs de consigne et corrige les écarts. La mesure des pièces devait se faire hors machine pour ne pas ralentir le processus de fabrication. Or ceci va nécessairement changer. La mesure hors machine en effet la reprise de la pièce pour la finir, la corriger – à moins qu'on ne la rejette – si on ne la trouve pas à la cote. Les machines à mesurer sont au moins aussi chères que les machines d'usinage, et souvent bien plus, surtout quand elles sont automatiques, et leurs temps de cycles sont en général fort longs. De toute façon, elles causent une augmentation très importante du temps nécessaire au processus de fabrication. La politique qui va se développer de plus en plus sera la suivante :

- Les machines à mesurer sont surtout destinées à des contrôles par prélèvement – pas seulement des pièces, mais aussi des éléments des montages.
- Les contrôles en ligne, à 100%, qui s'avèrent de plus en plus indispensables à l'obtention de la qualité, sont faits, chaque fois qu'on le peut, sur la machine d'usinage même. Malgré s'ils la ralentissent un peu, ils évitent ainsi des opérations et l'ensemble s'avère parfaitement rentable. De plus, on peut facilement réaliser que cette politique conduira à la disparition de certaines opérations de reprise extrêmement coûteuses, et en particulier des rectifications.
- Les mêmes organes de mesure, capteurs et traitement du signal, que ceux de machine.

III.15. Systèmes de récupération-convoyage des copeaux, capotage, liquide de coupe

Ces problèmes sont en effet étroitement liés. Or, ces éléments ont devenus maintenant aussi importants que tout autre organe de la machine.

Le problème des copeaux a toujours était sérieux et compliqué qu'il était par la nécessaire présence d'un opérateur humain. Cette dernière contrainte est en train de disparaître mais une autre, plus dure, la remplace. La flexibilité, en effet, exige que la machine puisse usiner de nombreux matériaux forts différents sans qu'ils ne se mélangent jamais. Cette condition devient indispensable car les copeaux peuvent être revendus à un prix relativement élevé, s'ils ne sont pas mélangé, ou peuvent être utilisés pour faire des poudre, pour en faire ensuite des pièces frittées, par exemple. Cette multiplicité de matières peut entraîner aussi la nécessité de liquides de coupe différents, qui ne doivent pas être mélangés. Dans tout cela, le rôle de la morphologie de base de la machine est évidemment fondamental. [21]

IV. Mode de fonctionnement (transmission de l'énergie)

L'énergie fournie par le moteur est transmise aux organes récepteurs (support d'outil et support de pièce) par une « chaîne cinématique », avec un certain rapport de vitesse entre les mouvements de coupe et d'avance :

- Mouvement de coupe circulaire : un variateur de vitesse permet d'adapter la vitesse de coupe aux conditions de travail avec une approximation convenable.
- Mouvement de coupe rectiligne : en plus de variateur de vitesse, un dispositif de transformation du mouvement circulaire continu en un mouvement de translation alternatif est nécessaire.

- Mouvement d'avance : pour assurer le mouvement d'avance, il faut une grande réduction de vitesse est presque toujours une transformation du mouvement circulaire en un mouvement de translation. C'est le système vis-écrou qui est le plus utilisé.

Si l'énergie est fournie par un seul moteur à tous les mécanismes de la machine, il faut prévoir des « connexions » reliant les différentes commandes.

Les mouvements d'avance sont habituellement pris à la sortie de la boîte des vitesses de coupe et transmis aux chariots par arbre à cardan, boîte de répartition de mouvement avec, dans le circuit, des dispositifs de changement de sens de mouvement, de déclenchement de l'arrêt du mouvement en fin de course et des dispositifs de sécurité. [22]

Le « cheminement de l'énergie » peut être schématisé comme suit :

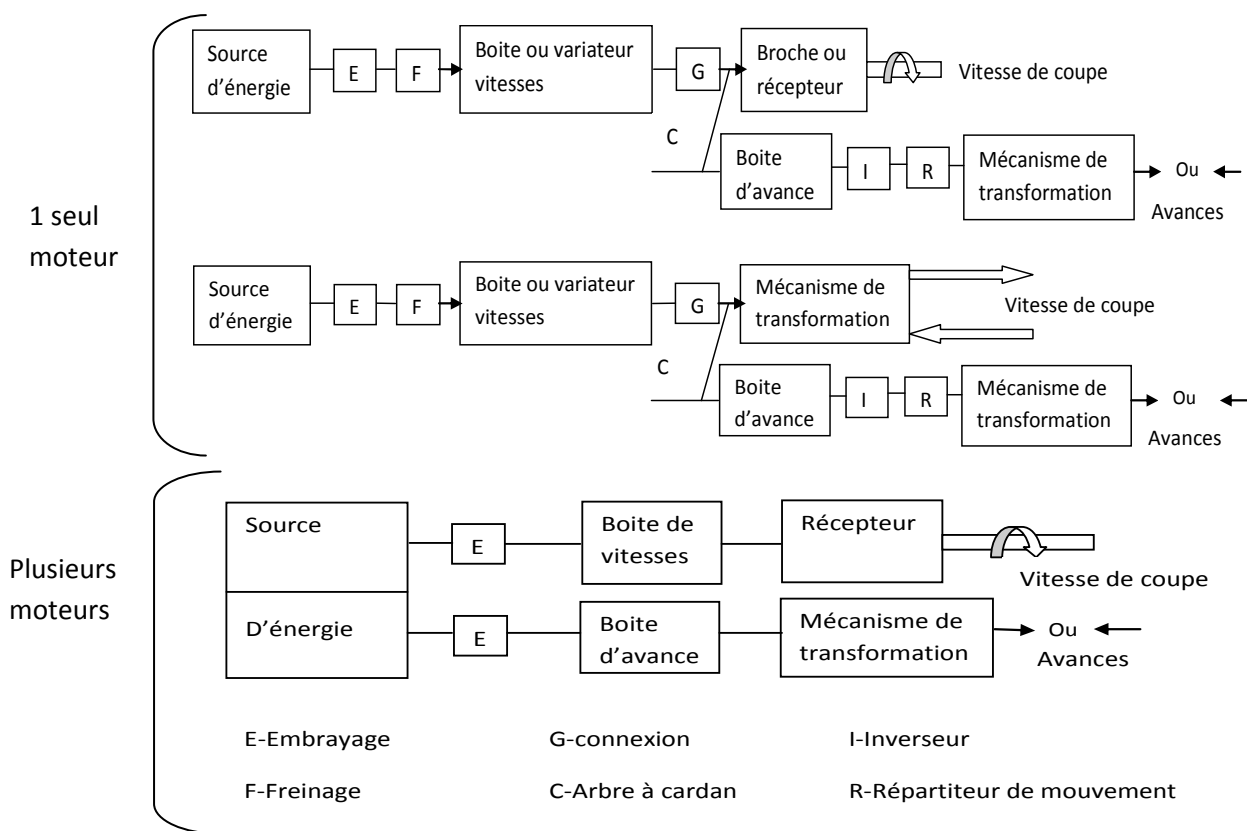


Figure.I.6. Cheminement d'énergie dans le système fraiseuse

V. Constituants des systèmes automatisés

Les systèmes automatisés sont constitués de deux parties ayant de fortes interactions entre elles. La figure.I.7 illustre ce découpage. La partie opérative correspond à la partie mécanisée du système agrémentée de l'interface nécessaire à son pilotage par la partie commande. Les capteurs sont disposés sur la partie physique du système pour mesurer la situation courante du système et servent donc à l'observation de ses évolutions. Les capteurs adaptent l'information physique mesurée pour convertir cette information dans un signal adapté à la partie commande suivant le type d'énergie utilisé.

Pour que le système automatisé fonctionne, la partie commande doit lancer l'exécution d'opérations élémentaires. Les actionneurs en association avec les préactionneurs remplissent cette fonction. Les actionneurs sont alimentés par une source d'énergie et exécutent des opérations élémentaires en transformant l'énergie d'alimentation en énergie de puissance permettant l'exécution d'une action. Les préactionneurs permettent de faire le lien entre l'alimentation en énergie de puissance et les informations utilisées par la partie commande.

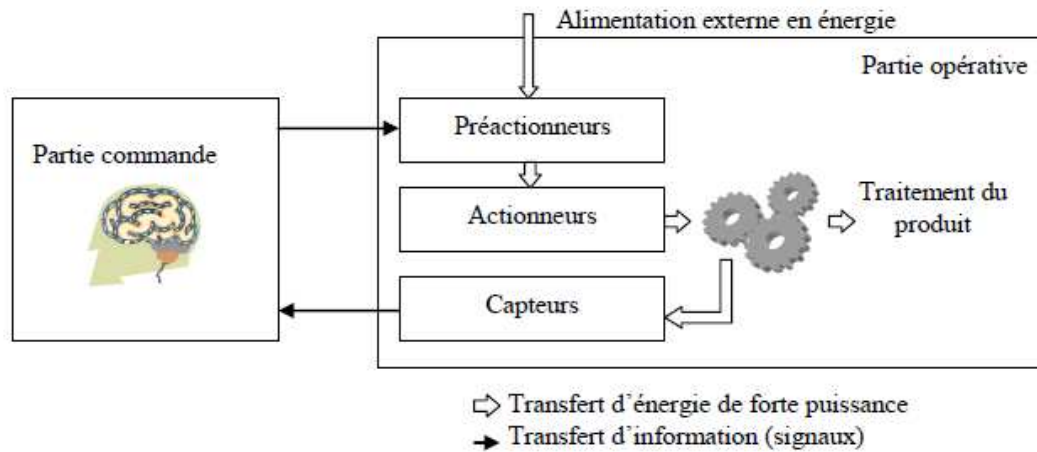


Figure.I.7. Découpage d'un système automatisé

L'ensemble du système automatisé effectue un traitement du produit. Le sous-ensemble de la partie opérative, qui exécute une opération élémentaire à partir du signal envoyé par la partie commande, correspond à une chaîne d'action. Le sous-ensemble mesurant une grandeur physique sur la partie opérative jusqu'au signal reçu par la partie commande correspond à une chaîne d'acquisition. [23]

VI. Décomposition en sous systèmes du processus de fraiseuse [20]

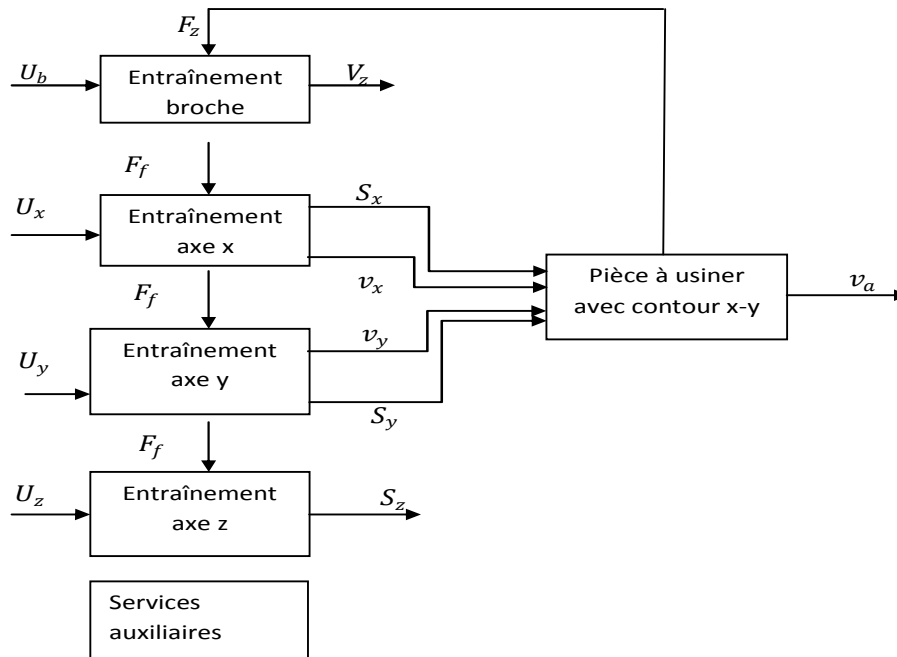


Figure.1.8. Décomposition en sous-système de processus fraiseuse

La décomposition en sous systèmes du processus de fraisage est représentée à la figure.I.8. Ce processus peut être décomposé en cinq sous-systèmes analogiques, à savoir : entraînement broche, entraînement axe x, entraînement axe y, entraînement axe z et pièce usiner à avec contour x-y. De plus, il y a un sous-système logique, à savoir : services auxiliaires.

Les systèmes analogiques peuvent être caractérisés par leur fonction et les signaux d'entrée, de sortie et de perturbation comme on le montrera par la suite.

Le sous-système entraînement broche contient le moteur entraînant la broche, l'engrenage et l'outil (fraise). Les signaux caractéristiques sont :

U_b : Tension d'alimentation variable du moteur d'entraînement de la broche (grandeur de commande) ;

V_z : Vitesse de coupe (grandeur de sortie) ;

F_z : Force de coupe (grandeur de perturbation, dépend du sous-système pièce à usiner avec contour x-y).

Le sous-système entraînement axe x comprend la table et son entraînement par le servomoteur, y compris la transmission mécanique. Les signaux mis en jeu sont :

U_x : Tension d'alimentation variable du servomoteur de l'axe x (grandeur de commande) ;

v_x : Vitesse de déplacement de l'axe x (grandeur de sortie) ;

S_x : Position de l'axe x (grandeur de sortie) ;

F_f : Force de frottement (grandeur de perturbation externe) ;

Le sous-système entraînement axe y est identique au sous-système entraînement axe x, à l'exception près que cet axe déplace le porte-broche et non pas la table.

Le sous-système entraînement axe z sert au positionnement de l'outil et il est composé du portique et du servomoteur avec la transmission mécanique correspondante. Comme signaux, on peut distinguer :

U_z : Tension d'alimentation variable du servomoteur de l'axe z (grandeur de commande) ;

S_z : Position de l'axe z (grandeur de sortie) ;

F_f : Force de frottement (grandeur de perturbation externe).

Le sous-système pièce à usiner avec contour x-y tient compte de la liaison entre les axes x et y formant un contour plan avec une certaine vitesse d'avancement.

Les signaux à prendre en considération sont :

v_x, v_y : Vitesse de déplacement des axes x et y (grandeur de commande) ;

S_x, S_y : Position des axes x et y (grandeurs de commande) ;

v_a : Vitesse d'avancement le long du contour (grandeur de sortie) ;

F_z : Force de coupe (grandeur d'interaction).

En ce qui concerne le sous-système services auxiliaires, il faut mentionner qu'il comprend le moteur de ventilation, les pompes pour l'huile de lubrification et de refroidissement etc. Les signaux d'entrée et de sortie ne sont pas représentés explicitement. Ils sont par exemple donnés par les signaux logiques servant à actionner les moteurs correspondants et par la signalisation du fonctionnement correct des services auxiliaires.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu sur l'usinage et spécialement le fraisage, en décrivant les différents éléments constitutifs d'une machine à fraiser, ainsi que ses diverses classifications. Une décomposition en sous-système de processus fraiseuse s'est imposée.

La difficulté lors de l'étude des entraînements provient de la grande diversité de leurs composants structurels (convertisseurs statiques, moteurs électriques, systèmes de commande, charges entraînées). Pour mieux cerner cette problématique, une classification et une analyse comparative des différentes parties du système d'entraînement seront effectuées dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Elaboration du système d'entraînement électrique

Introduction

Depuis que l'homme sait mettre au service de son imagination les objets qui l'entourent, il n'a cessé d'élever sa condition en créant d'innombrables procédés techniques de déplacement et de transformation de la matière d'œuvre.

Souvent, la maîtrise des mouvements est à la base de ces procédés : c'est le cas pour de nombreuses applications industrielles qui nécessitent un contrôle de vitesse et de position de ses actionneurs. Parmi ceux-ci, le moteur électrique est probablement le plus employé à ce jour [24].

Les moteurs électriques alimentés par des convertisseurs statiques d'énergies destinés à l'entraînement d'une charge mécanique sont des constituants d'un ensemble plus vaste dénommé entraînement électromécanique ou électrique. Les moyens permettant de formaliser et de modéliser ces chaînes d'énergie ont été associés à diverses formulations scientifiques.

La chaîne d'énergie présente dans les systèmes industriels est composée de différents éléments chargés d'assurer l'alimentation, la distribution, le transfert et de la conversion d'énergie. Cet ensemble constitue un entraînement électrique [25].

Dans ce chapitre nous allons déterminer ces divers éléments constituant le système d'entraînement de la fraiseuse.

I. Le dimensionnement du système

I.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 : réseau ou batterie ;
- La charge mécanique ;
- Le moteur ;
- Le convertisseur de puissance ;
- La commande.

I.2. L'alimentation électrique

La puissance disponible sur l'alimentation générale P_{AG} du système doit être de préférence très nettement supérieure à la puissance maximale P_a exigée par le système pour entraîner la charge mécanique ($P_{AG} \gg P_a$).

En revanche, la protection P_{alim} reliée directement au système doit être prévue pour une puissance à peine supérieure à la puissance maximale ($P_{alim} \geq P_a$).

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

I.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.

On cherche à obtenir un fonctionnement en régime stationnaire de vitesse. On a alors nécessairement :

$$C_u = C_r$$

I.4. Le moteur

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.

I.5. Le convertisseur

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).

I.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.

[26]

L'une des plus importantes décisions qu'il faut prendre c'est la sélection du moteur qui convient à l'entraînement électrique. La technologie a très avancé dans ce domaine et le choix devient multiple, mais chaque choix a des avantages bien précis limités par des inconvénients.

II. Le choix de l'entraînement électrique

En prenant en considération le système complet, c'est le moteur qui détermine les caractéristiques de l'entraînement électrique, l'énergie convertit ainsi que la commande. Il y a plusieurs possibilités du choix, mais la plupart ne satisfaits pas les caractéristiques demandées par les machines-outils qu'on peut citer ci-dessous :

- Caractéristique vitesse/couple ;
- Fonctionnement dans les quatre quadrants ;
- Production d'un couple de démarrage important ;
- Grande puissance à faible inertie ;
- Système à grande fiabilité [27].

Les trois principaux types de moteurs électriques utilisés dans l'industrie des machines sont :

- le moteur asynchrone, principalement pour les fonctions d'arrachement de matière pour les machines-outils;
- le moteur à courant continu pour les commandes d'axes, le positionnement et les fonctions de mesures. Pour des raisons de fiabilité, d'entretien et de durée de vie, le moteur à courant continu sans collecteur est peu à peu remplacé par le moteur synchrone;
- le moteur synchrone autocommuté ou à courant continu sans collecteur pour les fonctions de commande d'axes et le moteur pas à pas pour des fonctions de positionnement en circuit ouvert, dans les domaines de la machine-outil, de l'automate et de la robotique [28].

II.1. Moteur asynchrone

Le moteur asynchrone, appelé aussi moteur à induction est caractérisé par une construction mécanique simple et robuste, c'est le plus simple des moteurs électriques, donc le plus économique à l'achat. C'est aussi le plus répandu (80% des moteurs utilisés en machine) dans une gamme de puissance allant de 10W à 25 MW. Le plus souvent, sa vitesse de rotation est de 1450 tr/min, mais d'autres vitesses nominales sont disponibles, en fonction des utilisations. Dans le domaine des entraînements industriels à vitesse variable, en fait de plus en plus souvent appel à ce type de moteur. Il présente un bon rapport de couple/volume [29].

La vitesse du moteur est ajustée à l'aide d'un convertisseur électronique, pour que la vitesse de coupe souhaitée V_z puisse être atteinte quel que soit le diamètre d de l'outil, dans la plage donnée. Le moteur asynchrone, utilisé en survitesse, présente exactement la

caractéristique de charge à puissance constante qui convient, à condition qu'il soit alimenté par un variateur de fréquence [30].

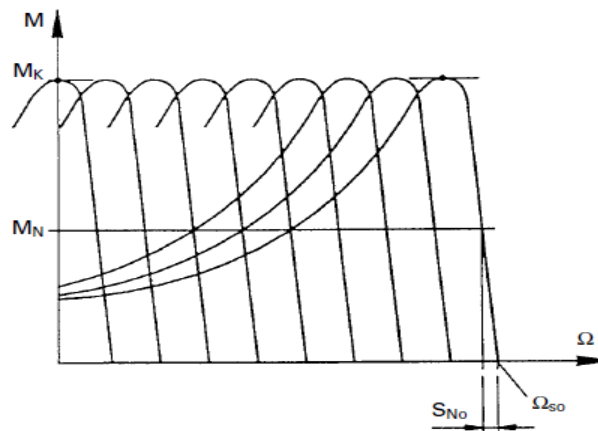


Figure.II.1. Caractéristique de couple d'un moteur asynchrone à fréquence variable.

II.2. Moteur à courant continu

Les moteurs à courant continu à excitation séparée sont encore quelquefois utilisés pour l'entraînement à vitesse variable des machines. Très faciles à miniaturiser, ils s'imposent dans les très faibles puissances et les faibles tensions. Ils se prêtent également fort bien, jusqu'à des puissances importantes (plusieurs mégawatts), à la variation de vitesse avec des technologies électroniques simples et peu onéreuses pour des performances élevées.

Leurs caractéristiques permettent également une régulation précise du couple, en moteur ou en générateur. Leur vitesse de rotation nominale, indépendante de la fréquence du réseau, est aisément adaptable par construction à toutes les applications. Ils sont en revanche moins robustes que les moteurs asynchrones et beaucoup plus chers, tant en coût matériel qu'en maintenance, car ils nécessitent un entretien régulier du collecteur et des balais [31].

Le moteur à courant continu à aimant permanent devient très intéressant dès que l'on souhaite faire de la vitesse variable : il suffit alors de l'alimenter avec une tension continue réglable, la vitesse étant proportionnelle à cette tension. La linéarité de ses caractéristiques fait que la conception d'un asservissement de vitesse ou de position devient relativement simple. La puissance de ces moteurs est limitée à quelques kW. Entre 100W et 10KW ils sont encore utilisés sur d'anciens modèles de machines-outils et autres machines de production, avec un variateur électronique de tension ou un servo-amplificateur [29, 32].

On peut citer :

- Moteur DC à aimant permanent commandés avec MLI ou des systèmes d'entraînements linéaires.
- Moteur brushless (DC aimant permanent) alimenté en sinusoïdal ou trapézoïdal [27].

II.3. Moteur synchrone

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont très utilisés sur les machines-outils et sur les machines de production. Ils fournissent des performances très élevées dans des conditions d'environnement difficiles.

Un entraînement avec moteur sans balais comprend :

- Un moteur à aimants permanents (appelé servomoteur à aimants, moteur autosynchrone, moteur sans balais ou moteur brushless).
- Un capteur de commande d'axe :
 - Soit de type capteur de position de rotor et mesure de vitesse par alternateur tachymétrique, pour une commande en onde « trapèze » ;
 - Soit de type résolveur pour une commande en onde « sinus » (le plus utilisé).
- Un servo-amplificateur (variateur) comprenant :
 - Une alimentation (redressement triphasé) ;
 - Un module de freinage avec récupération d'énergie sur une résistance ;
 - Une commande de moteur en onde « trapèze » ou en onde « sinus » [33].

Dans le domaine des servo-entraînements à vitesse variable de hautes précisions dynamiques, la machine synchrone autopilotée est de plus en plus utilisée dans plusieurs secteurs industriels. Pour les servo-entraînements, le moteur synchrone est principalement à excitation constante à l'aide d'aimants permanents en terres rares, voire en ferrite pour des moteurs moins performants mais plus économiques. Dans ce domaine d'application, les puissances en jeu vont de quelques centaines de watts à quelques dizaines de kilowatts. Pour des grandes puissances, quelques centaines de kilowatts à quelques mégawatts, où les exigences dynamiques sont moins élevées, les moteurs synchrones sont équipés d'un circuit d'excitation qui remplace les aimants permanents ou alors les machines asynchrones sont parfois préférées.

Cependant, il convient de souligner que les machines à aimants montent de plus en plus en puissance et dans les études les plus récentes le mégawatt est approché.

La machine synchrone bénéficie d'un avantage déterminant par rapport au moteur à courant continu, à savoir l'absence de contacts glissants (collecteur + balais). Cela, permet d'augmenter la vitesse ainsi que la fiabilité et la robustesse de l'actionneur, tout en réduisant les opérations de maintenance. De plus, il n'y a pas de production d'étincelles, ce qui augmente les domaines d'utilisation. Puisque le flux d'induction est produit par des aimants permanents. [34]

II.4. Moteurs linéaires

Cette technologie offre par rapport aux actionneurs conventionnels (moteur synchrone, moteur asynchrone et moteur à courant continu) certains avantages, notamment pour l'usage à grande vitesse. Les machines deviennent ainsi plus dynamiques, plus précises et plus productives. Par rapport à des systèmes de vis à billes, les restrictions concernant la longueur des axes sont moins contraignantes, on atteint ainsi des longueurs d'axes allant jusqu'à

plusieurs dizaines de mètres (<50 m) ; la vitesse multipliée par un coefficient proche de 2 (vitesse maximum constructeur <120m/min) et les accélérations sont supérieures (accélération maximum constructeur <20 m/s²). Par ailleurs, on obtient des moteurs linéaires d'une plus grande précision ou résolution de positionnement. La réduction du nombre d'éléments dans la chaîne cinématique entraîne une meilleure fiabilité et par voie de conséquence une maintenance moins couteuse. Une plus grande fiabilité et un accroissement de la durée de vie, de même que leur flexibilité et leur souplesse, offrent la possibilité de monter plusieurs parties mobiles sur un seul axe.

Malgré ces avantages, cette technologie ne domine pas le marché des centres d'usinages UGV car elle a des contraintes fortes en termes de :

- Sécurité par rapport aux champs magnétiques ouverts ;
- Rendement et échauffement ;
- Poussée limitée qui oblige à multiplier les motorisations pour un même axe [35].

II.5. Les moteurs pas à pas

Les moteurs pas à pas ont la même structure que les moteurs synchrones. En générale, ils fonctionnent en boucle ouverte de position. Ils tournent de façon discontinue, entre des positions discrètes. On distingue trois familles de moteurs pas à pas : à aimants permanents, à réluctances variable et hybrides. A dimensions identiques, les moteurs pas à pas sont moins couteux et plus simples à utiliser que les servomoteurs. Ils présentent les avantages suivants : fonctionnement en boucle ouverte, couple élevé à basse vitesse, maintenance aisée (pas de balais), solidité et usage dans tout environnement, précision élevée dans la commande du positionnement, mise au point inutile. Par contre, ils ont les inconvénients suivants : faible performances à basse vitesse (même en micro-pas), consommation du courant élevée quelle que soit la charge, tailles disponibles limitées, bruit important, diminution du couple avec la vitesse, mais surtout ils présentent un risque de calage ou de perte de position quand il fonctionne en boucle ouverte. [36]

III. Schéma fonctionnel du système choisi pour l'entraînement de la broche

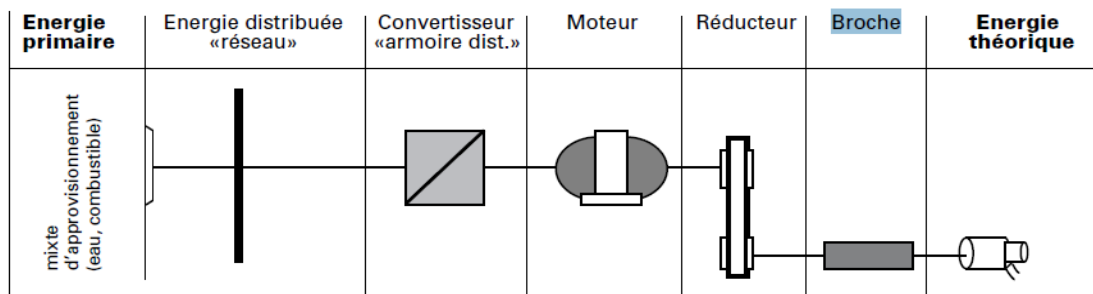


Figure.I.2. Schéma fonctionnel de l'entraînement de la broche

La machine choisie pour l'entraînement électrique de la broche est un moteur asynchrone à cage d'écureuil.

IV. Calcul des paramètres de coupe (voir l'annexe B.I) [37 - 39]

Type d'instrument : fraise à disque

Diamètre de la fraise : $d = 60$ mm

Nombre de dents de la fraise : $z = 11$

Profondeur de fraisage : $t = 10$ mm

Avancement sur dent de la fraise $s = 0,2$ mm

Largeur de fraisage : $B = 20$ mm

IV.1. Calcul de la vitesse normative de coupe

Chemin parcouru en une minute par un point de l'arête tranchante d'une dent.

$$V_Z = \frac{C_v \cdot d^q}{T^m \cdot s^{yv} \cdot t^{xy} \cdot B^k \cdot z^n} \text{ m/min}$$

V_Z : Vitesse de coupe.

C_v : Coefficient dépendant du matériau à usiner (acier doux), des types de fraisage et de traitement, $C_v = 160$

d : Diamètre de la fraise.

T : Endurance de la fraiseuse, $T = 180$

q, m, yv, xv, k, n : Exposants dépendants des propriétés du matériau à traiter on prend :

$$q = 0.5 ; m = 0.2 ; yv = 0.4 ; xv = 0.33 ; k = 0.3 ; n = 0.1$$

IV.2. Vitesse de rotation de l'instrument (nombre de tours par minutes)

$$n_i = \frac{1000 \cdot V_Z}{\pi \cdot d}$$

n_i : représente la vitesse de rotation la plus rapprochée offerte par la fraiseuse, on peut la déterminer aussi à partir de l'abaque de l'annexe A. [40, 41].

IV.3. Avancement par minute

$$S_M = s \cdot z \cdot n_i$$

z : Nombre de dents de la fraise. ($z = 11$)

s : Avancement sur la dent de la fraise ($s = 0,2$ mm)

IV.4. Effort de coupe (forces tangentielles)

$$F_Z = 9.81. C_F. t^{x_F} S^{y_F}. z. d^i$$

C_F : Coefficient dépendant du matériau à travailler et type d'usinage, $C_F = 280$.

x_F, y_F, i : Exposants dépendants des propriétés du matériau à traiter on prend : $x_F = 0.6$;

$y_F = 0.74$; $i = -1$

IV.5. Calcul des temps pour chaque portion de l'usinage du matériau

- Temps de rapidité de course du matériau vers l'outil de coupe

$$l_1 = 360 \text{ mm}$$

$$t_1 = \frac{l_1}{8000}$$

- Temps technologique de fraisage

$$t_2 = \frac{L_2 + l_3 + l_4}{S_M}$$

- Temps de rapidité de retrait du matériau

$$t_3 = \frac{l_1 + L_2 + l_3 + l_4}{8000}$$

- Temps d'usinage sommaire

$$t_\Sigma = t_1 + t_2 + t_3$$

Le tracé des différents diagrammes est fait à l'aide de logiciel mathématique « origine 9 ».

IV.6. Diagramme de fraisage

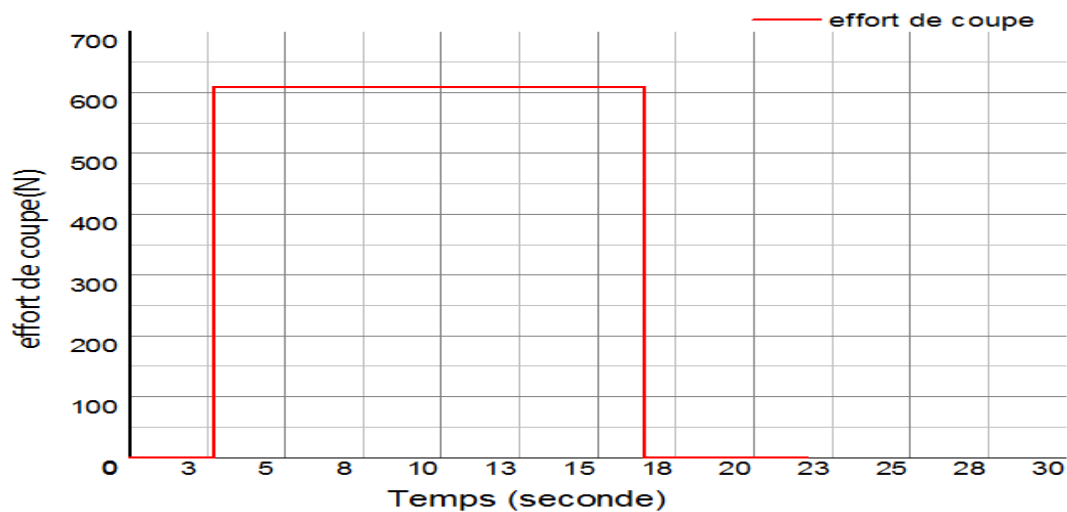


Figure.II.3. Effort de coupe en fonction du temps

IV.7. Diagramme de vitesse de rotation de l'instrument

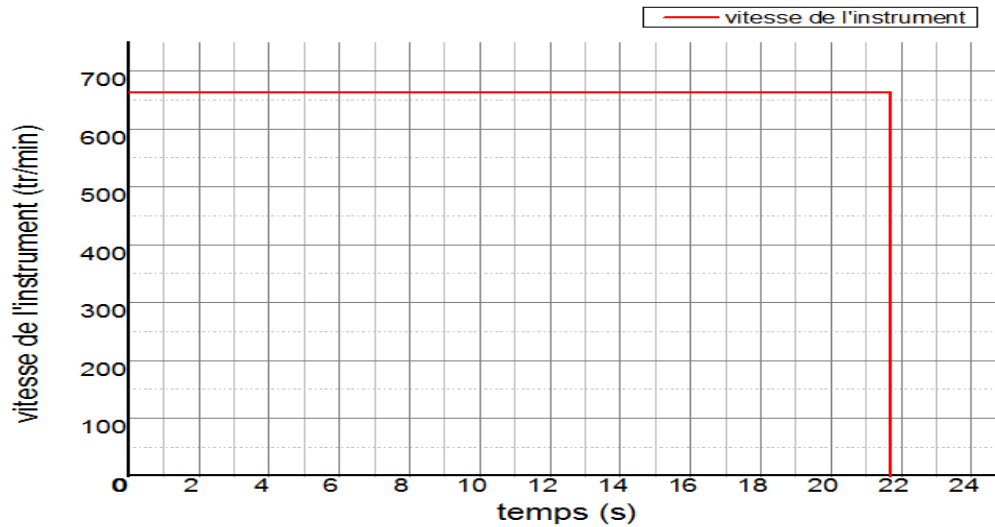


Figure.II.4. Vitesse de l'instrument en fonction du temps

V. Choix préliminaire du moteur

V.1. Puissance de coupe

$$P_Z = \frac{F_Z \cdot V_Z}{60}$$

V.2. Puissance de charge

$$P_c = \frac{K \cdot P_Z}{\eta_n}$$

η_n : Rendement de transmission mécanique, $\eta_n = 0.88$

K : Coefficient de réserve en puissance, $K = 1.3$

V.3. Choix de la vitesse et gabarit du moteur

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. On choisit la puissance suivante :

$$P_{mot} \geq P_c$$

Les paramètres du moteur (4AB2P160M4PB) choisis sont : [42]

$$P_n = 4 \text{ kw}, n = 2870 \text{ tr/min}, \cos \varphi = 0.83, C_{max} = 2C, g_{cr} = 0.22$$

VI. Calcul des paramètres de l'entraînement électrique mouvement de coupe (voir annexe B.II)

❖ **Vitesse angulaire de rotation**

$$\omega_n = \frac{2\pi}{60} n$$

❖ **Couple nominal**

$$C = \frac{P_n}{\omega_n}$$

❖ **Réducteur**

$$j_{red} = \frac{n}{n_{max.d}}$$

VI.1. Construction des diagrammes de charge de l'EE

❖ **Couple dynamique**

$$C_{dyn} = J_{\Sigma} \cdot \varepsilon$$

$$\varepsilon = 600 \text{ rd/s}^2; \delta = 0.1$$

❖ **Inertie sommaire**

$$J_{mot} = 0.0056 \text{ Kg. m}^2$$

$$J_d = 10^{-5} \text{ Kg. m}^2$$

$$J_{\Sigma} = (1 + \delta) J_{mot} + \frac{J_d}{j_{red}^2}$$

❖ **Couple à vide**

$$C_{\sim} = 0.6 \frac{1-\eta}{\eta} C$$

❖ **Couple magnétique du moteur lors du fraisage**

$$C_f = \frac{F_z \cdot d}{2 \cdot j_{red} \cdot \eta}$$

❖ **Vitesse de rotation du rotor**

$$\omega = \frac{\pi \cdot n_i}{30} j_{red}$$

VI.2. Calcul des couples et temps pour chaque portion de fonctionnement de l'entraînement électrique

❖ Démarrage

$$C_1 = C_{\sim} + C_{dyn}$$

$$t_1 = \frac{\omega}{\varepsilon}$$

❖ Amenée accélérée du matériau à usiner

$$C_2 = C_{\sim}$$

$$t_2 = \frac{l_1}{8000} + \frac{l_2}{S_M} - t_1$$

❖ Couple de fraisage de la pièce

$$C_3 = C_f$$

$$t_3 = \frac{l_3}{S_M}$$

❖ Retrait accéléré de la pièce

$$C_4 = C_{\sim}$$

$$t_4 = \frac{l_1+l_2+l_3+l_4}{8000} + \frac{l_4}{S_M}$$

❖ Freinage de l'entraînement électrique

$$C_5 = C_{\sim} - C_{dyn}$$

$$t_5 = \frac{\omega}{\varepsilon}$$

VI.3. Diagramme des couples

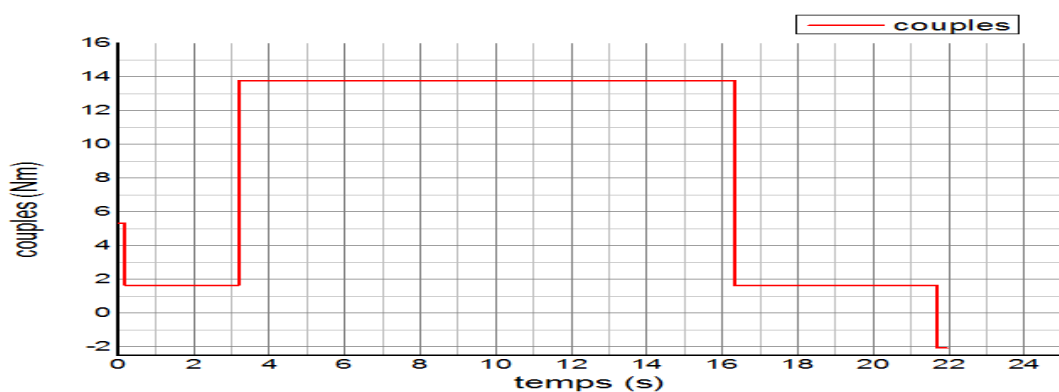


Figure.II.5. Couple de fraisage en fonction du temps

VI.4. Diagramme de vitesse

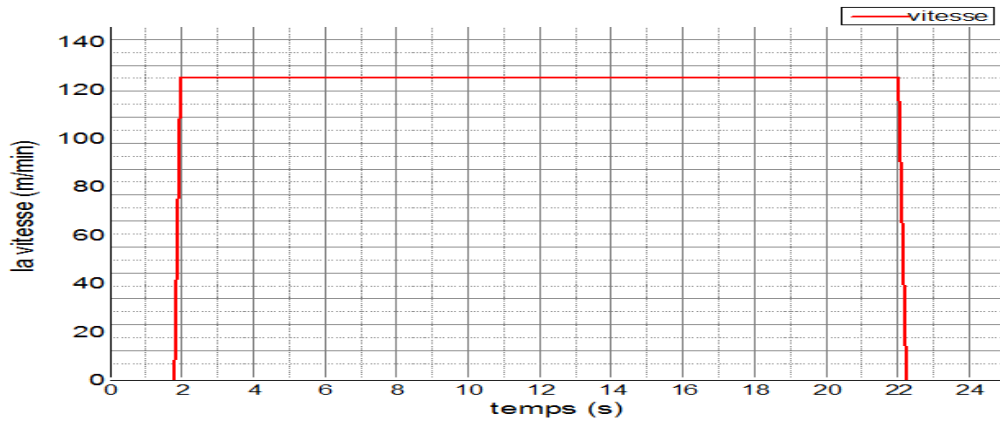


Figure II.6. Vitesse de coupe en fonction du temps

VI.5. Diagramme de puissance

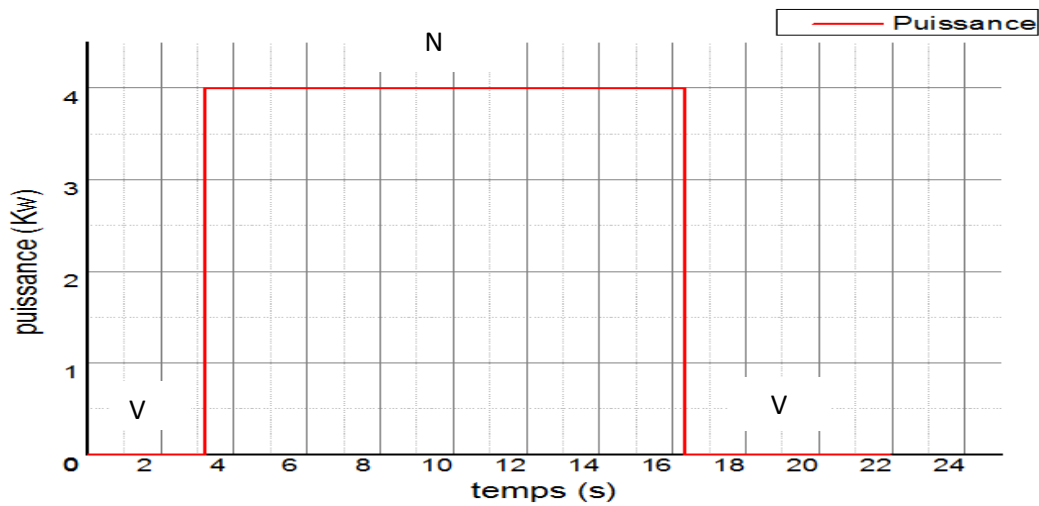


Figure II.7. Puissance de coupe en fonction du temps

Service intermittent

V : fonctionnement à vide

N : fonctionnement nominal

VI.6. Couple équivalent thermique

$$C_{eq} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n C_i^2 \cdot t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}}$$

❖ Couple nominale

$$\omega_n = \frac{n \cdot 2 \cdot \pi}{60}$$

$$C = \frac{P_n}{\omega_n}$$

$$C > C_{eq}$$

$$C_{max} = 13 < C_{adm} = 2 * 0.9^2 * C = 2 * 0.9^2 * 13.3 = 21.59 N.m$$

VII. Réglage de vitesse pour moteur asynchrone

VII.1. Choix d'alimentation

Le réglage de vitesse de la machine asynchrone est donc obtenu en agissant sur le couple qu'elle produit, soit, si l'on se réfère à son expression : le nombre de paires de pôles, la tension d'alimentation de la machine, le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine.

- ❖ Réglage par variation du nombre de paires de pôles

Ceci donnant une variation non continue de la vitesse, ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré.

- ❖ Réglage par variation de tension

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un **gradateur triphasé**. [43]

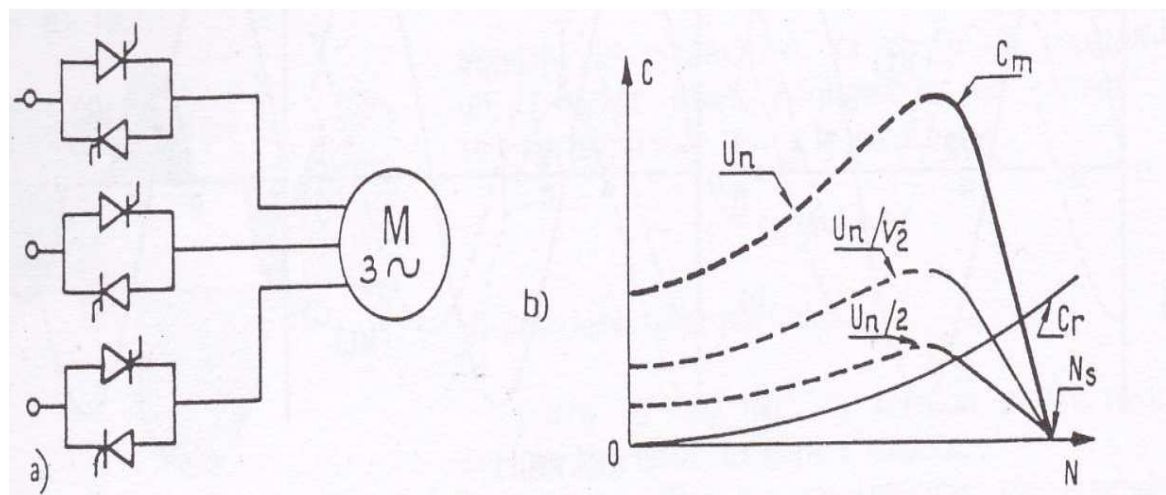


Figure.II.8. Gradateur triphasé

Avec les moteurs asynchrones comme avec la plupart des autres récepteurs, on réalise des gradateurs triphasés (figure.II.8.a) en disposant sur chaque phase un gradateur

monophasé. Comme le couple d'un moteur asynchrone est proportionnel au carré de la tension, qui lui est appliquée, il est possible de représenter, à l'avance, une famille de caractéristiques mécaniques correspondant à différentes valeurs de cette tension (figure.II.8.b).

Si l'on représente sur ce même graphe (figure.II.8.b) la caractéristique de la machine entraînée $C = f(N)$, on constate que la vitesse du groupe diminue quand on réduit la tension appliquée. Ce mode de réglage est très satisfaisant du point de vue économique car son rendement est excellent. Sur le plan technique, en revanche, ses performances sont peu satisfaisantes. En effet il n'est utilisable que pour l'entraînement de charges dont le couple croît assez vite avec la vitesse. De plus, même avec ce type d'entraînement, la marge de variation de vitesse demeure faible car les caractéristiques sont concourantes dans leur partie utile. A ce sujet ; il est bon de rappeler qu'un bon réglage de vitesse est réalisé avec des caractéristiques qui se déplacent parallèlement à la caractéristique d'origine. [44]

❖ Réglage par action sur le glissement

L'utilisation de résistances rotorique permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la **cascade hyposynchrone** réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné. [43]

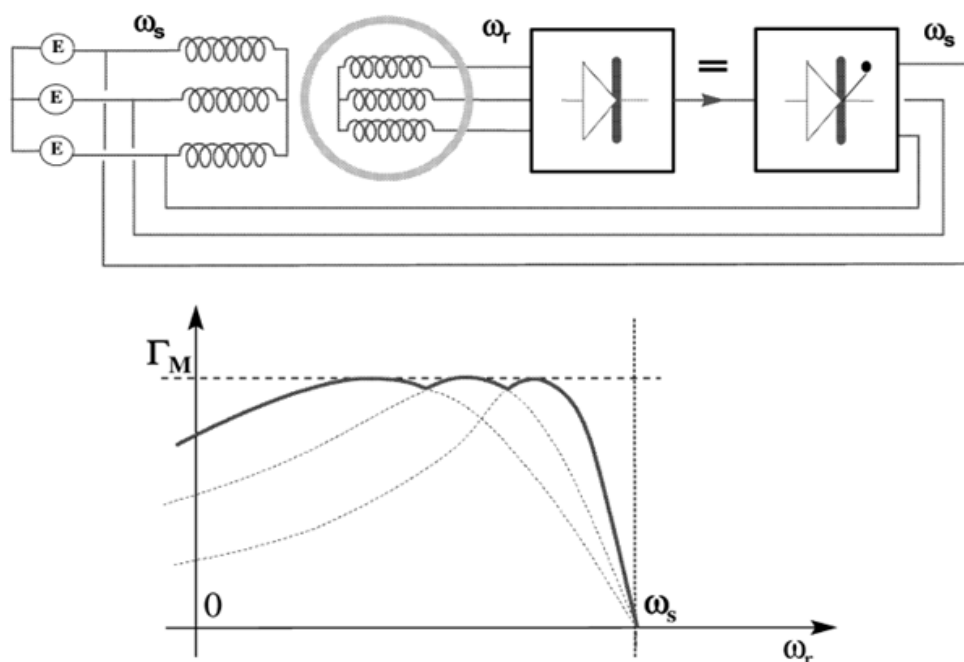


Figure.II.9. Cascade hyposynchrone

La cascade hyposynchrone est un montage où l'on provoque volontairement un glissement important du moteur asynchrone, car l'on récupère l'essentiel des pertes rotoriques au moyen d'un montage particulier. Dans ce dernier, les courants rotoriques sont d'abord redressés puis ré-ondulés à la fréquence du réseau et renvoyés sur celui-ci. Le bilan

énergétique global de ce montage est donc bon, et s'approche de celui du moteur seul dans ses conditions normales d'exploitation (glissement et charge nominaux).

Sur le plan de l'électronique mise en jeu, il est d'une complexité équivalente au montage avec onduleur de tension au stator, encore qu'ici le dimensionnement des convertisseurs soit un peu inférieur. Son inconvénient serait plutôt de nécessiter un moteur de construction plus complexe (à rotor bobiné), c'est-à-dire plus coûteux et éventuellement plus fragile. [45]

❖ Réglage par variation de fréquence

La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statoriques, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable ce sont les **onduleurs de tension**. [44]

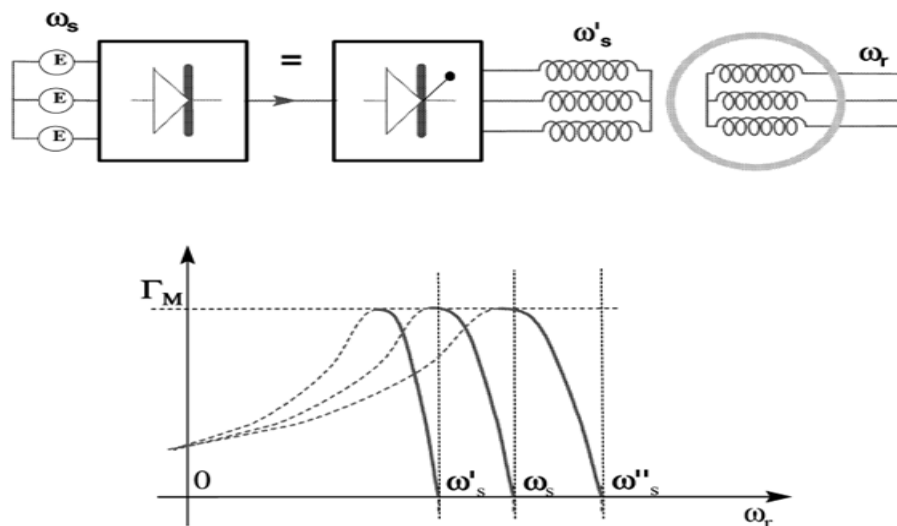


Figure.II.10. Onduleurs de tension

L'alimentation par onduleur de tension permet, en faisant varier la fréquence au stator, de maintenir sur toute une gamme de vitesses de fonctionnement un bon rendement et un couple élevé. Il procure une grande souplesse de la commande. En contrepartie, il impose d'avoir deux convertisseurs successifs (un pont redresseur pour redresser le courant du secteur, puis l'onduleur proprement dit). [45]

On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les **Onduleurs de courant ou commutateurs de courant**. [43]

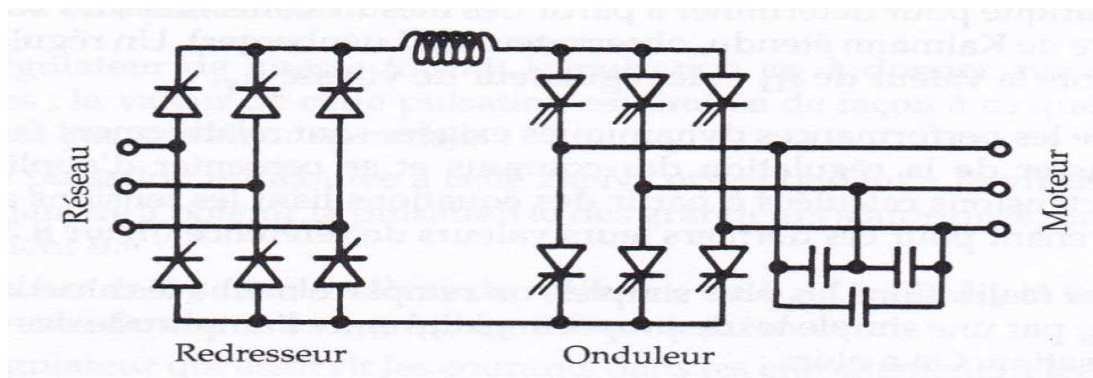


Figure.II.11. Onduleur de courant

Ce montage représente un double intérêt car, il suffit d'alimenter l'onduleur par un redresseur commandé pour obtenir la réversibilité fonctionnelle, puisque l'inversion du sens d'écoulement de la puissance s'obtient en inversant la tension dans le circuit à courant continu et non plus le courant. Les condensateurs permettent d'obtenir des courants dans le moteur et des tensions à ses bornes quasi sinusoïdaux. En effet, ils empêchent les brusques variations de la tension aux bornes de la machine et offrent aux courants harmoniques présents à la sortie de l'onduleur un trajet de faible impédance. Pour ce qui est de réglage de la vitesse, on peut utiliser la stratégie de commande qui consiste à agir sur les composantes I_{1x} et I_{1y} du courant statorique pour régler le flux et le couple. [46]

Outre, ces convertisseurs ont l'avantage d'utiliser moins de thyristors que les cycloconvertisseurs, d'où un encombrement, un poids et un coût moindre. Par ailleurs, ils polluent moins le réseau en termes d'harmoniques. De plus, les fréquences des harmoniques injectées aux réseaux sont proportionnelles à la fréquence fixe du réseau et donc facilement identifiables et filtrables. Son inconvénient réside notamment, dans les ondulations du couple à basse vitesse, qui peuvent être réduites via un lissage actif du couple. [47]

On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un **cycloconvertisseurs** à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement. Ce dernier est un appareil statique qui permet de transformer une alimentation triphasée de fréquence donnée en une alimentation triphasée de tension réglable et de fréquence plus faible.

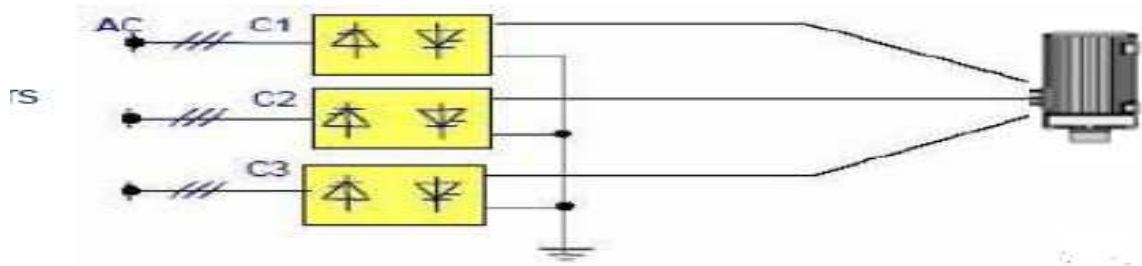


Figure.II.12. Cycloconvertisseur

Cet appareil présente des propriétés analogues au changeur de fréquence redresseur-onduleur. Il présente l'avantage d'effectuer directement le changement de fréquence sans avoir besoin de passer par l'intermédiaire du courant continu. Dans le cas d'une alimentation monophasée, l'appareil comporte deux ponts de Graëtz à thyristors montés en antiparallèles. Pour une alimentation triphasée, l'appareil comporte trois ponts de Graëtz à thyristors (figure.II.12) [44].

L'avantage des machines alimentées par des cycloconvertisseurs est leur fort couple à basse vitesse avec de faibles pulsations de couple côté moteur et une excellente performance dynamique en couple et vitesse. Ce type de convertisseur est toutefois plus contraignant, puisqu'il a, entre autres, l'inconvénient d'envoyer vers le réseau, des harmoniques de fréquences variables difficilement filtrables [47].

VII.2. Choix de composants

Dans l'état actuel de la technologie, les principaux composants utilisés dans les convertisseurs sont les transistors MOSFET, les transistors IGBT, et les GTO, par ordre croissant de puissance commutable et décroissant de fréquence.

Les GTO ont la particularité de commuter de très fortes puissances. Toutefois, les performances dynamiques sont faibles, un circuit d'aide à la commutation (CALC) est nécessaire pour atténuer les surtensions et les surintensités. La position dominante des GTO dans les applications de fortes puissances est rattrapée par celle des IGBT qui présentent entre autres, une fréquence de commutation élevée et ne nécessitent pas de circuit d'aide à la commutation.

Cependant les pertes par conduction sont plus importantes. Les IGBT ont fait l'objet d'incessantes améliorations, pour exemple, on trouve dans le marché des IGBT bloquant des tensions de 3.3kV et admettant des courants de passage de 1200A [47].

Sur la base de l'étude précédente, le convertisseur choisi est présenté sur la figure.II.13.

$$I_{nconv} \geq I_{e.max}$$

$$U_{entrconv} \geq U_{max}$$

Où :

I_{nconv} : Valeur nominale du courant du convertisseur.

$U_{entrconv}$: Tension d'entrée du convertisseur.

Les paramètres du moteur (4AB2P160M4PB) sont :

$$P_n = 4 \text{ kw}, \quad n = 2870 \text{ tr/min}, \quad \cos \varphi = 0.83, \quad C_{max} = 2C_n, \quad g_{cr} = 0.22, \quad g = 0.23, \quad U = 380 \text{ V}, \quad R_2' = 1.14 \Omega$$

VII.3. Calcul des valeurs limites des paramètres de convertisseur (voir l'annexe B.III)

VII.3.1. Le courant nominal

$$I_n = \frac{P_n}{3U_{ph.n}\eta.\cos \varphi}$$

VII.3.2. Le courant à vide

$$I_0 = I_n \left(\sin \varphi - \frac{g}{g_{cr}} \cos \varphi \right)$$

VII.3.3. Module de la rigidité (raideur) des caractéristiques fréquentielles

$$\omega_0 = 351 \text{ rad/s}$$

$$C = 13.33 \text{ N}$$

$$\beta = \frac{\delta C}{\delta \omega} = \frac{C}{\omega_0 - \omega_n}$$

VII.3.4. Ecart de la vitesse angulaire par rapport à celle à vide à $C_{mot} = C_{rmax}$

C_{rmax} : Couple résistant maximal

$$C_{rmax} = 13.75 \text{ N}$$

$$\Delta \omega_1 = \frac{C_{rmax}}{\beta}$$

VII.3.5. Valeur de maximale de courant rotorique en échauffement

$$I_{2'emax} = \sqrt{\frac{C_{rmax} \cdot \Delta \omega_1}{3 \cdot R_2'}}$$

VII.3.6. Valeur maximale équivalente de courant en échauffement

$$I_{emax} = \sqrt{I_0^2 + I_{2\,emax}^2}$$

VII.4. Calcul du circuit de puissance (voir l'annexe.B.IV)

La valeur maximale du courant I_{max} de la charge instantanée du convertisseur est déterminée pour la valeur maximale du couple.

- Nombre de phase de convertisseur : 3
- Fréquence maximale de sortie : 50 Hz

Conditions du choix du convertisseur de fréquence en courant et en tension sont :

$$I_{nconv.f} \geq I_{emax}$$

$I_{nconv.f}$: Courant nominal de convertisseur de fréquence.

$$U_{enconv.f} \geq U_{max}$$

$U_{enconv.f}$: Tension d'entrée du convertisseur de fréquence.

On peut opter conformément aux paramètres calculés pour un convertisseur (variateur) de fréquence « micromastervector » de la société « siemens » destiné pour le fonctionnement avec un moteur asynchrone de la gamme de puissance (0.12 à 7.5) Kw.

VII.4.1. Paramètres principaux [53]

Tension d'entrée : (400 à 500) V

Courant nominal : 9.2A

Surcharge admissible en courant pendant 60 s est de 150%

Fréquence d'entrée (47 à 63) Hz

Rendement du convertisseur 97%

$\cos \varphi_n$: 0.7

Mode de freinage : freinage dynamique

Poids 4.8 Kg

L'énergie dégagé par le moteur doit être dissipée dans une résistance externe de freinage, ce qui améliore le freinage, cette résistance dit être $> 85 \Omega$ (pour un convertisseur triphasé de tension de sortie 400 V).

VII.4.2. Calcul de la résistance de freinage R_f

$$U_1 = \frac{U_s}{\sqrt{3}}$$

$$U_c = U_1 * K_{sch}$$

VII.4.3. La puissance dissipée

$$P_{dis} = C_{dyn} * \omega_0$$

$$R_f = \frac{U_c^2}{P_{dis}}$$

U_c : Tension instantanée

P_{dis} : Puissance dissipée

K_{sch} : Coefficient de schéma (pour un schéma triphasé $K_{sch} = 2.34$).

On prend $R_f = 240 \Omega$ (valeur standard).

Conclusion

Dans ce chapitre la définition des paramètres de l'entraînement électrique nous a permis la construire des diagrammes de charge et la génération du mouvement de coupe. Nous avons mis l'accent sur les différents sous-systèmes constituant notre système d'entraînement électrique (moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension). La modélisation et la commande de l'ensemble du système sera le siège du troisième chapitre.

Chapitre III

Modélisation et commande de l'entraînement électrique

Introduction

Dans le but d'usiner des pièces avec une précision suffisante, le moteur d'entraînement de l'axe rotatif, en regard des autres axes de la machine, doit être à la fois plus rapide et plus précis. Afin d'évaluer les performances visées, on doit élaborer la modélisation du système électromécanique; qui nous permet par la suite de proposer une structure de commande.

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, [54].

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, [55].

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

I. Modélisation du moteur asynchrone

I.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 ;
- 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 :

$$\begin{bmatrix} U_{1a} \\ U_{1b} \\ U_{1c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{1a} \\ \psi_{1b} \\ \psi_{1c} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} U'_{2a} \\ U'_{2b} \\ U'_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_2 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{2a} \\ i'_{2b} \\ i'_{2c} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi'_{2a} \\ \psi'_{2b} \\ \psi'_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

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.III.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.

$$\begin{bmatrix} \psi_{1a} \\ \psi_{1b} \\ \psi_{1c} \\ \psi'_{2a} \\ \psi'_{2b} \\ \psi'_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 & M_1 & M_1 & M'_1 & M'_3 & M'_2 \\ M_1 & l_1 & M_1 & M'_2 & M'_1 & M'_3 \\ M_1 & M_1 & l_1 & M'_3 & M'_2 & M'_1 \\ M'_1 & M'_2 & M'_3 & l'_2 & M''_2 & M''_2 \\ M'_3 & M'_1 & M'_2 & M''_2 & l'_2 & M''_2 \\ M'_2 & M'_3 & M'_1 & M''_2 & M''_2 & l'_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i'_{2a} \\ i'_{2b} \\ i'_{2c} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

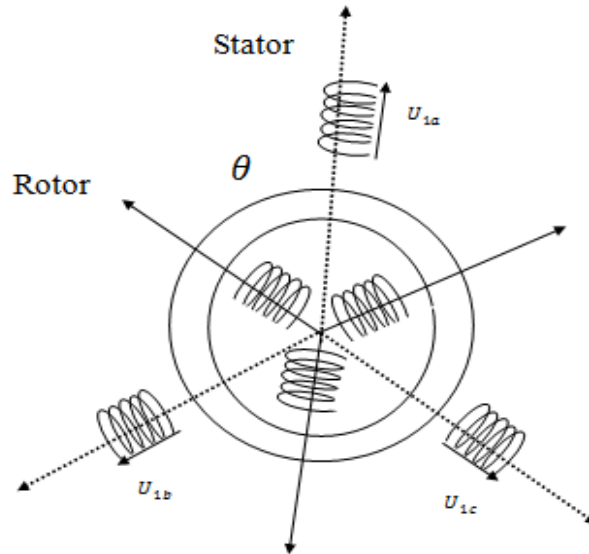


Figure III.1. Machine asynchrone modélisée

Avec :

$$\begin{cases} M'_1 = M' \cos \theta \\ M'_2 = M' \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M'_3 = M' \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.4)$$

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 :

$$\begin{bmatrix} \phi_{Sabc} \\ \phi'_{Rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_1] & [L_{12}] \\ [L_{21}] & [L_2] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1abc} \\ i'_{2abc} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Avec la matrice des inductances statorique $[L_1]$

$$[L_1] = \begin{bmatrix} l_1 & M_1 & M_1 \\ M_1 & l_1 & M_1 \\ M_1 & M_1 & l_1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

La matrice des inductances rotoriques $[L_2]$

$$[L_2] = \begin{bmatrix} l'_2 & M''_2 & M''_2 \\ M''_2 & l'_2 & M''_2 \\ M''_2 & M''_2 & l'_2 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

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

$$[L_{12}] = [L_{21}]^T = M' \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

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

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0, \text{ et } i'_{2a} + i'_{2b} + i'_{2c} = 0 \quad (3.9)$$

Qui permettent par regroupement de termes d'écrire :

$$[L_1] = L_1[I_3], \text{ et } [L_2] = L_2[I_3]. \quad (3.10)$$

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

$$L_1 = L_{12} + L_{\sigma 1} \text{ et } L_2 = L_{12} + L_{\sigma 2}. \quad (3.11)$$

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

On obtient finalement :

$$\begin{aligned} [U_{1abc}] &= [R_1][i_{1abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_1][i_{1abc}] + [L_{12}][i'_{2abc}] \} \\ [U_{2abc}] &= [R_2][i'_{2abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_2][i'_{2abc}] + [L_{12}][i_{1abc}] \} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C = P_p [i_{1a} \quad i_{1b} \quad i_{1c}] \frac{d}{d\theta} [L_{12}] \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Où P_p est le nombre de paire de pôles.

I.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} .

$$\bar{X}_{(S)} = X_\alpha + jX_\beta \quad (3.14)$$

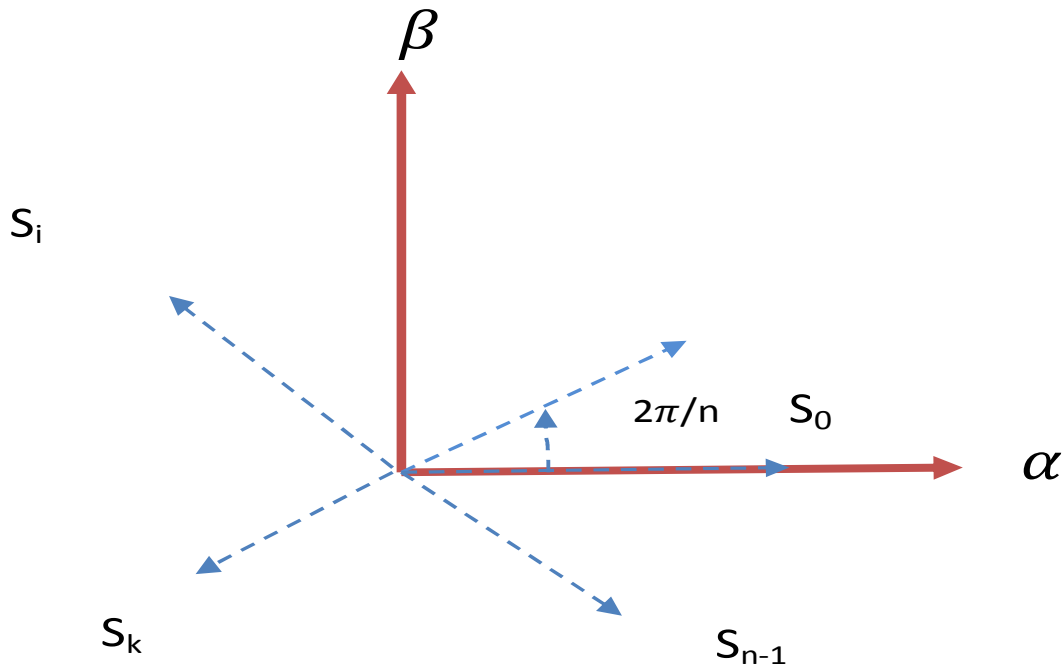


Figure III.2. Projection des axes magnétiques dans les axes α, β .

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

$$\begin{cases}
 U_{1\alpha} = R_1 I_{1\alpha} + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} \\
 U_{1\beta} = R_1 I_{1\beta} + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} \\
 0 = U_{2\alpha} = R_2 I_{2\alpha} + \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \psi_{2\beta} \\
 0 = U_{2\beta} = R_2 I_{2\beta} + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \psi_{2\alpha}
 \end{cases}$$

$$C = P_p L_{12} [I_{2\alpha} I_{1\beta} - I_{2\beta} I_{1\alpha}] \quad (3.15)$$

$$\begin{cases}
 \psi_{1\alpha} = L_1 I_{1\alpha} + L_{12} I_{2\alpha} \\
 \psi_{1\beta} = L_1 I_{1\beta} + L_{12} I_{2\beta} \\
 \psi_{2\alpha} = L_2 I_{2\alpha} + L_{12} I_{1\alpha} \\
 \psi_{2\beta} = L_2 I_{2\beta} + L_{12} I_{1\beta}
 \end{cases}$$

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 :

$$\begin{cases}
 \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix}
 \end{cases} \quad (3.16)$$

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 :

$$[U] = [G][I] + [F] \left[\frac{d}{dt} I \right] \quad (3.17)$$

Avec :

$$[U] = \begin{bmatrix} U_{1\alpha} \\ U_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } [I] = \begin{bmatrix} I_{1\alpha} \\ I_{1\beta} \\ I_{2\alpha} \\ I_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

I.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}

$$\overline{X_{(T)}} = X_x + jX_y \quad (3.20)$$

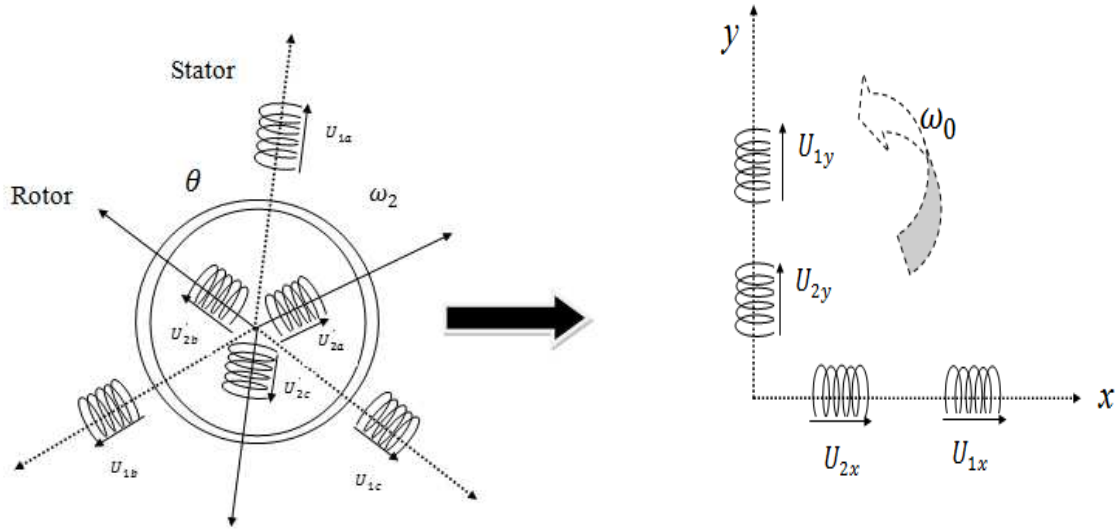


Figure III.3. Illustration machine triphasé et machine diphasé équivalente.

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

$$\begin{cases} U_{1x} = R_1 I_{1x} + \frac{d\psi_{1x}}{dt} - \frac{d\theta_S}{dt} \psi_{1y} \\ U_{1y} = R_1 I_{1y} + \frac{d\psi_{1y}}{dt} + \frac{d\theta_S}{dt} \psi_{1x} \end{cases}$$

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

$$C = P_p L_{12} [I_{1y} I_{2x} - I_{1x} I_{2y}] \quad (3.21)$$

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

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

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

$$\begin{bmatrix} X_x \\ X_y \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \rho & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

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

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_x \\ X_y \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Avec $\rho = \theta_S$ pour le stator ou $\rho = \theta_R$ 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 :

$$\begin{bmatrix} X_x \\ X_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_x \\ X_y \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

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 [56].

II. Présentation des différentes méthodes 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 [57].

C'est La commande de la broche qui se charge d'assurer la bonne coordination entre la vitesse, couple et rejet de perturbations. Pour obtenir des performances élevées, on fera usage d'un modèle pour la machine, d'estimations de certains paramètres évolutifs et du calcul des variables non mesurables.

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 (tachymètre, etc.). 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. [57]

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 (commande de la broche porte-outil). De nombreuses techniques de commandes ont été développées pour en faire un actionneur à vitesse variable, dont celles qui suivent : [58]

II.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. [59]

II.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. [60]

❖ 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 courants sinusoïdaux \Rightarrow performances médiocres et difficiles à implanter en temps réel. [61]

II.3. Commande vectorielle

La commande vectorielle est un terme générique 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 [62].

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 [63].

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 machines-outils 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 [64].

II.4. Bilan comparatif

La première utilisation de la fréquence variable a été réalisée avec une loi $U/f = \text{const.}$ 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 la commandes scalaires. Elles augmentent les performances, mais reste 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 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 [65].

II.5. 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,

Chapitre III Modélisation et commande de l'entraînement électrique

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 direct du couple	médiocre	Oui avec de bonnes performances	moyen	oui	oui

Tableau.III.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.

Le tableau.III.1 donne un aperçu de leurs principales applications dans le domaine de la traction électrique ou de la robotique.

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 [66].

	Technologie				Performances	Complexité	application		
							couple/flux		vitesse et position
	Analogique	ASIC	μ C	DSP			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.III.2. Critère de choix de correcteurs

I.6. 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 70 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 de fonctions trigonométriques, des 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.[67]

Les deux objectifs de la commande 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.

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.

II.6.2. 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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma L_1 \frac{d}{dt} I_{1x} = - \left(R_1 + \frac{L_{12}^2}{L_2^2} R_2 \right) I_{1x} + \sigma L_1 \omega_0 I_{1y} + \frac{L_{12}}{T_2 L_2} \psi_{2x} + \frac{L_{12}}{L_2} \omega_2 \psi_{2x} + U_{1x} \\ \sigma L_1 \frac{d}{dt} I_{1y} = - \left(R_1 + \frac{L_{12}^2}{L_2^2} R_2 \right) I_{1y} + \sigma L_1 \omega_0 I_{1x} + \frac{L_{12}}{T_2 L_2} \psi_{2y} + \frac{L_{12}}{L_2} \omega_2 \psi_{2y} + U_{1y} \\ \frac{d}{dt} \psi_{2x} = \frac{L_{12}}{T_2} I_{1x} + (\omega_0 - \omega_2) \psi_{2y} - \frac{1}{T_2} \psi_{2x} \\ \frac{d}{dt} \psi_{2y} = \frac{L_{12}}{T_2} I_{1y} - (\omega_0 - \omega_2) \psi_{2x} - \frac{1}{T_2} \psi_{2y} \\ C = \frac{p L_{12}}{L_2} (\psi_{2x} I_{1y} - \psi_{2y} I_{1x}) \\ J_\Sigma \frac{d}{dt} \omega_2 = C - C_r \end{array} \right. \quad (3.30)$$

$T_1 = \frac{L_1}{R_1}$: 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. [68]

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 :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 U_{1x} = \left(R_1 + \frac{L_{12}^2}{L_2^2} R_2 \right) I_{1x} + \sigma L_1 \frac{d}{dt} I_{1x} - \sigma L_1 \omega_0 I_{1y} - \frac{L_{12}}{T_2 L_2} \Psi_{2x} \\
 U_{1y} = \left(R_1 + \frac{L_{12}^2}{L_2^2} R_2 \right) I_{1y} + \sigma L_1 \frac{d}{dt} I_{1y} + \sigma L_1 \omega_0 I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} \omega_2 \Psi_{2x} \\
 \frac{d}{dt} \Psi_{2x} = \frac{L_{12}}{T_2} I_{1x} - \frac{1}{T_2} \Psi_{2x} \\
 (\omega_0 - \omega_2) = \frac{L_{12} I_{1y}}{T_2 \Psi_{2x}} \\
 C = \frac{P_p L_{12}}{L_2} \Psi_{2x} I_{1y} \\
 J_\Sigma \frac{d}{dt} \omega_2 = C - C_r
 \end{array} \right. \quad (3.31)$$

II.6.3. 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, le flux n'est ni mesuré, ni reconstruit. Son orientation est réalisée par la position déduite par intégration de la pulsation d'autopilotage.

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.

b. Commande directe

La commande vectorielle directe 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. [69]

II.6.4. 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 :

$$\Psi_{2x} = L_2 I_{2x} + L_{12} I_{1x} \text{ et de } 0 = R_2 I_{2x} + \frac{d}{dt} \Psi_{2x} \text{ on obtient :}$$

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

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

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

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

$$\psi_{2x-est} = \frac{L_{12}}{1+T_2 s} I_{1x} \quad (3.32)$$

Le flux ψ_{2x} peut être estimé (ψ_{2x-est}) 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 : $C = \frac{P_p L_{12}}{L_2} \psi_{2x} I_{1y}$

b. Estimation de ω_0 et de θ_s

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_s .

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

$$\omega_{2-est} = \frac{L_{12}}{\psi_{2x-est}} \frac{R_2}{L_2} I_{1y} ; \omega_{2-est} = \int \frac{L_{12}}{\psi_{2x-est}} \frac{R_2}{L_2} I_{1y} dt + \theta_{20} \text{ et}$$

$$\theta_{1-est} = \theta_{2-est} + \alpha \quad (3.33)$$

θ_s sera donc estimé (θ_{1-est}) à partir de la mesure de α (codeur incrémental), et du courant I_{1y} grandeur statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques.

II.6.5. Loi des mailles pour U_{1x} et U_{1y}

a. Loi des mailles pour U_{1x}

Reprenons la loi des mailles statorique :

$$U_{1x} = R_1 I_{1x} + \frac{d}{dt} \psi_{1x} - \omega_0 \psi_{1y}$$

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

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

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

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

$$\psi_{1x} = \sigma L_1 I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} \psi_{2x} \quad (3.34)$$

Où σ est 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 : $I_{2y} = -\frac{L_{12}}{L_2} I_{1y}$

$$\psi_{1y} = L_1 I_{1y} - \frac{L_{12}^2}{L_2} I_{1y} = \sigma L_1 I_{1y} \quad (3.35)$$

Il est donc possible maintenant d'écrire :

$$U_{1x} = R_1 I_{1x} + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_1 I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} \psi_{2x} \right) - \omega_0 \sigma L_1 I_{1y}$$

$$U_{1x} = R_1 I_{1x} + \sigma L_1 s I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} s \psi_{2x} - \omega_0 \sigma L_1 I_{1y}$$

$$\begin{aligned} U_{1x} &= (R_1 + \sigma L_1 s) I_{1x} + \frac{L_{12}}{L_2} s \psi_{2x} - \omega_0 \sigma L_1 I_{1y} \\ &= (R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) \psi_{2x} + \frac{L_{12}}{L_2} s \psi_{2x} - \omega_0 \sigma L_1 I_{1y} \end{aligned}$$

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

$$U_{1x} = \left[(R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} s \right] \psi_{2x} - \omega_0 \sigma L_1 I_{1y} \quad (3.36)$$

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 :

$$U_{1y} = R_1 I_{1y} + \frac{d}{dt} \psi_{1y} + \omega_0 \psi_{1x}$$

$$U_{1y} = R_1 I_{1y} + \frac{d}{dt} (\sigma L_1 I_{1y}) + \omega_0 \psi_{1x}$$

Avec

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

$$U_{1y} = (R_1 + \sigma L_1 s) I_{1y} + \omega_0 \left[\sigma L_1 \left(\frac{1 + T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right] \psi_{2x} \quad (3.37)$$

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

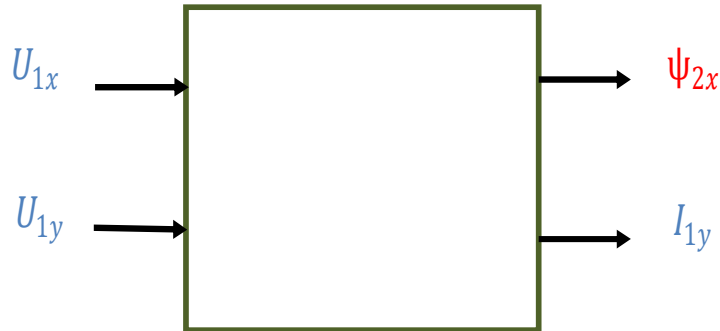


Figure.III.5. Machine asynchrone dans la base de Park

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 :

$$U_{1x} = \left[(R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1 + T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} s \right] \psi_{2x} - \omega_0 \sigma L_1 I_{1y}$$

Ce qui donne :

$$\psi_{2x} = \frac{U_{1x} + \omega_0 \sigma L_1 I_{1y}}{\left[(R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1 + T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} s \right]} = \frac{1}{\left[(R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1 + T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} s \right]} (U_{1x} + \omega_0 \sigma L_1 I_{1y})$$

$$\psi_{2x} = A \cdot [U_{1x} + B \cdot I_{1y}] \quad (3.38)$$

Avec :

$$A = \frac{1}{[(R_1 + \sigma L_1 s) \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2}]} \text{ et } B = \omega_0 \sigma L_1$$

Pour U_{1y} on a :

$$U_{1y} = (R_1 + \sigma L_1 s) I_{1y} + \omega_0 \left[\sigma L_1 \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right] \psi_{2x}$$

Ce qui donne :

$$\begin{aligned} I_{1y} &= \frac{U_{1y} - \omega_0 \left[\sigma L_1 \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right] \psi_{2x}}{(R_1 + \sigma L_1 s)} \\ &= \frac{1}{(R_1 + \sigma L_1 s)} [U_{1y} - \omega_0 \left[\sigma L_1 \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right] \psi_{2x}] \\ I_{1y} &= C \cdot [U_{1y} - D \psi_{2x}] \end{aligned} \quad (3.39)$$

Avec :

$$C = \frac{1}{(R_1 + \sigma L_1 s)} \text{ et } D = \omega_0 \left[\sigma L_1 \left(\frac{1+T_2 s}{L_{12}} \right) + \frac{L_{12}}{L_2} \right]$$

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

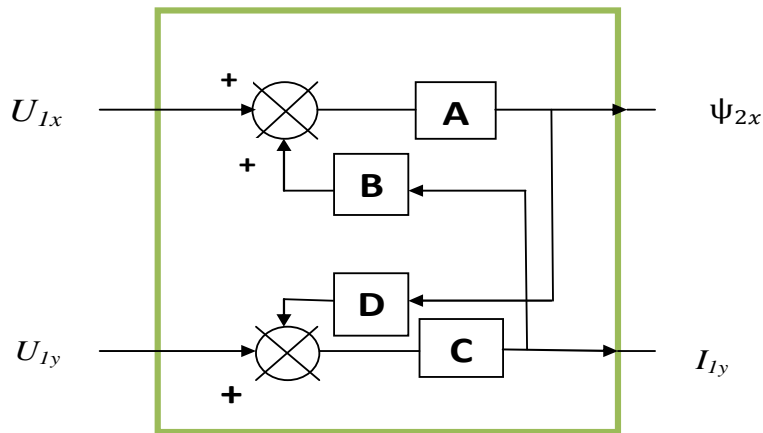


Figure.III.6. Modèle de la machine asynchrone dans la base de Park [70]

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} .

II.6.6. 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 monovariables 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.

a. Découplage par compensation

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

$$U_{1x} = U_{1x1} - e_{1x} \text{ et } U_{1y} = U_{1y1} - e_{1y} \quad (3.40)$$

Avec :

$$e_{1x} = \omega_0 \sigma L_1 I_{1y} + \frac{L_{12}}{L_2^2} R_2 \psi_2$$

Et :

$$e_{1y} = -\omega_0 \sigma L_1 I_{1x} - \frac{L_{12}}{L_2} \omega_0 \psi_2 + \frac{L_{12}^2}{L_2 T_2} I_{1y}$$

Les tensions U_{1x} et U_{1y} sont alors reconstituées à partir des tensions U_{1x1} et U_{1y1} (figure.III.7)

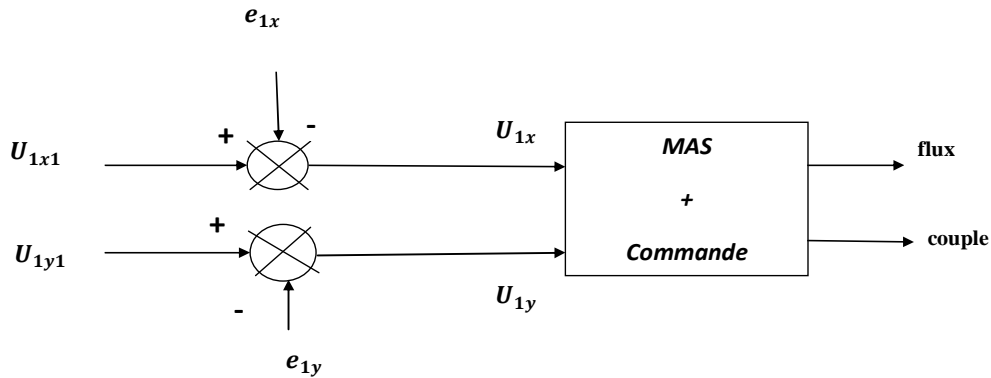


Figure.III.7. Reconstitution des tensions U_{1x} et U_{1y}

Nous définissons ainsi un nouveau système (figure.III.8.) pour lequel :

$$\begin{cases} U_{1x1} = \sigma L_1 \frac{dI_{1x}}{dt} + (R_1 + R_2 \frac{L_{12}^2}{L_2^2}) I_{1x} \\ U_{1y1} = \sigma L_1 \frac{dI_{1y}}{dt} + (R_1 + R_2 \frac{L_{12}^2}{L_2^2}) I_{1y} \end{cases} \quad (3.41)$$

Les actions sur les axes x et y sont donc découplées.

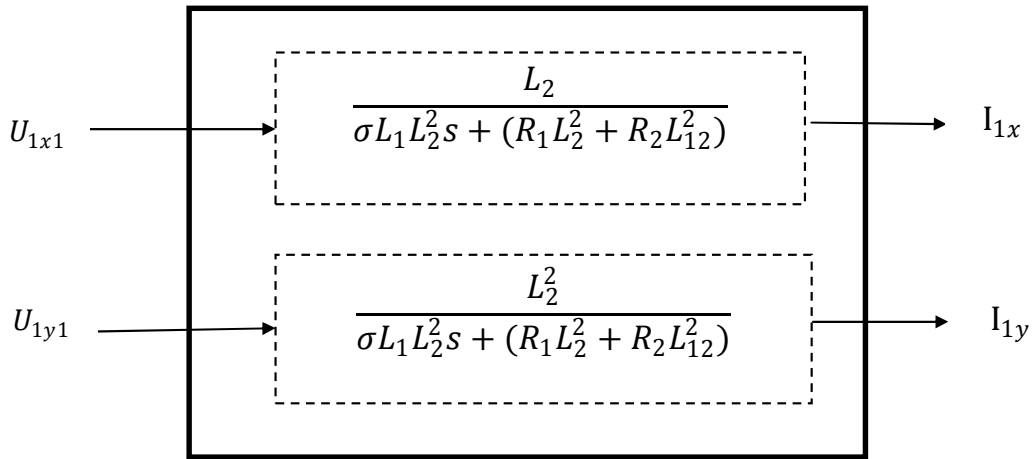


Figure.III.8. Commande découplée- Expression de I_{1x} et I_{1y}

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

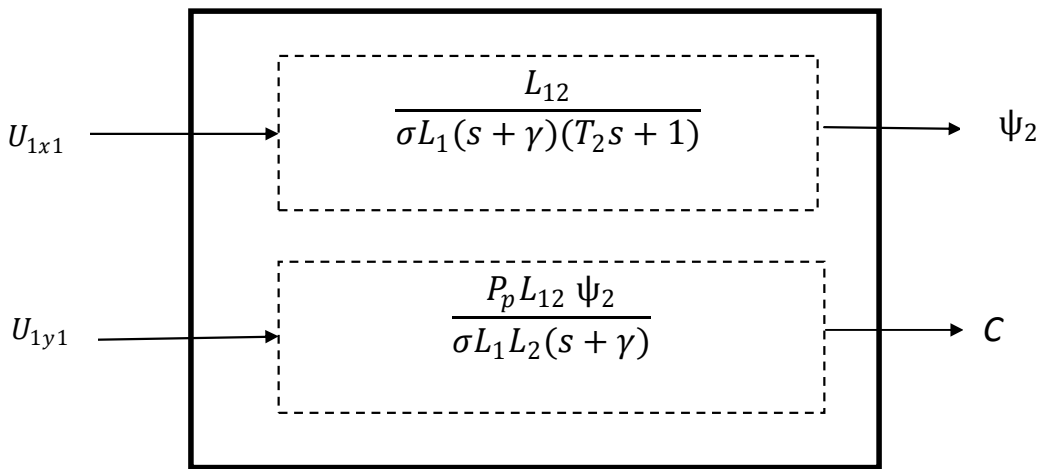


Figure.III.9. Commande découplée – expression de C, ψ_{2x}

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 et R_2 évoluent avec la température. [71]

II.6.7. Schéma fonctionnel d'une commande à flux rotorique orienté

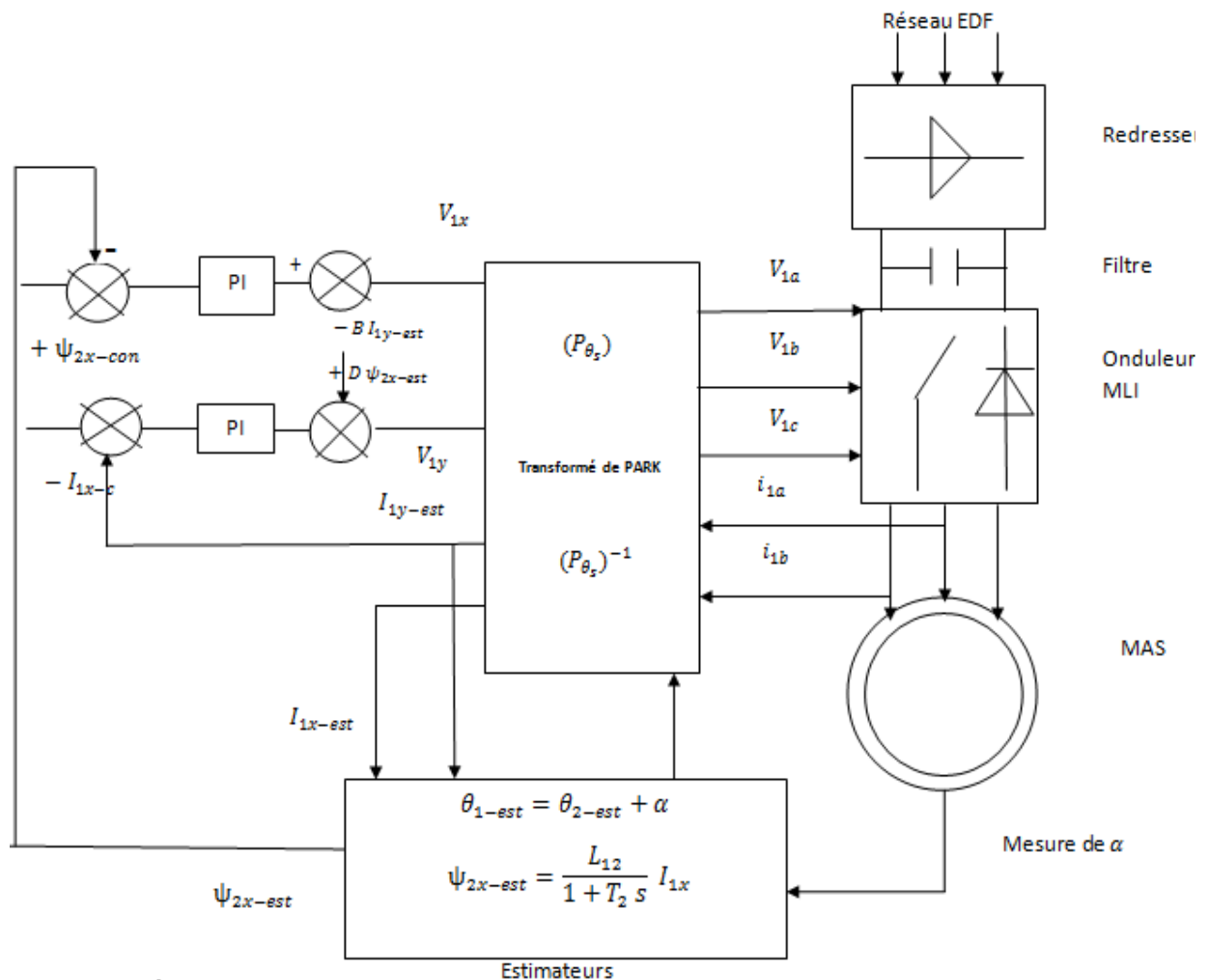


Figure.III.10. Contrôle vectoriel direct du flux d'une machine alimenté en tension [66]

II.7. Schéma équivalent

Le schéma équivalent le plus commode d'emploi est le schéma monophasé de la figure.III.11 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]

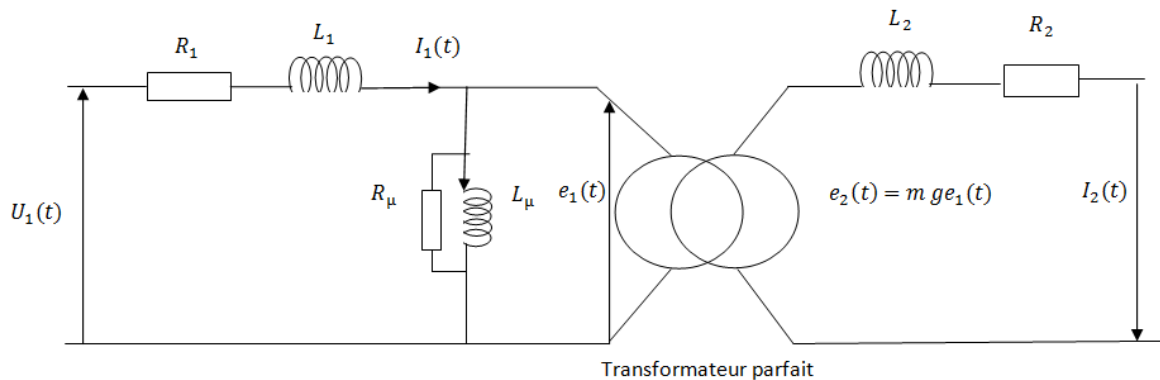


Figure.III.11. Schéma électrique équivalent de la MAS réelle pour une phase.

- 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 (3.21) par la méthode appliquée aux flux et en rappelant que les dérivées des grandeurs d'axes x et y sont nulles en régimes permanent, on obtient :

- Une équation par phase statorique :

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega_0 \underline{\Psi}_1 \quad (3.41)$$

- Une équation par phase rotorique :

$$0 = \underline{U}_2 = R_2 \underline{I}_2 + jg\omega_0 \underline{\Psi}_2 \quad (3.42)$$

Alors :

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega_0(L_{11}\underline{I}_1 + L_{12}\underline{I}_2) \quad (3.43)$$

$$0 = \frac{R_2}{g} \underline{I}_2 + j\omega_0(L_{12}\underline{I}_1 + L_{22}\underline{I}_2)$$

D'où finalement on obtient le schéma suivant :

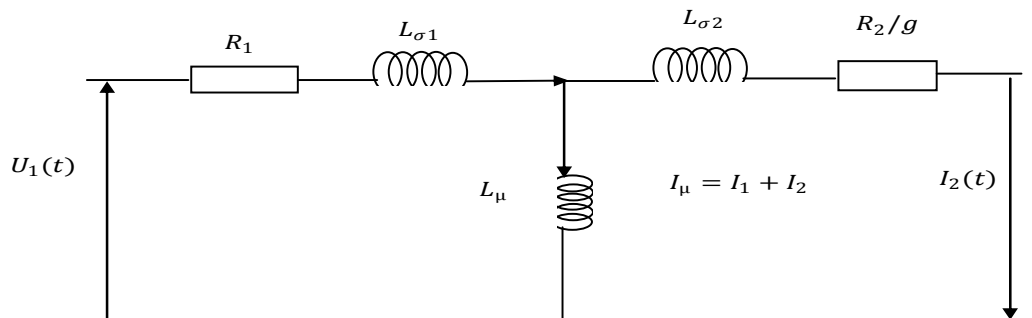


Figure.III.12. Schéma équivalent en T. [74]

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 de 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.III.12). 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 .III.13. [72]

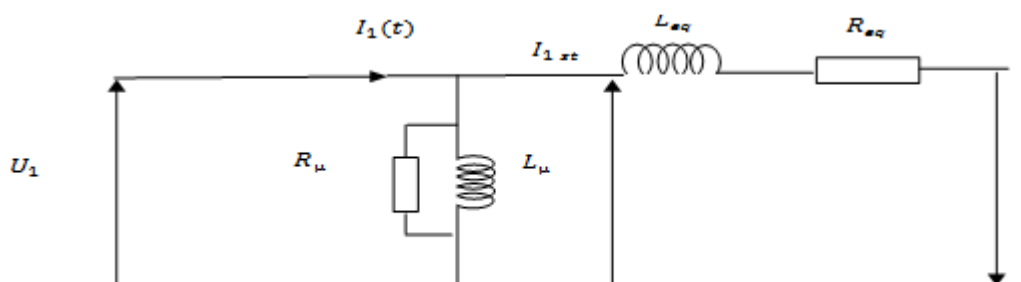


Figure.III.13. Schéma équivalent en L de la machine asynchrone. [76]

b. **Calcul des paramètres du schéma équivalent** (voir l'annexe C.I)

❖ **Données des résistances et des réactances inductives en valeurs réduites [pu]**

$$R_1'^* = 0.077, R_2'^* = 0.051, X_1'^* = 0.08, X_2'^* = 0.08, X_\mu^* = 1.52$$

1. Résistance nominale

$$R_n = \frac{U_{nph}}{I_n}$$

2. Calcul des résistances en valeurs absolues

- Résistance de l'enroulement statorique

$$R_1' = R_1'^* \cdot R_n$$

- Résistance de l'enroulement rotorique

$$R_2'' = R_2'^* \cdot R_n$$

- Résistance de dispersion statorique

$$X_1' = X_1'^* \cdot R_n$$

- Résistance de dispersion rotorique

$$X_2'' = X_2'^* \cdot R_n$$

- Réactance inductive mutuelle

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

- Inductance de dispersion statorique

$$L_{1\sigma} = \frac{X_1'}{2\pi f}$$

- Inductance de dispersion rotorique

$$L_{2\sigma} = \frac{X_2''}{2\pi f}$$

- Inductance mutuelle stator et rotor

$$L_\mu = \frac{X_\mu}{2\pi f}$$

3. Les inductances correspondantes pour le schéma de commande

$$L_{12} = \frac{3 L_\mu}{2}$$

$$L_1 = L_{1\sigma} + L_{12}$$

$$L_2 = L_{2\sigma} + L_{12}$$

- Calcul de la résistance et d'inductance équivalente
- Coefficient de correction pour un schéma corrigé en L

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

- Résistance statorique

$$R_1 = \frac{R'_1}{\sigma_1}$$

- Résistance rotorique ramené au stator

$$R'_2 = \frac{R''_2}{\sigma_1^2}$$

- Résistance rotorique

$$R_2 = \frac{R'_2}{g_n}$$

$$R_{eq} = \frac{R_2 L_{12}^2}{L_2^2} + R_1$$

$$L_{eq} = L_1 - \frac{L_{12}^2}{L_2}$$

- Calcul des constantes du temps

$$T_{eq} = \frac{L_{eq}}{R_{eq}}$$

$$T_2 = \frac{L_2}{R''_2}$$

- Constante de construction (côté couple)

$$K_c = \frac{3}{2} p_p \frac{L_{12}}{L_2}$$

- Coefficient d'amplification du convertisseur

$$\beta = \frac{U_{sortie\ max}}{U_{conv\ max}}$$

$$U_{sortie\ max} = 220\ V \text{ et } U_{com\ max} = 500\ V$$

II.8. Calcul des régulateurs (voir l'annexe C.II)

a. Régulateur de flux

Le découplage proposé figure.III.9 permet d'écrire :

$$\psi_2 = \frac{K_1}{(s + \gamma)(s + \frac{1}{T_2})} U_{1d1}$$

Avec $K_1 = \frac{L_{12}}{\sigma L_1 T_2}$

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

Soit un régulateur proportionnel-intégral classique de type :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure III.14.

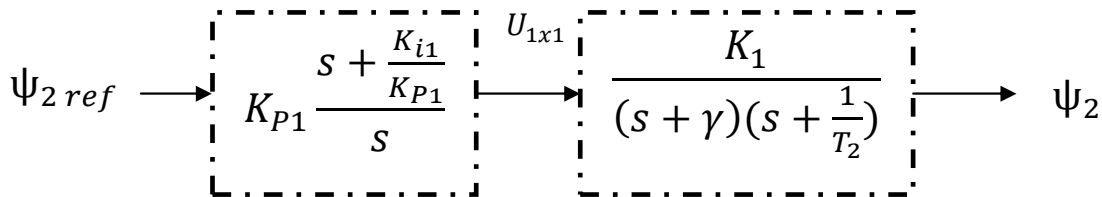


Figure.III.14. Schéma en boucle ouverte

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 :

$$\frac{K_{i1}}{K_{P1}} = \frac{1}{T_2} \tag{3.44}$$

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 :

$$K_{P1} = \frac{\gamma^2}{K_1(2\zeta)^2} \quad (3.45)$$

L'équation (3.45) permet de déduire K_{i1}

$$K_{i1} = K_{P1} \frac{1}{T_2} \quad (3.46)$$

b. Régulateur de couple

De même les équations de découplage proposées figure.III.9 permettent d'exprimer

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

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

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne de flux Ψ_{2ref} . L'utilisation d'un régulateur proportionnel-intégral donne le schéma en boucle ouverte suivant (figure.III.15.) :

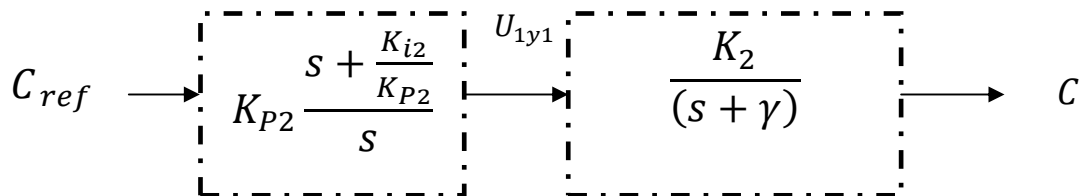


Figure.III.15. Schéma en boucle ouverte

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

$$\frac{K_{i2}}{K_{P2}} = \gamma \quad (3.47)$$

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

Et, après l'équation (3.48) :

$$K_{i2} = \gamma K_{P2} \tag{3.48}$$

c. Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant (Figure III.16):

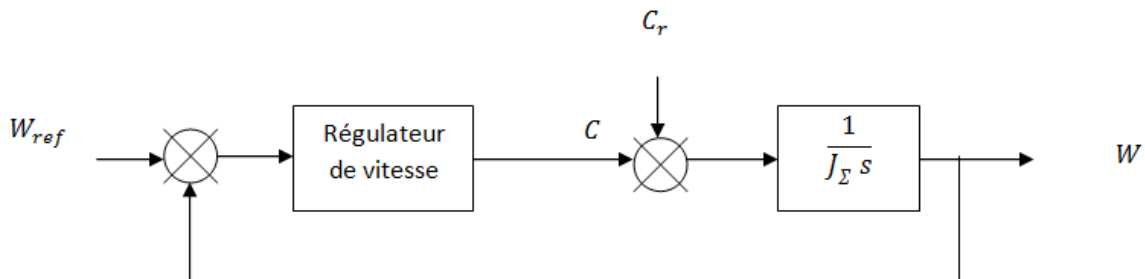


Figure.III.16. Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Nous avons :

$$W = \frac{1}{J_S s + f} (C - C_r) \tag{3.49}$$

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

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

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

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 :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases} \quad (3.50)$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants : [71]

$f = 0$ (Pas de frottement)

$$\begin{cases} K_{i3} = J_{\Sigma} \left(\frac{x}{t_{rep3}} \right)^2 \\ K_{p3} = J_{\Sigma} \frac{9.5}{t_{rep3}} \end{cases} \quad (3.51)$$

III. Modélisation du système d'alimentation

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, présente dans les domaines d'applications les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsion » (MLI ou Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglosaxon), ces dernières s'appuyant sur les performances en fréquence de découpage permises par les premiers. Au caractère « noble » de cette fonction (convertisseurs entièrement réversibles, forme sophistiquée de la conversion d'énergie) correspondent des applications particulièrement intéressantes.

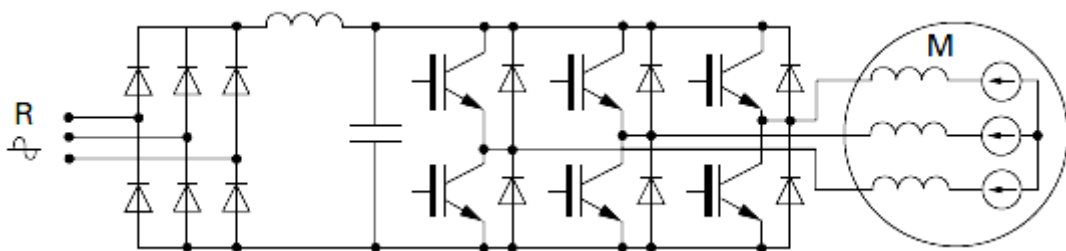


Figure.III.17. Schéma de principe d'un onduleur d'alimentation de machine asynchrone [23].

III.1. Alimentation

Cette partie est dédiée pour la présentation du système d'alimentation à convertisseurs de puissance. Une des applications des convertisseurs statiques de puissance est l'alimentation des moteurs électriques via des variateurs de vitesse qui permettent de commander les machines tournantes en contrôlant précisément leurs couples et leurs vitesses statiques. Ce convertisseur représente un nouveau mode de conversion d'énergie où le rôle de ce dispositif est de permettre la modification de la forme d'énergie électrique qu'il transmet.

Le modèle complet de ce convertisseur statique qu'on a choisi pour le moteur asynchrone triphasé est une simple mise en cascade d'un redresseur, filtre et onduleur. Afin de faire varier la vitesse et contrôler le couple des moteurs asynchrones il est nécessaire de faire varier simultanément l'amplitude et la fréquence de tension (ou courant) d'alimentation. La variation de l'amplitude et de la fréquence est assurée par un onduleur commandé. Ce dernier reçoit son énergie d'un réseau alternatif redressé via un redresseur.

III.2. Modélisation du redresseur

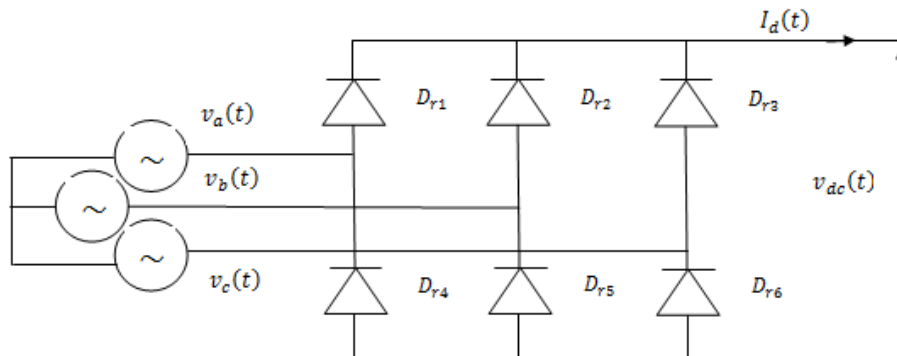


Figure.III.18. Schéma de redresseur triphasé à diode.

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune assurant l'aller du courant $I_d(t)$: D_{r1} ; D_{r2} ; D_{r3} et trois diodes à anode commune assurant le retour du courant $I_d(t)$: D_{r4} ; D_{r5} ; D_{r6} . Si l'effet d'empiètement est négligé. La valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par :

$$v_{dc}(t) = \max(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) - \min(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) \quad (3.52)$$

III.3. Modélisation du filtre

Le filtrage RLC élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie de redresseur.

Cas générale RLC :

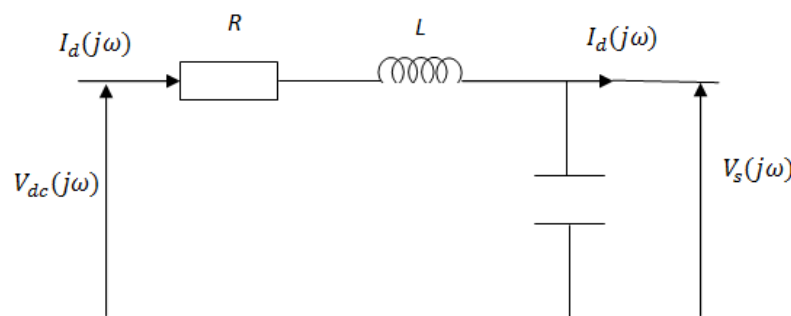


Figure.III.19. Schéma du filtre RLC

La structure du pont diviseur de tension permet de déduire l'expression de $V_s(j\omega)$ fonction de celle de $V_{dc}(j\omega)$: $V_s(j\omega) = \frac{\frac{1}{j\omega}}{R + j(L\omega - \frac{1}{c\omega})} V_{dc}(j\omega)$

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q\omega_0}j\omega - (\frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad (3.53)$$

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2 + \frac{1}{Q^2}(\frac{\omega}{\omega_0})^2}} \text{ et } \varphi(\omega) = -\text{tang}^{-1} \frac{\frac{\omega}{Q\omega_0}}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2} \quad (3.54)$$

❖ Cas particulier LC

Afin de réduire le taux d'ondulation de la tension redressée et de réduire la chute de tension engendrer par la résistance R on utilise un filtre passe bas (LC) avec une résistance faible et négligeable.

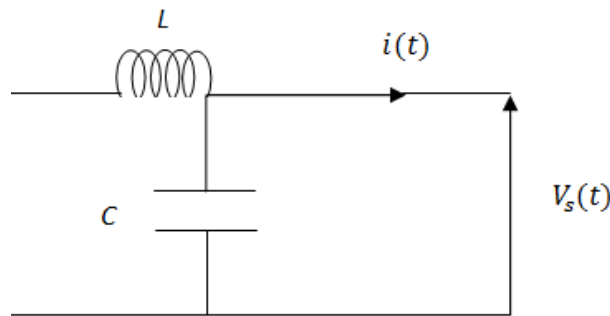


Figure.III.20. Schéma du filtre LC

Le filtre passe bas LC est caractériser par les équations différentielles suivantes

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} (v_{dc}(t) - V_s(t)) \\ \frac{dv_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{c} (i_d(t) - i(t)) \end{cases} \quad (3.55)$$

Pour dimensionner le filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au-dessous de la fréquence de la première harmonique de $v_{dc}(t)$, cette condition nous permet de déterminer L et C

III.4. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est largement décrit dans la littérature il se comporte comme un commutateur de tension en appliquant alternativement sur chaque borne du moteur les polarités positive et négative de la source et ça tâche est de transformer une source de tension continue constante en une tension alternative polyphasée de fréquence et d'amplitude variables. Il permet de faire la variation de la fréquence et de l'amplitude et même de la forme

de la tension appliquée au moteur électrique, ce qui permet la variation de sa vitesse de rotation.

L'onduleur de tension est constitué de trois bras dont chacun possède deux interrupteurs à base semi-conducteurs (IGBT) montés en série et qui ne fonctionnent pas simultanément. Dans ce cas, chaque cellule est assimilée à un interrupteur contrôlable à l'ouverture et à la fermeture.

La vitesse de rotation du rotor dépend de la fréquence statorique et de la fréquence des courants rotoriques et l'onduleur est un convertisseur statique qui permet de faire varier la vitesse de la machine. Cet onduleur est commandé par une MLI qui contrôle et impose la largeur des impulsions obtenues par hachage de la tension d'entrée. La MLI consiste à faire reproduire la valeur moyenne et d'approcher les trois tensions instantanément (les pertes dans les interrupteurs ne sont pas considérées) par action d'ouverture ou fermeture des interrupteurs à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives.

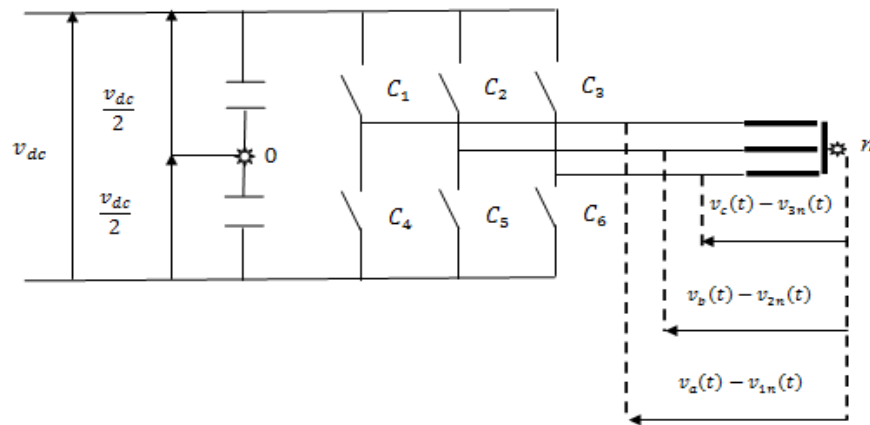


Figure.III.21. Schéma d'un onduleur de tension commandé.

$$S_{C_i}(t) = \begin{cases} 1 & \Leftrightarrow C_i = \text{on} \\ 0 & \Leftrightarrow C_i = \text{off} \end{cases} \quad i \in \{1, \dots, 3\} \quad (3.56)$$

On rappelle la définition d'un rapport cyclique $\alpha_i(k)$ pour l'intervalle de temps $[kT_d; (k+1)T_d]$:

$$\alpha_i(k) = \frac{[\text{Temps de mise en ON du bras } i \text{ durant une période d'échantonnage } T_d]}{[\text{période d'échantillonnage } T_d]}$$

$$\alpha_i(k) = \frac{[\text{la valeur moyenne de la tension du bras } i \text{ sur une période } T_d]}{[\text{la valeur moyenne de la tension redresser de charge}]}$$

$$\alpha_i(k) = \langle S_{C_i}(t) \rangle \text{ valeur moyenne} = \frac{1}{T_d} \int_{kT_d}^{(k+1)T_d} S_{C_i}(t) dt \quad (3.57)$$

$$\alpha_i(k) = \frac{T_i(k)}{T_d} \quad \forall (i \in \{1,2,3\}; k) \quad 0 \leq \alpha_i(k) \leq 1 \quad (3.58)$$

$V_{io}(t)$ Peut prendre deux valeurs $\frac{V_{dc}}{2}$ ou $-\frac{V_{dc}}{2}$.

$$V_{io}(t) = \frac{V_{dc}}{2} (2Sc_i(t) - 1) \quad i \in \{1, \dots, 3\} \quad (3.59)$$

$$\begin{cases} V_{1o}(t) = \frac{V_{dc}}{2} (2Sc_1(t) - 1) \\ V_{2o}(t) = \frac{V_{dc}}{2} (2Sc_2(t) - 1) \\ V_{3o}(t) = \frac{V_{dc}}{2} (2Sc_3(t) - 1) \end{cases} \quad (3.60)$$

$$\begin{pmatrix} V_{1o}(t) \\ V_{2o}(t) \\ V_{3o}(t) \end{pmatrix} = V_{dc} \cdot \begin{pmatrix} Sc_1(t) \\ Sc_2(t) \\ Sc_3(t) \end{pmatrix} - V_{dc} \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (3.61)$$

$$\begin{cases} V_{1n}(t) = V_{1o}(t) - V_{no}(t) \\ V_{2n}(t) = V_{2o}(t) - V_{no}(t) \\ V_{3n}(t) = V_{3o}(t) - V_{no}(t) \end{cases} \quad (3.62)$$

Le système triphasé est équilibré donc :

$$V_{1n}(t) + V_{2n}(t) + V_{3n}(t) = 0$$

$$\begin{pmatrix} V_{1n}(t) \\ V_{2n}(t) \\ V_{3n}(t) \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} Sc_1(t) \\ Sc_2(t) \\ Sc_3(t) \end{pmatrix} \quad (3.63)$$

$$\begin{pmatrix} V_{1n}(t) \\ V_{2n}(t) \\ V_{3n}(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_{1o}(t) \\ V_{2o}(t) \\ V_{3o}(t) \end{pmatrix} \quad (3.64)$$

$$i_d = (Sc_1(t) \quad Sc_2(t) \quad Sc_3(t)) \begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} \quad (3.65)$$

En fonction de la tension continue V_{dc} et des fonctions logiques générées par le système de contrôle, les tensions de sortie s'écrivent :

Avec :

$Sc_i(t)$; $i = 1; 2; 3$: Les états binaires des cellules de commutation.

$V_{in}(t)$: Les tensions simples aux bornes du stator.

Où $Sc_1(t)$, $Sc_2(t)$, et $Sc_3(t)$ sont les fonctions de commutation à tout instant qui sont l'état de connexion des interrupteurs découpent la tension d'entrée en impulsions de largeur variable.

Donc l'ensemble de ces fonctions sont instantanées et nous avons besoin de fonction discrétisées en numérique. Dans le cas continu nous aurons :

$$\begin{pmatrix} V_{1n}(t) \\ V_{2n}(t) \\ V_{3n}(t) \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} s_{c1}(t) \\ s_{c2}(t) \\ s_{c3}(t) \end{pmatrix} \quad (3.66)$$

On fait la moyenne sur une période d'échantillonnage $[kT_d; (k+1)T_d]$ des deux termes de cette équation et on aboutira à l'équation suivante en fonction des rapports cycliques :

$$\begin{pmatrix} V_{1n}(k) \\ V_{2n}(k) \\ V_{3n}(k) \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1(k) \\ \alpha_2(k) \\ \alpha_3(k) \end{pmatrix} \quad (3.67)$$

$$\forall (i \in \{1,2,3\}; k) \quad 0 \leq \alpha_i(k) \leq 1$$

Où k est le nombre de périodes à l'instant d'échantillonnage. $V_{1n}(k), V_{2n}(k), V_{3n}(k)$ sont les tensions moyennes périodiques à la k -ième période d'échantillonnage. [77]

III.4.1. Onduleur de tension à MLI

La commande dite MLI est la technique de commande la plus fréquemment utilisée avec les onduleurs (MLI scalaire et vectorielle) : elle a pour objectif de réduire les harmoniques de courants lorsque la charge est inductive (moteurs électriques par exemple). Il s'agit d'un filtrage naturel (sans l'aide de filtres additifs) uniquement réalisé par la stratégie de commande. Cela permettra par exemple d'alimenter les moteurs à courant alternatifs à partir de tension en créneau : les courants absorbés seront pratiquement sinusoïdaux (couple instantané des machines constant, ce qui assure une vitesse constante même à faible vitesse). [78]

En pratique plusieurs types de MLI peuvent être considérés, dont on peut citer :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations postcalculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielle (SVM : Space Vector Modulation) dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne. [79]

La commande MLI intersective dite aussi "sinus-triangle" est une commande largement répandue :

Les harmoniques de courant sont rejetés aux fréquences élevées (autour de la fréquence de hachage, soit quelques kHz en pratique), ce qui n'est pas gênant pour un moteur car son inertie empêche les ondulations de vitesse que cela peut produire. Plus la fréquence de hachage augmentera et plus l'amplitude des harmoniques de courant diminuera (mais les interrupteurs chaufferont...).

On présente ci-dessous les spectres tension et courant réalisés avec une fréquence de hachage (dite "porteuse") de 10 kHz.

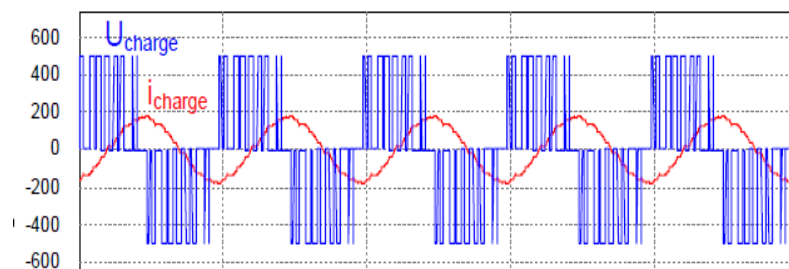


Figure.III.22. Spectre tension et courant de la première phase

Cette commande évite l'utilisation de composants de filtrage coûteux, encombrants et lourds. [78]

La MLI précalculées est lorsqu'on utilise un système à microprocesseur pour assurer la modulation, on peut également commander les semi-conducteurs de l'onduleur à partir de séquences préalablement calculées et stockées dans une mémoire. La détermination des angles de commande peut alors se faire sur la base de critères plus complexes, puisque les angles font l'objet d'une détermination préalable.

Un inconvénient sérieux est associé à la technique MLI programmée en raison de la tâche difficile de calculer les instants spécifiques de MLI pour optimiser une fonction particulière, ce qui réduit la flexibilité de la technique programmée.

En effet, la flexibilité de ces techniques peut être améliorée dans les commandes modernes en employant la modulation vectorielle.

MLI vectorielle est basée sur l'utilisation des technologies numériques permet le recours à des stratégies de modulation triphasée spécifiques, non réduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé.

Parmi ces techniques numériques on trouve la modulation vectorielle (ou space vector modulation) qui traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée nommée de Concordia.

La MLI vectorielle est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximé, sur une période de modulation, par un vecteur tension moyen. Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. [81]

III.4.2. Principe de la MLI vectorielle

La technique de modulation vectorielle *SVPWM* se diffère de celle *STPWM* par le fait qu'au lieu d'employer un modulateur séparé pour chacune des trois phases, les tensions de

référence sont données par un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_{mod} .

Elle est basée sur la représentation spatiale du vecteur de tension dans le repère fixe $\alpha\beta$. Les huit états de commutation (figure.III.23) peuvent s'exprimer dans le plan $\alpha\beta$, par huit vecteurs de tension $V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$ parmi eux deux sont nuls V_0, V_7 qui correspondent respectivement à S(000) et S(111), les autres sont appelés états actifs.

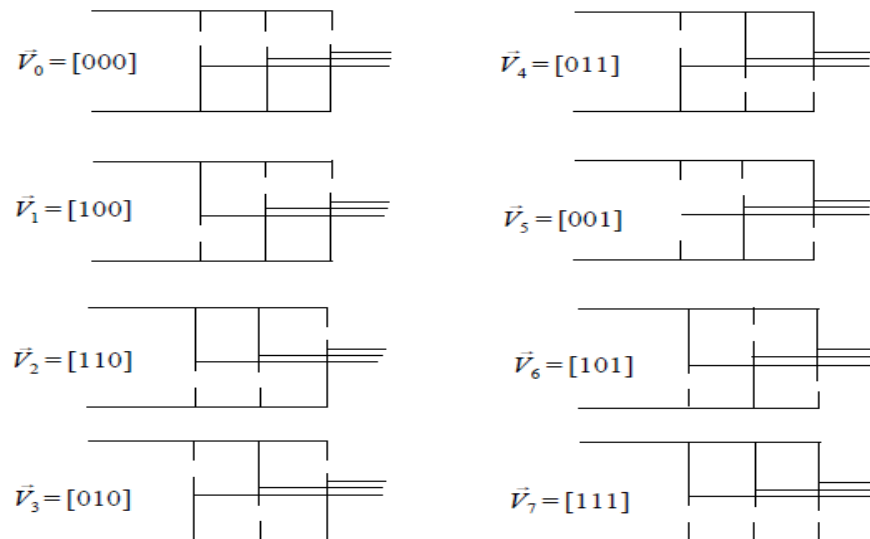


Figure.III.23. Les états de l'onduleur et les vecteurs des tensions correspondants

La représentation dans le plan $\alpha\beta$ de ces vecteurs equi-répartis tout les 60° , permet de déterminer un hexagone (figure.III.24) à l'intérieur du quelle vecteur tension de référence V_{ref} doit s'y trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande.

$$V_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(v_{a0} + av_{b0} + a^2v_{c0}) = \frac{2}{3} V_{dc}(S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (3.68)$$

Avec : $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$

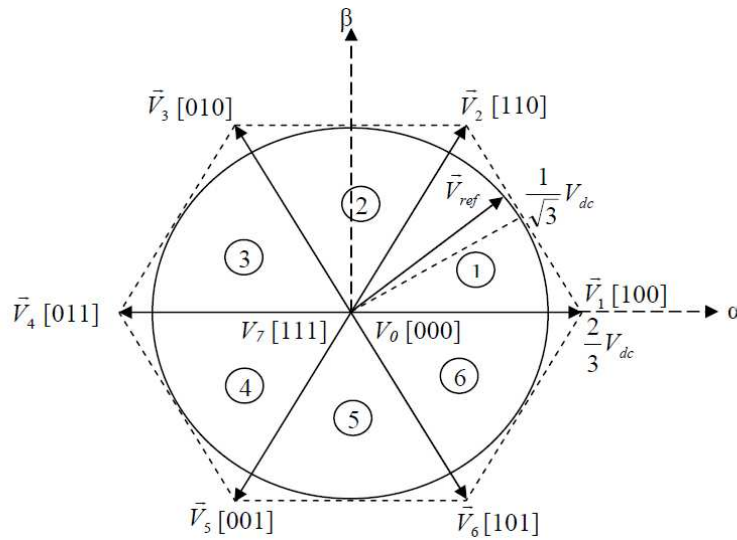


Figure.III.24. Représentation des états de l'onduleur dans le repère $\alpha\beta$, et les différents secteurs.

Les vecteurs tensions des six états actifs, peuvent s'écrire en fonction des portions de l'hexagone appelés secteur k , où $k=1, \dots, 6$:

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.69)$$

Chaque vecteur de référence \vec{V}_{ref} dans l'hexagone peut être exprimé comme combinaison de deux vecteurs tensions actifs adjacents et de vecteurs tension d'états nuls. En se reportant à la figure.III.24, si le vecteur de référence est dans le secteur k , les vecteurs actifs adjacents sont \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} (avec $k+1=1$ pour $k=6$).

Le tableau.III.3 résume les définitions suscitées :

Vecteurs d'état	Valeur en $\alpha\beta$	Tensions simples			Tensions composées		
		V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
$\vec{V}_i(S_a S_b S_c)$	\vec{V}_i	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
$\vec{V}_0(000)$	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1(100)$	e^{j0}	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
$\vec{V}_2(110)$	$e^{j\frac{2\pi}{3}}$	1/3	1/3	1/3	0	1	-1
$\vec{V}_3(010)$	$e^{j\frac{\pi}{3}}$	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
$\vec{V}_4(011)$	$e^{j\frac{4\pi}{3}}$	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
$\vec{V}_5(001)$	$e^{j\frac{5\pi}{3}}$	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
$\vec{V}_6(101)$	$e^{j\pi}$	1/3	-2/3	1/3	1	-1	1
$\vec{V}_7(111)$	0	0	0	0	0	0	0

Tableau.III.3. Valeurs des tensions correspondantes

Notons que toutes les valeurs de tensions doivent être multipliées par V_{dc} (tableau.III.3)

La méthode SVPWM peut être implémentée par les étapes suivantes :

- Déterminer V_α, V_β , et par conséquent V_{ref} , et l'angle α .
- Déterminer les temps d'application des états de l'onduleur.
- Déterminer les séquences d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur.
- ❖ Déterminer $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$, et l'angle α .

Les tensions V_α, V_β , sont issues directement de transformation de Clarke comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

$$\Rightarrow V_{ref} = \sqrt{(V_\alpha)^2 + (V_\beta)^2} \quad (3.71)$$

$$\alpha = \text{tang}^{-1}\left(\frac{V_\alpha}{V_\beta}\right) \quad (3.72)$$

Où : V_{ref} , est le module du vecteur tension de référence, et α son argument.

- ❖ Calcul des temps d'application des états de l'onduleur.

La partie centrale de la stratégie SVPWM est la détermination des temps qui doivent être attribués à chaque cycle de modulation ou période d'échantillonnage T_z à chaque période de commutation de l'onduleur le vecteur V_{ref} . Projeté sur ses deux vecteurs adjacents assure le calcul des temps de commutation (figure.III.25).

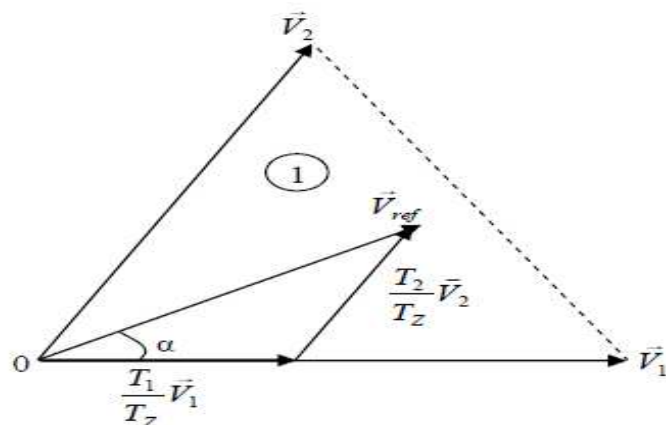


Figure.III.25. La tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents dans le secteur 1

Chapitre III Modélisation et commande de l'entraînement électrique

Dans ce qui suit T_k dénote la demi période de l'application de \overline{V}_k (l'état on), T_0 est le demi-temps de l'état-nul, la somme des temps de conduction T_0, T_k et T_{k+1} , doit être égale à la demi période de commutation de l'onduleur T_z , on aura alors :

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_z}{2} \quad (3.73)$$

$$\int_0^{\frac{T_z}{2}} \overline{V}_{ref} T_z = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \overline{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2} + T_k} \overline{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2} + T_k}^{\frac{T_0}{2} + T_k + T_{k+1}} \overline{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2} + T_k + T_{k+1}}^{\frac{T_z}{2}} \overline{V}_7 dt \quad (3.74)$$

En tenant compte que $\overline{V}_0 = \overline{V}_7 = 0$, et que \overline{V}_{ref} est constant pendant la période de commutation, et du fait que \overline{V}_k et \overline{V}_{k+1} sont aussi constants, la relation (3.74) est réduite à ceci :

$$\overline{V}_{ref} \frac{T_z}{2} = \overline{V}_k T_k + \overline{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (3.75)$$

En exprimant le vecteur tension \overline{V}_{ref} par ses composants en $\alpha\beta$ nous aurons :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_z}{2} &= \frac{3}{2} V_{dc} \left(T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) = \\ \frac{3}{2} V_{dc} &\begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.76)$$

Où : k est déterminé à partir de la relation α .

Sachant que :

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{k\pi}{3} \quad (3.77)$$

La solution du système (3.76) conduit au résultat suivant :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_z}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

Le temps T_0 est défini à partir de la relation (3.73)

$$T_0 = \frac{T_z}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (3.79)$$

Sachant que, $\overline{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\alpha} = V_{ref} (\cos(\alpha) + j\sin(\alpha))$, le système (3.77) devient :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_{ref} T_z}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin(\frac{k\pi}{3}) & -\cos(\frac{k\pi}{3}) \\ -\sin(\frac{(k-1)\pi}{3}) & -\cos(\frac{(k-1)\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

Si par exemple, $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$, alors le vecteur $\overrightarrow{V_{ref}}$ se situe au secteur 1, donc on aura :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_{ref} T_z}{V_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_{ref} T_z}{V_{dc}} \sin(\alpha) \\ T_0 = \frac{T_z}{2} - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (3.81)$$

❖ Détermination des séries d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur

Afin d'obtenir de performances optimum en harmoniques (moins d'harmoniques en sortie), et une fréquence de commutation minimum pour chaque composants de puissance, l'ordre des états est arrangé tels que la transition d'un état au prochain est exécuté en commutant seulement un bras de l'onduleur.

Pour cela, le modèle d'impulsion symétrique ou méthode à états-nuls symétriques, est utilisée, ainsi pour les secteurs impairs ($k=1, 3, 5$), la séquence est la suivante : $\overline{V_0 V_k V_{k+1} V_7 V_{k+1} V_k V_0}$, et pour les secteurs pairs ($k=2, 4, 6$), la séquence est : $\overline{V_0 V_{k+1} V_k V_7 V_k V_{k+1} V_0}$, (figure.III.26.)

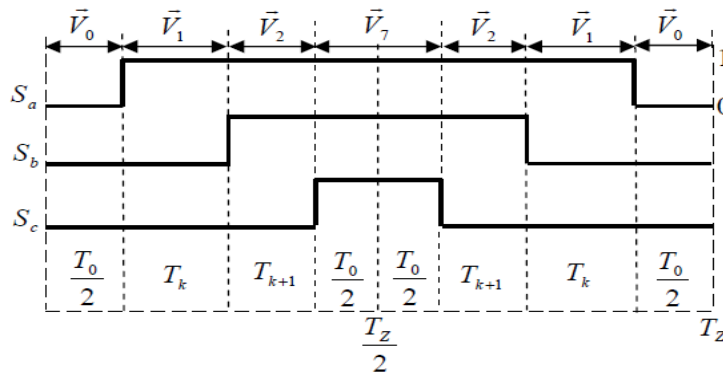


Figure.III.26. Signaux de commande dans le cas où $\overrightarrow{V_{ref}}$ est au secteur 1

Les figures.III.27 illustrent l'analyse qui vient d'être décrit pour chaque secteur.

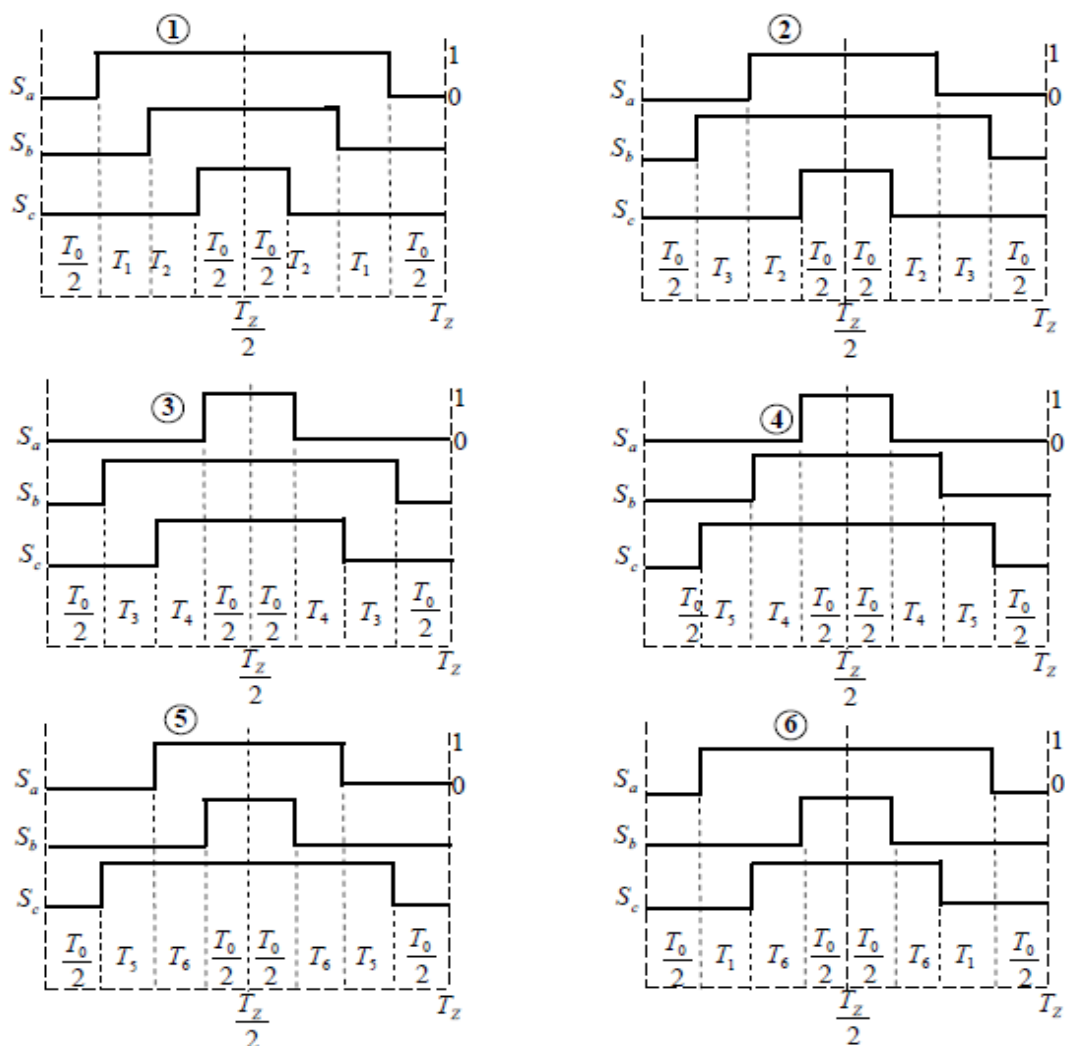


Figure.III.27. Signaux de commande pour chaque les secteurs [82 - 84].

Conclusion

Suite aux performances exigées par la machine à fraiser, chaque composant constitutif est optimisé pour donner le maximum de ses performances au système.

Nous avons pu établir :

- Un modèle mathématique de l'entraînement électrique (machine-convertisseur) dont la complexité a été réduite.
- Une technique de commande vectorielle ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux.

Les résultats de simulation sont représentés au chapitre suivant.

Chapitre IV

Simulation et interprétation

La commande de processus fraisage doit répondre à l'exigence d'exactitude des dimensions des pièces usinées par conséquent, garantir un contrôle de mouvement à la fois souple, précis et rapide tout en assurant les performances visées en couple et en vitesse.

Pour valider les résultats théoriques des chapitres précédents nous proposons le modèle de simulation ci-contre :

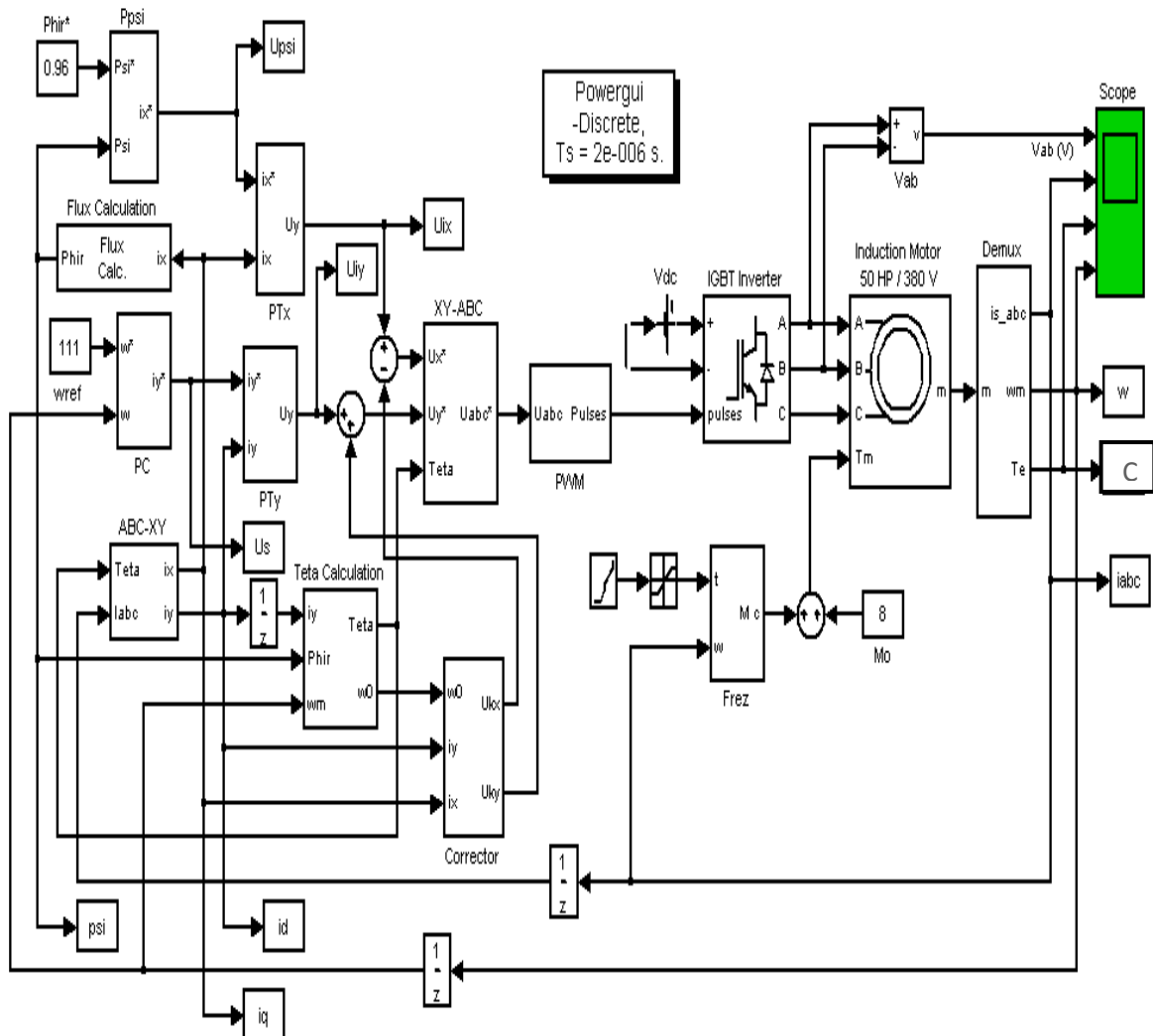


Figure.IV.1 Schéma de simulation

Nous abordons maintenant la simulation en utilisant un logiciel bien approprié, à savoir le matlab 7.10.

I. MLI vectorielle appliquée à l'onduleur de tension

Le vecteur de tension de référence correspondant à cette technique est donné par l'équation (3.75), les instants de fermeture des interrupteurs sont toujours donnés par l'intersection de la porteuse triangulaire et le vecteur tension de référence.

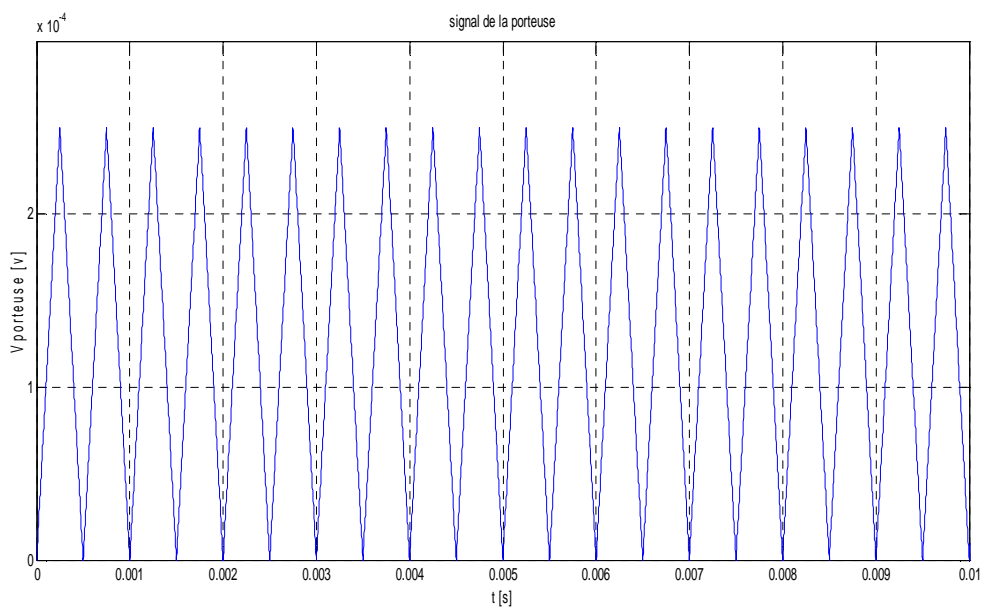


Figure.IV.2. Signal triangulaire de la porteuse

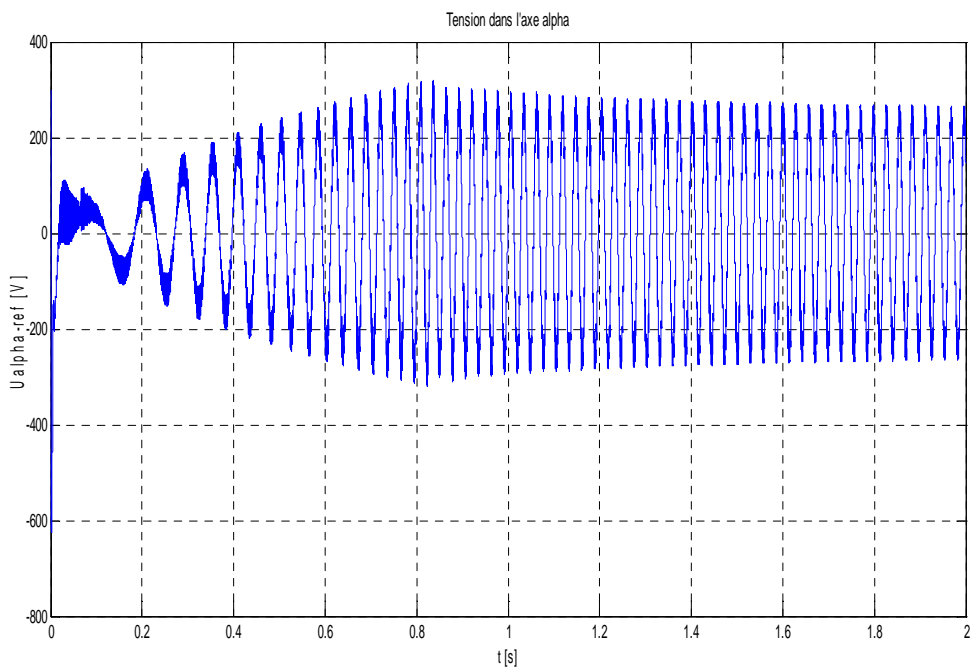


Figure.IV.3. Tension dans l'axe alpha

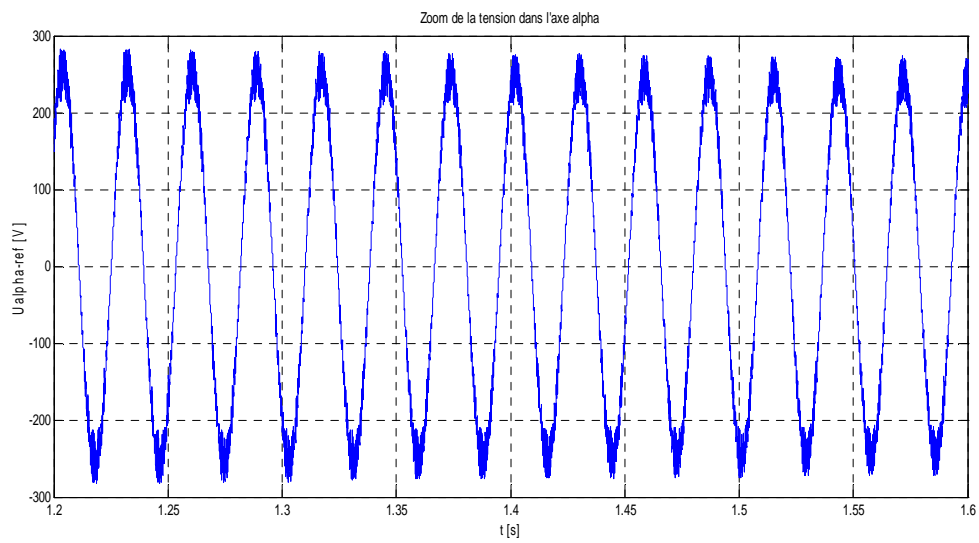


Figure.IV.4. Zoom de la tension dans l'axe alpha

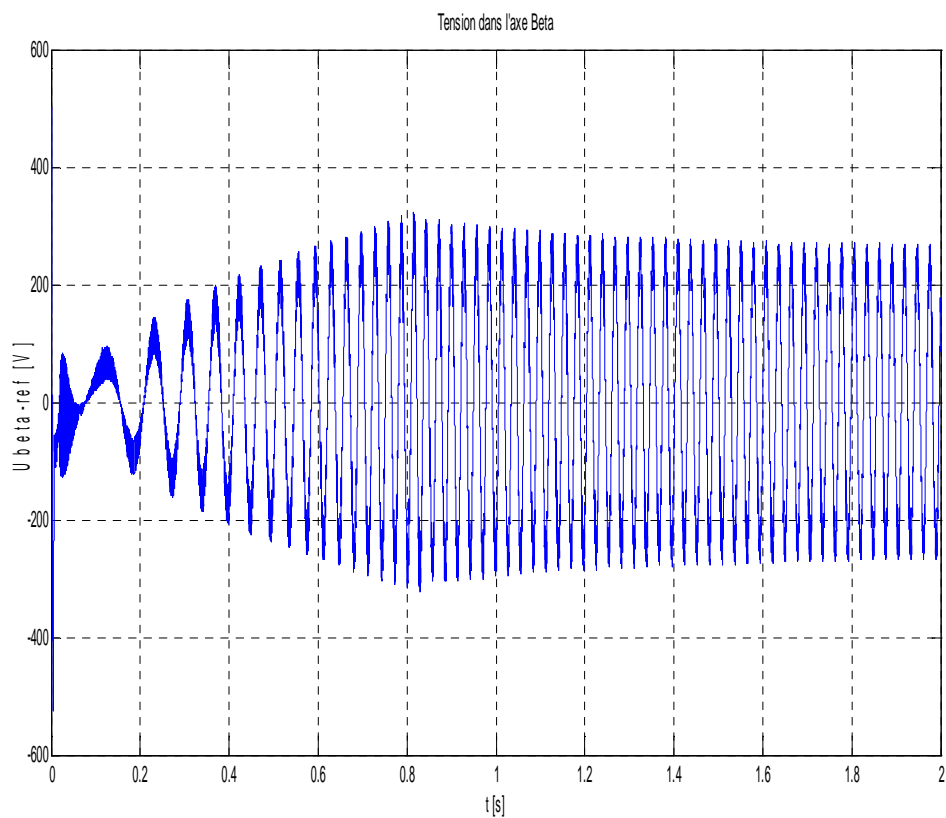


Figure.IV.5. Tension dans l'axe beta

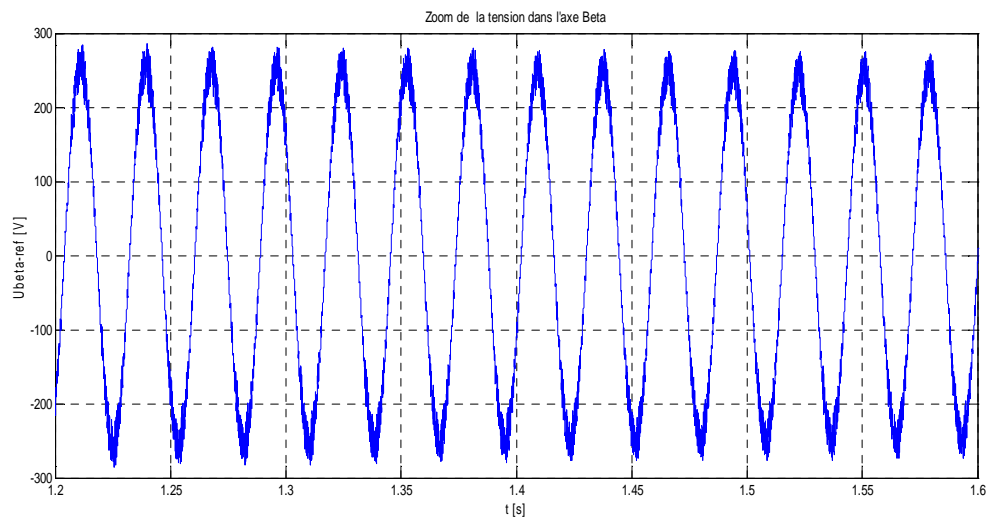


Figure.IV.6. Zoom de la tension dans l'axe beta

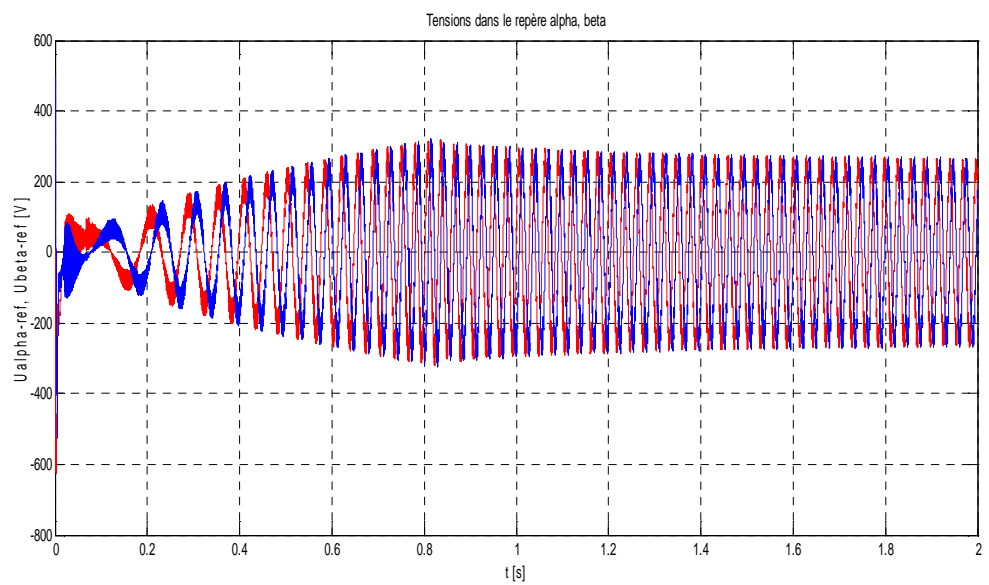


Figure.IV.7. Superposition des deux tensions $U_{1\alpha}$ et $U_{1\beta}$

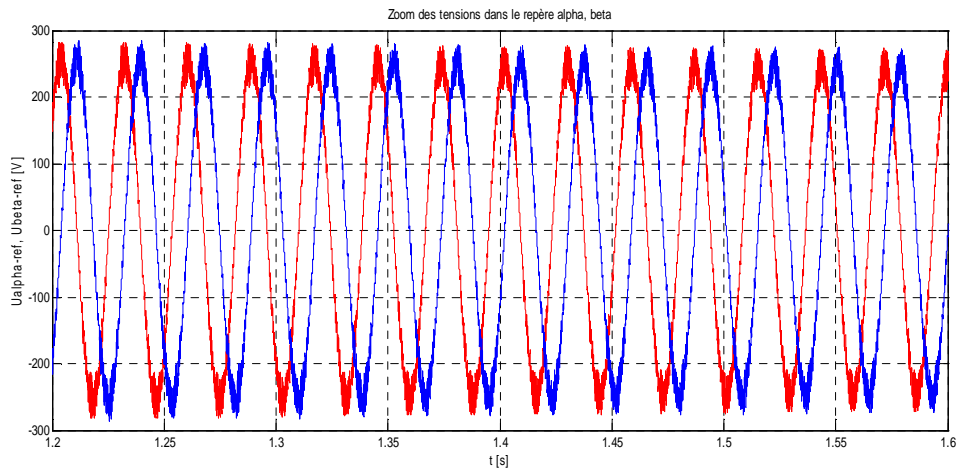


Figure.IV.8. Zoom de la superposition des deux tensions $U_{1\alpha}$ et $U_{1\beta}$

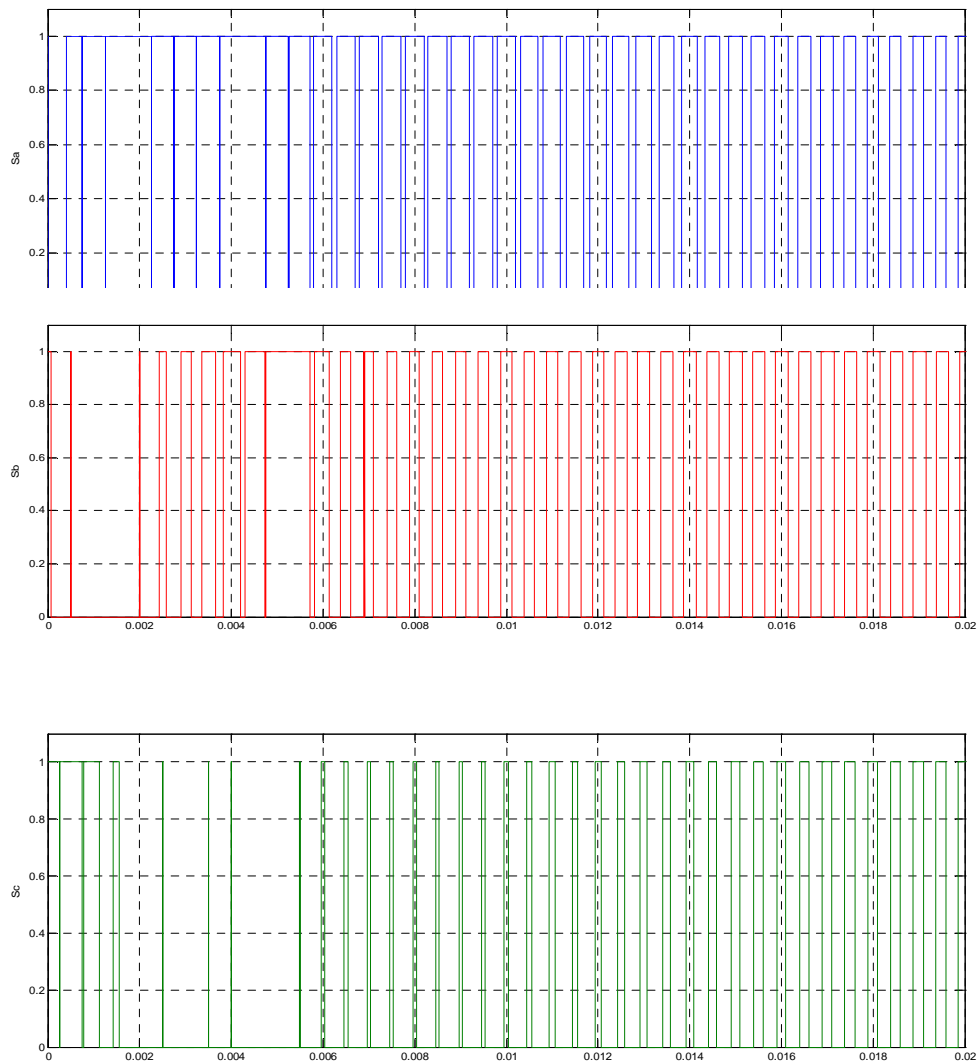


Figure.IV.9. Les signaux de commande S_a , S_b , S_c

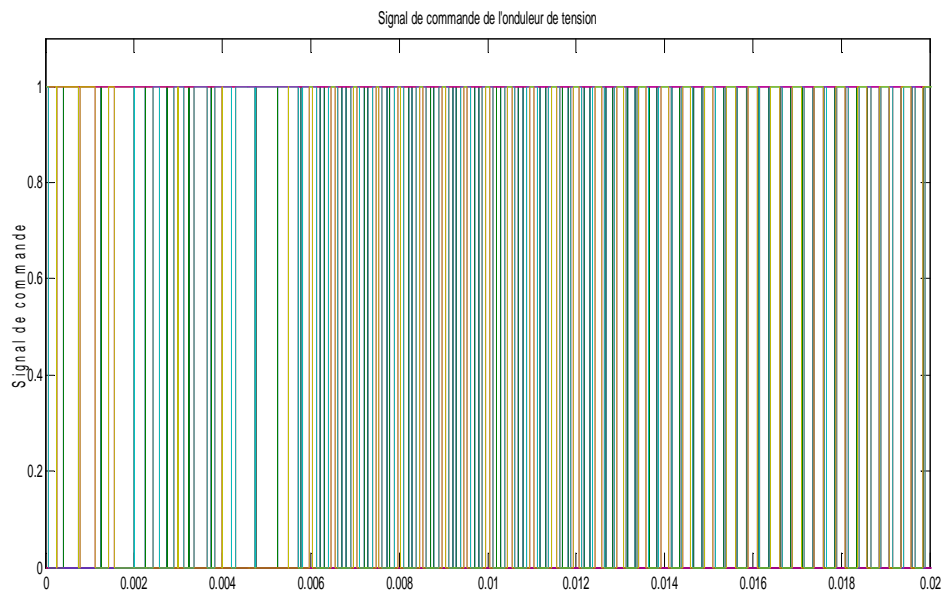


Figure.IV.10. Signal de commande de l'onduleur de tension

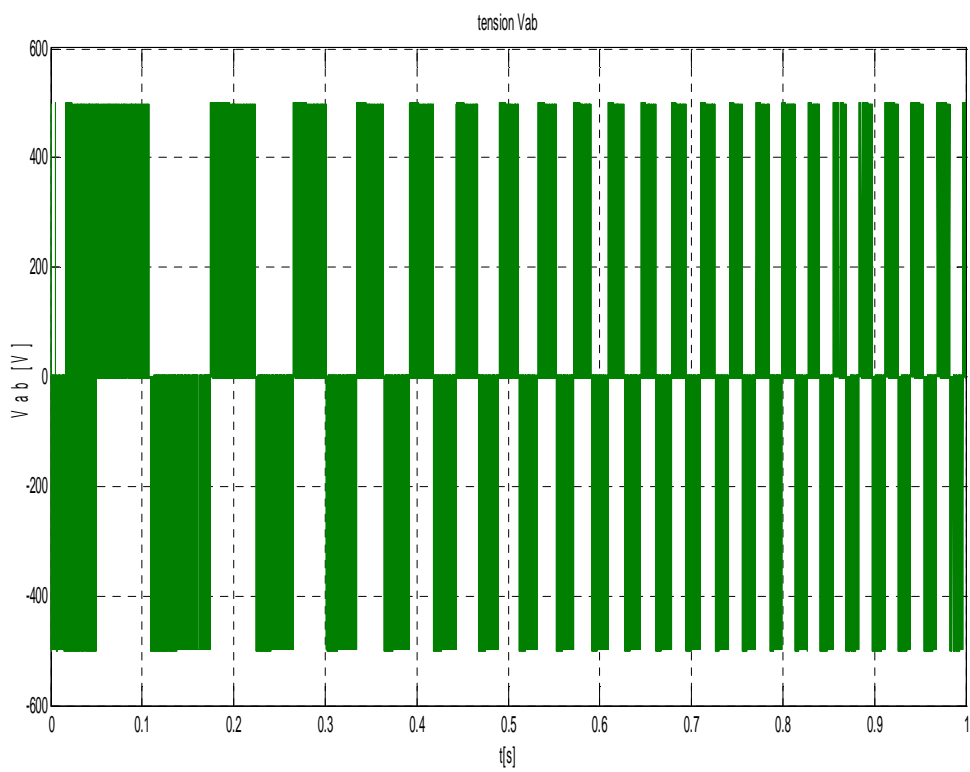


Figure.IV.11. Tension composée Vab

Les résultats de simulation de la technique MLI vectorielle sont :
Figure.IV.2. l'allure de la porteuse triangulaire de fréquence 2 KHz, Les figures .IV.3, IV.4, IV.5, IV.6, IV.7, IV.8 sont respectivement la tension référentielle dans l'axe alpha, zoom de la tension référentielle dans l'axe alpha, la tension référentielle dans l'axe beta, zoom de la tension référentielle dans l'axe beta, superposition des deux tensions Ualpha-ref et Ubeta-ref et zoom de la superposition des deux tensions Ualpha-ref et Ubeta-ref.
L'intersection de la porteuse avec les tensions référentielles dans l'axe alpha, beta définit les instants de commutations des interrupteurs. Les figuresIV.9, IV.10 sont respectivement les signaux de commande Sa, Sb, Sc et le signal complet de commande de l'onduleur.
La figure IV.10 représente la tension composée Vab à la sortie de l'onduleur
Cette technique nous a permis d'obtenir une tension d'alimentation proche à la sinusoïde.

II. Régime à vide

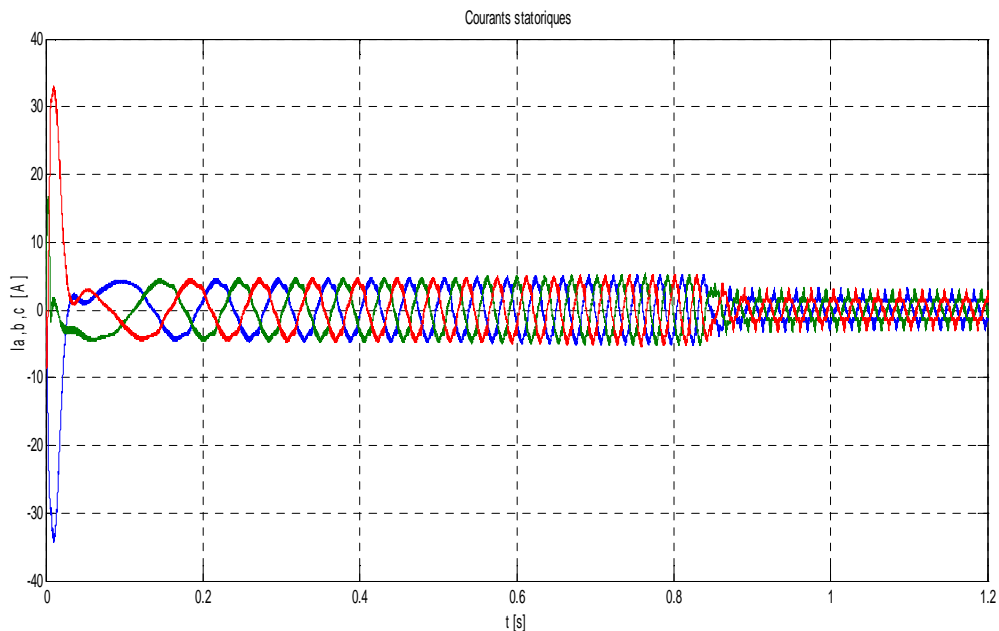


Figure.IV.12. Les courants statoriques I_a, I_b, I_c

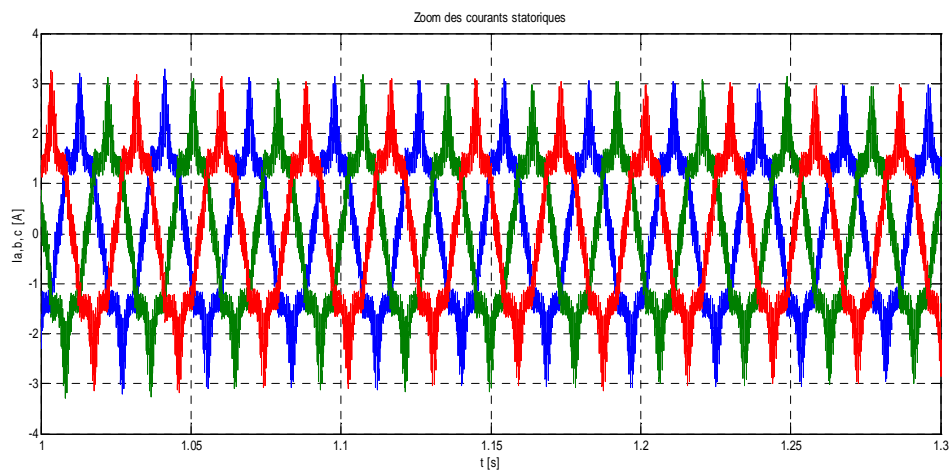


Figure.IV.13. Zoom des courants statoriques en régime permanent

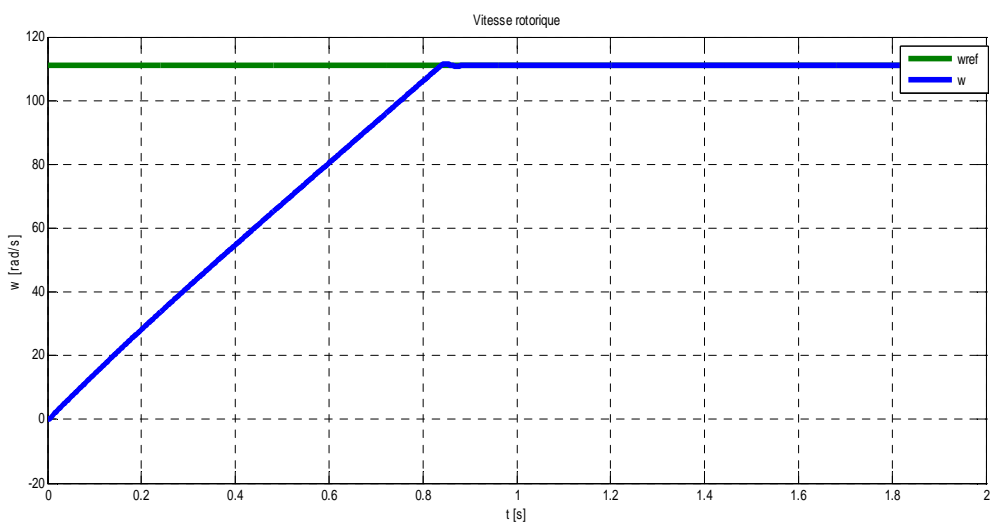


Figure.IV.14. La vitesse rotorique

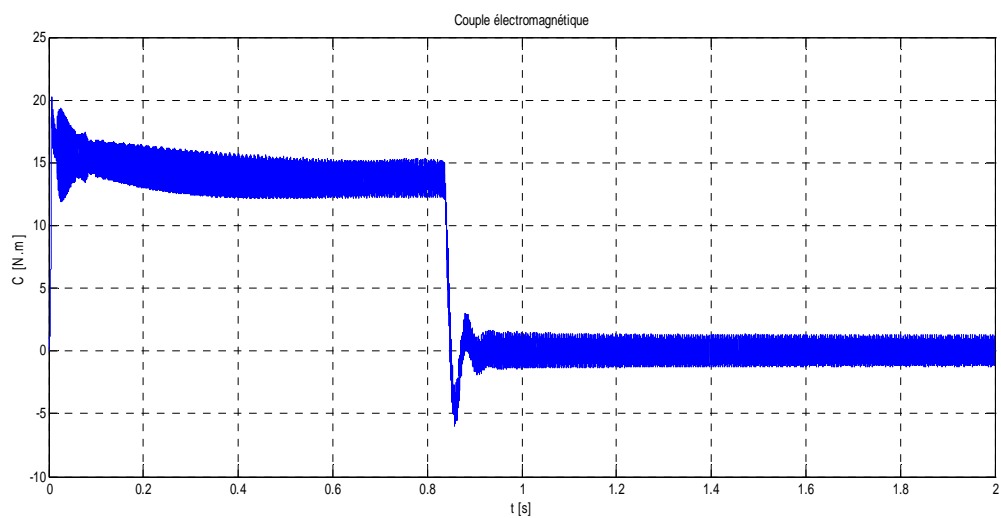


Figure.IV.15. Couple électromagnétique

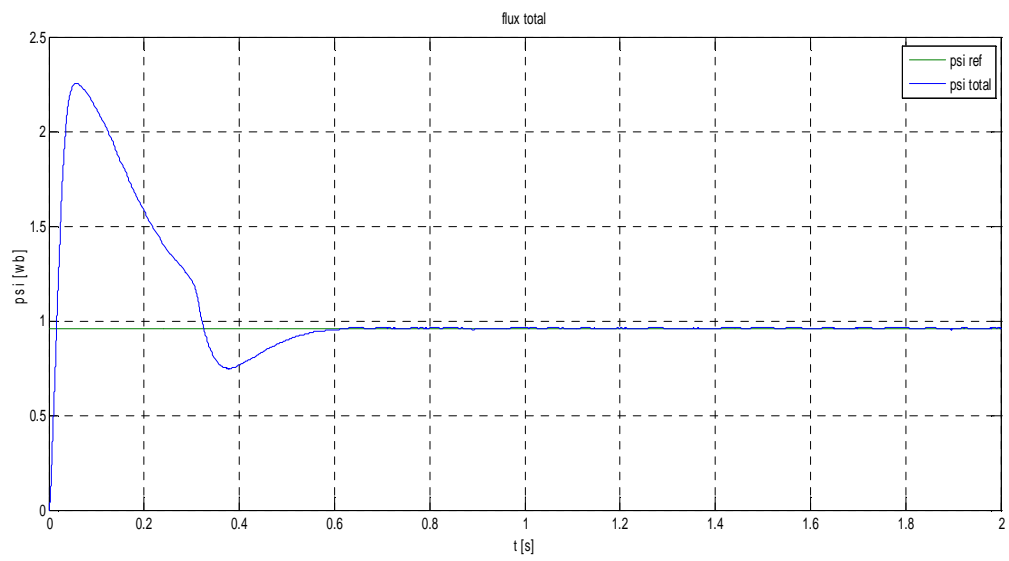


Figure.IV.16. Flux total dans la machine asynchrone

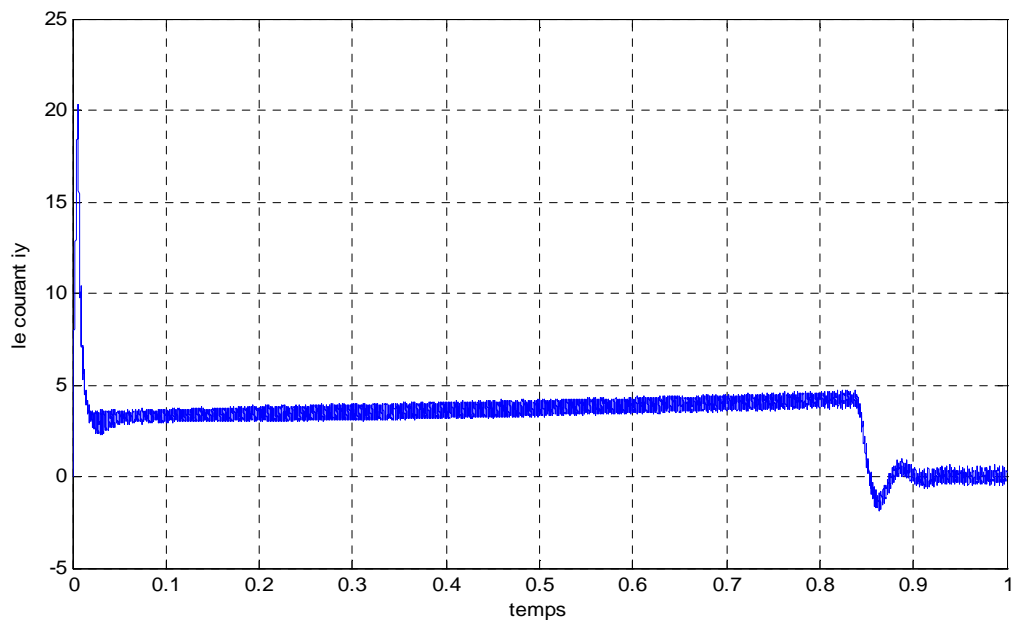


Figure.IV.17. Courant dans l'axe y de Park.

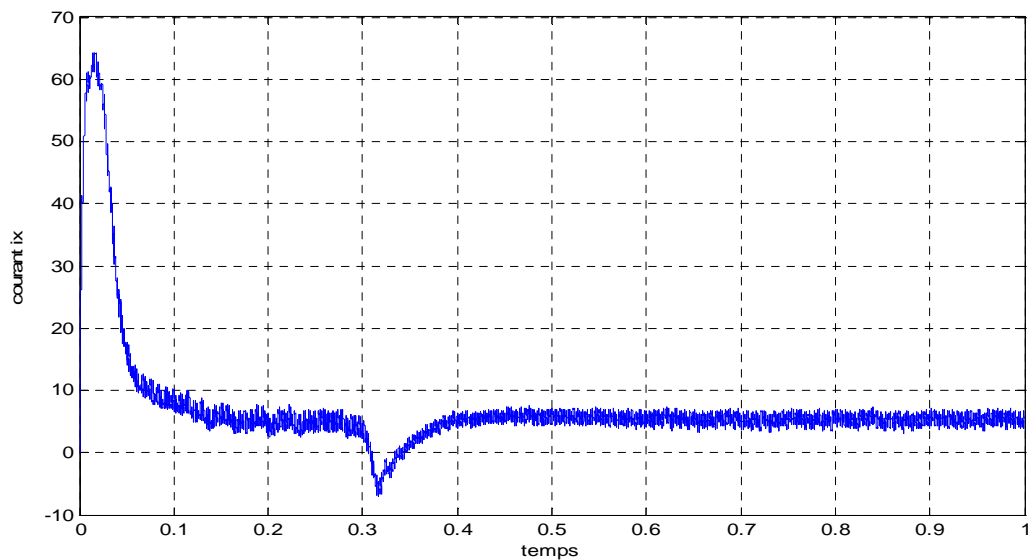


Figure.IV.18. Courant dans l'axe x de Park

On régime à vide :

- On remarque un appel important du courant au démarrage environ quatre fois le courant nominal figure.IV.12 et le régime permanent à vide s'établi à partir de l'instant $t=0.9$ s, on a abouti à des courants proche de la sinusoïde figure.IV.13.
- La courbe de vitesse rotorique joint parfaitement la vitesse référentielle après 0.9 s (figureIV.14).
- La courbe du couple électromagnétique se stabilise à zéro à $t=0.9$ s après un pic important au démarrage dû à l'appel du courant (figureIV.15).
- La courbe du flux total atteint celle de flux référentiel au bout de 0.6 s (figureIV.16).
- La courbe du courant I_y atteint la valeur zéro après 0.9 s (figureIV.17).
- La courbe du courant I_x atteint sa valeur en régime à vide après 0.45 s (figureIV.18).

III. Système fraiseuse

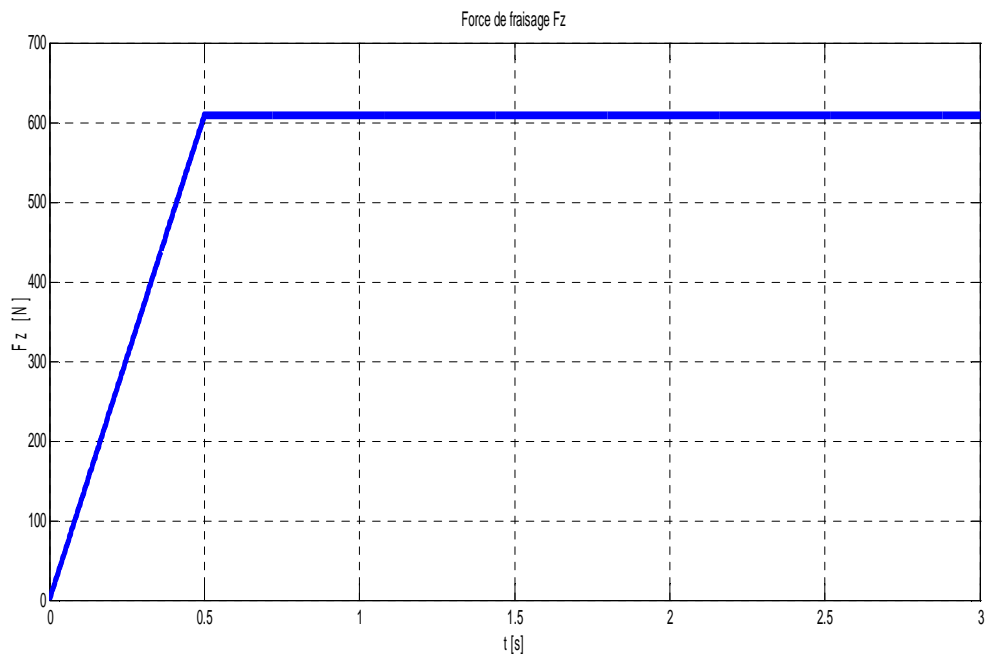


Figure.IV.19. Force de fraisage

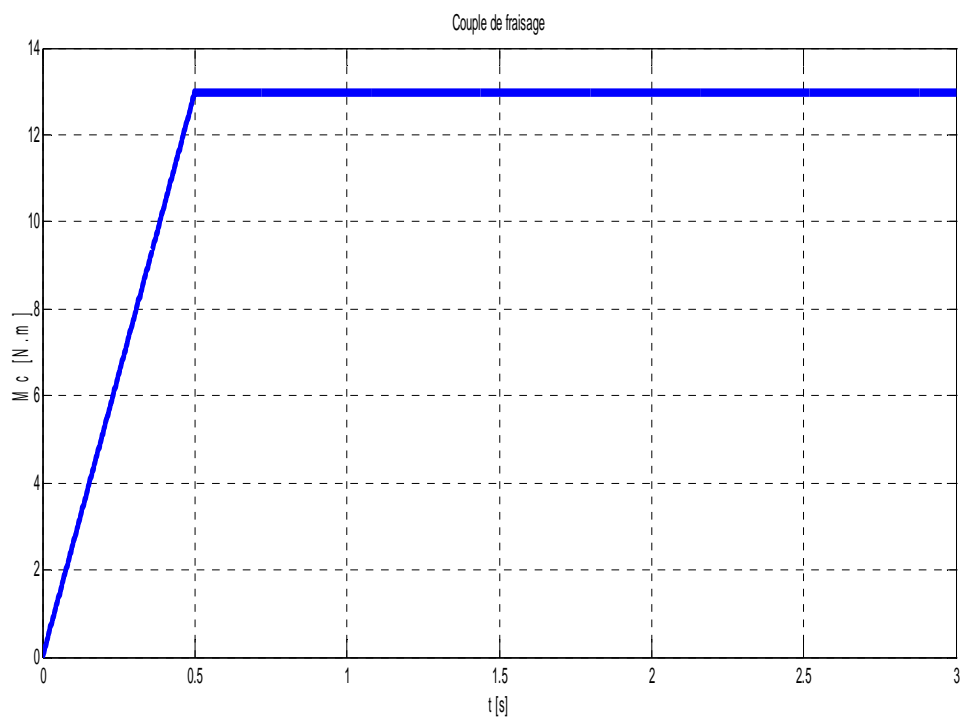


Figure.IV.20. Couple de fraisage

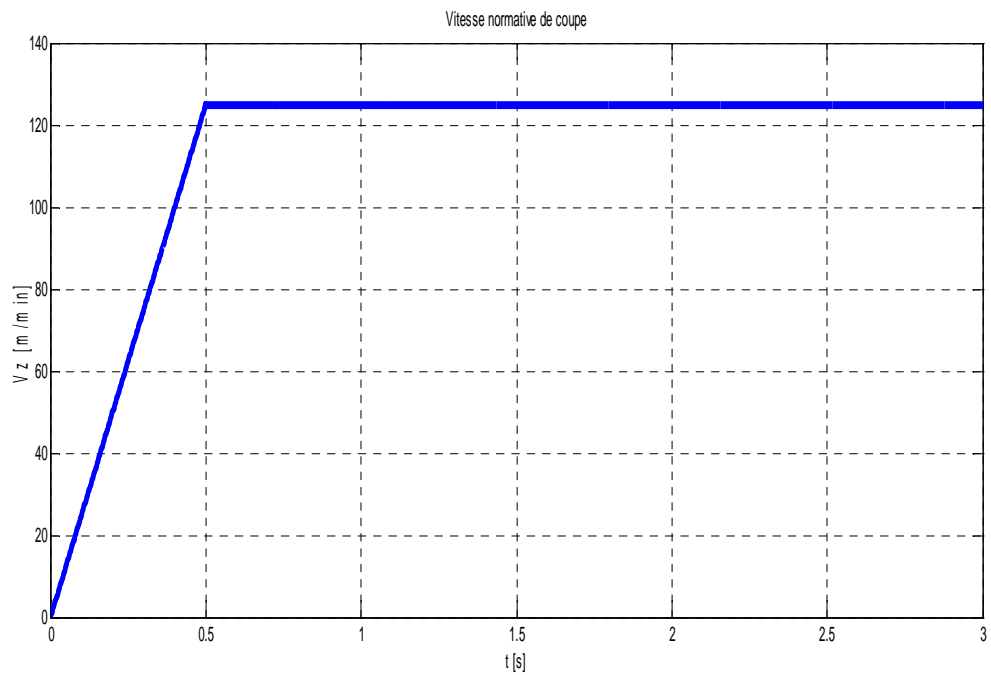


Figure.IV.21. Vitesse normative de coupe

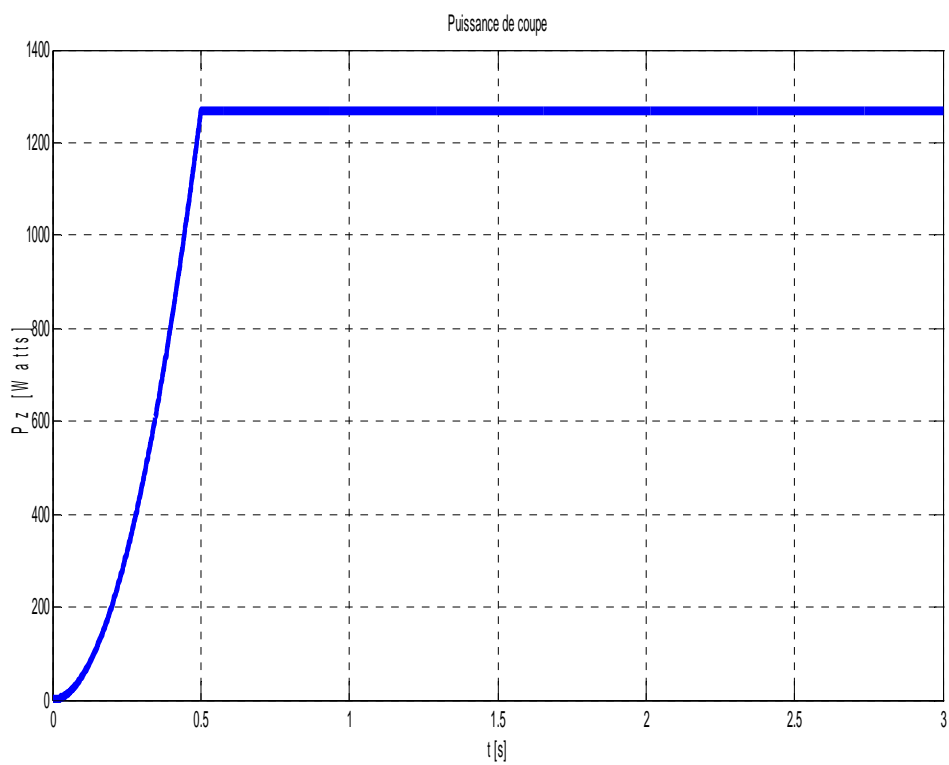


Figure.IV.22. Puissance de coupe

Les résultats de simulation sont comme suit :

- La figure.IV.19 représente la force de fraisage qui atteint la valeur 609 N au bout de 0.5 s.
- La figure.IV.20 représente le couple de fraisage atteignant la valeur 13 N.m au bout de 0.5 s.
- La figure.IV.21 représente la vitesse normative de coupe qui atteint la valeur 125m/min après 0.5 s.
- La figure.IV.22 représente la puissance de coupe s'élevant jusqu'à la valeur 1268.75 W après 0.5 s.

IV. Régime en charge

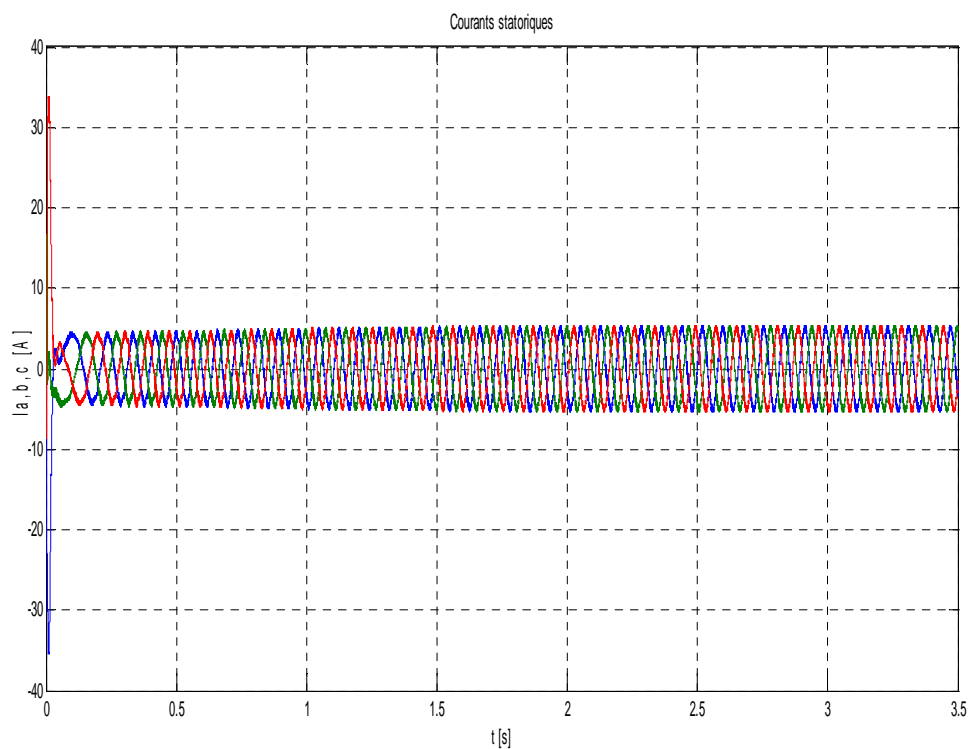


Figure.IV.23. Courants statoriques I_a , I_b , I_c

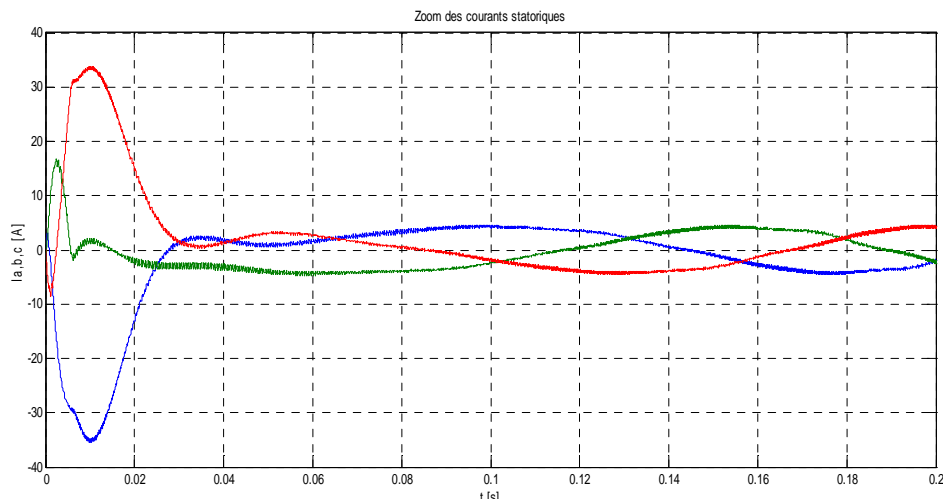


Figure.IV.24.Zoom des courants statoriques (régime transitoire)

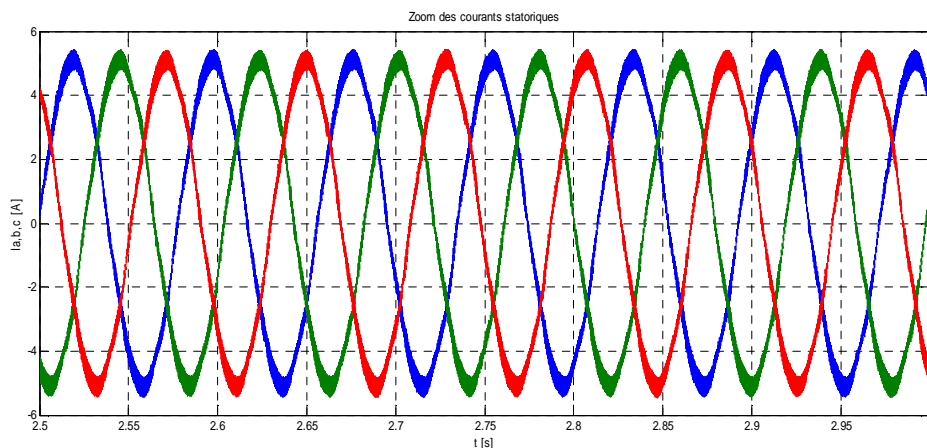


Figure.IV.25.Zoom des courants statoriques (régime permanent)

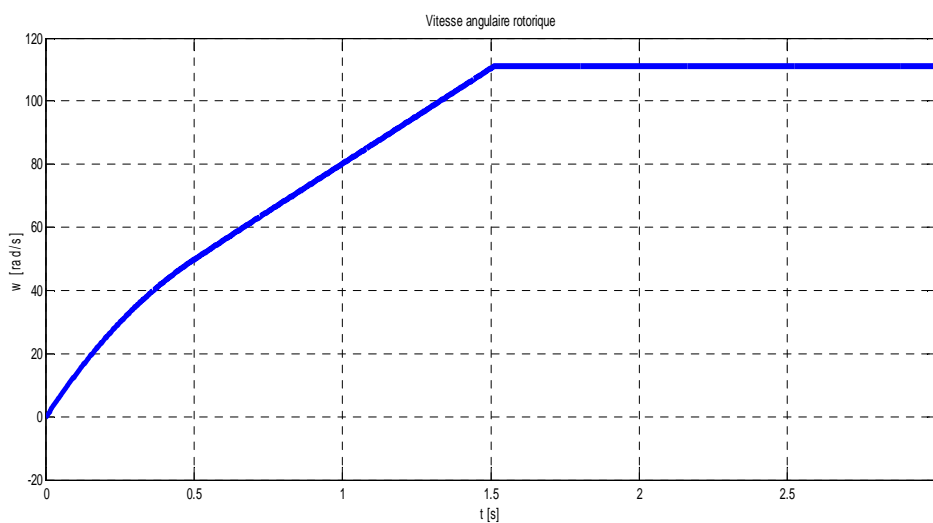


Figure.IV.26. Vitesse angulaire rotorique

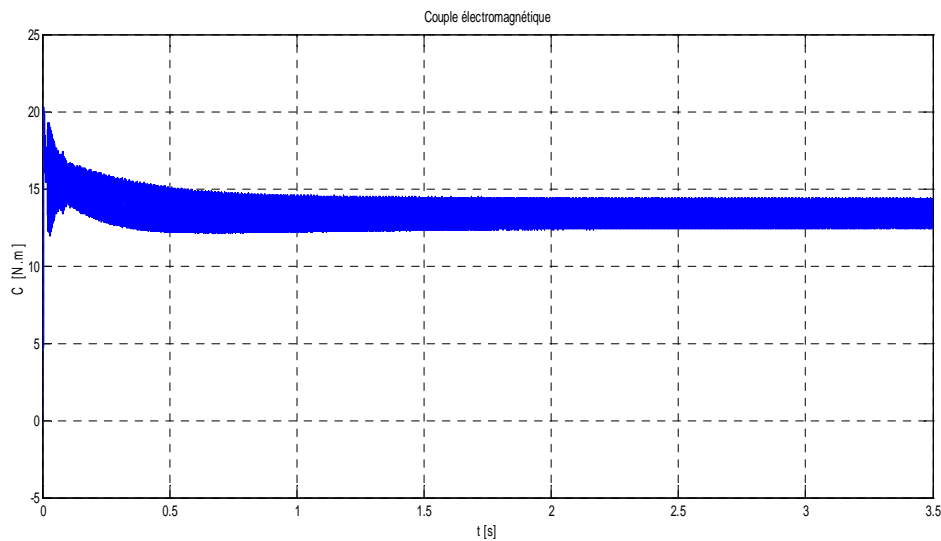


Figure.IV.27. Couple électromagnétique

En régime en charge on a :

- Les courants statoriques atteignent le régime permanent après 1.5 s (figure.IV.23, 24, et 25).
- La vitesse rotorique s'établit à 111 rad/s au bout de 1.5 s (figure.IV.26).
- Le couple électromagnétique est équivalent à la valeur du couple résistant, 13 N.m après 0.5 s (figure.IV.27).

V. Interprétation des résultats

Après présentation et analyse de ces différentes simulations, nous déduisons ce qui suit:

- Le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique est totalement assuré (l'allure du couple suit celle du courant I_y et à son tour le flux suit le courant I_x).
- Les réponses transitoires sont correctes (les dépassements du courant et du couple ainsi que la vitesse lors de démarrage ne dépassent pas les valeurs limitées).
- La prise en considération d'une perturbation de charge est instantanée (les courbes flux et vitesse suivent parfaitement celles de référence).
- L'inertie des régulateurs PI utilisés dans la stratégie à flux orienté direct qui cause un retard dans la réponse de couple et de la vitesse.
- Ce découplage présente une sensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine (résistance rotorique)

Dans l'ensemble, la commande vectorielle à flux rotorique orienté a donné de bons résultats, surtout, elle a montré une efficacité et une robustesse vis-à-vis des perturbations causées par l'application d'un couple de charge ou un échelon de vitesse.

Conclusion

La commande vectorielle à flux orienté est parmi les commandes les plus répandues et les plus appliquées pour les machines alternatives destinées aux machines outils de fraisage. Les résultats de simulation obtenus valident le modèle de la commande proposée. On observe bien les performances de cette commande particulièrement au niveau du courant statorique et du couple électromagnétique, qui sont considérés comme un indicateur de précision à l'établissement des grandeurs.

L'application de cette méthode de commande nous a permis d'atteindre l'objectif tracé pour la réalisation de ce travail.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Dans ce travail, qui a pour objet de décrire et d'étudier le processus technologique du système technique entraînant la broche d'une machine à fraiser (mouvement de coupe), nous avons effectué un développement complet d'une commande basée sur des calculs des régimes de coupe d'un type de pièce à usiner.

Des notions sur le fraisage y compris les principaux modes de celui-ci incluant les paramètres de coupe sont exposées dans la partie théorique. Nous avons décrit, donc la machine type en procédant à l'étude du mouvement de la broche porte-outil. Ceci, a conduit impérativement à la décomposition du processus de fraisage en sous systèmes.

L'étude du mouvement de coupe de la fraiseuse 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 fraiseuse. Le choix est établi sur le moteur asynchrone car, ce dernier alimenté à fréquence variable assure une adaptation adéquate aux caractéristiques exigées par la charge (différentes vitesses et couples pour différents types de matériaux). Un calcul des paramètres de l'entraînement électrique (vitesse de coupe, effort de coupe puissance de coupe) est obtenu en vue de construire les diagrammes de charge de l'ensemble du système élaboré.

Comme dispositif de régulation de vitesse du convertisseur électromécanique d'énergie, 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.

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 en vue de sa commande est présenté dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park. L'association convertisseur machine est aussi donnée.

La commande de la broche nécessite de bonnes performances du côté moteur : fonctionnement régulier sur toute la plage de vitesse, couple maximal à vitesse nulle, bonnes performances dynamiques combinées à des accélérations et décélérations rapides. La commande vectorielle, pour laquelle nous avons opté, car elle son utilisation est très répandue dans l'industrie. Surtout qu'elle offre la possibilité de réduire les gabarits du

Conclusion générale et perspectives

moteur, et par conséquent son coût de revient et sa consommation électrique. 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.

Le modèle complet du convertisseur statique, que nous avons choisi pour le moteur asynchrone triphasé, est une simple mise en cascade d'un redresseur, filtre et onduleur. Ce dernier est commandé par une MLI vectorielle qui contrôle et impose la largeur des impulsions obtenues par hachage de la tension d'entrée.

Après avoir élaboré le système d'entraînement électrique de la broche porte-outil, nous avons proposé un schéma de simulation numérique. L'implantation de la commande est réalisée en utilisant le logiciel Matlab/Simulink.

Les résultats de simulation obtenus montrent qu'avec un simple régulateur classique du type PI, le moteur suit parfaitement les consignes désirées (vitesse ajustée à 111 rad/s) aussi bien en régime transitoire en minimisant le dépassement observé sur le flux et le courant (courant de démarrage inférieur à quatre fois le courant nominal), les pics sur les valeurs du couple sont évités ($C_d \approx 1.5 C$), qu'en régime permanent (minimisation des ondulations et suivi parfait des consignes référentielles). Néanmoins, seule la réponse de l'ensemble du système est relativement lente, mais acceptable (temps de réponse égale à 1.5 seconde).

Les performances dynamiques obtenues par la commande de vitesse de la machine asynchrone sont satisfaisantes grâce au découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique qui rend cette dernière semblable au moteur à courant continu à excitation séparée. Cette stratégie a montré une efficacité et une robustesse vis-à-vis des perturbations causées par l'application d'un couple de charge ou un échelon de vitesse. La simulation valide donc la commande élaborée.

Ce travail peut se poursuivre en perspective basée sur l'approfondissement de certains aspects technologiques cités ci-après :

- Commande de la broche à entraînement en ligne, devant être couplée directement au moteur pour offrir un bon état de surface (moins de rugosité) et une meilleure stabilité thermique. Cet entraînement élimine les jeux (entrefers), de même l'utilisation d'un réducteur mécanique qui sont les causes du manque de précision et de diminution des performances dynamiques du système.
- Commande des axes par des servomoteurs sans balais pouvant développer davantage de puissance et présentant des taux d'accélération et de décélération relativement plus élevés pour réduire les temps de cycle. L'intégration dans le système des encodeurs à haute résolution et de réponse numérique à boucle fermée garantira un positionnement avec une précision plus élevée.

Annexes

Annexe B

I. Calcul des paramètres

Type d'instrument : fraise à disque

Diamètre de la fraise : $d = 60 \text{ mm}$

Nombre de dents de la fraise : $z = 11$

Profondeur de fraisage : $t = 10 \text{ mm}$

Avancement sur dent de la fraise $s = 0,2 \text{ mm}$

Largeur de fraisage : $B = 20 \text{ mm}$

Coefficient dépendant du matériau à usiner, des types de fraisage et de traitement : $C_v = 160$

Endurance de la fraiseuse : $T = 180$

q, m, y_v, x_v, k, n : Exposants dépendants des propriétés du matériau à traiter on prend :

$$q = 0,5 ; m = 0,2 ; y_v = 0,4 ; x_v = 0,33 ; k = 0,3 ; n = 0,1$$

Coefficient dépendant du matériau à travailler et type d'usinage, : $C_F = 280$.

x_F, y_F, i : Exposants dépendants des propriétés du matériau à traiter on prend : $x_F = 0.6 ; y_F = 0.74 ; i = -1$

Distance entre le matériau à usiner et l'outil de coupe : $l_1 = 360 \text{ mm}$

Valeur de coupe de la fraiseuse : $L_2 = 12 \text{ mm}$

Longueur de fraisage : $l_3 = 320 \text{ mm}$

Valeur de dépassement de la fraise : $l_4 = 5 \text{ mm}$

Rendement de transmission mécanique : $\eta_n = 0.88$

Coefficient de réserve en puissance : $K = 1.3$

Annexes

la vitesse normative de coupe V_Z	125 m/min
Vitesse de rotation de l'instrument n_i	663 tr/min
Effort de coupe F_Z	609 N
Le temps de rapidité de course de matériau vers l'outil de coupe t_1	2.7 s
Temps technologique de fraisage t_2	13.8 s
Temps de rapidité de retrait du matériau t_3	5.22 s
Temps d'usinage sommaire t_Z	21.7 s
Puissance de coupe P_Z	1268.75 W
Puissance de charge P_c	1874 W

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

Les paramètres du moteur (4AB2P160M4PB) choisis sont :

La puissance nominale : $P_n = 4 \text{ kw}$

La vitesse nominale de rotation : $n = 2870 \text{ tr/min}$

Facteur de puissance : $\cos \varphi = 0.83$

Le couple maximale : $C_{max} = 2C_n$

Le glissement critique : $g_{cr} = 0.22$

Le glissement nominal : $g = 0.23$

Moment d'inertie du moteur : $J_{mot} = 0.0056 \text{ Kg. M}$

Les paramètres de l'entraînement :

L'accélération angulaire : $\varepsilon = 600 \text{ rd/s}^2$

$J_d = (0.1 \div 0.3)J_{mot} \quad \delta = 0.1$

Le rendement du moteur : $\eta = 0.83$

Le moment d'inertie de réducteur : $J_d = 10^{-5} \text{ Kg. m}^2$

La vitesse maximale de disque de la fraise : $n_{max.d} = 1800 \text{ tr/min}$

Annexes

II. Calcul des paramètres de l'entraînement électrique (mouvement de coupe)

Vitesse angulaire de rotation	$\omega_n = 300.39 \text{ rd/s}$
Couple nominale	$C = 13.31 \text{ N.m}$
Réducteur	$j_{red} = 1.6$
Couple dynamique	$C_{dyn} = 3.70 \text{ Nm}$
Couple à vide	$C_{\sim} = 1.638 \text{ Nm}$
Couple magnétique du moteur lors du fraisage	$C_f = 13.757 \text{ N.m}$
Vitesse de rotation du rotor	$\omega = 111.03 \text{ rd/s}$
Couple équivalent thermique	$C_{eq} = 10.70 \text{ Nm}$
Calcul des couples et temps pour chaque portion de fonctionnement de l'EE	
Démarrage	$C_1 = 05.33 \text{ Nm}, t_1 = 0.185 \text{ s}$
Amenée accélérée du matériau à usiner	$C_2 = 1.638 \text{ Nm}, t_2 = 3.005 \text{ s}$
Couple de fraisage de la pièce	$C_3 = 13.757 \text{ Nm}, t_3 = 13.15 \text{ s}$
Retrait accéléré de la pièce	$C_4 = 1.638 \text{ Nm}, t_4 = 5.42 \text{ s}$
Freinage de l'EE	$C_5 = -02.062 \text{ Nm}, t_5 = 0.185 \text{ s}$

III. Calcul des valeurs limites des paramètres de convertisseur

Le courant nominal	$I_n = 8.79 \text{ A}$
Le courant à vide	$I_0 = 2.78 \text{ A}$
Module de la rigidité (raideur) des caractéristiques fréquentielles	$\beta = 0.263$
Ecart de la vitesse angulaire par rapport à celle à vide à $C_{mot} = C_{rmax}$	$\Delta\omega_1 = 52.28 \text{ rad/s}$
Valeur de maximale de courant rotorique en échauffement	$I_{2'emax}^2 = 14.49 \text{ A}$
Valeur maximale équivalente de courant en échauffement	$I_{emax} = 4.69 \text{ A}$

IV. Calcul du circuit de puissance

On peut opter conformément aux paramètres calculés pour un convertisseur (variateur) de fréquence « micromastervector » de la société « siemens » destiné pour le fonctionnement avec un moteur asynchrone de la gamme de puissance (0.12 à 7.5) Kw.

Nombre de phase de convertisseur : 3

Fréquence maximale de sortie : 50 Hz

Tension d'entrée : (400 à 500) V

Courant nominal : 9.2A

Annexes

Surcharge admissible en courant pendant 60s est de 150%

Fréquence d'entrée (47 à 63) Hz

Rendement du convertisseur 97%

$\cos \varphi_n : 0.7$

Mode de freinage : freinage dynamique

Poids 4.8 Kg

Coefficient de schéma (pour un schéma triphasé : $K_{sch} = 2.34$).

La tension de phase	$U_1 = 220 V$
La tension à l'entrée de convertisseur	$U_c = 514.8 V$
La puissance dissipée	$P_{dis} = 1298.7 W$
la résistance de freinage	$R_f = 204.06 \Omega$

Annexe C

I. Calcul des paramètres du schéma équivalent

Données des résistances et des réactances inductives en valeurs réduites [pu]

La résistance statorique en valeur réduite : $R_1^* = 0.077$

La résistance rotorique en valeur réduite : $R_2^* = 0.051$

La réactance inductive statorique en valeur réduite : $X_1^* = 0.08$

La réactance inductive rotorique en valeur réduite : $X_2^* = 0.08$

La réactance inductive mutuelle en valeur réduite : $X_\mu^* = 1.52$

Résistance nominale	$R_n = 25.028 \Omega$
Résistance de l'enroulement statorique	$R_1' = 1.92 \Omega$
Résistance de l'enroulement rotorique	$R_2'' = 1.27 \Omega$
Résistance de dispersion statorique	$X_1' = 2 \Omega$
Résistance de dispersion rotorique	$X_2'' = 2 \Omega$
Réactance inductive mutuelle	$X_\mu = 38 \Omega$
Inductance de dispersion statorique	$L_{1\sigma} = 0.0063 H$
Inductance de dispersion rotorique	$L_{2\sigma} = 0.0063 H$
Inductance de dispersion mutuelle stator et rotor	$L_\mu = 0.12 H$
Inductance cyclique statorique	$L_1 = 0.186 H$
Inductance cyclique rotorique	$L_2 = 0.186 H$
Inductance mutuelle	$L_{12} = 0.18 H$
Coefficient de correction pour un schéma corrigé en L	$\sigma_1 = 1.052$

Annexes

Résistance statorique	$R_1 = 1.82 \Omega$
Résistance rotorique ramené au stator	$R'_2 = 1.14 \Omega$
Résistance rotorique	$R_2 = 5 \Omega$
Résistance équivalente	$R_{eq} = 2.88 \Omega$
Inductance équivalente	$L_{eq} = 0.012 H$
Constante de temps équivalente	$T_{eq} = 0.004 s$
Constante de temps rotorique	$T_2 = 0.146 s$
Constante de construction (côté couple)	$K_c = 2.9$
Coefficient d'amplification du convertisseur	$\beta = 0.44$

II. Calcul des régulateurs

régulateurs	Flux	Couple	Vitesse
Gain proportionnel	13.45	0.16	27.7
Gain intégral	91	40	3462.5