

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département Electromécanique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Par

- **Houairi Said**
- **Kerbouai Fouad**

Intitulé

***Implémentation de la commande scalaire pour la machine asynchrone sous
une carte DSPACE 1104***

Soutenu le : 25/06/2022

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
M. A. CHOUDAR	MCB	Président	Univ-BBA
M. F. ZEBIRI	...	Encadreur	Univ-BBA
M. A. BENHENICHE	Examineur	Univ-BBA

Année Universitaire 2021/2022

Remerciement

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*Nous voudrions remercier Allah de nous avoir accordé la santé, le courage, la patience
et de nous avoir aidés à terminer ce travail.*

Et de nous avoir accordé la volonté durant toutes ces années d'études.

*Nous remercions notre encadreur **Fouad Zebiri** pour tous ses efforts, ses orientations
et assistances pour accomplir ce travail*

*Nous tenons également à remercier tous les membres de jury d'avoir accepté de juger
ce mémoire.*

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à tous les professeurs qui nous ont
aidés tout au long de notre cursus universitaire*

*Aussi, nous tenons à sincèrement remercier tous ceux qui, de près ou de loin, ont
contribué à la réussite de ce travail.*

Dédicaces

Nous dédions ce modeste travail à de nos très chers parents, frères et sœurs.

À tous les amis et collègues

À tous ceux qui ont collaboré de près ou de loin à ce travail.

Enfin, je souhaite à toute la promotion 2022 un avenir prospère plein de réussite et de succès

Résumé :

L'objectif de ce mémoire est l'implantation de la commande scalaire du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur de tension sur une carte DSPACE 1104. Dans ce cas le moteur est modélisé dans le système biphasé dq à l'aide de la transformation du PARK pour réduire la complexité des équations. Avant la simulation du moteur nous avons fait plusieurs essais pratique pour identifier les paramètres de notre moteur. Une fois les paramètres identifiés nous avons simulé le moteur dans l'environnement MATLAB. Après la modélisation et la simulation de la MAS dans le régime permanent la commande scalaire est implantée dans le MATLAB. La phase finale de notre travail est l'implantation pratique de cette commande sous la carte DSPACE 1104.

Les mots clé : MAS, Transformation de PARK, Modélisation, Onduleur, Matlab Simulink, Commande Scalaire, Régulateur PI, Implémentation, Carte DSPACE 1104.

ملخص:

الهدف من هذه الأطروحة هو تطبيق التحكم السلمي للمحرك الغير متزامن المغذى بواسطة عاكس الجهد على لوحة DSPACE 1104. في هذه الحالة يتم نمذجة المحرك في النظام ثنائي الطور dq باستخدام تحويل PARK لتقليل من تعقيد المعادلات. قبل محاكاة المحرك ، أجرينا العديد من الاختبارات العملية لتحديد معاملات محركنا. بمجرد تحديد المعاملات ، قمنا بمحاكاة المحرك في بيئة MATLAB. بعد نمذجة ومحاكاة MAS في الحالة المستقرة ، يتم تنفيذ التحكم السلمي في MATLAB. المرحلة الأخيرة من عملنا هي التطبيق العملي لهذا التحكم تحت لوحة DSPACE 1104.

الكلمات الأساسية: محرك غير متزامن، تحويل PARK ، النمذجة، العاكس، Matlab Simulink، التحكم السلمي، منظم PI، تطبيق، لوحة DSPACE 1104.

Abstract:

The objective of this thesis is the implementation of the scalar control of the asynchronous motor powered by the voltage inverter on a DSPACE 1104 board. In this case, the motor is modeled in the two-phase system dq using the PARK transformation to reduce the complicity of the equations. Before the simulation of the motor, we made several practical tests to identify the parameters of our motor. Once the identifying parameters, we simulated the machine in the MATLAB environment. After the modeling and simulation of the MAS in the permanent regime, the scalar control is implemented in MATLAB. The final phase of our work is the practical implementation of this control on the DSPACE 1104 board.

Key words: MAS, PARK transformation, modeling, inverter, MATLAB Simulink, scalar control, PI regulator, implementation, DSPACE 1104 board.

Abréviation

Symbole	Désignation	Unité
<i>MAS</i>	Moteur Asynchrone	
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion	
$V_{ab} \quad V_{bc} \quad V_{ca}$	Tensions composées aux bornes du moteur	Volt
$V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}$	Tensions simples par rapport au neutre fictif du côté continu	Volt
$V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}$	Tensions simples par rapport au neutre du moteur	Volt
V_{no}	Tension entre le neutre o continu et neutre n du moteur	Volt
$\left[V_{AC} \right]$	Matrice des tensions alternatives	Volt
$\left[T \right]$	Matrice de modélisation de l'onduleur	
$\left[V_{DC} \right]$	Tension continue	Volt
<i>m</i>	Indice de modulation	
f_p	Fréquence de la porteuse	Hz
f_r	Fréquence de référence	Hz
<i>r</i>	Coefficient de réglage de la tension	
V_m	Tension maximale de la porteuse	Volt
V_{cp}	Tension crête de la porteuse	Volt
<i>f</i>	Fréquence du réseau de distribution 50 Hz	Hz
ω_s	Pulsation de synchronisme	rad/s
<i>g</i>	Glissement	
$V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}$	Tension simple aux bornes du stator du moteur	Volt
<i>ra, rb et rc</i>	Indices désignant le rotor	
θ	Angle de déphasage entre phase A stator et a du rotor	rad
R_s	Résistance d'une phase du stator	ohm
$\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}$	Flux statoriques	wb
$i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}$	Courants statoriques	Ampère
$V_{ra}, V_{rb} \text{ et } V_{rc}$	Tensions simples aux bornes du rotor	Volt

Abréviation

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb} \text{ et } \Phi_{rc}$	Flux rotorique de chaque phase	wb
Symbole	Désignation	Unité
$i_{ra}, i_{rb} \text{ et } i_{rc}$	Courants rotoriques	Ampère
R_r	Résistance rotorique	Ohm
$\begin{bmatrix} V_{r(abc)} \end{bmatrix}$	Matrice des tensions rotoriques	Volt
$\begin{bmatrix} V_{s(abc)} \end{bmatrix}$	Matrices des tensions statoriques	Volt
l_s	Inductance propre du stator	Henry
m_{ss}	Inductance mutuelle du stator	Henry
$m_{sr(abc)}$	Inductance mutuelle entre stator et rotor	Henry
M_{sr}	Valeur maximale de l'inductance mutuelle	Henry
$[P]^{-1} \quad [P]$	Matrice de Park et inverse	
$\begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{dqo} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix}$	Composantes tension, courant et flux sur les axes dq	
P	Nombre de pair de pôle	
Ω	Vitesse mécanique	Rad/s
w_{rl}	Vitesse de glissement	Rad/s
L_s	Inductance cyclique du stator	Henry
L_r	Inductance cyclique du rotor	Henry
M	Inductance cycle maximale de la mutuelle stator rotor	Henry
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	
T_r	Constante de temps rotorique	Seconde
γ	Coefficient choisi pour la simplification de l'écriture de la matrice d'état	
$[A]$	Matrice d'état	
$[B]$	Matrice de commande	
$[X]$	Vecteur d'état	
p_{in}	Puissance instantanée	Watt
p_j	Pertes par effet joule	Watt

Abréviation

p_{em}	Puissance électromagnétique	Watt
p_m	Puissance mécanique	Watt
Symbole	Désignation	Unité
C_{em}	Couple électromagnétique	Nm
w	Vitesse du rotor électrique	rad/s
C_r	Couple résistant	Nm
f_r	Coefficient de frottement	Nm s/rad
J	Moment d'inertie	Kg m ²
P_n	Puissance nominale du moteur	Kw
Ω_n	Vitesse mécanique nominale du moteur	tr/min
X_1	Réactance globale stator et rotor	ohm
I_n	Courant nominal du moteur	Ampère
R_m	Résistance de la partie magnétisante des pertes fer	ohm
X_m	Réactance de la partie magnétisante	ohm
P_{mec}	Pertes mécaniques	Ampère
P_{fer}	Pertes fer dans le circuit magnétique	Ampère
$Q_{reac\ s}$	Energie réactive absorbée à vide	var
P_0	Energie réactive absorbée à vide	watt
U_0	Tension composée mesurée à vide	Volt
P_{scc}	Puissance active mesurée essai rotor bloqué	watt
I_{scc}	Courant de ligne mesuré « essai rotor bloqué »	Ampère
U_{scc}	Tension composée mesurée « essai rotor bloqué »	Volt
ω_s	Pulsations statoriques	rad/s
ω_r	Pulsations rotorique	rad/s
R_r'	Résistance rotorique ramenée au stator	Ohm
I_r'	Courant rotorique ramené au primaire	Ampère
V_{ds}, V_{qs}	Tension statorique instantanées dans le repère de Park (d, q)	Volt
Φ_{ds}	Flux statoriques sur l'axe direct	web

Abréviation

Φ_{qs}	Flux statorique sur l'axe quadratique	
W_n	Fréquence propre	
Symbole	Désignation	Unité
$\overline{V_s}, \overline{I_s}$ et $\overline{\Phi_s}$	Composantes tension, courant et flux statorique en régime permanent	
$\overline{V_r}, \overline{I_r}$ et $\overline{\Phi_r}$	Composantes tension, courant et flux rotorique en régime permanent	
N_r	Impédance ramenée au stator, de l'inductance de fuite au rotor	(W)
θ_s	Angles de rotation entre le référentiel (dq)	rad/s
θ_r	Angle de rotation entre le stator et le rotor	rad/s
V_{s1}^*, V_{s2}^*	Tensions de références	Volt
V_{sn}	Tension simple à la sortie de l'onduleur	Volt
PI	Régulateur proportionnel intégrale	
k_i, k_p	Gains des régulateurs PI	
s	Operateur de Laplace	
FTBO	Fonction de Transfer en Boucle Ouvert	
FTBF	Fonction de Transfer du Système en Boucle Fermé	
ζ	Coefficient de dépassement	
<i>PWM</i>	Pulse With Modulation (MLI)	
<i>ADC</i>	Convertisseur Analogique/Numérique	
<i>DAC</i>	Convertisseur Numérique/Analogique	
<i>RTI</i>	Real Time Interface du DSPACE	
DSP	Digital Signal Processor	
BNC	Bayonet Neill Connector	
PC	Personal Computer	
DS	DSPACE	
TC	Transformateur Courant	
TT	Transformateur Tension	

Liste des tableaux

Tableau 1-1 Les mesures de la tension et du courant continu	23
Tableau 1-2 Les mesures des essais à vide.....	24
Tableau 1-3 Résultats de calcul de R_f et L_s et L_r	25
Tableau 1-4 Les mesures de l'essai à rotor bloqué.....	26
Tableau 1-5 Résultats des calculs de M et de R_r	27

Liste des figures

Figure 1-1 MAS thriphasé a cage et MAS thriphasé a rotor bobiné.....	4
Figure 1-2 Le principe de fonctionnement de la MAS et la règle de la main droite	5
Figure 1-3 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé.....	6
Figure 1-4 Transformation de Park des bobinages du moteur sur deux axes tournant avec le champ	10
Figure 1-5 Schéma de l'onduleur	17
Figure 1-6 La porteuse et la référence de la MLI	20
Figure 1-7 Schéma de Simulink de l'onduleur.....	20
Figure 1-8 Les tensions de sorties de l'onduleur	20
Figure 1-9 Schéma équivalent d'un moteur asynchrone triphasé.....	21
Figure 1-10 Les équipements de la plateforme d'essai du laboratoire	22
Figure 1-11 Schéma du montage de mesure de la résistance statorique	22
Figure 1-12 Montage de l'essai à vide du moteur	23
Figure 1-13 La représentation de P_{mec} et P_{fer} en fonction U_o^2	25
Figure 1-14 Montage de l'essai à rotor bloqué du moteur	26
Figure 1-15 Le graphe de la vitesse en fonction du temps dans l'essai de ralentissement	28
Figure 1-16 Courbe des vitesses mesurée et simulée avec les paramètres du moteur...	29
Figure 1-17 Schéma bloc de Simulink du moteur asynchrone	29
Figure 1-18 Résultat de simulation à vide du moteur asynchrone pour $C_r=0Nm$	30
Figure 1-19 Résultat de simulation à vide du moteur asynchrone pour $C_r=6Nm$	31
Figure 2-1 Schéma équivalent d'une machine asynchrone.....	35
Figure 2-2 Schéma équivalent d'une phase ramenée au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor	36
Figure 2-3 Schéma de principe de la commande scalaire en tension de la MAS.....	39
Figure 2-4 Schéma de régulateur PI de la vitesse.....	41
Figure 2-5 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.	43
Figure 2-6 Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire de la machine Asynchrone	44
Figure 2-7 Différents résultats pour $W_{ref}=157$ red/s et $C_r=3$ et $6 Nm$ appliqué à $2 s$ et $4 s$	45

Liste des figures

Figure 2-8 Différents résultats pour différent vitesse de référence $w_{ref} = 100, 20, 147, 180, 80, -100, 100$ red/s.....	46
Figure 3-1 Carte d'acquisition de la carte de PACE 1104.....	49
Figure 3-2 Panneau de connexion de la DSPACE 1104	49
Figure 3-3 Diagramme de l'architecture de la DS1104.....	50
Figure 3-4 Schéma Simulink de la commande vectorielle indirect	52
Figure 3-5 Ecran de sélection de Model Root et le glissement sur le flotter	53
Figure 3-6 Ecran du choix de l'appareil de mesure et d'enregistrement des sorties sur un fichier. Mat de Matlab.....	54
Figure 3-7 Le banc d'essai du laboratoire d'essai.....	54
Figure 3-8 Différent résultat pratique $W_r + W_{ref}$, fréquence, V_s , le rapporte V_s/f , tension de refinance, courant i_{sd}	56

Sommaire :

Remerciements	
Dédicace	
Résumé	
Abréviation	
Liste des tableaux	
Liste des figures	
1 Introduction générale	1
1 Modélisation de moteur asynchrone et l'onduleur avec l'identification des paramètres	3
1.1 Introduction	3
1.2 Modélisation du moteur asynchrone	3
1.2.1 Description du moteur asynchrone	3
1.3 Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones	4
1.3.2 Inconvénients	4
1.4 Principe de fonctionnement	5
1.4.1 Hypothèses simplificatrices	5
1.4.2 Equations électriques	6
1.4.3 Equations magnétiques	8
1.4.4 Transformation de Park	9
1.4.5 Modèle d'état du moteur asynchrone	13
1.4.6 Les expressions du couple électromagnétique	15
1.4.7 L'équation mécanique	16
1.5 Modélisation de l'onduleur de tension	16
1.5.1 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé	17
1.5.2 Hypothèses simplificatrices	18
1.5.3 Modèle de l'onduleur	18

1.5.4	Résultat de simulation de la MLI naturelle	20
1.6	Identification des paramètres du moteur asynchrone	21
1.6.1	Essai volt-ampérométrique (détermination de R_s)	22
1.6.2	Essai à vide du moteur asynchrone (détermination de L_s et R_f)	23
1.6.3	Essai à rotor bloqué du MAS (essai en CC) (détermination de R_r et M)	25
1.6.4	Essai de ralentissement du MAS (détermination de J et f_r)	27
1.6.5	Résultats de l'identification des paramètres du moteur asynchrone	28
1.7	Simulation du moteur (MAS) et association onduleur-MAS	29
1.7.1	Modèle du moteur dans le programme Simulink	29
1.8	Conclusion	32
2	Commande scalaire d'une machine asynchrone	33
2.1	Introduction	33
2.2	Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent	33
2.2.1	Modèle de la machine asynchrone en régime permanent	33
2.2.2	Schéma électrique équivalent	35
2.2.3	Schéma ramené au stator avec inductance de fuite localisée au rotor	35
2.3	Equation du couple électromagnétique	36
2.4	Comportement de la MAS en régime permanent	37
2.4.1	Différentes variantes de la commande scalaire	38
2.4.2	Commande scalaire en tension en boucle fermé	39
2.4.3	Loi de commande scalaire V_s/f constante	40
2.4.4	Principe générale de la commande scalaire	44
2.5	Simulation de le commande scalaire de la MAS	44
3	Conclusion	47
3	Implémentation De La Commande Scalaire	48
3.1	Introduction	48
3.2	Présentation de la DSPACE 1104	48
3.2.1	Architecture interne de la carte DS1104	50

3.2.2	Domaine d'application de la carte DS1104	50
3.2.3	Fonctionnement de DSPACE	51
3.3	La partie pratique	51
3.4	Résultats expérimentaux	54
3.5	Conclusion	57
4	Conclusion générale	58
<i>Annex</i>	58

Introduction

Générale

1 Introduction générale :

Le premier moteur électrique a été inventé par William Sturgeon en 1832 c'est le moteur à courant continu en raison du coût et l'entretien du collecteur. Nikola Tesla a inventé le moteur à induction en 1888, il est largement utilisé dans les différents domaines surtout à l'industrie à cause de sa robustesse, son coût et sa maintenance facile. De plus, la vitesse de rotation est presque constante sur une large plage de puissance. [28,29]

Les solutions électriques pour la variation de vitesse viennent des caractéristiques incomparables que leur confère l'électronique de puissance. La première de ces solutions est la commande scalaire qui est simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles. Elle est basée sur le modèle de la machine dans le régime permanent. [30]

Notre travail concerne la simulation et l'implantation de la commande scalaire pour une machine asynchrone en utilisant la carte DSPACE 1104. Afin de bien situer notre travail, nous l'avons organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre se compose de deux parties ; la première concerne l'aperçu sur la machine asynchrone et sa modélisation à partir des équations électrique et mécanique. Le modèle biphasé lié au système d'axes dq , liés au champ tournant est obtenu à partir du système d'axes ABC , par l'utilisation de la transformation de Park. Puis, nous passerons, à la modélisation de l'onduleur de tension triphasée qui est utilisé comme un convertisseur et source des signaux triphasé, qui est commandé par la technique MLI (sinus-triangle).

L'autre partie est consacré à l'identification paramétrique du moteur asynchrone à cage par les essais classiques en tenant compte du schéma équivalent. Le traitement des résultats a été par le biais d'un programme établi sous Matlab.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étudier de la loi de commande scalaire V/f en boucle fermée par le modèle d'état de la machine asynchrone dans le régime permanent. Pour régler la vitesse, le correcteur PI est utilisé. Les résultats obtenus sont visualisés sous Matlab Simulink.

Le dernier chapitre comporte l'implémentation de la commande scalaire sur la carte DSPACE 1104 pour le moteur asynchrone à vide avec une succincte description des étapes

de l'expérience selon le matériel disponible dans laboratoire. Il est à noter la confirmation les résultats de simulation.

Chapitre 01

Modélisation De
Moteur Asynchrone Et De
l'Onduleur
Avec
L'Identification Des
paramètres

1 Modélisation de moteur asynchrone et l'onduleur avec l'identification des paramètres :

1.1 Introduction :

L'étude et la commande de la machine asynchrone sont basées sur le modèle mathématique du moteur. L'intérêt d'un modèle est l'analyse et la prédiction du comportement en régime statique et dynamique du système physique.

Pour aboutir à une représentation fiable qui donne avec une certaine précision le comportement de la MAS, il a été fait recours à la transformation de Park qui donne un système de deux dimension à partir d'un référentiel en triphasé c-à-d (a,b,c). Puis la modélisation de l'onduleur de tension qui est l'alimentation de la machine, avec une description de la méthode de commande rapprochées à MLI, très appréciée par ses avantages lorsqu'elle est associée à la variation de vitesse des machines électriques. Ensuite la simulation de l'association du moteur avec l'onduleur. [1]

1.2 Modélisation du moteur asynchrone :

La modélisation d'une machine asynchrone permet de représenter son état de fonctionnement dans différentes situations, tout en permettant une simplification significative des calculs.

1.2.1 Description du moteur asynchrone : [2] [5]

Un moteur à induction triphasé est constitué d'une partie fixe dite stator et l'autre partie mobile appelée rotor qui tourne autour de l'axe de symétrie du moteur. Trois enroulements identiques sont logés dans des encoches régulièrement espacées sur la surface interne du stator, avec p paires de pôles ; leurs axes sont espacés l'un de l'autre d'un angle électrique égal à 120° . Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par des onduleurs de tension ou de courant à fréquence et amplitude réglables. Il existe deux types de moteur selon la construction du rotor :

Rotor à cage se compose d'une série de barres conductrices posées dans des fentes creusées dans la face du rotor et court-circuitées à l'extrémité par des anneaux. L'ensemble des barres et anneaux ressemble à une cage d'écureuils.

Un rotor bobiné est un ensemble d'enroulements triphasés similaires aux enroulements du stator. Les trois phases des enroulements du rotor sont généralement connectées en Y et les extrémités des trois fils du rotor sont liées à des bagues collectrices. Les moteurs à induction à rotor bobiné ont donc leurs courants de rotor accessibles au niveau des balais du stator, où ils peuvent être examinés et où une résistance supplémentaire insérée dans le circuit du rotor. Il est possible de profiter de cette fonctionnalité pour modifier la caractéristique mécanique du moteur.

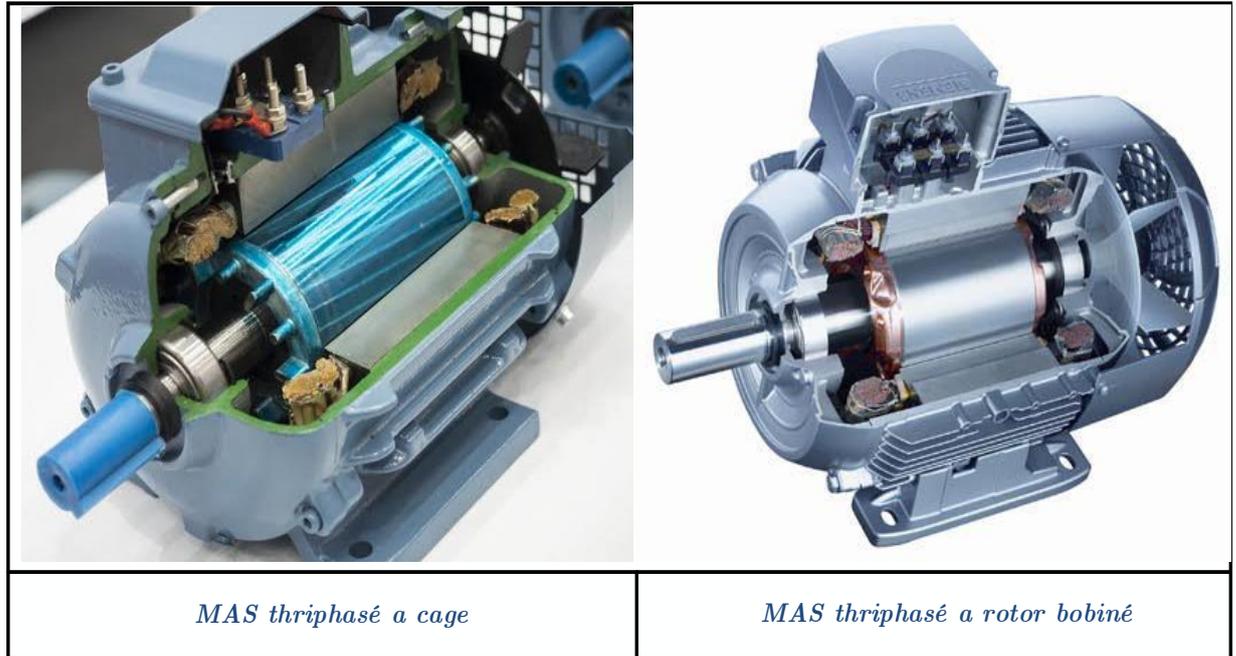


Figure 1-1 MAS triphasé à cage et MAS triphasé à rotor bobiné

1.3 Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones : [4]

1.3.1.1 Avantages :

Le moteur asynchrone à une structure simple, il est robuste et facile à construire, utilisé pour les puissance moyenne et élevés, peut être relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence constantes, Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone, et il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

1.3.2 Inconvénients :

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone au démarrage le couple très élevé que le couple nominal, La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage la vitesse et le couple.

1.4 Principe de fonctionnement : [3] [9] [11]

Le moteur qui fonctionne sur le principe de l'induction électromagnétique est appelé moteur à induction. L'induction électromagnétique est le phénomène dans lequel la force électromotrice induite à travers le conducteur électrique lorsqu'il est placé dans un champ magnétique tournant.

Les trois courants statoriques i_a i_b i_c de pulsation w , créent un champ magnétique tournant à une vitesse, $\Omega_s = w_s/p$, à l'arrêt du rotor les forces magnétomotrices, induisent dans les phases rotoriques des forces électromotrices, les conducteurs du rotor sont traversés par le champ tournant du stator. Nous avons deux flux, l'un du rotor et l'autre du stator.

Ces derniers interagissent entre eux ; le résultat de cet effet est le couple électromagnétique ; le rotor commence à tourner dans le même sens que celui du champ magnétique tournant.

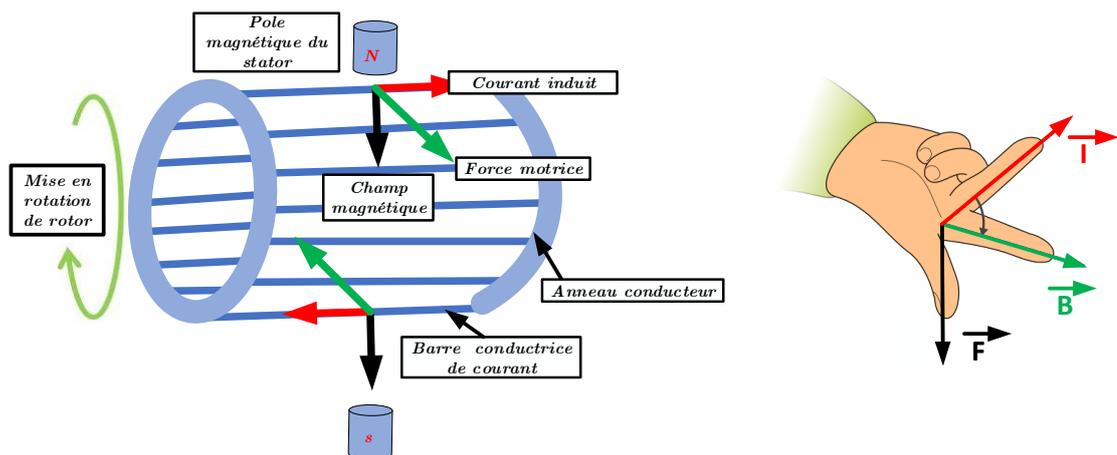


Figure 1-2 Le principe de fonctionnement de la MAS et la règle de la main droite

1.4.1 Hypothèses simplificatrices : [2]

Les phénomènes liés au comportement de la MAS (structure et fonctionnement) sont complexes, et il est difficile d'en tenir compte de tous à la fois, car en général ils sont très couplés et non-linéaires. Donc, pour établir un modèle de la machine facile à mettre en œuvre, avec des paramètres aisément identifiables, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes :

Les résultats de ces hypothèses sont :

- Entrefer constant et effet d'encoche négligé.

- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Hystérésis et courants de Foucault négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques (particulièrement les résistances des enroulements) n'est pas prise en compte.
- Répartition spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

On admet de plus que la machine est parfaitement symétrique. Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres des bobinages.
- La constance des résistances statoriques et rotoriques.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

1.4.2 Equations électriques :

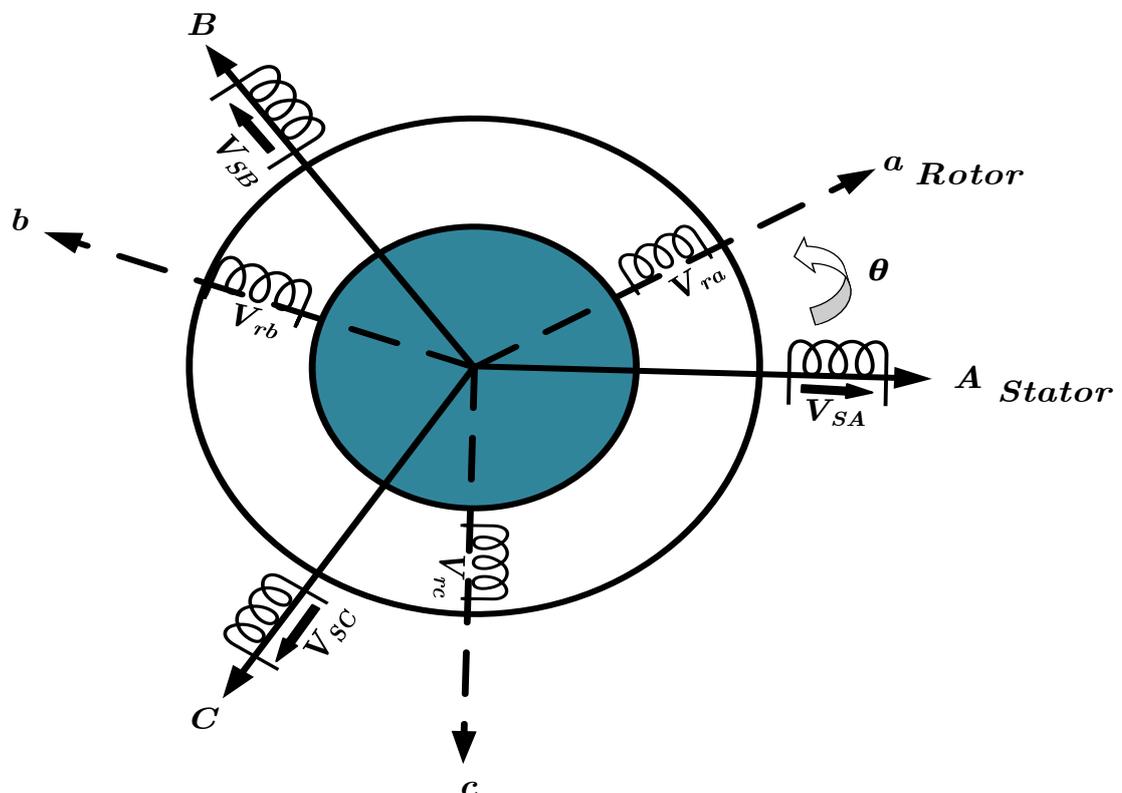


Figure 1-3 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

V_{sa} est la tension de la phase A du stator prise comme référentiel et V_{ra} et celle du rotor prise comme référence avec θ l'angle variable en fonction du temps donnant la position du rotor par rapport au stator. En application de la loi de Faraday et la loi d'Ohm, les tensions sont reliées aux courants et les flux totaux par les relations suivantes :

$$\text{Au stator : } \begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (1.1)$$

$$\text{Au rotor : } \begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (1.2)$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb} et V_{sc} tensions appliquées aux trois phases du stator

V_{ra}, V_{rb} et V_{rc} tensions appliquées aux trois phases fictives du rotor

i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} courants qui traversent les phases du stator

i_{ra}, i_{rb} et i_{rc} courants qui traversent les phases fictives du rotor

Φ_{sa}, Φ_{sb} et Φ_{sc} flux totaux qui traversent les trois phases du stator

Φ_{ra}, Φ_{rb} et Φ_{rc} flux totaux qui traversent les trois phases fictives du rotor

R_s Résistance d'une phase statorique

R_r Résistance d'une phase rotorique

Les équations (1.1) et (1.2) peuvent être écrites sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

D'une autre manière et plus condensée :

$$\begin{bmatrix} V_{s(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s(abc)} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s(abc)} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

D'une autre manière et plus condensée :

$$\begin{bmatrix} V_{r(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r(abc)} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r(abc)} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

1.4.3 Equations magnétiques :

Des hypothèses simplificatrices adoptées, le flux est relié aux courants par des relations linéaires.

Le flux pour une phase statorique :

$$\Phi_{sa} = l_s i_{sa} + m_{ss} i_{sb} + m_{ss} i_{sc} + m_{sra} i_{ra} + m_{srb} i_{rb} + m_{src} i_{rc} \quad (1.7)$$

l_s Inductance propre de la phase a du stator

m_{ss} Inductance mutuelle entre phases du stator

$m_{sr(abc)}$ Inductance mutuelle entre phase du stator et l'autre du rotor. Elle est fonction de la position.

$$m_{sra} = M_{sr} \cos(\theta) \quad m_{srb} = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{et} \quad m_{src} = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\text{Avec : } \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

θ Angle entre la phase « A » du stator et celle « a » du rotor

M_{sr} Valeur maximale de la mutuelle entre le stator et le rotor

On aboutit aux équations suivantes sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & l_s & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{sr(abc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & l_r & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{rr} & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{rs(abc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

l_r Inductance propre de la phase a du rotor

m_{rr} Inductance mutuelle entre phases du rotor

$m_{rs(abc)}$ Inductance mutuelle entre phase du rotor et l'autre du stator. Elle est fonction

de la position nous avons

$$\begin{bmatrix} m_{sr(abc)} \end{bmatrix} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Avec : $\begin{bmatrix} m_{sr(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{rs(abc)} \end{bmatrix}^t$

En introduisant les équations (1.8) et (1.9) Dans (1.3) et (1.5) nous obtenons le système suivant en écriture matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} \right) + \left(\begin{bmatrix} m_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \end{bmatrix} \right) \quad (1.11)$$

$$\begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \end{bmatrix} \right) + \left(\begin{bmatrix} m_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} \right) \quad (1.12)$$

1.4.4 Transformation de Park :

La transformation de Park permet d'associer à tout système triphasé un système biphasé équivalent tournant dans un référentiel d'observation donné sans altérer, évidemment, les caractéristiques principales de la machine telle que la *f.m.m* (champ), la puissance, le couple et la vitesse réelle. [2] [11]

$$[P] * [P]^{-1} = I$$

Avec : I matrice identité.

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$[P]^{-1} = [P]^t$ $[P]$ est une matrice orthogonale .le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ est choisi pour conserver la puissance.

Ainsi le nombre d'équations sera diminué de six à quatre.

1.4.4.1 Application de Park sur les équations électriques et magnétiques :

Le référentiel choisi est celui lié au champ tournant car il permet de donner un modèle complet du moteur pour le commander.

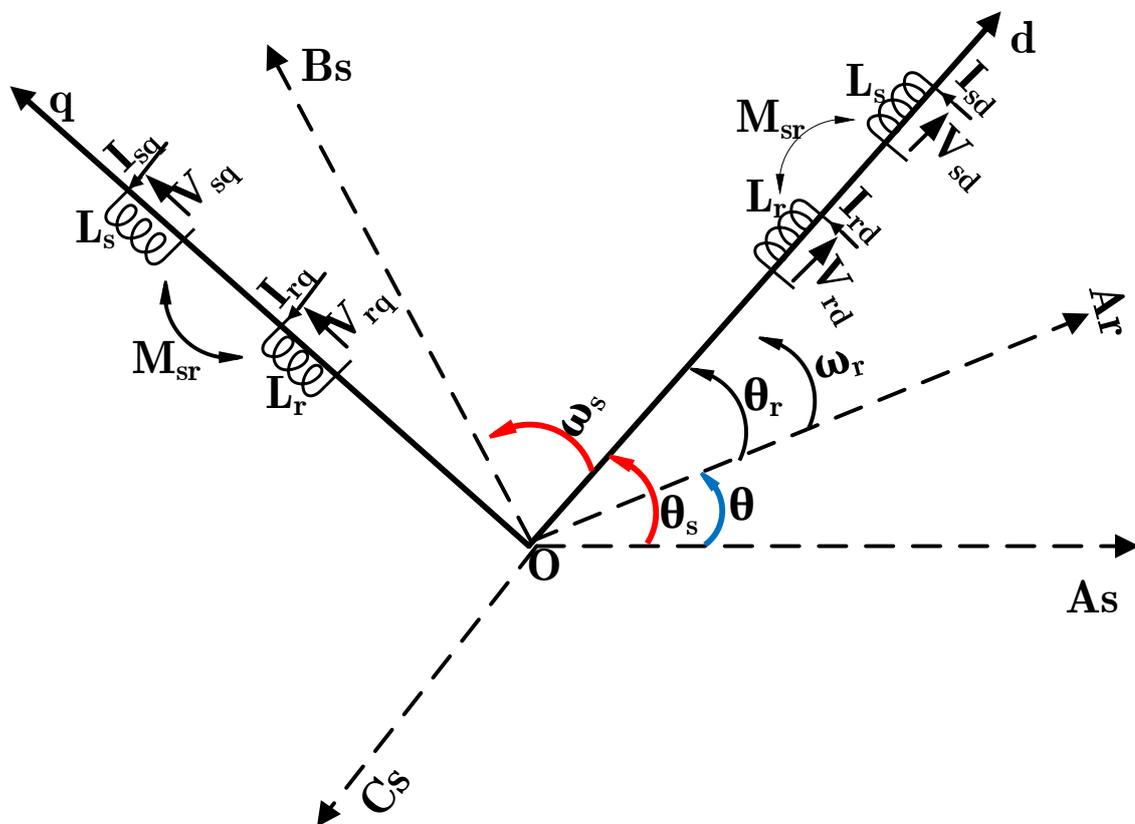


Figure 1-4 Transformation de Park des bobinages du moteur sur deux axes tournant avec le champ

Ce choix aussi fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du repère par rapport aux divers axes de flux.

$$\text{Les équations des tensions : } [V_{dqo}] = [P][V_{abc}]$$

$$\text{Les équations des courants : } [i_{dqo}] = [P][i_{abc}] \quad [i_{abc}] = [P]^{-1}[i_{dqo}]$$

$$\text{Les équations des flux : } [\Phi_{dqo}] = [P][\Phi_{abc}] \quad [\Phi_{abc}] = [P]^{-1}[\Phi_{dqo}]$$

En appliquant Park à l'équation suivante :

$$[V_{abc}] = [R_S][i_{abc}]_s + \frac{d}{dt}([\Phi_{abc}]_s) \quad (1.14)$$

Nous aurons :

$$[V_{dqo}] = [P][V_{abc}]_s = [P][R_S][i_{abc}]_s + [P]\frac{d}{dt}\left([P]^{-1}[\Phi_{dqo}]_s\right) \quad (1.15)$$

Comme la matrice $[R_s]$ est le produit d'un scalaire avec la matrice identité $[I]$ et si on remplace les courants par ceux des axes d q nous obtenons :

$$[V_{dqo}]_s = [P][R_S][P]^{-1}[i_{dqo}]_s + [P]\frac{d}{dt}\left([P]^{-1}\right)[\Phi_{dqo}]_s + [P][P]^{-1}\frac{d}{dt}[\Phi_{dqo}]_s \quad (1.16)$$

$$[V_{dqo}]_s = [R_S][i_{dqo}]_s + \frac{d}{dt}[\Phi_{dqo}]_s + [F][\Phi_{dqo}]_s \quad (1.17)$$

$$\text{Avec } [F] = [P]\frac{d}{dt}\left([P]^{-1}\right) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ où } \omega_s \text{ est la vitesse de synchronisme pour}$$

le repère lié au champ tournant.

La même transformation est appliquée sur les équations du rotor nous obtenons les équations suivantes :

$$[V_{dqo}]_r = [R_r][i_{dqo}]_r + \frac{d}{dt}[\Phi_{dqo}]_r + [F'][\Phi_{dqo}]_r \quad (1.18)$$

$$[F'] = [P] \frac{d}{dt} \left([P]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{rl} & 0 \\ \omega_{rl} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Où $\omega_{rl} = \omega_s - p\Omega$ est la vitesse du glissement pour le repère lié au champ tournant. p est le nombre de pair de pôle et Ω est la vitesse mécanique du moteur $w=p\Omega$ est la vitesse électrique.

1.4.4.2 Equations des tensions :

D'après les équations (1.17) et (1.18) nous aboutissons au système des tensions suivants

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (1.19)$$

V_{rd} et V_{rq} sont nulles car le rotor est à cage d'écureuil c-à-d en court-circuit

Equations magnétiques :

Les flux seront calculés dans le repère dq par l'utilisation de la transformé de Park

Des équations (1.8) et (1.9) nous avons le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & m_{sr} \\ m_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

En faisant intervenir la transformation de Park sur le stator et le rotor nous aurons

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - m_{ss} & 0 & \frac{3Msr}{2} & 0 \\ 0 & l_s - m_{ss} & 0 & \frac{3Msr}{2} \\ \frac{3Msr}{2} & 0 & l_r - m_{rr} & 0 \\ 0 & \frac{3Msr}{2} & 0 & l_r - m_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$L_s = l_s - m_{ss}$ L'inductance cyclique du stator qu'on retrouve dans le schéma équivalent

$L_r = l_r - m_{rr}$ L'inductance cyclique du rotor qu'on retrouve dans le schéma équivalent

Mais rapportée au stator.

$M = \frac{3M_{sr}}{2}$ L'inductance mutuelle cyclique maximale du stator par rapport au rotor

1.4.5 Modèle d'état du moteur asynchrone :

La représentation d'état du moteur asynchrone n'est pas unique selon le choix du vecteur d'état. Pour notre étude le vecteur d'état choisi est $\begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \Phi_{rd} & \Phi_{rq} \end{bmatrix}^t$. Il s'agit des courants statoriques et les flux rotoriques.

Des équations des tensions (1.21) et en cherchant à remplacer les flux statoriques et les courants rotoriques par des expressions dépendant que des variables d'état choisies

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (1.22)$$

Des équations du flux rotoriques on fait sortir l'expression des courants rotoriques ensuite les remplacés dans les équations du flux statoriques toujours en fonction des variables d'état choisies.

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \\ \Phi_{sq} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sq} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} \\ i_{rd} = -\frac{M}{L_r} i_{sd} + \frac{1}{L_r} \Phi_{rd} \\ i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} + \frac{1}{L_r} \Phi_{rq} \end{cases} \quad (1.23)$$

En les remplaçant dans l'équation (1.19) :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \left(\left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \right) - \omega_s \left(\left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sq} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} \right) \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \left(\left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sq} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} \right) + \omega_s \left(\left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \right) \\ V_{rd} = 0 = R_r \left(-\frac{M}{L_r} i_{sd} + \frac{1}{L_r} \Phi_{rd} \right) + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r \left(-\frac{M}{L_r} i_{sq} + \frac{1}{L_r} \Phi_{rq} \right) + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (1.24)$$

Nous allons obtenir le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{d}{dt} + R_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_s \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sq} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} \\ V_{sq} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{d}{dt} + R_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_s \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (1.25)$$

Des deux dernières équations, on remplace $\frac{d}{dt} \Phi_{rd}$, $\frac{d}{dt} \Phi_{rq}$ dans les deux premières équations du système (1.25).

En posant que : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} \Phi_{rd} + \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \end{array} \right. \quad (1.26)$$

En posant $\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right)$ en cherchant la forme de la représentation d'état donc

$$[X] = [A][X] + [B][X]$$

Les matrices $[A], [B]$ sont comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} & \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\gamma & -\omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

1.4.6 Les expressions du couple électromagnétique :

A partir de la puissance instantanée fournie au stator et rotor donc l'expression est :

$$p_{in} = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} + v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq}$$

En tenant compte des équations du système (1.19) nous avons :

$$p_{in} = \left(R_s (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \right) + \left(i_{sd} \frac{d}{dt} \Phi_{sd} + i_{sq} \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + i_{rd} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} + i_{rq} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} \right) + \left(\omega_s (\Phi_{sq} i_{sq} - \Phi_{sd} i_{sd}) + (\omega_s - \omega) (\Phi_{rd} i_{rq} - \Phi_{rq} i_{rd}) \right) \quad (1.27)$$

Le bilan de puissance est donné par ce qui suit :

- Pertes par effet joule au stator et au rotor :

$$P_j = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2)$$

- La puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source :

$$P_{em} = i_{sd} \frac{d}{dt} \Phi_{sd} + i_{sq} \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + i_{rd} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} + i_{rq} \frac{d}{dt} \Phi_{rq}$$

- La puissance mécanique P_m regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaire

$$P_m = \left(\omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) + (\omega_s - \omega) (\Phi_{rd} i_{rq} - \Phi_{rq} i_{rd}) \right)$$

- Sachant que : $P_m = C_{em} \Omega \Rightarrow C_{em} = \frac{P_m}{\Omega}$ avec $\omega = p\Omega$

p est le nombre de pair de pôle

Ω est la vitesse mécanique

C_{em} est le couple électromagnétique

Des équations des flux (1.23) et (1.24) en les remplaçant dans l'équation de la P_m Plusieurs expressions du couple sont obtenues :

$$\begin{aligned} C_{em} &= p \left(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd} \right) \\ C_{em} &= pM \left(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd} \right) \\ C_{em} &= p \frac{M}{L_r} \left(\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd} \right) \end{aligned} \quad (1.28)$$

Cette expression qui va être utilisé dans la suite de notre travail. Il est à remarquer que le couple dépend des composantes des flux et des courants statoriques et rotoriques en quadrature ce qui démontre le couplage qui existe entre les flux et les courants dans cette machine.

1.4.7 L'équation mécanique :

A partir des principes de la mécanique fondamentale pour la rotation nous avons :

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d}{dt} \Omega \quad (1.29)$$

C_{em} Le couple électromagnétique du moteur

C_r Le couple de charge ou couple résistant

f_r Le coefficient de frottement

J Le moment d'inertie

1.5 Modélisation de l'onduleur de tension :

En considérant que le redressement est parfait et filtré. L'onduleur est donné par la figure (1-5) :

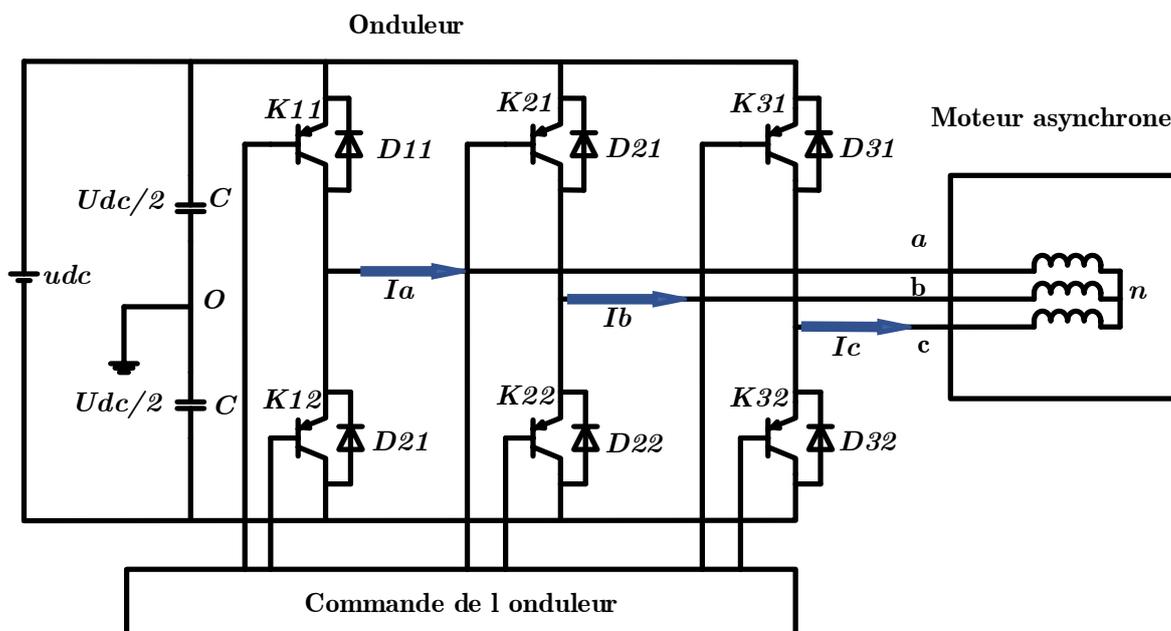


Figure 1-5 Schéma de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternatif. Il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie. Cette dernière peut être variable si en variant la tension continue d'entrée.

Il y a plusieurs techniques pour obtenir cette variation, qu'est consisté à changer la largeur des impulsions de la tension de sortie avec des commandes appropriées des interrupteurs à semiconducteurs de l'onduleur. [7]

1.5.1 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé :

L'onduleur triphasé a un transistor triphasé à deux étages ou des bras de commutation GTO pour grandes puissances. Chaque bras est composé de deux cellules, chacune contenant une diode et un transistor, qui est le produit correspondant au milieu du bras.

Tous ces éléments sont des clés parfaites. Commandes pour interrupteurs sur un bras intégré. Donc, pour chaque branche, il y a deux états indépendants. Ces deux conditions peuvent être considérées comme une quantité logique. L'onduleur est fourni avec une source de tension continue et une résistance interne minimale, et sa tension n'est pas affectée par les variations du courant qui le traverse. La source DC impose une tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. [4]

1.5.2 Hypothèses simplificatrices : [7]

- La commutation des interrupteurs est instantanée
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable (considérés idéales).
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec le neutre isolé (inaccessible).

1.5.3 Modèle de l'onduleur :

Conformément à la figure (1-5), les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (1.30)$$

V_{ao} , V_{bo} et V_{co} se sont les tensions d'entrées de l'onduleur prises par rapport à un point milieu d'un diviseur fictif. A l'aide des relations de Charles nous pouvons écrire ce qui suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (1.31)$$

Comme la charge est équilibrée nous avons $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ la somme des trois équations du système 1.31 et en tenant compte de la dernière égalité nous obtenons :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (1.32)$$

En remplaçant V_{no} dans le système d'équation 1.31 et en calculant les tensions simples de sortie de l'onduleur nous aurons :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (1.33)$$

Conversion de ce système en écriture matricielle en posant :

$$[V_{AC}] = [T] * [V_{DC}]$$

$$\text{Avec : } [V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^t \quad \text{et} \quad [V_{DC}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^t$$

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Modulation de la largeur d'impulsion naturelle (sinus-triangle) : [6] [19]

Il existe plusieurs techniques de commande des gâchettes des interrupteurs de l'onduleur. Parmi lesquelles : pleine onde, MLI optimale (MLI programmée), MLI naturelle (sinus-triangle) et MLI vectorielle. Dans notre travail nous avons choisi de commander l'onduleur par la technique MLI naturelle selon le matériel disponible dans le laboratoire.

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

Indice de modulation « m » qui représente le rapport entre la fréquence de la porteuse

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

f_p et celle de la référence .

f_r de préférence il faut le choisir supérieur à 21.

Le coefficient de réglage de la tension « r » est le rapport de la tension maximale de la

$$r = \frac{V_{mp}}{V_{cp}}$$

V_{mp} Référence max sur la valeur crête de la porteuse V_{cp}

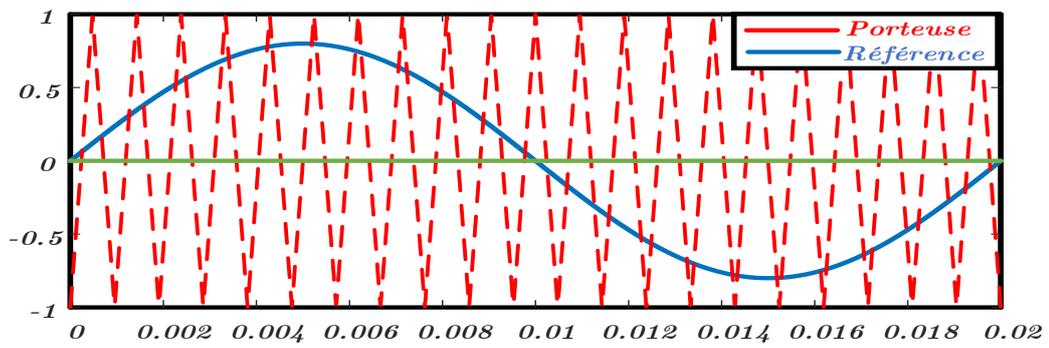


Figure 1-6 La porteuse et la référence de la MLI

1.5.4 Résultat de simulation de la MLI naturelle :

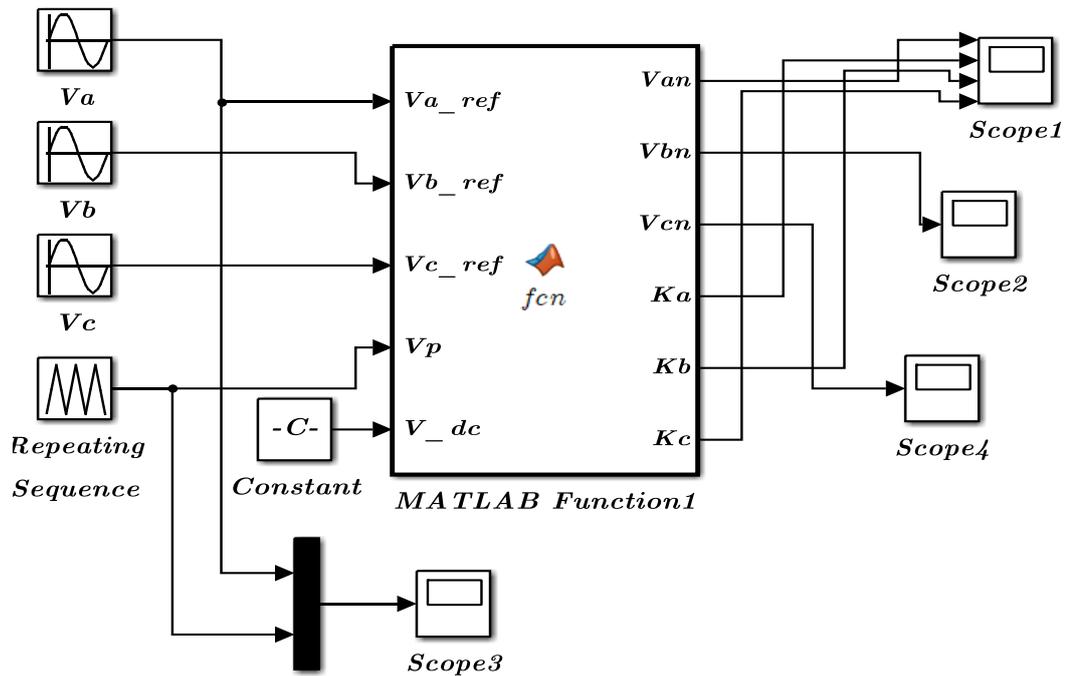


Figure 1-7 Schéma de Simulink de l'onduleur

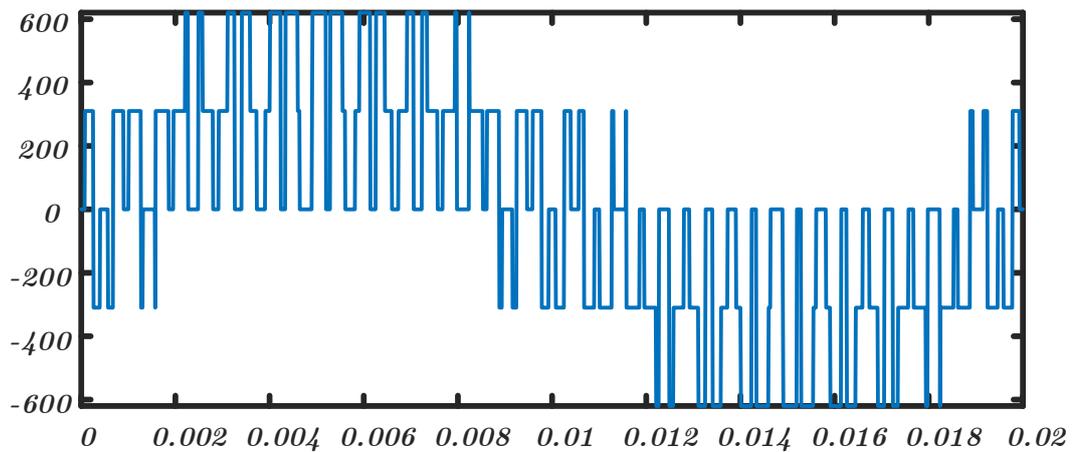


Figure 1-8 Les tensions de sorties de l'onduleur

1.6 Identification des paramètres du moteur asynchrone : [5] [6] [8] [9] [10]

Les données des plaques signalétiques ainsi les données fournies par les constructeurs des machines asynchrones ne sont pas suffisantes pour connaître tous les paramètres électriques et mécaniques de ces machines, et c'est pour cela on a recourt à des essais pratiques pour la détermination de ces paramètres, et avant ça, il faut élaborer un modèle mathématique de la machine asynchrone composé par un système d'équations contient des paramètres qu'il faut les déterminer avant tout étude sur ces machines. [2]

Pour le faire, notre moteur à les caractéristiques suivantes :

$$P_n = 1K\omega \quad \Omega_n = 1410 \frac{tr}{\min} \quad \text{Montage étoile } Y \text{ et } I_n = 2.65 A$$

Le moteur est représenté par le schéma équivalent :

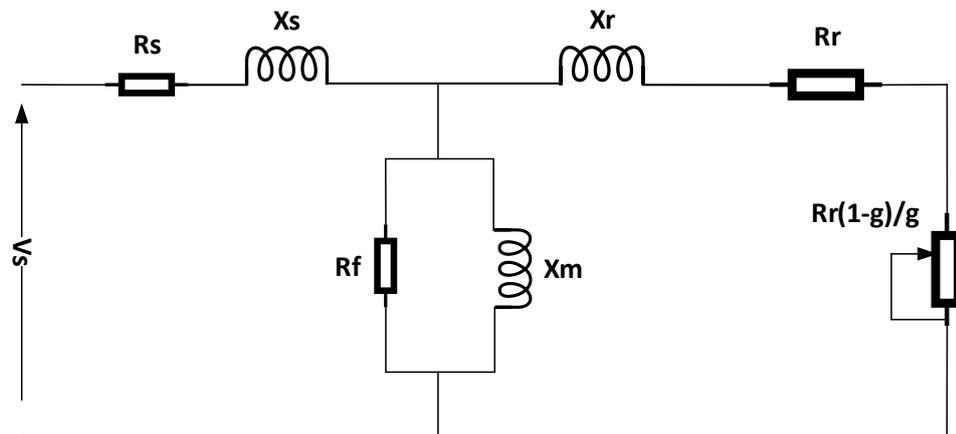


Figure 1-9 Schéma équivalent d'un moteur asynchrone triphasé

La détermination des paramètres a été sur la base des essais suivants :

✓ La résistance statorique est mesurée par l'application d'une tension continue et le relevé des valeurs des courants

✓ R_f et $M = \frac{X_m}{\omega_s}$ sont déterminés par l'essai à vide

✓ $L_s = L_r = \frac{X_1}{\omega_s}$ sont déterminés par l'essai à rotor bloqué (essai en court-circuit)

✓ J et f_r sont déterminés par l'essai à vide et l'essai de ralentissement
Grace à l'équipement disponible dans le laboratoire et DSPACE nous avons pu effectuer ces expériences :

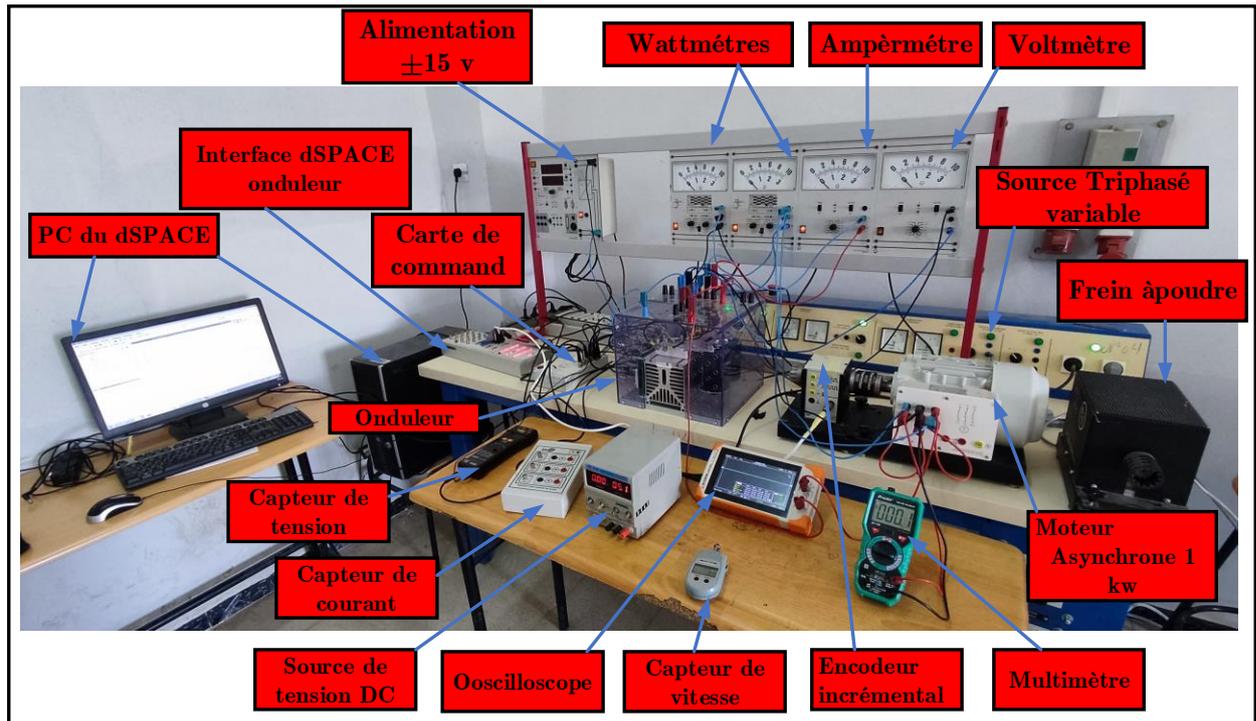


Figure 1-10 Les équipements de la plateforme d'essai du laboratoire

1.6.1 Essai volt-ampérométrique (détermination de R_s) :

Cet essai nous permet de calculer la résistance d'un enroulement statorique R_s .

La mesure en courant continu (méthode volt-ampérométrique) réalisée à chaud ; la mesure de la résistance du stator du moteur est réalisée conformément à la figure (1-11).

Comme le moteur est branché en étoile la résistance sera déterminée par $R_s = \frac{U}{2I}$

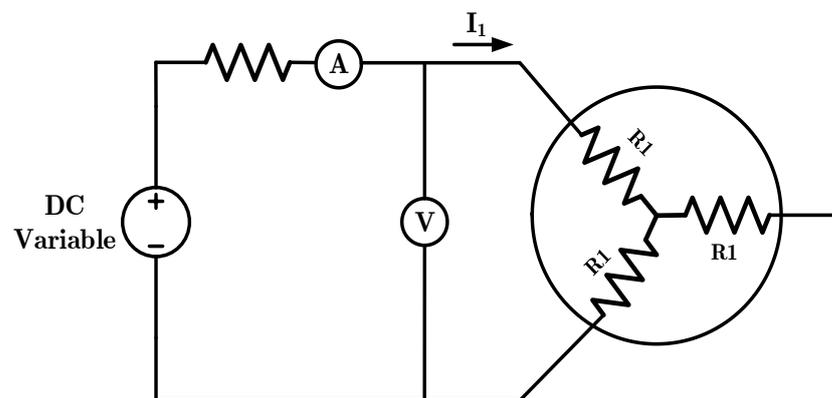


Figure 1-11 Schéma du montage de mesure de la résistance statorique

On alimente une phase du moteur par une tension continue variable afin de prendre plusieurs valeurs de tension et de courant comme indique le schéma ci-dessus, les valeurs prises sont dans le tableau suivant :

Branchement	U	volt	I_s	mA	R	Ohm
U1 V1	10		6.66		7.5075	
V1 W1	10		6.65		7.5188	
U1 W1	10		6.67		7.4963	
U1 V1	15		9.89		7.5834	
V1 W1	15		9.89		7.5834	
U1 W1	15		9.90		7.5758	
La résistance statorique moyenne					7.5442	

Tableau 1-1 Les mesures de la tension et du courant continu

1.6.2 Essai à vide du moteur asynchrone (détermination de L_s et R_f) :

Dans l'essai à vide la tension nominale est appliquée aux bornes du stator sans aucune charge mécanique le moteur tourne librement. Le couple résistant de très faible valeur équivalent aux pertes mécaniques dues aux frottements ; la tension, le courant et la puissance active sont mesurés à l'entrée du moteur respectivement par voltmètre, ampèremètre et la méthode de deux wattmètres. Cet essai dans le but de déterminer les valeurs de L_s , L_r et R_f , car le glissement (g) d'un moteur asynchrone à vide est nul, donc R/g est l'infinie.

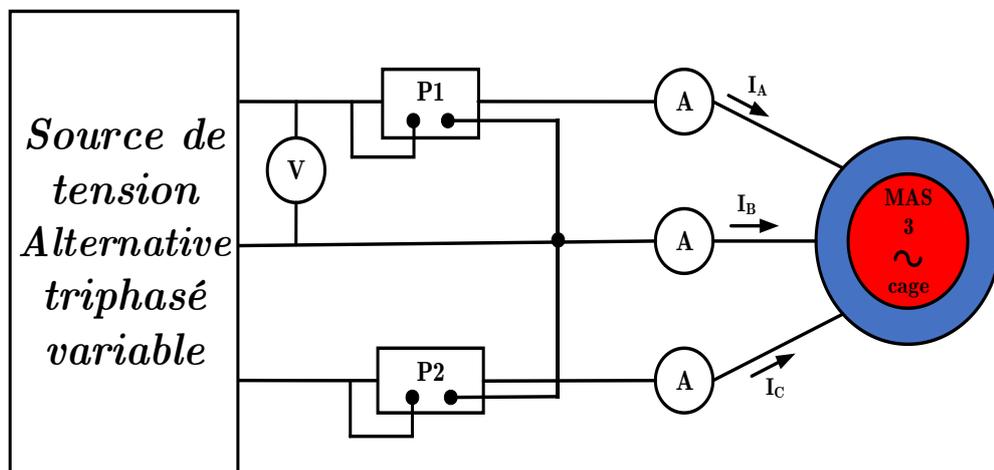


Figure 1-12 Montage de l'essai à vide du moteur

Plusieurs mesures ont été effectuées pour différentes valeurs de la tension avec la mesure de la vitesse angulaire. Les résultats sont dans le tableau suivant :

U_0 volt	I_0 A	P_1 W	P_2 W	$P=P_1+P_2$ W	Vitesse
150.2	0.544	55	-10	45	1495
200.5	0.716	100	-30	70	1497.4
250.3	0.925	180	-55	125	1496.4
300	1.169	275	-100	175	1496.7
350	1.486	425	-165	260	1496.9
380	1.788	550	-220	330	1498.4

Tableau 1-2 Les mesures des essais à vide

L'exploitation des résultats pour déterminer la résistance R_f et L_s

- La puissance réactive est obtenue par : $Q_{reacs} = \sqrt{\sqrt{3}(U_0 I_0)^2 - P_0^2}$
- Les pertes joule dans le stator sont : $P_{js} = 3R_s I_0^2$
- Les pertes mécaniques et fer sont données par : $P_{mec} + P_{fer} = P_0 - P_{js}$
- Les pertes mécaniques sont obtenues par la méthode de séparation des pertes. C'est l'ordonné de la tendance de la courbe $P_{mec} + P_{fer} = f(U_0^2)$ (figure 1.13)
- La résistance de la branche magnétisante qui représente les pertes fer est donnée par $R_f = \frac{U_0^2}{P_{fer}}$ il est à noter que la valeur R_f est la moyenne du nombre d'essai effectué avec l'écartement de celle s'écartant sur les autres valeurs.
- Le calcul de l'inductance cyclique statorique et rotorique $L_s = L_r$ cette égalité est donnée sur la puissance du moteur qui est de 1 kw et la construction de la cage d'écureuil qui est de design A $L_s = L_r = \frac{U_0^2}{Q_{reacs} (2\pi 50)}$ avec 50 Hz est

La fréquence du réseau. La valeur moyenne de L_s est la moyenne des essais. Les résultats obtenus sont dans le tableau suivant :

P_{js}	W	$P_m + P_f$	U_0^2	Q	Var	P_{mec}	W	P_{fer}	W	R_f	Ω	$L_s = L_r$
			$Volt^2$									$Henry$
6.6978		38.3022	7520	134.2		20.2700		18.0322		417.0323		0.5352
11.6027		58.3973	13400	238.6		20.2700		38.1273		351.4566		0.5363
19.3650		105.6350	20883	381.0		20.2700		85.3650		244.6361		0.5234
30.9288		144.0712	30000	581.7		20.2700		123.8012		242.3240		0.4925
49.9772		210.0228	40833	862.5		20.2700		189.7528		215.1922		0.4069
72.3551		257.6449	48133	1129.6		20.2700		237.3749		202.7735		0.4069
Les valeurs moyennes obtenues de R_f et L_s et L_r										355.5691		0.4911

Tableau 1-3 Résultats de calcul de R_f et L_s et L_r

Les pertes mécaniques sont obtenues sur la courbe suivante elles sont de *20.27 Watt*

Cette courbe est tracée par le logiciel Matlab l'application 'Curve Fitting'

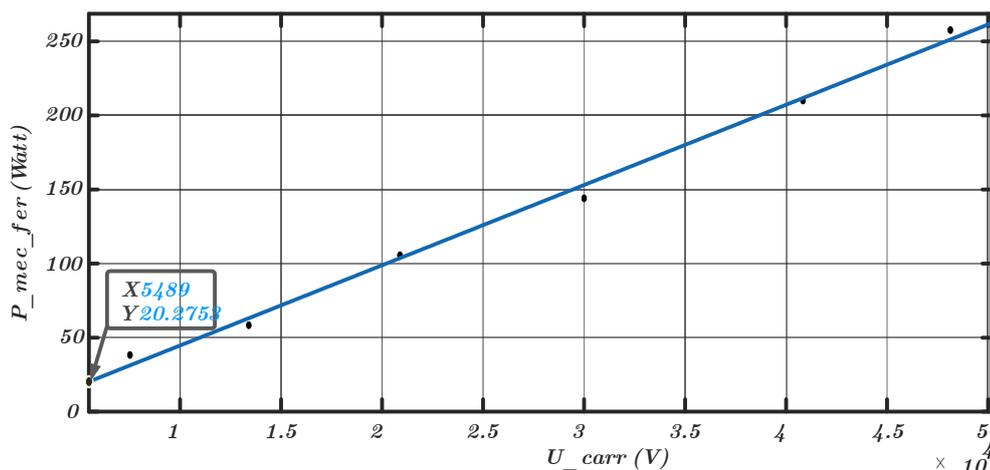


Figure 1-13 La représentation de P_{mec} et P_{fer} en fonction U_o^2

1.6.3 Essai à rotor bloqué du MAS (essai en CC) (détermination de R_r et M) :

Cet essai détermine la résistance rotorique R_r et l'inductance mutuelle. Dans ce test, le rotor est bloqué par un frein à poudre. La vitesse de rotation est nulle et le courant est maintenu à la valeur nominale en ajustant la tension appliquée. En même temps, de faire varier la fréquence d'alimentation par le biais de l'onduleur.

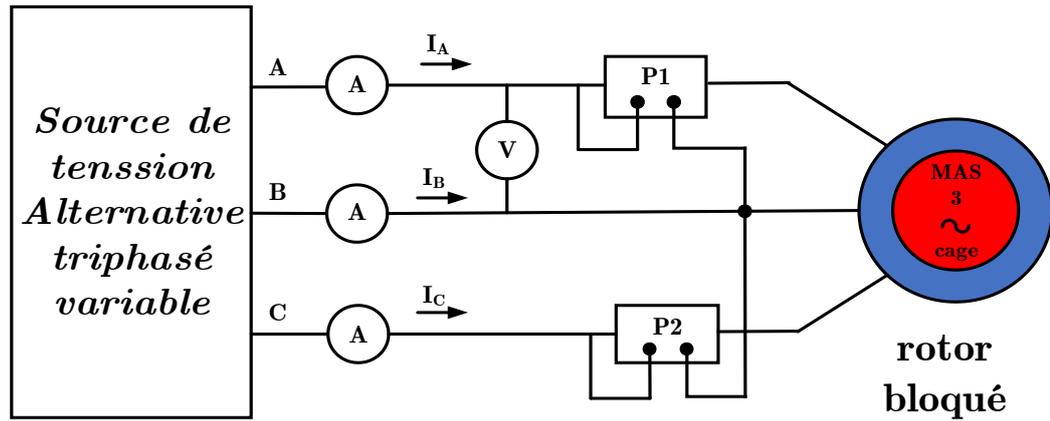


Figure 1-14 Montage de l'essai à rotor bloqué du moteur

Les mesures effectuées sont dans le tableau suivant :

Fréquence	U_{scc} volt	I_{scc} A	P_1 W	P_2 W	$P_{scc}=P_1+P_2$
50	102.4	2.37	40	60	100
30	71	1.826	47	42	89
15	50.6	1.455	36	35	71

Tableau 1-4 Les mesures de l'essai à rotor bloqué

A partir des mesures on peut calculer les éléments suivants :

- La résistance rotorique rapportée au stator :

$$R_r = \frac{P_{scc}}{3I_{scc}^2} - R_s \quad \text{Ave } R_s \text{ déjà déterminée dans l'essai à vide}$$

- L'inductance mutuelle cyclique M est obtenue par l'expression :

$$M = \frac{-N_r + \sqrt{N_r^2 + 4L_s^2}}{2}$$

Où L_s est déterminée à l'essai à vide mais N_r sera obtenue comme suit :

- Le calcul N_r en fonction de l'énergie réactive :

$$N_r = \frac{Q_{scc}}{3\omega_s I_{scc}^2}$$

- Avec $\omega_s = 2\pi f$

Les résultats des calculs sont dans le tableau suivant :

Fréquence	U_{sc}	V	I_{sc}	A	$P=P_1+P_2$	Q_{sc}	Var	N_r	M	R_r
50	112.4		2.370		100	408.2798		0.0771	0.4540	-1.6097
30	71		1.826		89	206.1632		0.0656	0.4594	1.3533
15	50.6		1.455		71	105.9247		0.0531	0.4652	3.6350
Valeur moyenne de M et R_r									0.4595	1.1262

Tableau 1-5 Résultats des calculs de M et de R_r

1.6.4 Essai de ralentissement du MAS (détermination de J et f_r) :

Cet essai nous permet de déterminer les paramètres mécaniques du moteur asynchrone. C'est une méthode qui est applicable pour tous les types des machines tournantes. On alimente la machine par sa tension nominale et on la laisse tourner à vide. Ensuite on coupe l'alimentation et l'évolution de la vitesse en fonction du temps est enregistré à l'aide du DSPACE et l'encodeur incrémentale. On déterminera le moment d'inertie J et le coefficient de frottement f_r avec la constante du temps tirée du graphe comme indiquée ci-dessous figure.

Selon le travail :

- Il faut déterminer la constante de temps mécanique : $\tau = \frac{J}{f_r} = \frac{t_2 - t_1}{\ln\left(\frac{N_1}{N_2}\right)}$

$$t_1 = 24.998 \text{ s}, \quad t_2 = 28.398 \text{ s}, \quad N_1 = 140.523 \text{ rad/s} \text{ et } N_2 = 12.827 \text{ rad/s}$$

Application numérique : $\tau = 17.9553 \text{ s}$

- Les pertes mécaniques ont été déterminées dans l'essai à vide. Elles sont de l'ordre

$$\text{de } 20.27 \text{ Watt. Comme les } P_{mec} = f_r \Omega^2 \Rightarrow f_r = \frac{P_{mec}}{\Omega^2}$$

$$\Omega = 140.523 \text{ rad/s} \text{ et } P_{mec} = 20.27 \text{ watt}$$

Application numérique : $f_r = 0.0010 \text{ Nms/rad}$

- Le calcul du moment d'inertie est $J = \tau f_r \Rightarrow J = 0.0184 \text{ Kg m}^2$

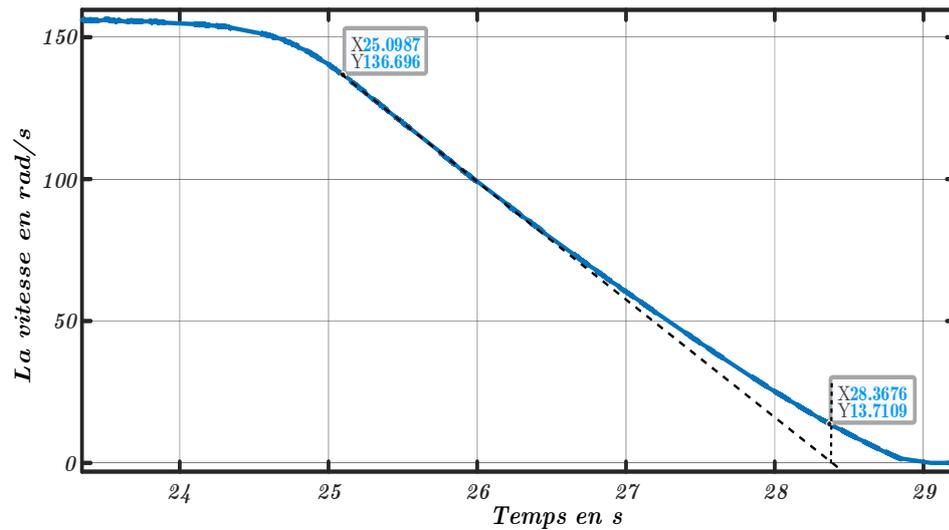


Figure 1-15 Le graphe de la vitesse en fonction du temps dans l'essai de ralentissement

1.6.5 Résultats de l'identification des paramètres du moteur asynchrone :

Les paramètres du moteur asynchrone sont résumés dans le tableau suivant :

Désignation	Valeur	Unité
Puissance nominale P_n	1	Kw
La vitesse nominale Ω_n	1410	Tr/min
La tension nominale U_n	400	Volt
Le courant nominale I_n	2.65	Ampères
Nombre de pair de pôle P	2	Un
Résistance statorique R_s	7.5442	Ohm
Résistance statorique R_r	1.1262	Ohm
Inductance $L_s = L_r$	0.1637	Henry
Inductance mutuelle M	0.1343	Henry
Moment d'inertie J	0.0184	Kg m ²
Coef. de frottement f_r	0.0010	Nm s/rad

Validation des paramètres par un essai à vide :

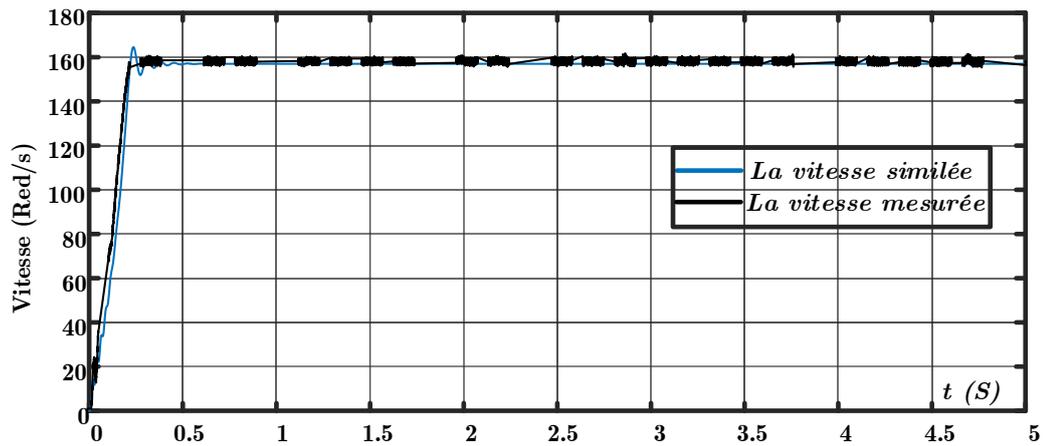


Figure 1-16 Courbe des vitesses mesurée et simulée avec les paramètres du moteur

Commentaire : Les deux vitesses évoluent dans le même sens sans écart notable. Ces écarts sont expliqués par l'incertitude des mesures et des hypothèses simplificatrices émises lors de la modélisation du moteur et de l'onduleur. C'est-à-dire des erreurs de modélisations peuvent être entrainer de telle erreur.

1.7 Simulation du moteur (MAS) et association onduleur-MAS :

1.7.1 Modèle du moteur dans le programme Simulink :

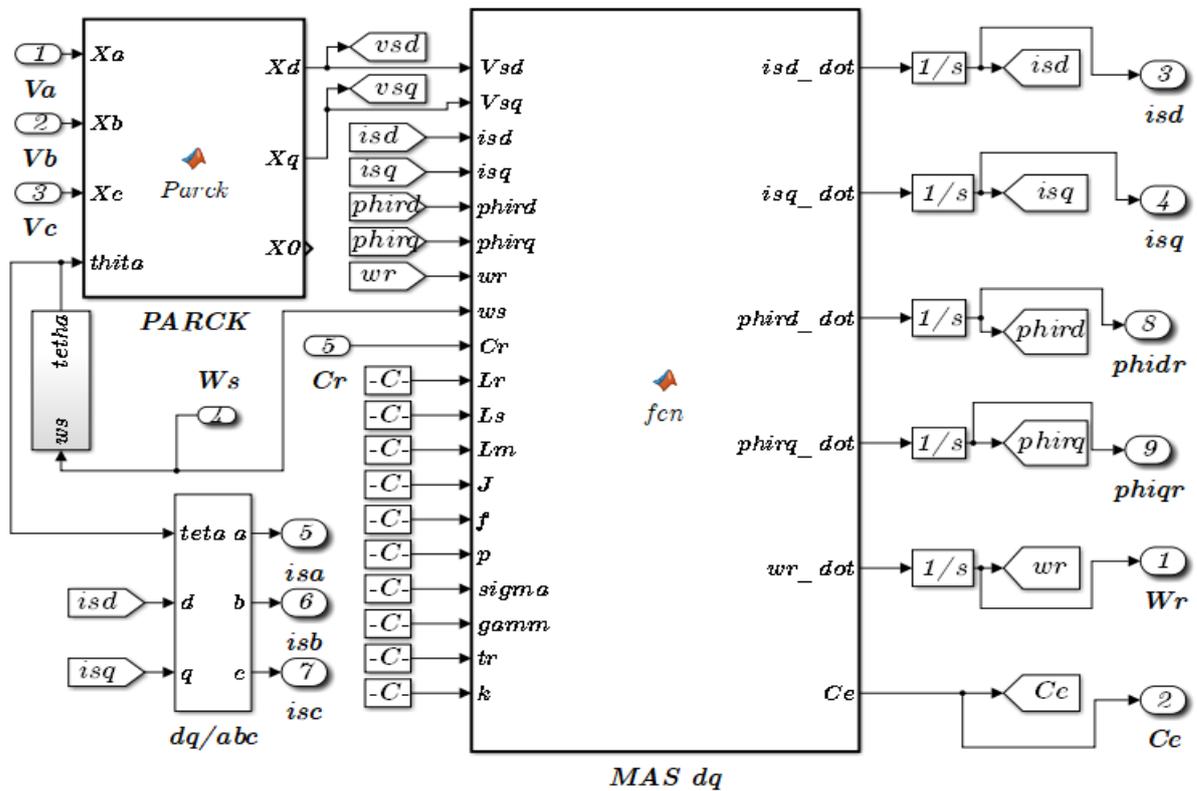


Figure 1-17 Schéma bloc de Simulink du moteur asynchrone

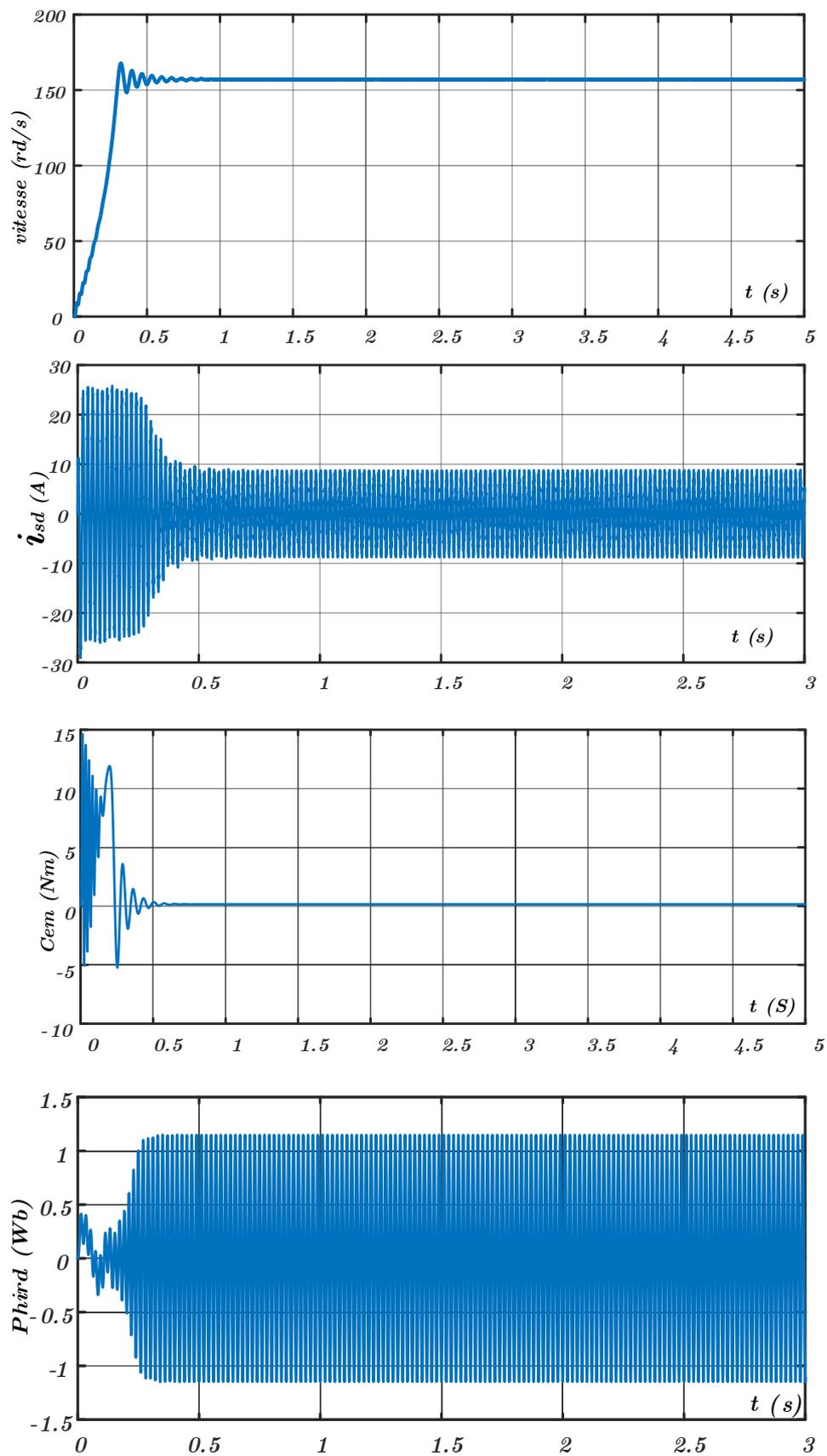
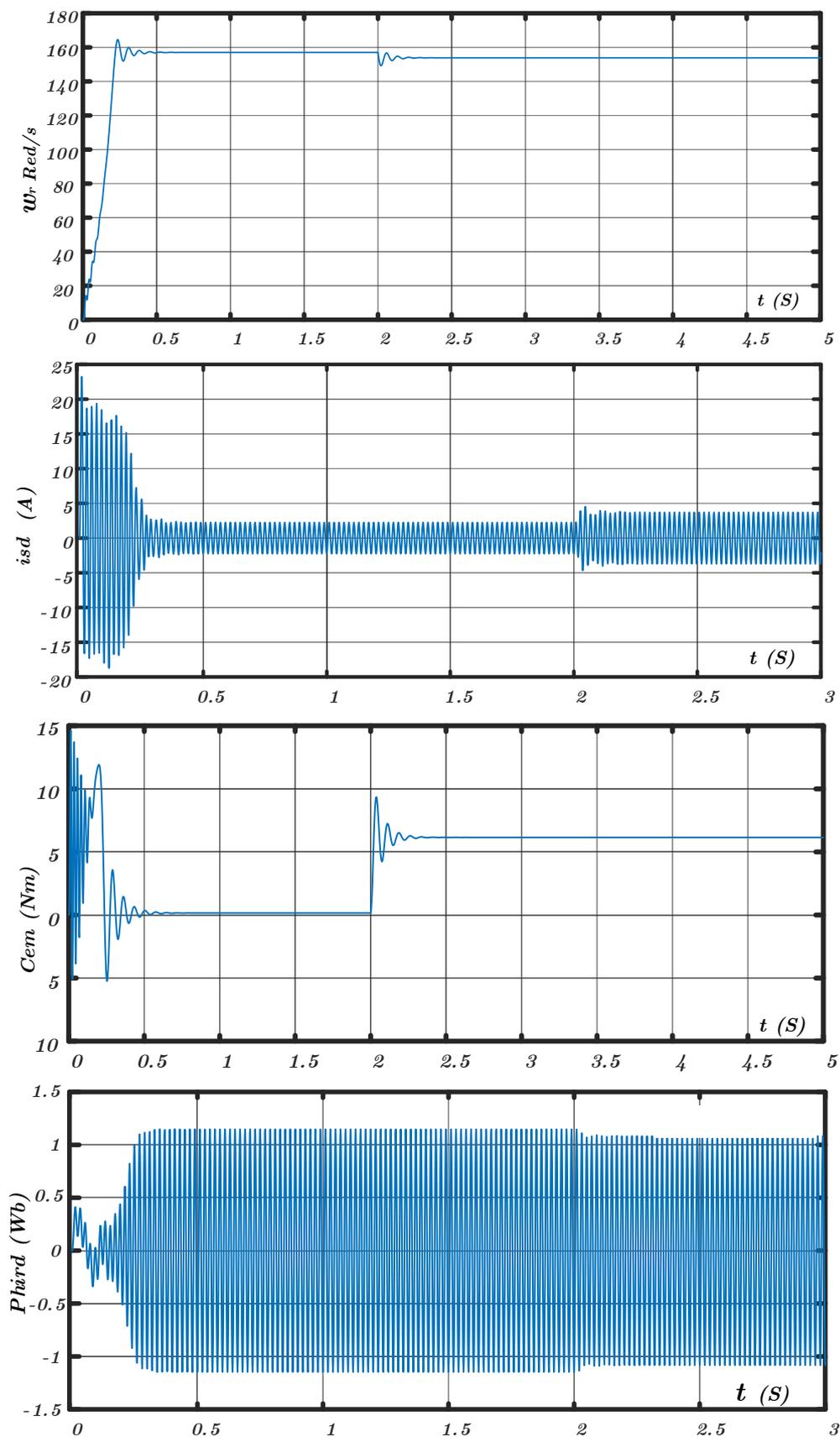
Résultat de simulation à vide du moteur asynchrone $Cr=0 \text{ Nm}$:

Figure 1-18 Résultat de simulation à vide du moteur asynchrone pour $Cr=0\text{Nm}$

Résultat de simulation en charge du moteur asynchrone $Cr=6Nm$:Figure 1-19 Résultat de simulation à vide du moteur asynchrone pour $Cr=6Nm$

Interprétation des résultats de simulation :

La réponse de vitesse pour la MAS alimentée directement par réseau ou par un onduleur de tension, se stabilise à 157 rad/s dans un temps d'établissement de 0.3 s après un régime transitoire à vide où la vitesse augmente linéairement, (le moteur possède 2 paires de pôles).

Le couple électromécanique est pulsatoire dans le régime transitoire atteint 15 Nm comme une valeur maximale à cause des bruits engendrés par les parties mécaniques puis se stabilise à une valeur faible de 0.15 Nm parce que le coefficient de frottement n'est pas nul.

Quant à la courbe du courant on remarque qu'il y a un grand appel de courant son amplitude atteint 23.25 A (8 fois le courant nominale (2.65 A)) dans la première phase cela montre le besoin du moteur en énergie au démarrage, puis se stabilise à la valeur (2.25 A , - 2.25 A).

En appliquant un couple de charge de 6 Nm à 2 s après le démarrage du moteur on voit que :

La vitesse elle diminue de 157.079 rad/s jusqu'à 153.85 rad/s à l'application de ce couple de charge.

Le couple après la première, phase il se stabilise à la valeur du couple de charge 6 Nm (après l'application de couple de charge).

Le courant dépasse les valeurs de l'essais à vide de (2.25 A , -2.25 A) à (3.7 A , -3.7 A) à cause des charges.

1.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone par l'utilisation de la théorie de Park, et de la modélisation de l'onduleur de tension triphasée commandé par la technique MLI.

Une identification des paramètres de la machine a été menée au laboratoire pour chercher une réalisation plus fidèle de la commande de la machine asynchrone. Ces paramètres ont été validés par un essai à vide.

Chapitre 02

Commande scalaire d'une
machine asynchrone

2 Commande scalaire d'une machine asynchrone :

2.1 Introduction :

Nous allons présenter dans ce chapitre, la technique de la commande scalaire d'une machine asynchrone.

Aujourd'hui, la machine asynchrone est la plus utilisée dans l'industrie. Afin de contrôler leur vitesse, on utilise la commande scalaire qui est relativement simple et réalisables facilement, en utilisant une méthode d'anticipation pour tenter de maintenir la liaison de flux du stator constante. Elle est basée sur le modèle de la MAS en régime permanent sinusoïdal. Il existe plusieurs commandes scalaires selon qu'on agit sur le courant ou la tension. La commande la plus utilisée est de la loi V_s/f . [12,15]

La commande scalaire, appelé aussi contrôle tension/fréquence (V_s/f), est considéré comme une approche simple basée sur le contrôle de l'amplitude de la tension d'alimentation et de la fréquence. Pour le contrôle indirect de la vitesse MAS, on utilise un inverseur de source de tension triphasé contrôlé par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). [14]

2.2 Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent :

La commande " V_s/f ", permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. Elle est basée sur le modèle de la machine asynchrone dans le régime permanent qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement. En utilisant la notation de vecteur complexe pour le réglage du couple électromagnétique. Pour la mise en équations du modèle de la machine, nous supposons les hypothèses du première chapitre. [11,12]

2.2.1 Modèle de la machine asynchrone en régime permanent : [12,14]

Pour la commande scalaire de la machine asynchrone, il faut modéliser cette dernière en régime permanent :

On pose les tensions d'alimentation sont triphasées et équilibrées, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{as} = U_s \cos(\omega_s t) \\ V_{bs} = U_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs} = U_s \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.1)$$

La vitesse mécanique (Ω) est constante.

Le glissement (g) :

$$g = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (2.2)$$

Equation d'autopilotage qui relie les pulsations :

$$\omega_r = \omega_s + P\Omega \quad (2.3)$$

Le repère « dq » liée au champ tournant :

$$\begin{cases} V_{ds} = U_s \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ V_{qs} = U_s \sin(\omega_s t - \theta_s) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{ds} = U_s \\ V_{qs} = 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

En utilisant la notation complexe $\mathcal{X} = \mathcal{X}d + j\mathcal{X}q$ pour les grandeurs électriques :

$$\bar{V}_s = V_{ds} + jV_{qs} = R_s(I_{ds} + jI_{qs}) + \frac{d}{dt}(\Phi_{ds} + j\Phi_{qs}) - (\Phi_{qs} + j\Phi_{ds}) \quad (2.5)$$

D'où :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} - j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2.6)$$

En régime permanent $d/dt = 0$, il devient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + j\omega \bar{\Phi}_r \\ \omega_r = g\omega_s \end{cases} \quad (2.7)$$

Où :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (2.8)$$

Donc les grandeurs électriques s'écrivent :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + j\omega_s L_s \overline{I}_s + j\omega_s M \overline{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \overline{I}_r + j\omega_s L_r \overline{I}_r + j\omega_s M \overline{I}_s \end{cases} \quad (2.9)$$

2.2.2 Schéma électrique équivalent :

Les équations (2.9) peuvent être représentées par le schéma électrique équivalent suivant :

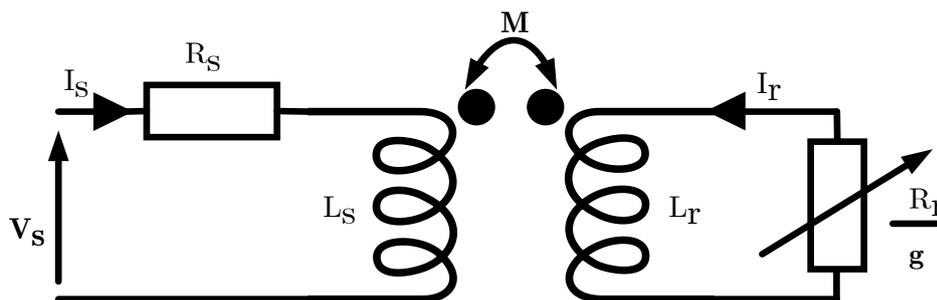


Figure 2-1 Schéma équivalent d'une machine asynchrone

2.2.3 Schéma ramené au stator avec inductance de fuite localisée au rotor :

On ramener le schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor (N_r, ω_s).

Ou l'on posera les nouveaux paramètres comme suit :

$$N_r' = \sigma L_r = L_r - \frac{M}{L_s}; m = \frac{M}{L_s} \text{ (Rapport de transformation)} \quad (2.10)$$

Composantes ramenées au stator :

$$\begin{cases} N_r' = \frac{N_r}{m^2} \\ R_r' = \frac{R_r}{L_s} \\ \overline{I}_r' = m \overline{I}_r \end{cases} \quad (2.11)$$

On obtient donc les équations du schéma équivalent ramené au stator avec inductance de fuites localisées au rotor figure (2.2).

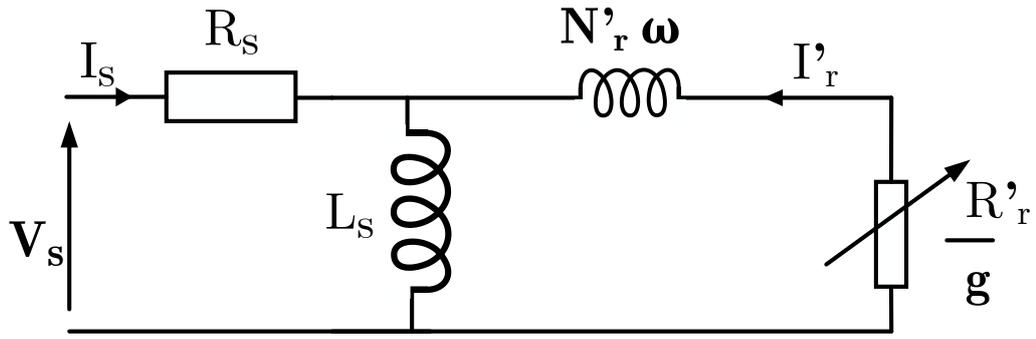


Figure 2-2 Schéma équivalent d'une phase ramenée au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor

2.3 Equation du couple électromagnétique : [12,14]

Le couple en régime permanent de la machine asynchrone, sera donné par :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_m - \Delta P_{jr}}{\Omega} \quad (2.12)$$

$$\Delta P_{mec} = 0 \quad ; \quad \Delta P_{fer} = 0 \quad (2.13)$$

$$P_{em} = \frac{\Delta P_{jr}}{g} = 3 \frac{R_r'}{g} I_r'^2 \quad (2.14)$$

$$C_e = \frac{P_m - P_{em}}{\Omega} = \frac{P_{em}(1-g)}{\Omega} = \frac{P_{em}(1-g)}{\Omega_s(1-g)} \quad (2.15)$$

$$C_e = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = 3 \frac{P}{\omega_s} \cdot \frac{R_r'}{g} I_r'^2 \quad (2.16)$$

En négligeant la résistance statorique R_s On aura pour le courant rotorique :

$$I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2}} \quad (2.17)$$

$$C_e = 3p \frac{V_s'}{\omega_s} \frac{R_r'/g}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2} \quad (2.18)$$

Pour un couple maximum on donne $\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 = (N_r' \omega_s)^2$, donc $g = \frac{R_r'}{N_r' \omega_s}$

$$\text{Enfin : } C_{e_{\max}} = \frac{3p}{2N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (2.19)$$

La tension et le flux statorique sont liés par la relation $V_s \approx j\omega_s \overline{\Phi}_s$ le couple électromagnétique peut s'exprimer par :

- En fonction du flux statorique :

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = 3p\Phi_s^2 \frac{R_r' \omega_r}{R_r'^2 + (N_r' \omega_r)^2} \quad (2.20)$$

$$C_e = 3p\Phi_r^2 \frac{\omega_r}{R_r'} \quad (2.21)$$

2.4 Comportement de la MAS en régime permanent : [2,14]

En étudiant le comportement de la machine en régime permanent, pour alléger les notations, nous posons :

En régime permanent et dans un repère lié au rotor, l'équation du circuit rotoriques s'écrit :

$$0 = R_r \overline{I}_r + j\omega_s L_r \overline{I}_r + j\omega_s M \overline{I}_s \quad (2.22)$$

Où ω_g est la pulsation des courants rotoriques.

Le flux statorique est donné par ses composantes dans les axes dq du repère lié au rotor :

$$\overline{\psi}_s = L_s \overline{I}_s + M \overline{I}_r \quad (2.23)$$

A partir des équations ci-dessus, on en déduit :

$$\overline{I}_r = -\frac{jM\omega_r}{R_r + jL_r\omega_r} \overline{I}_s \quad (2.24)$$

$$\overline{\Phi}_s = L_s \frac{R_r + j\sigma\omega_r L_r}{R_r + jL_r\omega_r} \overline{I}_s \quad (2.25)$$

Et :

$$I_s = \frac{\Phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{L_r \omega_r}{R_r}\right)^2}{1 + \left(\frac{\sigma L_r \omega_r}{R_r}\right)^2}} \quad (2.26)$$

En régime permanent et dans un repère lié au stator :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + j\omega_s L_s \vec{I}_s + j\omega_s M \vec{I}_r \quad (2.27)$$

D'où :

$$\vec{V}_s = \frac{R_s}{1 + j\frac{L_r}{R_r}\omega_r} \left[1 - \frac{\sigma L_s L_r}{R_s R_r} \omega_s \omega_r \right] \vec{I}_s \quad (2.28)$$

En reportant (2.27) dans (2.28), la tension statorique doit suivre la loi suivante :

$$V_s = \frac{R_s \Phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{\left(\frac{L_s \omega_s}{R_s} + \frac{L_r \omega_r}{R_r}\right)^2 + \left(1 - \frac{\sigma L_s L_r \omega_s \omega_r}{R_s R_r}\right)^2}{1 + \left(\frac{\sigma L_r \omega_r}{R_r}\right)^2}} \quad (2.29)$$

Cette relation reste valable entre les valeurs efficaces des tensions et flux statoriques.

Elle constitue le principe des lois de commande à flux constant des machines alimentées en tension. On choisit de maintenir, si possible, le flux à sa valeur nominale.

Compte tenu des dispositifs utilisés, deux modes de commande sont possibles :

- Commande par contrôle de la fréquence et du courant ou de la tension statorique.
- Une commande avec autopilotage et contrôle de la pulsation des courants rotorique.

2.4.1 Différentes variantes de la commande scalaire : [17]

On utilise les variantes de la commande scalaire de type d'alimentation comme critère de classification de ça, on distingue deux types de commandes scalaires.

Commande en tension :

La commande scalaire en tension est réalisée en contrôlant les tensions de la MAS par action sur un onduleur de tension contrôlé par technique MLI triangulé-sinusoidale. Cette commande est plus utilisée en petites et moyennes puissances.

Commande en courant :

La commande scalaire en courant est réalisée en contrôlant les courants de la MAS par action sur un onduleur de tension contrôlée en courant par MLI à hystérésis. Cette commande est souvent utilisée en petites et moyennes puissances. L'autre par action sur un commutateur de courant contrôlé en courant. Cette commande est couramment utilisée en grandes puissances.

2.4.2 Commande scalaire en tension en boucle fermée : [14,16,17]

Son principe consiste en le maintien du rapport V/f constant ce qui signifie garder le flux statorique constant par le contrôle de la pulsation rotorique w_r de la machine asynchrone qu'est alimentée en tension par un onduleur de tension commandé par la technique MLI triangulé-sinusoïdale. Pour reconstruire la pulsation statorique à partir de la vitesse du moteur et de la pulsation rotorique, la relation d'autopilote $\theta_s = \theta_r + \theta \Rightarrow w_s = w_{ref} + w$ elle est nécessaire.

La figure (2-3) présente la commande scalaire d'une machine asynchrone alimentée en tension par un onduleur de tension contrôlée en tension par MLI triangulé-sinusoïdale.

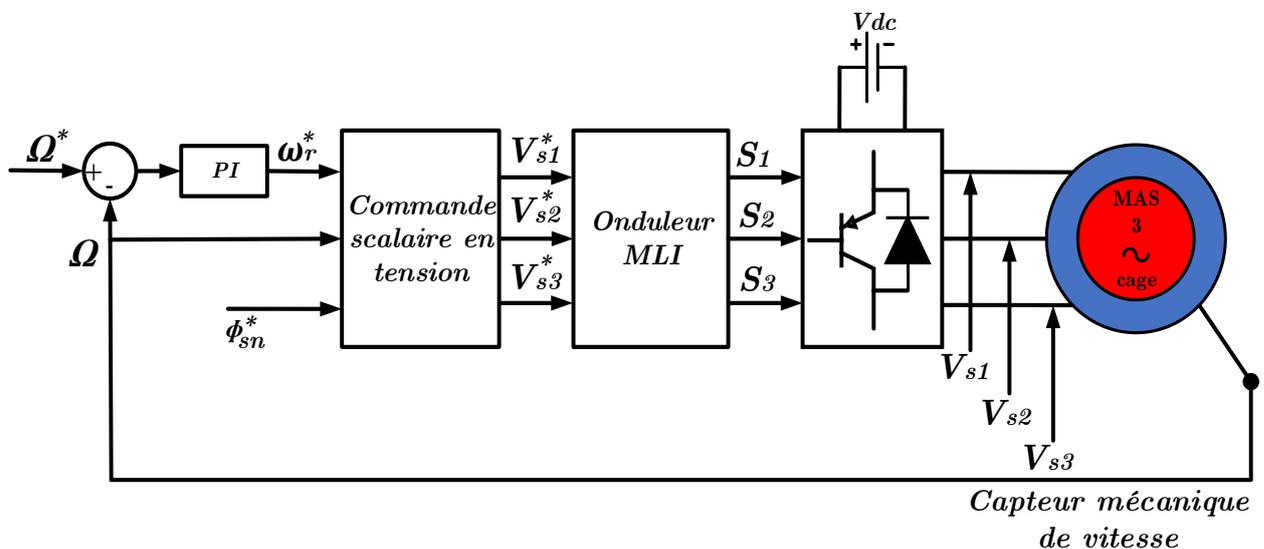


Figure 2-3 Schéma de principe de la commande scalaire en tension de la MAS

Le circuit de commande de ce schéma comporte trois parties essentielles :

- ✚ La régulation de la vitesse pour avoir la pulsation rotorique de référence.
- ✚ Les tensions de références statoriques sont construites à partir de la loi de commande scalaire.

- Les signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur sont générés par la technique MLI triangulé-sinusoïdale.

2.4.3 Loi de commande scalaire V_s/f constante : [17]

En régime permanent, la tension statorique est donnée par :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + j\omega_s \overline{\Phi}_s \quad (2.30)$$

En fortes vitesses la chute de tension ohmique $R_s I_s$ est négligeable devant V_s , alors :

$$\overline{V}_s = j\omega_s \overline{\Phi}_s \quad (2.31)$$

Afin de maintenir le module du flux statorique constant, la relation $\Phi_s = V_s / \omega_s$ doit être constant. Ce qui en découle la loi de commande scalaire V_s/f constante.

Les tensions de références de la commande MLI triangulé-sinusoïdale sont construites à partir de cette loi de commande et la relation d'autopilotage $\omega_s = \omega_r + \omega$ comme suit :

$$\begin{cases} V_{s1}^* = V_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t) \\ V_{s2}^* = V_s \sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{s3}^* = V_s \sqrt{2} \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.32)$$

Avec : $\Phi_s = V_{sn} / \omega_{sn}$

Où : $\Phi_s = \frac{V_{sn}}{\omega_{sn}}$ est le flux nominal en fonctionnement normal.

2.4.3.1 Pulsation rotorique de glissement ω_r :

La variation de la vitesse est obtenue par une variation de pulsation rotorique ω_r qui est liée directement au couple. Le régulateur de vitesse élabore ω_r à partir de l'erreur de vitesse. D'un autre côté, la fréquence statorique est obtenue par la loi d'autopilotage qui nécessite une mesure précise de la vitesse. Son réglage est confié à l'onduleur.

La connaissance de la pulsation rotorique est indispensable, qui peut être déterminée par un régulateur de la vitesse de la machine, nous permet de calculer la pulsation statorique à partir de la relation d'autopilotage.

$$\theta_s = \theta_r + \theta \Rightarrow w_s = w_{ref} + w \quad (2.33)$$

La vitesse électrique est calculée par $\omega = P\Omega$ où Ω est la vitesse de rotation mesurée par un capteur de vitesse.

2.4.3.1.1 Régulation de la vitesse :

Le couple de la machine est l'image de la pulsation rotorique de référence ω_r^* qui est déterminé par la régulation de la vitesse du moteur. Si la machine est chargée, la vitesse décroît, le régulateur va fournir plus de couple afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique est donc modifiée en conséquence et la tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V_s/f constant.

Les régulateurs PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques. L'action proportionnelle assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action intégrale élimine l'erreur statique en régime permanent. Le schéma d'un régulateur PI est représenté sur la figure (2-4).

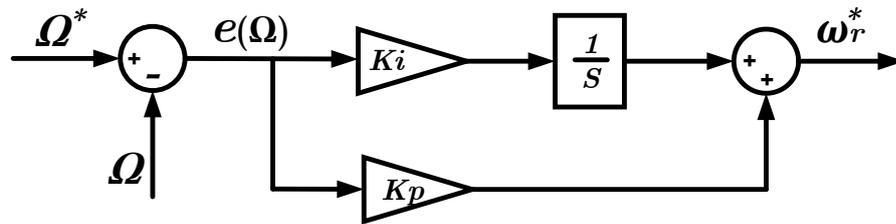


Figure 2-4 Schéma de régulateur PI de la vitesse

L'équation du mouvement de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (2.34)$$

Par l'application de la transformation de Laplace on obtient :

$$(Js + f)\Omega = C_{em} - C_r \quad (2.35)$$

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (2.36)$$

Etant donné que le couple résistant est souvent inconnu, les paramètres kp et ki du régulateur PI sont calculées en le considérant comme perturbation. Dans ce cas, en négligeant le couple résistant l'équation (2-36) devient :

$$\Omega = \frac{C_{em}}{Js + f} \quad (2.37)$$

Le couple électromagnétique en régime permanent est donné par :

$$C_{em} = \frac{3PV_s^2}{\omega_s} \frac{R_r'/g}{(R_r'/g)^2 + (N_r'\omega_s)^2} \quad (2.38)$$

Sachant que $\omega_r = g\omega_s$, l'expression du couple peut être exprimé en fonction de la pulsation du glissement comme suit :

$$C_{em} = \frac{3PV_s^2}{\omega_s} \frac{gR_r'}{(R_r')^2 + (N_r'\omega_s)^2} \quad (2.39)$$

En régime permanent, la pulsation rotorique est généralement très faible ($\omega_r \ll 1$) ce qui conduit à considérer que $(N_r'\omega_r)^2 \ll R_r'^2$. En tenant en compte cette simplification, l'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3PV_s^2}{\omega_s} \frac{g}{R_r'} = \frac{3PV_s^2}{\omega_s} \frac{\frac{\omega_r}{\omega_s}}{R_r'} = \frac{3PV_s^2}{R_r'\omega_s^2} \omega_r \quad (2.40)$$

Avec : $K' = \frac{3P}{R_r'} \Phi_s^2$

L'équation (2-37) devient :

$$\Omega = \frac{C_{em}}{Js + f} = \frac{K' \omega_r}{Js + f} \quad (2.41)$$

A partir de cette équation, la fonction de transfert reliant la vitesse à la pulsation rotorique est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\omega_r} = \frac{K'}{Js + f} \quad (2.42)$$

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure (2-5).

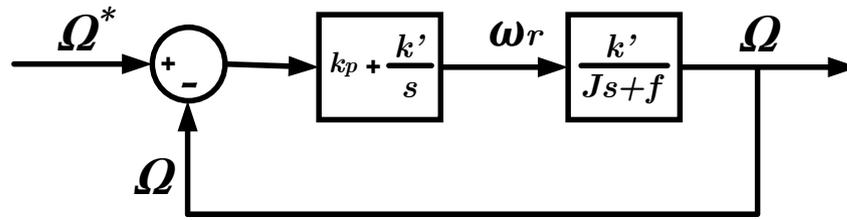


Figure 2-5 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

La relation entre la pulsation rotorique et le signal d'erreur $e(\Omega) = \Omega^* - \Omega$ est :

$$\omega_r = K_p e(\Omega) + \frac{K_i}{s} e(\Omega) \quad (2.43)$$

La Fonction de Transfer en boucle ouvert (*FTBO*) du système de la figure (2-6) est :

$$FTBO = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{K'}{Js+f}\right) = \frac{K'(K_p s + K_i)}{s(Js+f)} \quad (2.44)$$

La Fonction de Transfer du système en boucle fermé (*FTBF*) est :

$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{FTBO}{1+FTBO} = \frac{\frac{K'(K_p s + K_i)}{s(Js+f)}}{1 + \frac{K'(K_p s + K_i)}{s(Js+f)}} \quad (2.45)$$

L'équation (2.45) peut être simplifiée comme suit :

$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K'(K_p s + K_i)}{s(Js+f) + K'(K_p s + K_i)} = \frac{\frac{K'}{J}(K_p s + K_i)}{s^2 + \frac{(f + K'K_p)}{J}s + \frac{K'K_i}{J}} \quad (2.46)$$

Soit la fonction de transfert d'un système désiré de 2^{ème} ordre :

$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.47)$$

Par identification du polynôme caractéristique de la *FTBF* (dénominateur de la *FTBF*) avec le polynôme caractéristique du système désiré et si l'on néglige l'effet de zéro sur la stabilité du système on obtient :

$$\begin{cases} \frac{(f + K'K_p)}{J} = 2\xi\omega_n \Rightarrow K_p = \frac{2\xi\omega_n J - f}{K'} \\ \frac{K'K_i}{J} = \omega_n^2 \Rightarrow K_i = \frac{\omega_n^2}{K'} \end{cases}$$

2.4.4 Principe générale de la commande scalaire : [13,16,18]

Le principe de la commande scalaire d'un moteur asynchrone est gardé le flux constant et faire une variation de la vitesse sans modification du couple par l'action sur la fréquence et la tension d'alimentation ce qui impose la loi V_s/f constante dans le régime permanent une commande avec autopilotage qui asservit la fréquence statorique f_s et la tension V_s ou le courant I_s en réalisant $\omega_s = \omega_r + \omega_{gl}$ à l' aide d' un capteur mécanique de vitesse.

2.5 Simulation de le commande scalaire de la MAS :

Une fois le modèle mathématique de notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation sont établis, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande scalaire en utilisant le logiciel *MATLAB/Simulink*, et en faisant plusieurs tests puis on visualise ces résultats.

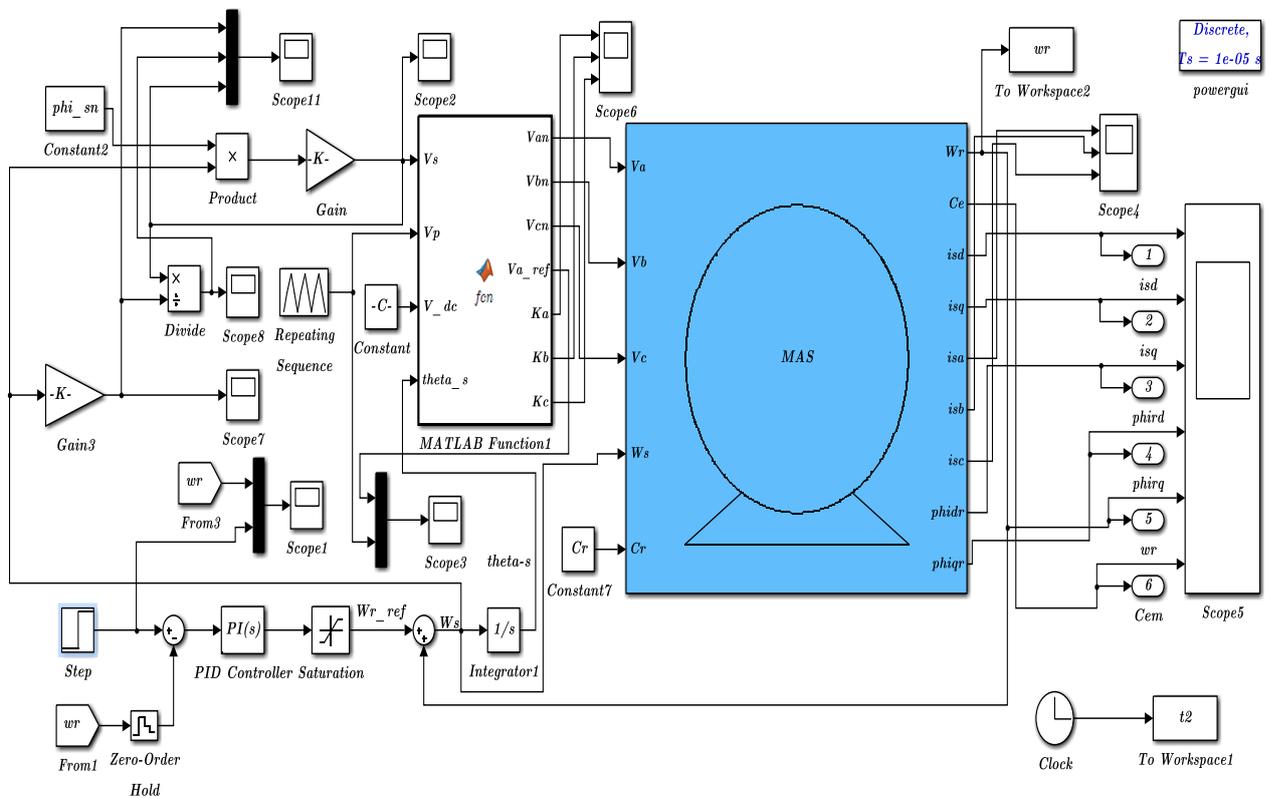


Figure 2-6 Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire de la machine Asynchrone

Les résultats de simulation :

- ❖ Démarrage à vide puis en applique un couple de 3 Nm et 6 Nm à 2 s et 4 s respectivement pour une vitesse de référence $w_{ref}=157\text{ red/s}$.

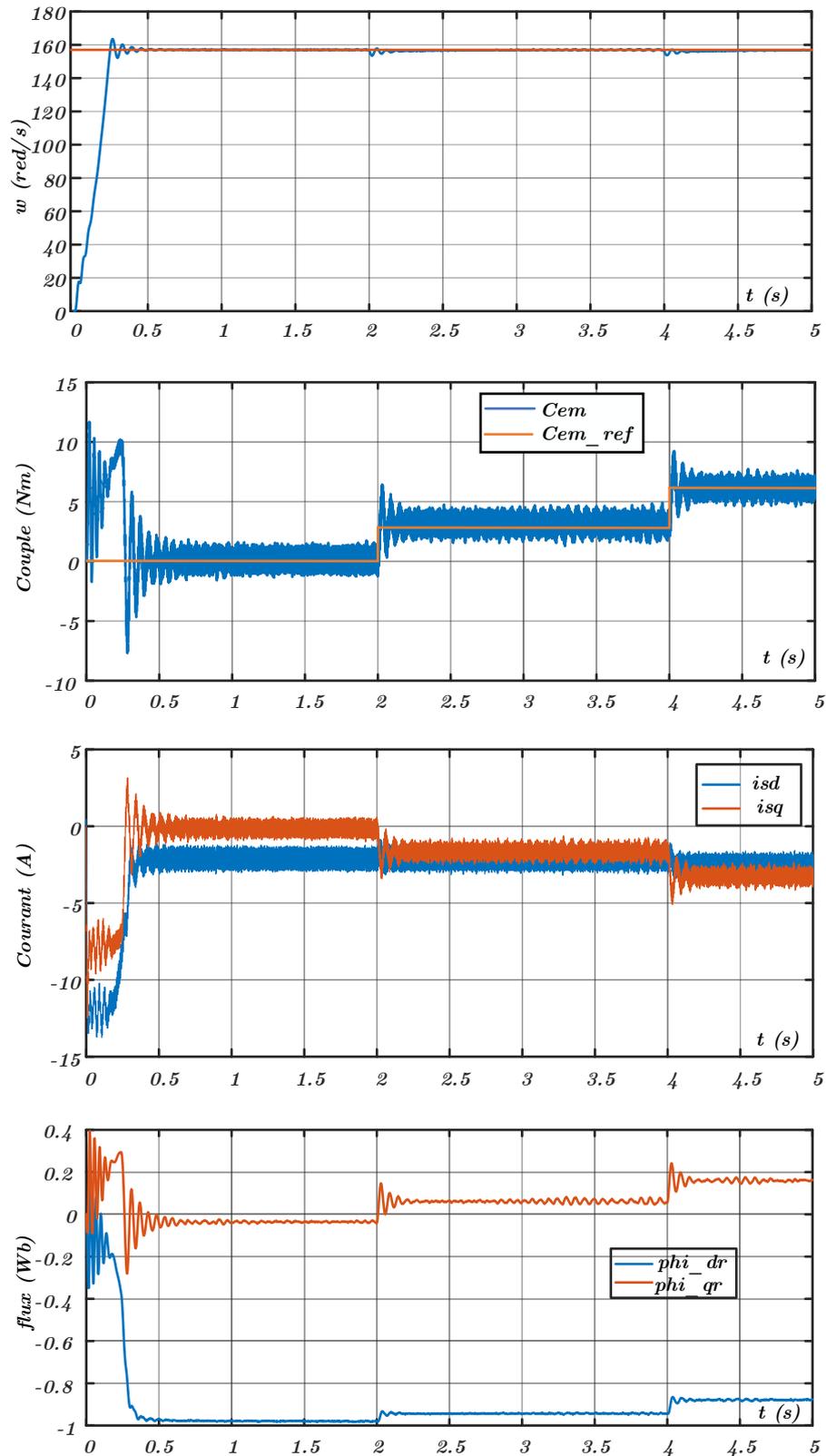


Figure 2-7 Différents résultats pour $W_{ref}=157\text{ red/s}$ et $Cr=3$ et 6 Nm appliqué à 2 s et 4 s

- ❖ Essais à vide pour différents valeurs de la vitesse référence $W_{ref} = 100, 20, 147, 180, 80, -100, 100 \text{ red/s}$.

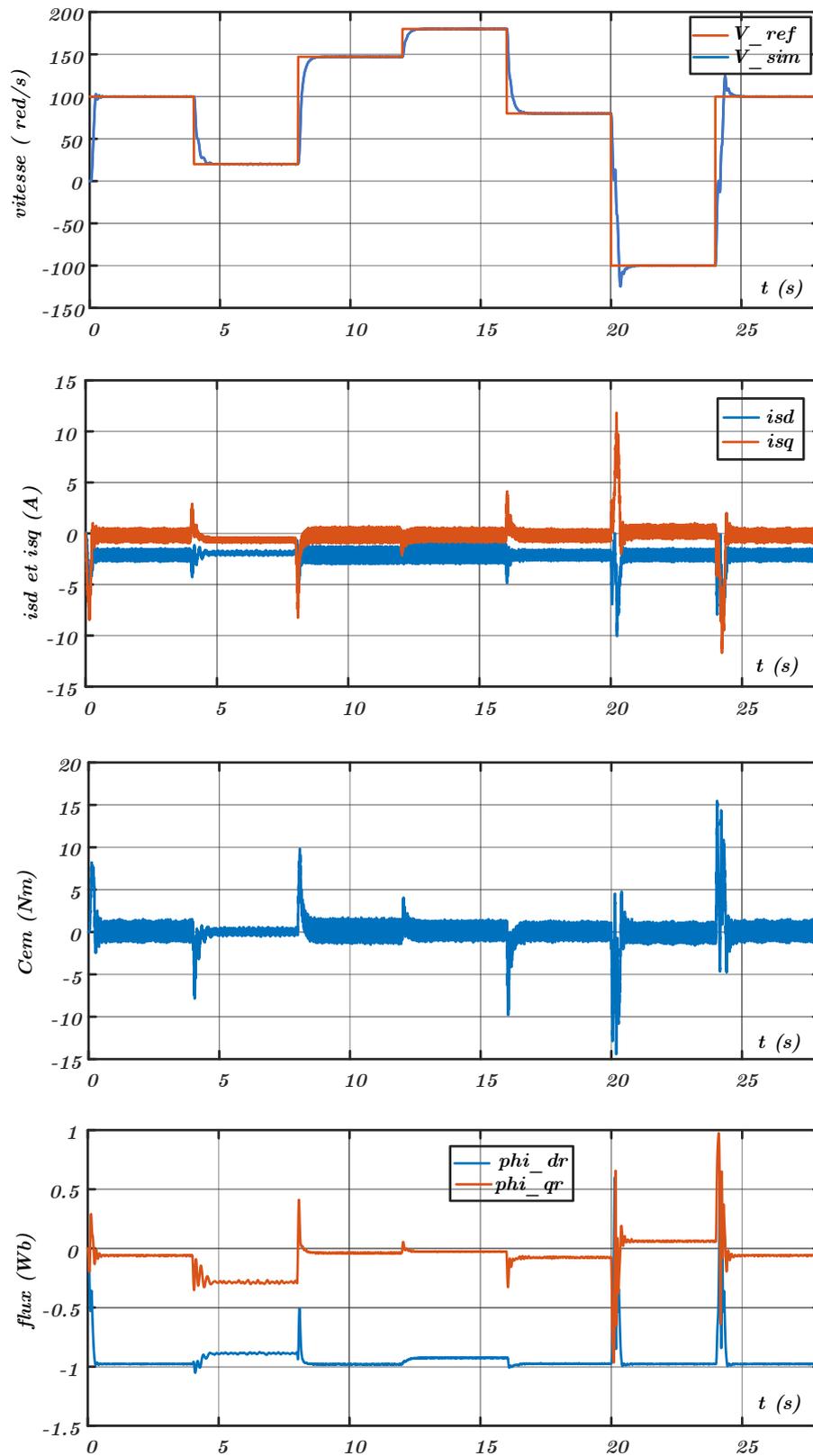


Figure 2-8 Différents résultats pour différents vitesses de référence $w_{ref} = 100, 20, 147, 180, 80, -100, 100 \text{ red/s}$

Interprétation des résultats :

La figure (2-7) représente les résultats pour $w_{ref}=157 \text{ rad/s}$ et $Cr=3$ et 6 Nm appliqué à 2 s et 4 s on remarque que la vitesse et le couple suit leur valeur de référence quel que soit la valeur du couple résistant appliqué.

Après le régime transitoire de 0.3 (s) , la vitesse atteint sa valeur de référence 157 (rad/s) . Au démarrage il y a un appel de courant pour développer le couple de démarrage. Puis, il diminue jusqu'à une valeur presque nulle car la machine est à vide, le couple électromagnétique atteint donc une valeur puis suit sa consigne.

L'application du couple de charge $Cr=3$ et 6 Nm à 2 s et 4 s diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de la commande scalaire (régulation), le courant i_{sq} augmente mais i_{sd} stabilisée à une valeur de -2 A , à cause du frottement par contre le flux diminue par l'augmentation du couple.

Figure (2-8) présente les résultats de simulation pour différentes vitesses de référence $w_{ref}= 100, 20, 147, 180, 80, -100, 100 \text{ rad/s}$ la Vitesse suit sa consigne quelle que soit la valeur de cette dernière (positive ou négative, basse ou haute vitesse).

On remarque que les courbes du courant, couple et le flux sont constantes et presque nulle avec des oscillations au moment de changement de la vitesse.

3 Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la commande scalaire de la machine asynchrone par modélisation dans le régime permanent de telle manière que le rapport (V/f) est constant.

La commande du couple est basée sur l'élaboration du modèle de la machine asynchrone dans le régime permanent ce qui a conduit à ne plus contrôler le couple lors du régime transitoire.

Pour les fonctionnements moyennes et survitesse, de préférence l'utilisation de la commande scalaire. Car elle est simple à réaliser et facile en exécution. Elle donne des bons résultats en régime permanent.

Chapitre 03

Implémentation

De la commande scalaire

Sur la carte

DSPACE 1104

3 Implémentation De La Commande Scalaire :

3.1 Introduction :

Ce chapitre traite la partie pratique de l'étude qui consiste à l'application de notre commande sur la machine asynchrone en temps réel, en utilisant la carte DSPACE 1104.

Les cartes DSPACE sont utilisées pour un pilotage en temps réel à l'aide d'un programme qui se fait par la modélisation Matlab Simulink (SIMULINK/DSPACE RTI 1104), qui aide à poser le problème d'une manière graphique par son logiciel d'exploitation "Control Desk". Ceci réduit le temps de développement et de prototypage pour le contrôle des systèmes. Le prototypage passe alors par trois étapes : [19, 27]

- Modélisation du système de commande en utilisant Simulink
- Simulation du système.
- Exécution du modèle en temps réel par la carte DS1104.

3.2 Présentation de la DSPACE 1104 : [6, 19,20, 21]

La DS1104 est une carte de contrôle puissante pour les lois de commande du prototypage rapide. Sa puissance de calcul et ses Entrées/Sorties sont primordiales pour les applications impliquant de nombreux actionneurs et capteurs. Elle est programmable à partir de l'environnement Matlab Simulink. C'est un produit de la société DSPACE, il se compose de deux parties :

- Une carte d'interface équipée d'un processeur DSP reliant le panneau de contrôle à l'ordinateur. Elle permet l'acquisition des données qui seront traitées sur le calculateur.
- Un panneau de contrôle composé des prises BNC permettant de convertir des données analogiques à des données numérique et les autres délivrant en analogique les signaux numériques issus de la carte. On trouve également des connexions MLI, une connexion entrée-sortie numérique, deux connexions séries RS232 et RS422 et deux autres connexions pour un codeur.



Figure 3-1 Carte d'acquisition de la carte de PACE 1104

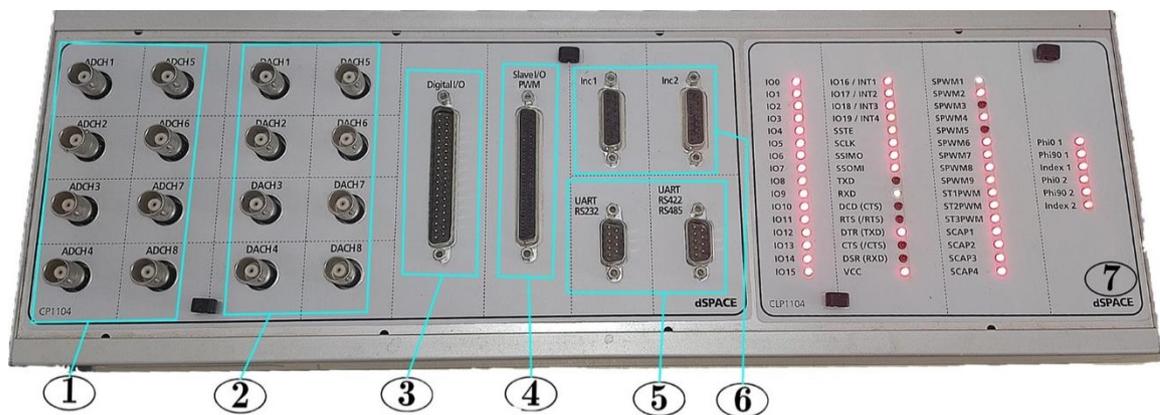


Figure 3-2 Panneau de connexion de la DSPACE 1104

- 1- Huit convertisseurs analogiques numériques ADC, quatre canaux 1, 2, 3, 4 en 12 bits et quatre canaux 5, 6, 7, 8 en 16 bits.
- 2- Huit convertisseurs numériques analogiques DAC de 16 bits pouvant délivrer une tension de $\pm 10V$.
- 3- Interface d'entrées-sorties numériques, utilisée pour les langages de programmation.
- 4- Interface d'entrées-sorties, du DSP pour la génération des signaux de commande MLI.
- 5- Portes séries (RS 232, RS 422 et RS 485), ils servent à connecter en série la carte avec divers appareils électronique tell les automates, ou avec une autre carte DS.
- 6- Deux codeurs qui permettent la communication avec les capteurs de position.
- 7- Ornées également d'une quarantaine de lampes LED indiquant les portes actives sur le panneau.

3.2.1 Architecture interne de la carte DS1104 :

L'architecture interne de la carte DS1104 se présente telle qu'illustré dans la figure (3.3).

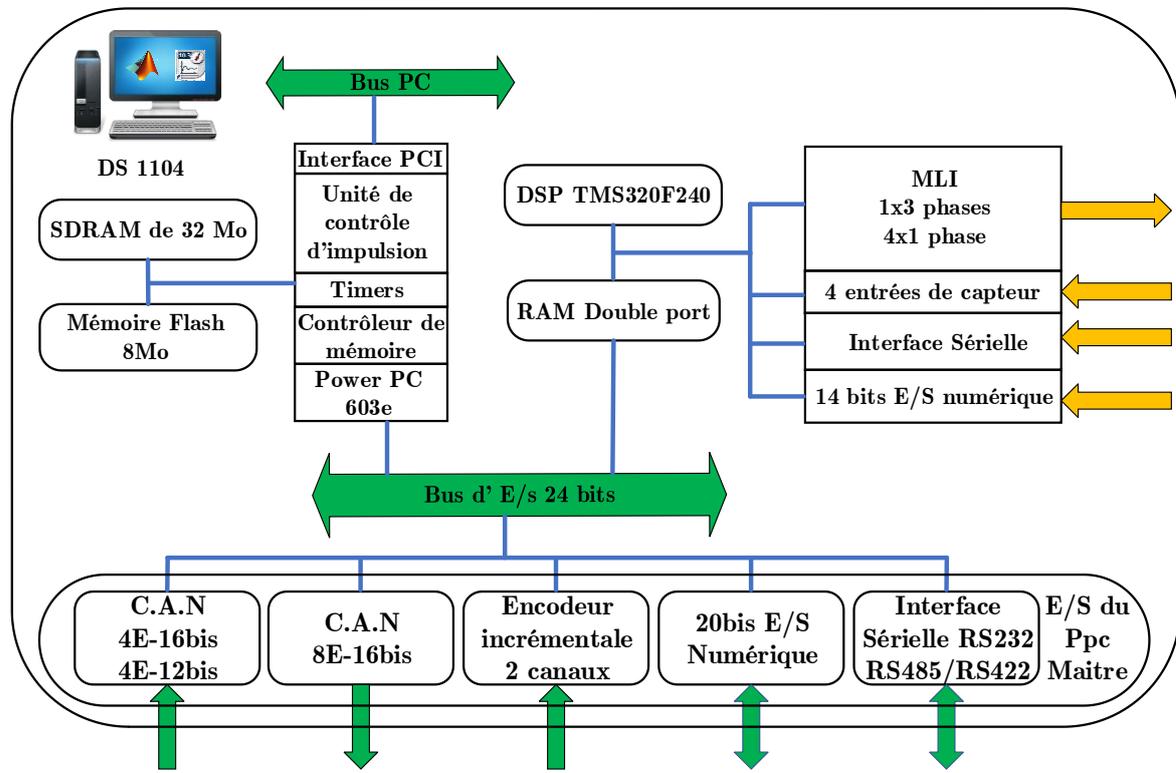


Figure 3-3 Diagramme de l'architecture de la DS1104.

L'interface en temps réel RTI, qui est une interface entrée/sortie, traduit le code MATLAB-Simulink en langage C. Le système DSPACE délivre des signaux de commande rectangulaires de 0-5V, ce qui est insuffisant par rapport à l'ordre de grandeur des signaux de commande admissibles par les drivers, à savoir de 0-12V à 0-16V. Il est donc nécessaire d'utiliser des optocoupleurs permettant à la fois d'amplifier et isoler les signaux de commande provenant de la carte DSPACE. [6, 22, 24, 26]

3.2.2 Domaine d'application de la carte DS1104 :

Cette carte conçue pour répondre aux exigences du prototypage rapide et moderne de lois de commande et son jeu d'interfaces d'E/S fait d'elle une solution idéale pour le développement des contrôleurs dans divers domaines telle que : électrique, Robotique, et utilisée dans les laboratoires universitaires. [23]

Dans notre étude de la commande scalaire pour la machine asynchrone, la carte DS1104 est bien adaptée.

3.2.3 Fonctionnement de DSPACE :

Le bon fonctionnement de DSPACE, il est nécessaire d'installer la carte à l'aide d'une clé hard et en même temps le logiciel d'exploitation "Control Desk". La bibliothèque de Matlab/Simulink est mise à jour. A l'ouverture de Matlab une fenêtre apparaît afin de choisir à travers elle le type de carte installée et de lui indiquer RTI à installer dans notre cas RTI1104. Nous sommes passés à l'implantation de notre commande à appliquer sur la machine asynchrone en temps réel après l'achèvement des diverses simulations. Dans cette expérience, nous utilisons les "toolbox" de l'encodeur, un convertisseur à 16 bits pour mesurer la vitesse et l'autre pour générer des impulsions de l'onduleur. [6, 120, 25]

DSPACE délivre des signaux de 0 à 5 V, ce qui est insuffisant pour attaquer l'onduleur. Donc il est nécessaire d'insérer un dispositif qui permet d'amplifier les signaux de commande à 0 - 15V. [6, 24]

3.3 La partie pratique :

Après l'achèvement de l'étude théorique et des diverses simulations de notre commande dans l'environnement Matlab Simulink, nous sommes passée à la partie pratique qui concerne la mise en œuvre de notre commande sur la machine asynchrone en temps réel ; cette implantation est déroulée en deux parties :

La partie raccordement des équipements :

Le raccordement des équipements pour la réalisation de la commande scalaire passe par les étapes suivantes :

- Adaptation du programme Simulink à la RTI en insérant les Toolbox déjà cités
- Détermination des gains de chaque capteur pour la lecture des mesures.
- L'encodeur incrémentale $Kw=2*3.14/1024/Tc$. Il fournit 1024 impulsions pour chaque tour du moteur Tc est la période d'échantillonnage.
- Le raccordement de l'interface entre l'injection de la PWM émise par le DSPACE et l'onduleur. Ce dernier adapte les niveaux de tension. Carte de commande.
- Le raccordement de l'onduleur à la source et au moteur. Le branchement de l'alimentation continue de ± 15 V pour alimenter les circuits des auxiliaires.
- L'emplacement de TC et TT de mesure à l'entrée du moteur et les raccordés aux ports analogiques choisis (Canal 7 et 8).

Par le biais du Control Desk, il sera créé un fichier pour l'expérience ; l'icône "Model Root" dans la partie inférieure de l'écran on trouve toutes les sorties que nous voulons mesurer en temps réel.

Puis on lance la mesure par la touche "Start Measuring" puis il est possible de la stopper par l'icône en croissant "Stop measuring" où l'opération complète par l'icône "Go Offline".

Pour stocker les données sur un fichier de l'extension. Mat, on appuie sur recorder 1 qu'est se trouve dans l'icône "Measurement Configuration" à la gauche de l'interface du "Control Desk", puis on choisit "properties" pour sélectionner les options de sauvegarde. Le fichier est ensuite la sauvegarde. Les pommes rouges au-dessus sont utilisées pour lancer et terminer l'enregistrement.

Les figures suivantes montrent les étapes de l'expérience dans le Control Desk :

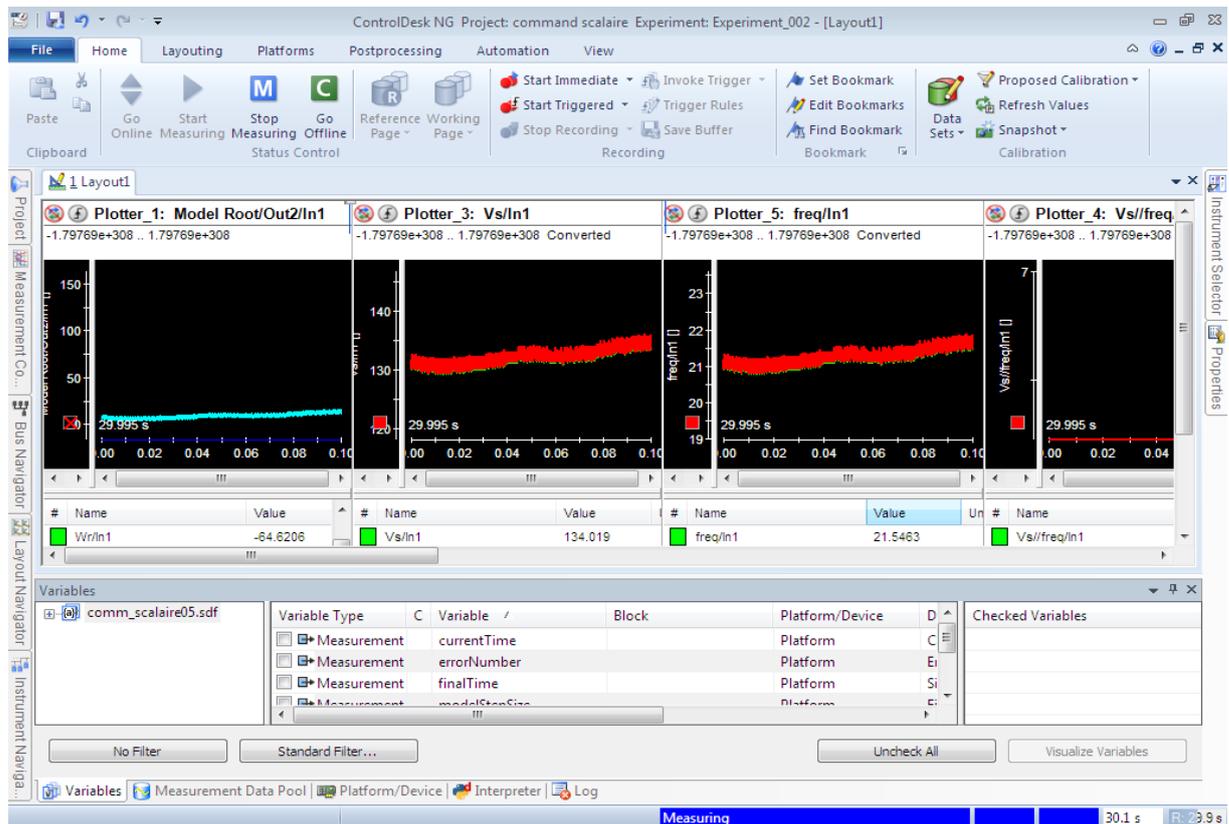


Figure 3-5 Ecran de sélection de Model Root et le glissement sur le flotter

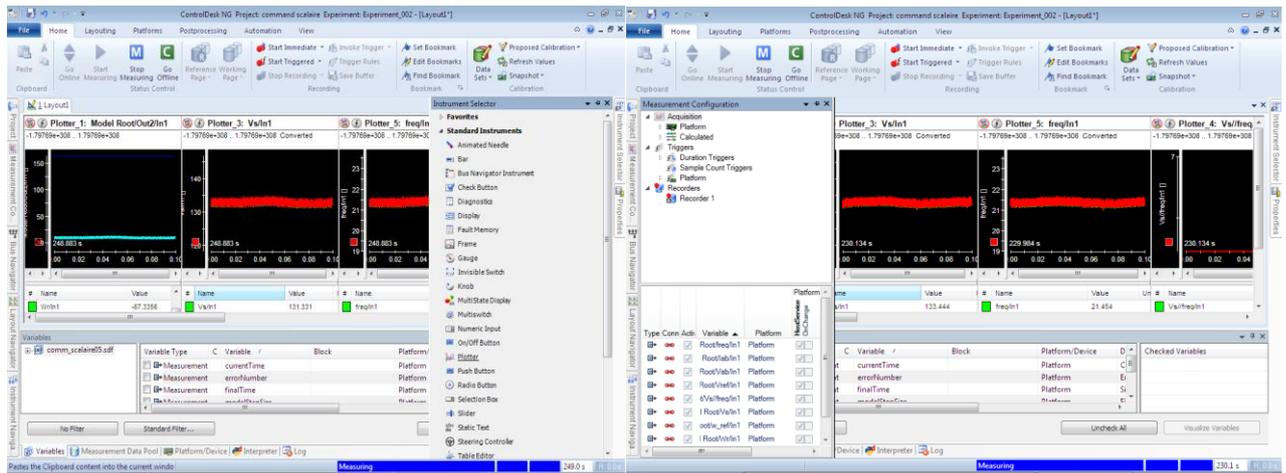


Figure 3-6 Ecran du choix de l'appareil de mesure et d'enregistrement des sorties sur un fichier. Mat de Matlab

3.4 Résultats expérimentaux :

Les instruments et tous les équipements sont présentés dans la photo ci-après :

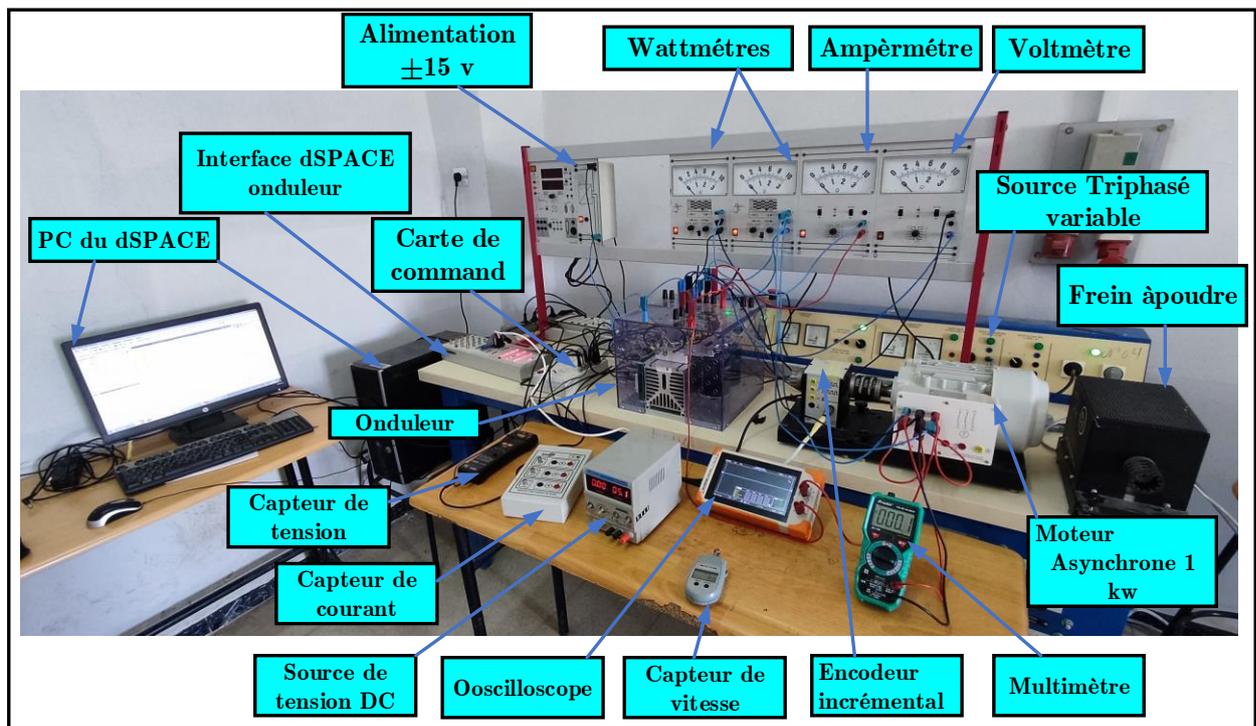
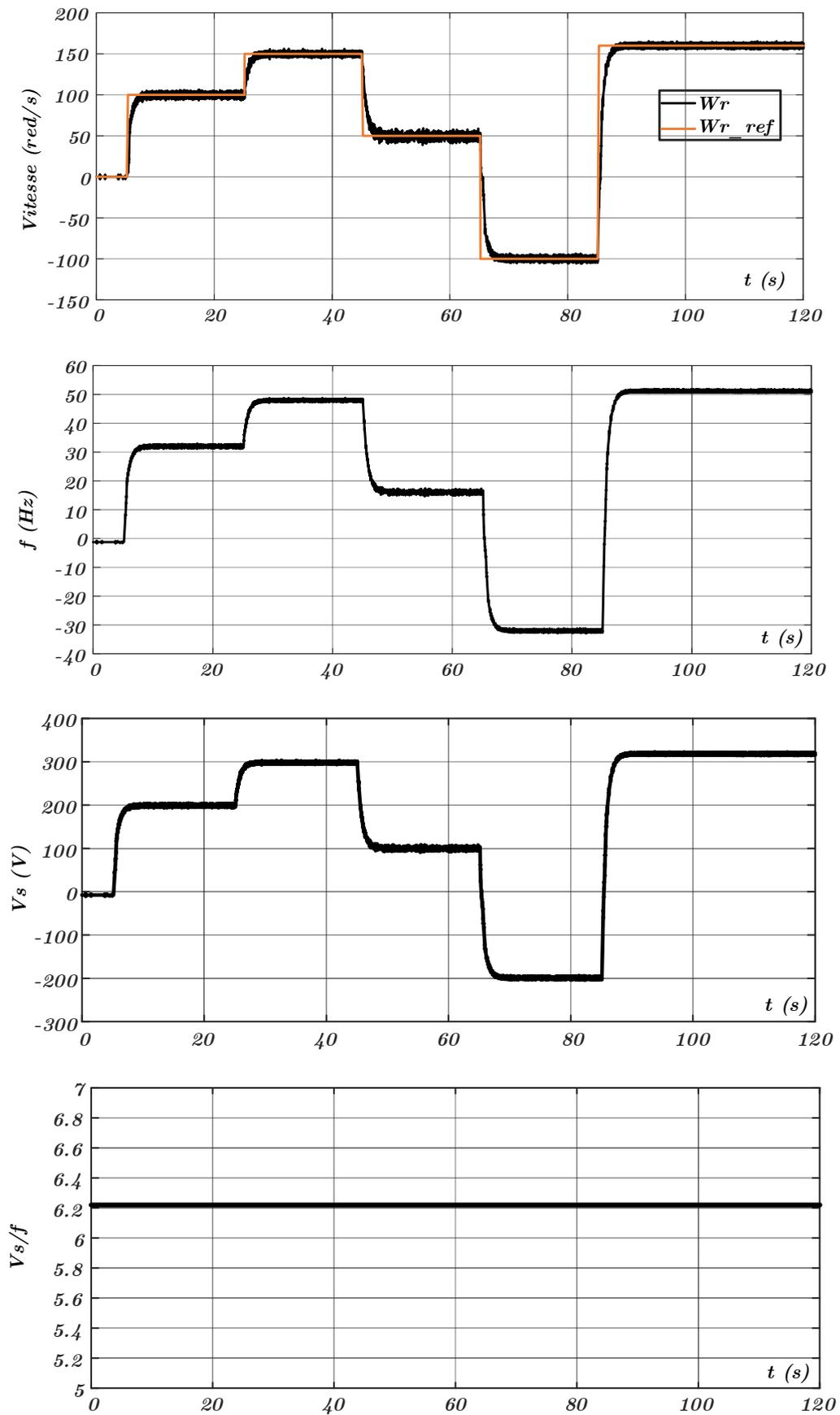


Figure 3-7 Le banc d'essai du laboratoire d'essai

L'expérience a été menée par l'application d'une variation de la vitesse à vide pour différentes valeurs avec le changement de sens de rotation. Les résultats pratiques pour l'état global est donné par la figure (3-8).

Les manipulations en charge n'ont pas été possibles à cause de l'absence du frein à poudre.

Résultats pratiques :



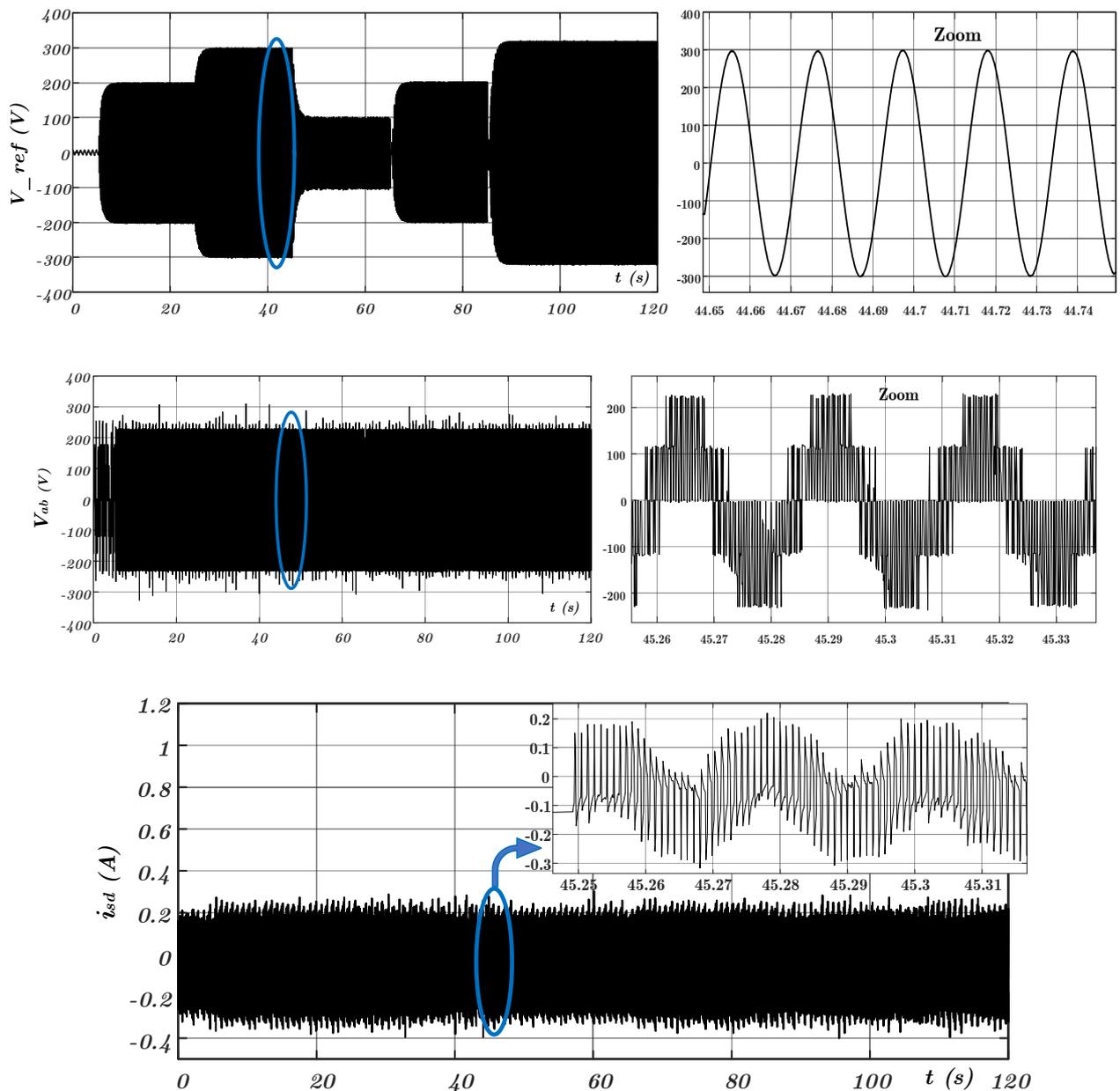


Figure 3-8 Différent résultat pratique W_r+W_{ref} , fréquence, V_s , le rapporte V_s/f , tension de référence, courant i_{sd}

Interprétation :

La vitesse suit la consigne pour différentes valeurs avec une diminution au point de changement de la vitesse de référence et du sens de rotation, on note également la présence des oscillations aux basses vitesses, que les survitesses. D'autre part, nous remarquons que l'augmentation de la vitesse correspond à l'augmentation de la fréquence, et la même remarque pour le décroissement, avec un petit dépassement de la fréquence du réseau. Elle est en parallèle avec la tension V_s c'est ce qui rend la commande scalaire (le rapporte V_s/f reste constant) comme montre la courbe de tension/fréquence.

La tension simple à l'entrée du moteur, elle est constante et sinusoïdale, varie entre $220 V$ et $-220 V$.

Le courant de ligne i_{sd} entre l'onduleur et le moteur varie entre $0.2 A$ et $-0.3 A$, au changement de la vitesse le courant augmente puis revient à sa valeur initiale avec l'apparition des perturbations à cause du filtrage du capteur.

3.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié et validé par prototypage l'implantation de la commande scalaire pour un moteur asynchrone en temps réel. Nous donnons premièrement une description générale sur la carte DSPACE 1104, son principe de fonctionnement et ces comportements avec la présentation des étapes que nous avons franchies pour arriver à ces résultats, qui confirment les études théoriques que nous avons menée au chapitre deux.

Selon les résultats pratiques, nous avons confirmé la loi de la commande scalaire V/f constante ; donc le but de notre travail est atteint qui est l'implantation de la commande scalaire sur la carte DSPACE 1104.

Conclusion

Générale

4 Conclusion générale :

L'objectif de notre projet est d'implémenter la commande scalaire de la machine asynchrone que nous avons atteint. Il s'agit de l'étude théorique et la validation expérimentale.

A travers ce mémoire, nous avons commencé par une étude théorique du moteur asynchrone à cage alimenté par un onduleur de tension, commandé par la technique MLI, avec l'identification des paramètres de la machine qui sera une référence pour les futures études suivies par la simulation de la commande scalaire et son exécution par DSPACE (DS 1104.)

Notre travail confirme que la commande scalaire est simple, facile à utiliser et peu coûteuse. Elle a besoin qu'un capteur de vitesse, par rapport aux autres commandes. Elle est valable pour contrôler la machine asynchrone en hautes vitesse par rapport aux basses vitesses où l'on trouve des vibrations. Elle permet d'atteindre des performances remarquables en pratique, Il est important de noter que les résultats de simulation et expérimentaux ont montré certains dépassements des vitesses de rotor faibles et élevées durant l'application par rapport à des vitesse de référence à cause du régulateur PI.

En tenant compte des appareils disponibles dans le laboratoire, nous n'avons pas confirmé les résultats en charge à cause d'absence du frein à poudre.

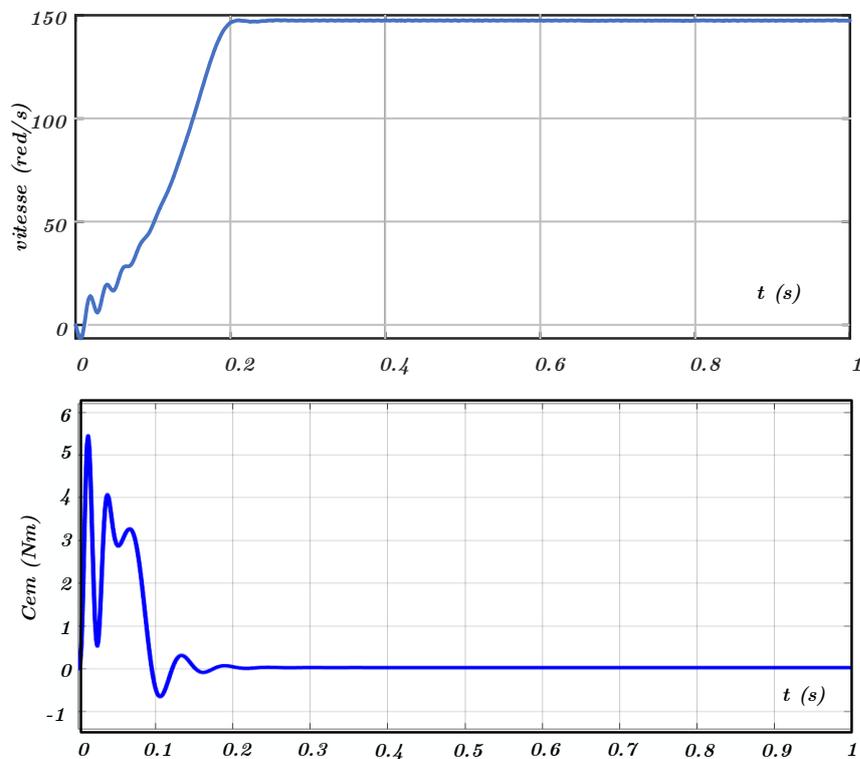
Annex

Annex :

Les paramètres du moteur asynchrone 692V/400V :

Désignation	Valeur	Unité
Puissance nominale P_n	1	Kw
La vitesse nominale Ω_n	1405	Tr/min
La tension nominale U_n	Y/ Δ 692/400	Volt
Le courant nominale I_n	1.44/2.51	Ampères
Nombre de pair de pôle P	2	Un
Résistance statorique R_s	26.7143	Ohm
Résistance rotorique R_r	17.4911	Ohm
Inductance $L_s = L_r$	0.5883	Henry
Inductance mutuelle M	0.4896	Henry
Moment d'inertie J	0.0109	Kg m ²
Coef. de frottement f_r	0.0013	Nm s/rad

Résultats de simulation pour la MAS avec onduleur :



Courbes de la vitesse et le couple du MAS avec onduleur

Références

Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] A. Ouali et M. Tahri, Mémoire Master, "Commande scalaire d'un Moteur Asynchrone", Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou, Algérie, 2018
- [2] R. Chergui, Mémoire Magister "Identification des Paramètres d'une Machine Asynchrone Triphasée", Université de Batna, Batna, Algérie, 2018
- [3] LNCT Group of Colleges, Cours "Basic Electrical & Electronics Engineering", India
- [4] A. Henka, M. Ghenbazi et K. Benali, Mémoire Master "Commande scalaire d'un Moteur Asynchrone", Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, Algérie, 2020
- [5] Stephen J. Chapman, livre, "Electric Machinery Fundamentals", BAE Systems Australia, 2012.
- [6] Z. Messaoudene et H. Zehar, Mémoire Master "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone (Implémentation sous une carte dSPACE 1104)", Université Mohamed El Bachir El Ibrahimy, Bordj Bou Arréridj, Algérie, 2021.
- [7] T. Benguesmia, K. Guerar, Mémoire Master " Implémentation de la Commande Scalaire pour une Machine Asynchrone Triphasé ", Université Mohamed Boudiaf, M'SILA, Algérie, 2018.
- [8] L. Rabia, Mémoire Master " Modélisation, Identification Expérimentale et Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone Triphasé à Cage", Université Kasdi Merbah, Ouargla, Algérie, 2015.
- [9] S-H. Kim, livre, "Electric Motor Control DC, AC, and BLDC Motors", Elsevier, 2017.
- [10] B. Kamel, Mémoire Magistère, "Conception de la commande d'une machine asynchrone ", Université des sciences et la technologie d'Oran "Mohamed Boudiaf", Oran, Algérie, 2015.
- [11] J. Caron et J.P Hautier, livre, "Modélisation et commande le machine asynchrone", TECHNIP, 1995.
- [12] Dr A. Meroufel, Cours, " Contrôle de la machine asynchrone", Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2008/2009.
- [13] L. Baghli, Cours "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", IUFM de Lorraine - UHP, France, 2003/2004.

Références Bibliographiques

- [14] Z. Adaïka et F. Ben Amara, Mémoire Master, "Commande scalaire d' une machine asynchrone autour de la carte STM32F429 en utilisant un onduleur de tension", Université Echahid Hamma Lakhdar, El-Oued, Algérie, 2020.
- [15] H. Khouf, rapport de stage" Optimisation des stratégies de contrôle-commande d'un ensemble convertisseur en pont H-machine électrique à l'aide d'un système de prototypage rapide dSPACE pour application de véhicule électrique ", Université de Lorraine, France, 2012/2013
- [16] Andrew Smith, Shady Gadoue, Matthew Armstrong and John Finch, "Improved method for the scalar control of induction motor drives", England, United Kingdom: Newcastle University, Newcastle upon Tyne, NE1 7RU.
- [17] Cours 1er Année Master CMT+CE, " Chapitre 3 : Commande scalaire d'une machine asynchrone", Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie.
- [18] S. E. Rezgui, Mémoire Magister "Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel", Université Mentouri de Constantine, Constantine, Algérie, 2009.
- [19] A. Darkawi, Cours "Initiation au système DSPACE, de l'interface RTI dans Simulink et de ControlDesk", Ecole d'ingénieur de l'université de Nantes, France
- [20] K. Berkoune, Thèse Doctorat " Approche Mathématique pour la Modulation de Largeur d'Impulsion pour la conversion statique de l'énergie électrique : Application aux onduleurs multiniveaux, Université Toulouse 3 Paul Sabatier, Toulouse France, 01/07/2016.
- [21] L. Melle Benyoub et H. Adrar, Mémoire Master " Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone En Utilisant La Carte DSPACE 1104", Université Abderrahmane Mira, Bejaia, Algérie, 2013.
- [22] Mohamed Muftah Abduslam, Thèse Doctorat " Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales ", Université Henri Poincaré, Nancy-I, Nancy, France, 29/05/2008
- [23] M. Benaouicha et Y. Guerrou, Mémoire Master " Réalisation d'un onduleur de tension commandé par la carte DSPACE 1104", Université Abderrahmane Mira, Bejaia, Algérie, 2015.

Références Bibliographiques

- [24] I. Alia, Mémoire Master, "Étude et Réalisation d'un Filtre Actif Parallèle de Puissance Commandé par DSPACE 1104", Université Echahid Hamma Lakhdar, El-Oued, Algérie, 2019.
- [25] M. Ben Boudaoud et Z. Melle Mokrani, Mémoire Master " Alimentation d'une machine asynchrone par onduleur MLI en utilisant la carte DSPACE 1104", Université Abderrahmane Mira, Bejaia, Algérie, 2012.
- [26] S. I. Tifour, Mémoire Master " Commande Vectorielle d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation Couplée au Réseau (Implémentation sous une carte DSPACE 1104)", Université Constantine 1, Constantine, Algérie, 2014.
- [27] Ashfaque Alam, Placement Report, "Designing Control Systems and Implementation ", De Montfort University Leicester, Leicester, Royaume-Uni, 2012.
- [28] Ibatullayev Aibek, Bachelor's Thesis, "Induction motor protection systems ", České Vysoké Učení Technické V Praze (Université Technique Tchèque à Prague), Prague Tchèque, 2017.
- [29] Danilo Ferreira de Souza, Francisco Antônio Marino Salotti, Ildo Luís Sauer, Hédio Tatizawa, Aníbal Traça de Almeida and Arnaldo Gakiya Kanashiro, Article "A Performance Evaluation of Three-Phase Induction Electric Motors between 1945 and 2020", 2022.
- [30] Z. Boudries, cours, "Commande des Machines Electriques", Université Abderrahmane Mira, Bejaia Algérie.

Résumé :

L'objectif de ce mémoire est l'implantation de la commande scalaire du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur de tension sur une carte DSPACE 1104. Dans ce cas le moteur est modélisé dans le système biphasé dq à l'aide de la transformation du PARK pour réduire la complexité des équations. Avant la simulation du moteur nous avons fait plusieurs essais pratique pour identifier les paramètres de notre moteur. Une fois les paramètres identifiés nous avons simulé le moteur dans l'environnement MATLAB. Après la modélisation et la simulation de la MAS dans le régime permanent la commande scalaire est implantée dans le MATLAB. La phase finale de notre travail est l'implantation pratique de cette commande sous la carte DSPACE 1104.

Les mots clé : MAS, Transformation de PARK, Modélisation, Onduleur, MATLAB Simulink, Commande Scalaire, Régulateur PI, Implémentation, Carte DSPACE 1104.

ملخص:

الهدف من هذه الأطروحة هو تطبيق التحكم السلمي للمحرك الغير متزامن المغذى بواسطة عاكس الجهد على لوحة DSPACE 1104. في هذه الحالة يتم نمذجة المحرك في النظام ثنائي الطور dq باستخدام تحويل PARK لتقليل من تعقيد المعادلات. قبل محاكاة المحرك ، أجرينا العديد من الاختبارات العملية لتحديد معاملات محركنا. بمجرد تحديد المعاملات ، قمنا بمحاكاة المحرك في بيئة MATLAB. بعد نمذجة ومحاكاة MAS في الحالة المستقرة ، يتم تنفيذ التحكم السلمي في MATLAB. المرحلة الأخيرة من عملنا هي التطبيق العملي لهذا التحكم تحت لوحة DSPACE 1104.

الكلمات الأساسية: محرك غير متزامن، تحويل PARK ، النمذجة، العاكس، Matlab Simulink، التحكم السلمي، منظم PI، تطبيق، لوحة DSPACE 1104.

Abstract:

The objective of this thesis is the implementation of the scalar control of the asynchronous motor powered by the voltage inverter on a DSPACE 1104 board. In this case, the motor is modeled in the two-phase system dq using the PARK transformation to reduce the complicity of the equations. Before the simulation of the motor, we made several practical tests to identify the parameters of our motor. Once the identifying parameters, we simulated the machine in the MATLAB environment. After the modeling and simulation of the MAS in the permanent regime, the scalar control is implemented in MATLAB. The final phase of our work is the practical implementation of this control on the DSPACE 1104 board.

Key words: MAS, PARK transformation, modeling, inverter, MATLAB Simulink, scalar control, PI regulator, implementation, DSPACE 1104 board