

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° : CE-11



FILIERE : GENIE ELECTRIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUES

Mémoire présenté pour l'obtention

Du diplôme de Master Académique

Par: OUKAF Abderraouf et AMMICHE Hemza.

Intitulé

**Validation pratique d'une commande en
temps réel d'un moteur asynchrone**

Soutenu devant le jury composé de:

Dr BEDBOUDI Mohamed Université Mohamed Boudiaf - Président
M'sila

Pr CHOUDER Aissa Université Mohamed Boudiaf - Examineur
M'sila

Année universitaire : 2020/ 2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicaces

Je dédie ce travail

A mon cher père et ma chère mère.

A mes chers frères et sœur.

A toute ma famille et tous mes amis.

*A tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science
et à tous ceux qui utilisent la science pour le bien et la
prospérité de l'humanité.*

OUAKAF Abderraouf

Dédicaces

Je dédie ce travail

A mon cher père et ma chère mère.

A mes chers frères et sœur.

A toute ma famille et tous mes amis.

*A tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science et
à tous ceux qui utilisent la science pour le bien et la prospérité
de l'humanité.*

AMMICHE Hemza

Remerciements

El hamdou li ALLAH !!! Enfin !!!

Ce mémoire a été préparé au sein de laboratoire des machines électriques du département de génie électrique de l'université Mohamed Boudiaf –M'sila.

Nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir donné la volonté, la santé, et la patience durant toutes ces années, pour accomplir ce travail que nous venons aujourd'hui pour la présentation.

*Nous remercions sincèrement Monsieur : **Dr. Ghadbane Ismail** et **bozide Riad** pour leurs aides, sa gentillesse, ses encouragements et ses conseils précieux pendant la période de la réalisation de ce travail.*

Nous remercions également tous les membres du jury qui nous ont fait l'honneur en acceptant d'examiner ce travail.

Nous remercions tous les enseignants du département génie électrique.

A cette occasion, Nous remercions également tous ceux qui nous ont soutenus de près ou de loin durant ces dernières années.

Table des Matières.

Dédicace	
Remerciement.	
Liste des Figures	11
Liste des Tableaux	13
Notations et symboles.	14
Introduction Générale	17
Conclusion Générale	70
Références Bibliographiques.	75
Résumé.	

SOMMAIRE

Chapitre I

Identification des paramètres de la machine asynchrone

I.1. Introduction	20
I.2. Caractéristiques de la machine asynchrone	20
I.2.1. Schéma équivalent de la MAS.....	20
I.3. Détermination des paramètres électriques	21
I.3.1. Essai à courant continue	21
I.3.2. Essai à vide	22
I.3.2.1. Méthode de séparation de pertes	24
I.3.3. Détermination des paramètres mécaniques	25
I.3.3.1. Essai de ralentissement.....	25
I.3.3.2. Détermination du coefficient de frottement	27
I.3.4. Détermination des paramètres M et Rr.....	27
I.3.4.1. Essai en court-circuit(rotor bloqué)	27
I.4 Validation du modèle.....	29
I.4.1 Résultats de simulation.....	30
I.4.2 Interprétation des résultats de simulation	32
I.1. Conclusion	32

Chapitre II

Association Onduleur-Moteur Asynchrone.

« Commande en boucle ouverte »

II.1. Introduction	34
II.2. Modèle de l'onduleur de tension	35
II.3. Stratégie de commande d'onduleur	37
II.3.1. Principe de la modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle	37
II.3.2. Résultats de simulation de l'association MAS Onduleur	39
II.3.2.1. Test à vide	41
II.3.2.2. Test de poursuite de vitesse	42
II.3.2.3. Test de variateur de la charge	43

II.4. Interprétation des résultat de simulation.....	44
II.4.1. Validation expérimentale	45
II.5. Description du banc d'essai.....	45
II.5.1. Un moteur asynchrone triphasé.....	46
II.5.2. Un onduleur de tension	46
II.5.3. Carte MicroLabBox	46
II.5.4. Liaison Semikron - dSPACE	47
II.5.5. Un codeur incrémental	48
II.5.5. 1. Caractéristique de codeur incrémental.....	49
II.5.6. Les appareils de mesures et l'autotransformateur	49
II.6. Résultats expérimentaux	49
II.6.1. Tension composé et Tension simple	50
II.6.2. Test de vitesse à vide	50
II.6.3. Test de poursuit de vitesse	50
II.7. Interprétation des résultats expérimentaux	51
II.8. Conclusion	51

Chapitre III

Contrôle Scalaire d'un Moteur Asynchrone

III.1. Introduction.....	53
III.2. Modélisation de machine asynchrone en régime permanent	53
III.2.1. Equation du couple électromagnétique	54
III.3. Loi de commande scalaire V_s/ω_s constant	56
III.3.1. Commande scalaire en tension	58
III.4. Simulation de Commande Scalaire de la machine asynchrone	59
III.4.1. Résultat de simulation.....	60
III.4.1.1. Test d'un démarrage à vide	61
III.4.1.2. Test de poursuite des vitesses	62
III.4.1.3. Test de variation des charges	63
III.5. Résultat expériment	64
III.5.1. Exemple d'image du Control Desk de la carte dspace	66
III.5.2. Interprétation des résultat expérimentaux.....	67

III.6. Conclusion.....	68
✓ Conclusion générale.....	70
✓ Annexe.....	73
✓ Référence bibliographique.....	75
✓ Résumé	

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.01 : Plaque signalétique de la machine asynchrone	20
Figure I.02 : schéma équivalent de la MAS.....	21
Figure I.03 : Méthode voltampèremétrique.....	21
Figure I.04 : Schéma équivalent de la MAS à vide.....	22
Figure I.05 : Montage pratique lors de l'essai à vide	22
Figure I.06 : Montage de l'essai à vide par un seul wattmètres par commutateur	22
Figure I.07 : La méthode de séparation des pertes	24
Figure I.08 : Essai de ralentissement effectué sur un moteur.....	26
Figure I.09 : Schéma équivalent de l'essai à rotor bloqué.	27
Figure I.10 : Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone	30
Figure I.11 : Modèle mathématique de la machine asynchrone sous Matlab	30
Figure I.12 : Résultats de simulation du MAS à cage	31

Chapitre II

Figure II.01 : l'onduleur de tension et sa charge.	35
Figure II.02 : principe de la commande M.LI.....	38
Figure II.03 : l'onduleur de tension associé à la MAS	39
Figure II.04 : Modèle Matlab-Simulink de la Commande Scalaire de la MAS.....	40
Figure II.05 : Résultats de simulation de test à vide....	41
Figure II.06 : Résultats de simulation de test poursuit de vitesse.	42
Figure II.07 : Résultats de simulation de test variation de la charge.	43
Figure II.08 : Banc d'essai expérimental	45
Figure II.09 : le moteur asynchrone triphasé.....	46
Figure II.10 : Onduleur SEMIKRON.....	46
Figure II.11 : MicroLabBox.....	46
Figure II.12 : la carte d'adaptation des signaux PWM	48
Figure II.13 : l'optocoupleur TLP250	48
Figure II.14 : La Schémas de principe du circuit de commande des IGBT.....	48

Figure II.15 : Codeur incrémental	49
Figure II.16 : Les appareils de mesures et l'autotransformateur.	49
Figure II.17 : Les tension composée	50
Figure II.18 : Les tension simple.....	50
Figure II.19 : Résultat de simulation de à vide.....	50
Figure II.20 : Résultat expérimental de test de poursuite de vitesse.....	50

Chapitre III

Figure III.01: Modification des caractéristiques du moteur par changement de la vitesse	56
Figure III.02: Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f... ..	58
Figure III.03: Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire de la MAS.....	59
Figure III.04: Résultats de simulation de test à vide	61
Figure III.05: Résultats de simulation de test poursuit de vitesse.....	62
Figure III.06: Résultats de simulation de test en charges.....	63
Figure III.07: Tension simple et composée.....	64
Figure III.08: Résultat de expérimental de test à vide.....	65
Figure III.09: Tension simple et composée.....	65
Figure III.10: Test poursuit de vitesse.....	66
Figure III.11: Test pour une consigne de vitesse de 900 tr/mn.. ..	66

Liste des Tableaux

Chapitre I

Tableaux I.1 : Résultat de l'essai à vide sous tension variable	23
Tableaux I.2 : Résultat des essais à rotor bloqué	28
Tableaux I.3 : Paramètres identifiés de la MAS.	29

Notations et symboles

MAS	Moteur Asynchrone.
PWM	Pulse Width Modulation.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique.
l_s, l_r	Inductances propres par phase statorique, rotorique.
M_s, M_r	Inductances mutuelles entre 2 phases statoriques, rotoriques.
L_s, L_r, M	Inductances cycliques statorique, rotorique, et mutuelle.
M_{sr}	Inductance mutuelle entre stator et rotor.
J	Moment d'inertie.
P	Nombre de paires de pôles.
θ_s	angle de rotation du champ statorique tournant (angle entre le stator et l'axe d)
θ	angle entre le stator et le rotor.
θ_r	angle de glissement (angle entre le rotor et l'axe d).
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor.
ω	Pulsation électrique du rotor ($\omega = \rho\Omega$) [rad /s].
ω_s	Pulsation électrique statorique.
P	Pulsation électrique rotorique.
g	Glissement.
N_s	Vitesse de synchronisme.
N_r	Vitesse de rotation du rotor.
C_r	Couple résistant.
C_e	Couple électromagnétique [N.m].
f_r	Coefficient de frottements visqueux.
ω	Vitesse de rotation du référentiel choisi.
C_3	Matrice de transformation de CONCORDIA.
C_{32}	est une matrice orthogonale.

P_m	Puissance mécanique.
$P_{méc}$	Pertes mécaniques.
P_{so}	Puissance absorbé à vide.
P_{fer}	Pertes ferromagnétiques au stator.
P_{js}	pertes joules au stator.
U_{scc}	Valeur efficace de la tension entre phase.
I_{scc}	Valeur efficace du courant de ligne.
P_{scc}	Puissance active absorbée au stator.
P_{sc}	Puissance absorbé à rotor bloqué.
I_{sc}	Courant absorbé à rotor bloqué.
PI	Proportionnel- Intégrateur.
C_{em}	Couple électromagnétique.
N	Les fuites magnétiques.
σ	Coefficient de dispersion total.
T_s, T_r	Constante de temps statorique et Constante de temps rotorique.
a, b, c	Indice correspondants aux trois phases a, b, c.
V_s, I_s	Tension et courant statorique.
V_r, I_r	Tension et Courant rotoriques.
φ_s, φ_r	Flux statorique et Flux rotorique.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de PARK.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de PARK.
p_e	Puissance électrique instantanée.

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continue a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de la facilité de sa commande. Cette dernière est assurée grâce au découplage naturel entre les deux éléments de commande en l'occurrence :

- Le courant induit producteur du couple.
- Le courant inducteur producteur du flux.

Cependant, la fragilité du système balais collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C. en effet, ce commutateur ne facilite pas son entretien, il limite son fonctionnement en puissance et en vitesse et ne permet pas son utilisation dans des milieux corrosifs explosifs. Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation.

L'évolution technologique notamment en matières de semi-conducteur permet maintenant de construire des convertisseurs statiques performants capables de délivrer des tensions, courants d'amplitude et de fréquence réglable.

Les possibilités accrues des circuits de commande autorisent la mise en œuvre d'opérateurs mathématiques compliqués. Cette disposition est indispensable pour retrouver avec les machines à courant alternatif, la souplesse du contrôle et la qualité de conversion électromécanique naturellement obtenue jusqu'alors avec les M.C.C.

L'idée est de retrouver, côté utilisateur, l'équivalent du moteur à courant continue sans les inconvénients qu'il présente. C'est dans cet esprit qu'a été inventée la commande vectorielle pour les machines à courant alternatif M.C.A par Blondel.

Enfin, grâce à cette dernière la commande de la M.C.A. devient maîtrisable au même titre que celui de la M.C.C. c'est-à-dire un contrôle tout à fait linéaire, toutefois cette méthode reste sensible aux variations paramétriques internes dues aux fonctionnements même de ces machines (température, saturation ...etc.). Il est important plutôt d'utiliser des méthodes de contrôle robuste, soient linéaires ou non linéaires.

On distingue deux types de commandes ; les commandes scalaires et les commandes vectorielles. Parmi les commandes proposées pour la MAS, on a la commande scalaire. C'est la plus ancienne et la plus rustique, de nombreux variateurs équipés de ce contrôle sont utilisés, en particulier pour des applications industrielles de pompage ,climatisation et ventilation.

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation, par une implémentation expérimentale, en temps réel des performances de la commande scalaire d'une machine asynchrone associée à un onduleur de tension à MLI.

Le présent mémoire est organisé de la manière suivante :

✎ **Le premier chapitre** sera consacré à l'identification des paramètres de la machine asynchrone en utilisant la méthode des essais classiques, essai à courant continu, essai à vide, essai à rotor bloqué et essai de ralentissement.

✎ **Le deuxième chapitre** présentera l'association onduleur moteur c'est-à-dire la commande en boucle ouverte. On impose la tension de sortie à travers l'onduleur triphasé piloté par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.

✎ **Le troisième chapitre** traite la validation pratique du contrôle scalaire du moteur asynchrone en utilisant un banc d'essai contenant une carte dspace de type Micro Labox.

Enfin, une conclusion générale sera donnée.

CHAPITRE I

*IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA
MACHINE ASYNCHRONE*

« Identification expérimental »

I.1 Introduction

L'obtention d'un contrôle efficace et robuste d'un moteur à induction nécessite une détermination précise de ses paramètres constitutifs tels que la résistance statorique, l'inductance propre du stator ... etc. Cette dernière (l'identification) permet également de calculer les gains des régulateur avec une grande précision. Pour cela , nous consacrerons ce chapitre à l'identification des éléments ou des paramètres d'un moteur à induction en utilisant la méthode des essais classiques, comme l'essai à vide, l'essai à rotor bloqué ...etc.

Après avoir obtenu tous ses paramètres, nous vérifions qu'ils sont corrects, en les simulant dans le modèle mathématique d'un moteur asynchrone

I.2 Caractéristiques de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone utilisé au cours de ce travail est fabriqué par l'entreprise algérienne ELECTRO-INDUSSTRIES, dont la spécialité est la fabrication et la commercialisation des transformateurs de distribution et des moteurs monophasé et triphasés. La plaque signalétique de ce moteur est donne par la fig (I.01).[1][2]

Puissance utile nominale	2.2 kW
Fréquence nominale	50 Hz
Tension nominale	220/380V
Courant nominal	5.2 A
Vitesse nominale	1410 tr/min
$\cos(\varphi)$	0.83



Figure (I.01) : Plaque signalétique de la machine asynchrone

I.2.1 Schéma équivalent de la MAS

Les circuits magnétiquement couplés peuvent être transformés en de nombreux schémas équivalents. Chacune de ces transformations conduit à un modèle possible pour décrire la machine asynchrone. Dans la pratique, seuls certains modèles sont effectivement utilisés.

Le modèle à fuites secondaires avec l'ensemble ramené au stator et qui prend en compte des pertes fer (fig .02) qui dépendent du carré de l'alimentation est le plus fréquent dans la littérature car il comporte des éléments que l'on peut identifier relativement simplement et de manière suffisamment précise et il est simple d'emploi.

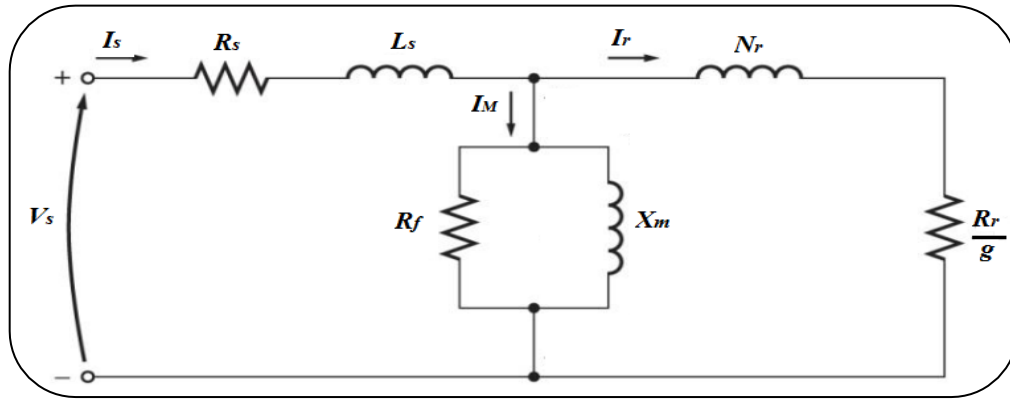


Figure (I.02) : schéma équivalent de la MAS

I.3 Détermination des paramètres électriques :

I.3.1. Essai à courant continu: Détermination R_s

La mesure de la résistance statorique est effectuée en alimentant la machine en continu. Vu l'ordre de grandeur des résistances il convient de ne pas appliquer des tensions élevées. ainsi il est préférable d'utiliser le montage étoile et alimenter deux phases en série au voisinage du courant nominal de la machine figure (I.03)

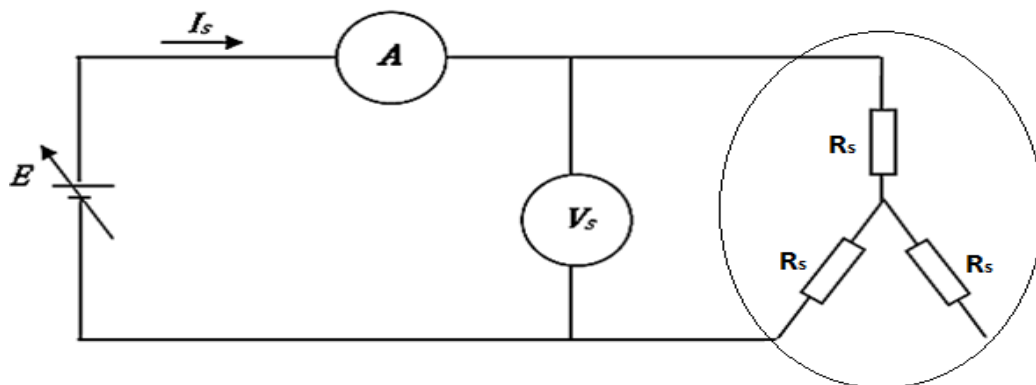


Figure (I.03) : Méthode voltampèremétrique

La résistance du stator est obtenue par mesure de courant I_s et tension V_s On aura :

$$R_s = \frac{V_s}{2I} \quad (\text{I-1})$$

Application numérique : $R_s = 9.01 \Omega$

I.3.2. Essai à vide : Détermination de L_s et R_f

Dans l'essai à vide, à la vitesse de synchronisme, le modèle se réduit aux trois éléments :

R_s, L_s, R_f

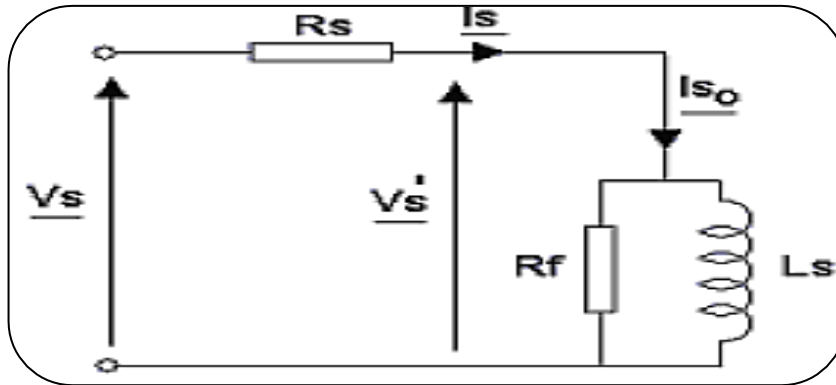


Figure (I.04) : Schéma équivalent de la MAS à vide.



Figure (I.05): Montage pratique lors de l'essai à vide.

Cet essai nécessite la mesure de V_s , I_{s0} et de la puissance active consommée P_{s0} (Fig 06).

C'est la méthode des deux wattmètres qui est utilisée. Un seul wattmètre suffit dans le cas où l'on dispose d'un commutateur de wattmètre.

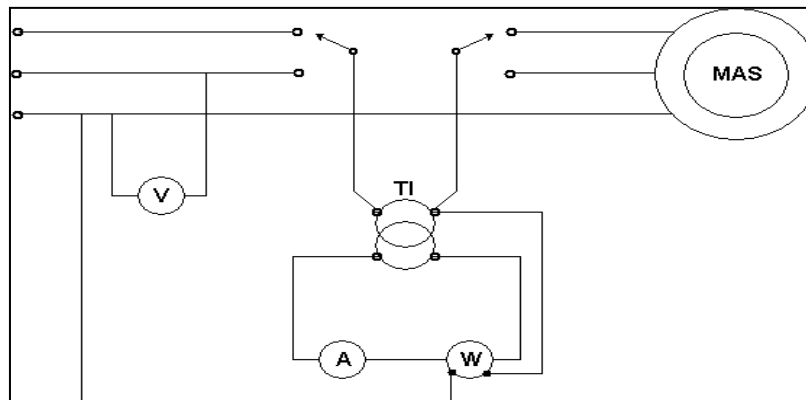


Figure (I.06): Montage de l'essai à vide par un seul wattmètres par commutateur.

Le moteur est alimenté par sa tension nominale, et il est couplé **en triangle** et tourne à vide, on relève donc :

- **La puissance active :**

La puissance active P absorbée par le moteur se calcule à partir des informations des wattmètres, en utilisant la relation suivante :

$$P = P_1 + P_2 \quad (\text{I-02})$$

P_1 et P_2 sont les indications des deux wattmètres,

- **La puissance réactive :**

La puissance réactive Q absorbée par le moteur se calcule à partir des informations des wattmètres, en utilisant la relation suivante :

$$Q_0 = \sqrt{3}(P_1 - P_2) \quad (\text{I-03})$$

Dans un fonctionnement à vide, le moteur asynchrone absorbe une puissance P_{Os} qui correspond à la somme des pertes mécaniques, ferromagnétiques (P_{fer}), et Joules au stator.

$$P_{Os} = P_{Js} + P_{fer} + P_{méc} \quad (\text{I-04})$$

On peut déterminer la somme des pertes fer et des pertes par frottement :

$$P_{fer} + P_{méc} = P_{Os} - P_{Js} \quad (\text{I-05})$$

On a mesuré le courant du moteur à vide I_0 et puis on a calculé les puissances active P_{Os} et réactive Q_0 à partir de formules précédentes.

Les pertes joules statorique s'expriment par la relation suivante :

$$P_{Js} = R_s I_s^2 \quad (\text{I-06})$$

Les résultats obtenus sont mentionnés dans le tableau suivant :[3]

I_0	P_{Js}	P_{Os}	$P_{Os} - P_{Js}$	U_0^2
0.226	0.4601	7	6.5399	1592.01
0.470	1.990	33	31.01	6577.21
0.701	4.4275	73	68.5725	14592.64
0.917	7.5764	133	125.4236	25568.01
1.167	12.2706	215	202.7294	40280.49
1.424	18.2702	311	292.7298	57888.36
1.742	27.3414	453	425.6586	78624.36
2.155	41.8426	641	599.1574	102272.04
2.515	56.9902	798	741.0098	115736.04
2.995	80.8199	1005	924.1801	129816.09
3.566	114.5743	1278	1163.4257	145084.81

Tableau I.1: Résultat de l'essai à vide sous tension variable

I.3.2.1. Méthode de séparation de pertes :

Dans un fonctionnement à vide , le moteur asynchrone absorbe une puissance p_0 qui correspond à la somme des pertes mécanique ,ferromagnétique (**fer**) et joules au stator . On traçant la courbe de la puissance $P_{méc} + P_{fer}$ en fonction du carré de la tension d'alimentation (figure I.08) , on obtient en principe une droite dont le prolongement jusqu'à la tension nulle donne les pertes mécanique.

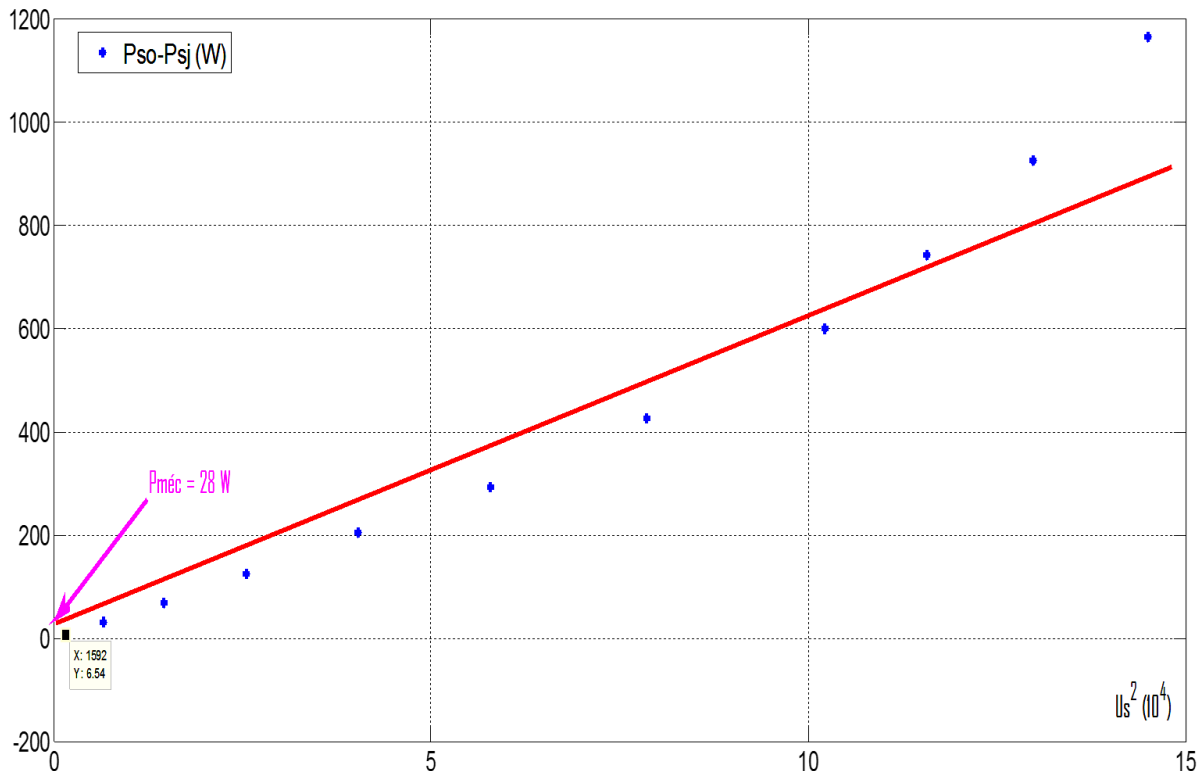


Figure (I.07) : La méthode de séparation des pertes.

D'après l'équation (I-06) , o, obtient :

$$P_{fer} = 872 \text{ W} \quad , \quad P_{méc} = 28 \text{ W}$$

On rappelle que les pertes P_{fer} sont assez supérieures devant les pertes mécaniques pour des machines de faibles puissances, ce qui est notre cas.

En négligeant la chute de tension à la borne de R_s , les pertes fer peuvent s'exprimer par :

Application numérique

$$P_{fer} = \frac{3V_0^2}{R_f} \cong 872 \text{ W} \Rightarrow R_f = \frac{3V_0^2}{P_{fer}} = \frac{145084.81}{872} = 166.381 \Omega.$$

L'inductance cyclique est donnée par la relation:

Application numérique :

$$L_s = 3 \frac{U_s^2}{Q_{so} \cdot \omega_s} = \frac{3 \cdot (380.9)^2}{1700 \cdot 314} = 0.8154 \text{ H} \quad (\text{I-07})$$

Nous remarquons que pour cet essai réalisé à vide, que la machine consomme essentiellement de la puissance réactive. Celle-ci est consommée par l'inductance L_s et sert à générer le flux dans l'entrefer. Les pertes fer étant inversement proportionnelles à la résistance R_f , on a tout intérêt à ce que cette dernière soit grande pour pouvoir minimiser ces pertes et donc disposer d'un meilleur rendement

I.3.3. Détermination des paramètres mécaniques : J, f_r

I.3.3.1. Essai de ralentissement

Dans cet essai, on entraîne le moteur asynchrone à vide sous sa tension nominale et proche à la vitesse de synchronisme 1500 tr/mn puis on coupe l'alimentation et on fait l'enregistrement de la courbe de vitesse. Cette courbe (figure I-09) permet de déterminer le moment d'inertie du moteur J ainsi que son frottement visqueux Fr .

La vitesse diminue progressivement sous l'effet des pertes mécaniques ($-f_r \Omega^2$) on a donc :

$$P_{méc} = -f_r \Omega^2 = J \Omega (d\Omega/dt) .$$

Le terme $\Delta\Omega_n/\Delta t$ représente la pente de la tangente à la courbe de ralentissement au point A. Ce point A est généralement le point où la vitesse est la moitié de la vitesse nominale, car c'est à cette vitesse que les pertes sont connues.

avec : $P_{méc} = 28 \text{ w}$

Ω_n : est la vitesse angulaire du rotor en (rad/s).

d'après l'expression du couple résistant, l'inertie peut être calculée par :

La détermination du coefficient de frottement visqueux et du moment d'inertie est basée sur la mesure des pertes mécaniques lorsque la machine tourne à une vitesse donnée et sur le relevé de la courbe de ralentissement. D'après la figure (I.08), le moment d'inertie J peut être calculée par

$$J = \frac{P_{méc}}{\Omega_n \left(\frac{d\Omega}{dt} \right)_{\Omega=\Omega_n}} \quad (\text{I-08})$$

Cette relation montre que la mesure du moment d'inertie J dépend de la précision avec laquelle la puissance mécanique est déterminée. Le relevé de la courbe de ralentissement et son

approximation par une fonction analytique permet de calculer la dérivée de la vitesse.

$$\frac{d\Omega}{dt} \cong 2\pi \frac{\Delta N}{\Delta t} \frac{1}{60} \quad \text{et} \quad \Omega_n \cong 2\pi \frac{N_n}{60} \quad (\text{I-09})$$

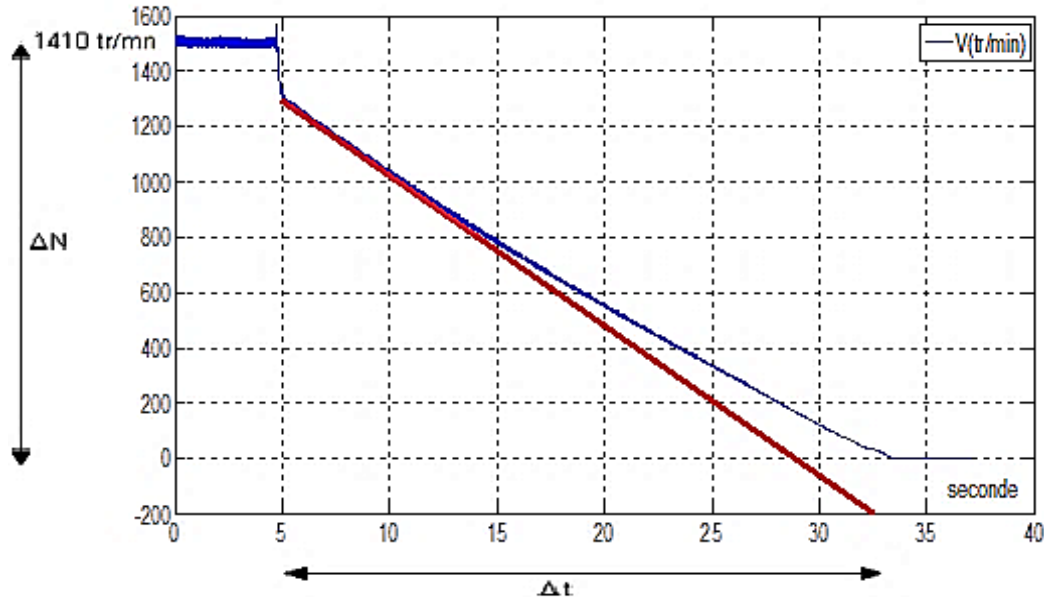


Figure (I.08) : Essai de ralentissement effectué sur un moteur.

En régime permanent à vide, il est légitime de considérer que le couple résistant n'est dû qu'aux frottements visqueux ce qui permet de déduire le coefficient de frottement visqueux f à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = f \Omega_m \quad (\text{I-10})$$

Application Numérique:

$$P_{méca} = 28 \text{ w .}$$

$$\Delta N = N = 1410 \text{ t}_r/\text{min.}$$

$$\Delta t = 27.5 \text{ s}$$

$$\Omega_n \cong 2 * 3.14 * \frac{1410}{60} = 147.58 \text{ rad/s ;}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} \cong 2\pi \frac{\Delta N}{\Delta t} \frac{1}{60} = 2 * 3.14 * \frac{1410}{27.5} * \frac{1}{60} = 5.3665 \text{ rad/s ;}$$

$$J = \frac{P_{méc}}{\Omega_n \left(\frac{d\Omega}{dt} \right)_{\Omega=\Omega_n}} = \frac{28}{147.58 * 5.3665} = 0.035 \text{ k}_g \cdot \text{m}^3$$

On trouve : $J=0.035 \text{ k}_g \cdot \text{m}^3$

I.3.3.2 Détermination du coefficient de frottement : f_r

On a : $\Delta t = \frac{J}{f_r}$

On peut écrire : $f_r = \frac{J}{\Delta t} = \frac{0.035}{27.5}$

On obtient alors : $f_r = 1.2 * 10^{-3} N_m \cdot s/rad$.

I.3.4. Détermination des paramètres M et R_r

Parmi les différentes méthodes qui peuvent être envisagées, on peut citer :

- La méthode basée sur les essais avec le rotor bloqué ;
- La méthode basée sur le fonctionnement la machine de en charge à la vitesse nominale.

La première méthode est exploitée pour la détermination des éléments M et R_r

I.3.4.1. Essai en court-circuit(rotor bloqué)

Le rotor étant bloqué ($g=1$), la tension statorique doit être ajustée de telle sorte que le courant statorique soit proche du courant nominal. Dans ces conditions, la tension appliquée devient nettement faible devant la tension nominale, ce qui permet de négliger le courant I_{s0} et réduire le schéma de la figure (I.04) à ce qui suit:

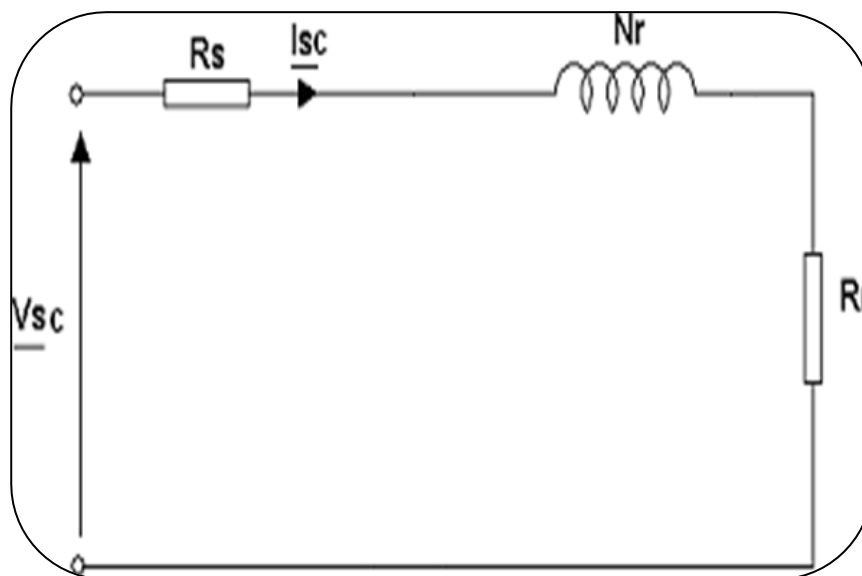


Figure (I.09) :Schéma équivalent de l'essai à rotor bloqué.

- **Tableau des mesures :**

$V_{Scc}(v)$	$I_{Scc}(A)$	$P_{Scc}(w)$	$Q_{Scc}(var)$	S_{Scc}	$\cos\phi_{Scc}$
49.3	2.058	60	82	101	0.50
59	2.56	59	117	153	0.62
73.2	3.07	148	181	241	0.61

Tableau I.02 : Résultat des essais à rotor bloqué.

La figure (I.09) permet d'écrire:

$$P_{sc} \cong 3(R_s + R_r)I_{sc}^2 \quad (I-11)$$

$$Q_{sc} \cong 3(N_r \omega_s) \quad (I-12)$$

On en déduit:

$$R_r = \frac{P_{sc}}{3I_{sc}^2} - R_s \quad (I-13)$$

Cette résistance joue un rôle très important dans la mesure où elle a une influence sur la valeur ducouple de démarrage et sur son allure.

De la même façon, le calcul de , N_r découle de la relation (I.12) :

$$N_r = \frac{Q_{sc}}{3\omega_s I_{sc}^2} \quad (I-14)$$

Une fois que l'inductance de fuite N_r , Déterminée le calcul del'inductance mutuelle M est donné par la relation suivante [4] :

M est donné par :

$$M = \frac{-N_r + \sqrt{N_r^2 + 4L_s^2}}{2} \quad (I-15)$$

Application Numérique :

$$R_r = \frac{P_{sc}}{3I_{sc}^2} - R_s.$$

$$R_r = \frac{148}{3\left(\frac{3.07}{\sqrt{3}}\right)^2} - 9.01 = 6.6930 \Omega.$$

$$N_r = \frac{Q_{sc}}{\omega_s I_{sc}^2} = \frac{181}{314 \cdot (3.07)^2} = 0.0611 \text{ H.}$$

$$M = \frac{-N_r + \sqrt{N_r^2 + 4L_s^2}}{2} = \frac{-0.0611 + \sqrt{(0.0611)^2 + 4(0.8154)^2}}{2} = 0.785 \text{ H.}$$

- **Récapitulatif des résultats :**

Les paramètres identifiés	Les valeurs
$R_s (\Omega)$	9.01
$L_s(H)$	0.8154
$R_r(\Omega)$	6.6930
$L_r(H)$	0.8154
$M(H)$	0.785
$J(k_g m^2)$	0.035
$fr(N_m \cdot s/rad)$	0.0012

Tableau I.3: Paramètres identifiés de la MAS.

I.4 Validation du modèle :

A ce stade, une phase de simulation est nécessaire afin de vérifier la validité du modèle, et pour cela, nous avons introduit les paramètres identifiés dans un modèle mathématique de simulation Matlab/Simulink. Il convient ensuite de confronter les résultats de la simulation aux mesures expérimentales effectuées dans les mêmes conditions.

La simulation du modèle de la machine asynchrone (figure 10 et figure11) est effectuée dans les conditions suivantes :

- Le moteur asynchrone est alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées de valeur efficace 380 V et de fréquence 50 Hz.
- Le choix du repère référentiel lors de la modélisation du moteur est fixé sur (α, β) lié au stator.

Figure (I.11): Modèle mathématique de la machine asynchrone sous Matlab.

I.4.1 Résultats de simulation:

Dans cet essai , nous avons simulé un démarrage à vide pour notre moteur asynchrone pendant une seconde suivi par application d'une couple de charge de 17 Nm à l'instant $t=1s$.

L'objectif principal de ce test est la démonstration que ces paramètres identifiés représentent un modèle mathématique d'un moteur asynchrone. La figure (I-12) présent l'évolution de la plupart des grandeurs du moteur lors de cet essai

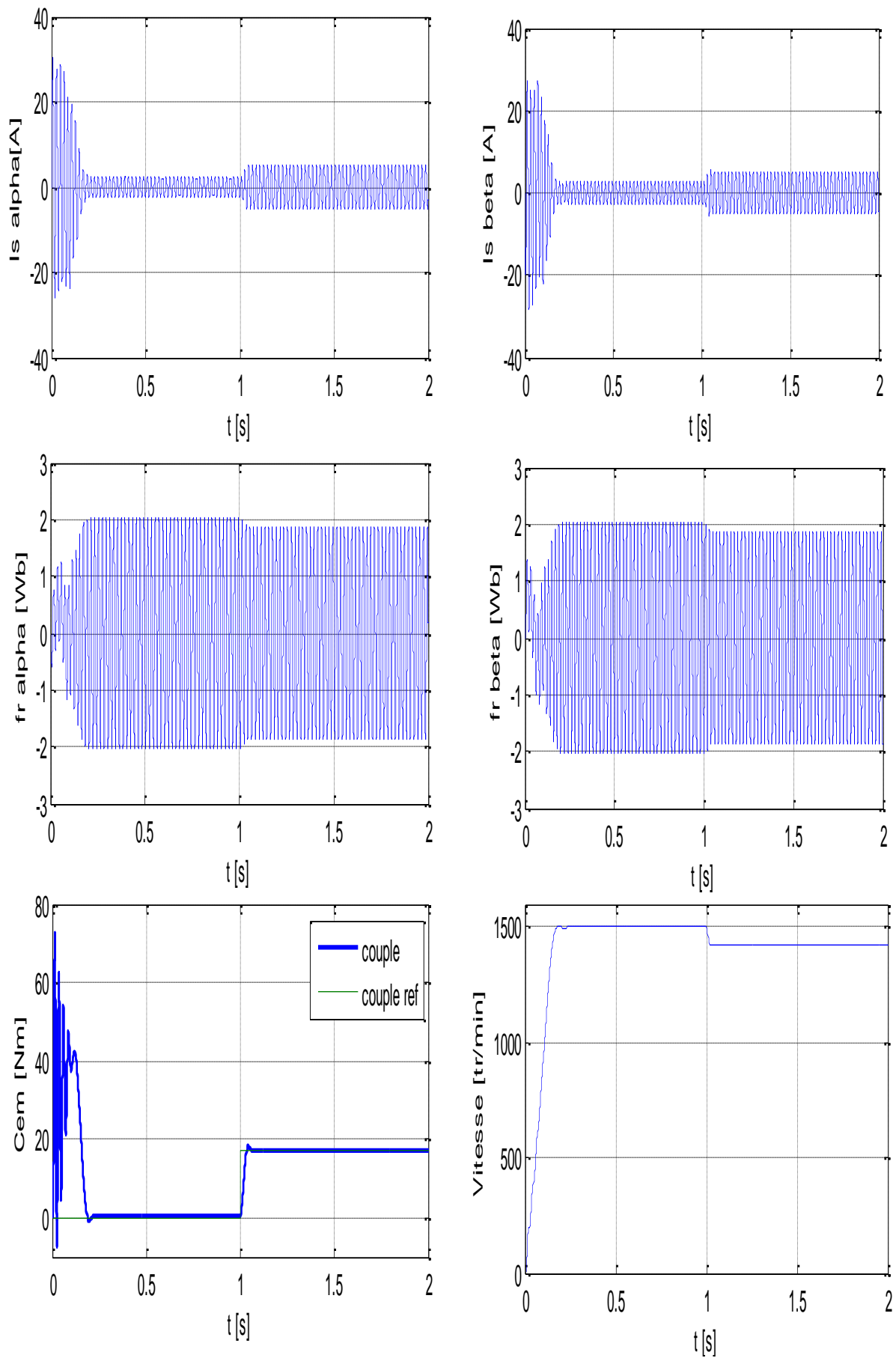


Figure (I.12) : Résultats de simulation du MAS à cage.

I.4.2 Interprétation des résultats de simulation

La figure (I-12) montre les résultats de simulation de la machine asynchrone dont les paramètres sont identifiés expérimentalement, cet essai est un démarrage à vide du moteur suivi par une application d'une charge nominale de 17 Nm. La machine est alimentée par une tension sinusoïdale de valeur efficace 380V, 50Hz.

Lors de démarrage, un fort appel de courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple. Ce couple atteint donc un couple de démarrage de 70 Nm, puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.

De même, l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

La vitesse de rotation du moteur augmente progressivement jusqu'à une valeur proche à la vitesse de synchronisme car le moteur tourne à vide. Puis se diminue lors de l'introduction de la charge. Ce qui rend le contrôle en boucle fermée très nécessaire et qui permet de compenser cette di muniton.

Les résultats de cette première simulation montrent bien le fort couplage existant entre les différentes variables (couple, flux) indiquant le caractère non linéaire de la machine asynchrone.

I.5 Conclusion

Ce chapitre est réservé à l'identification des paramètres d'une machine asynchrone, basé sur les méthodes des essais classiques (essai à courant continu, essai à vide, essai à rotor bloqué et essai de ralentissement).

Au début, nous avons présenté le schéma équivalent de la machine asynchrone afin de connaître les paramètres à identifier. Ensuite nous avons réalisés ces quatre essais sur la machine asynchrone. Ces essais ont permis d'identifier tous les paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone.

Finalement et pour vérifier ces résultats trouvés, on a simulé les paramètres dans un modèle mathématique d'une machine asynchrone à cage.

Les résultats obtenus sont très acceptables et permettent de calculer le gain des régulateurs en cas de commande en boucle fermée. Ce qui rend l'implémentation des algorithmes de contrôle en temps réel simple et très facile.

CHAPITRE

II

ASSOCIATION ONDULEUR-MOTEUR

ASYNCHRONE.

(Commande en boucle ouverte)

II.1 Introduction

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 230/400V, 50Hz.

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, contrôlé ou pas [5]. Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs C ou LC, pour être finalement appliquée à l'onduleur.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en anti-parallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts.

À noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continue.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), appelée en anglais (Pulse Width Modulation PWM). Il existe plusieurs techniques PWM, dont deux seront mentionnées, la PWM dite sinus-triangle (STPWM), et la MLI vectorielle ou (space vector PWM) abrégée (SVPWM), devenue très sollicitée par les industriels et chercheurs en commande des machines électriques [6].

Avant d'entamer la modélisation de l'onduleur, on a jugé intéressant de faire un descriptif sur les interrupteurs statiques en semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance qui existent actuellement, car l'élément clé de la conversion d'énergie est l'interrupteur statique qui va permettre, en interrompant ou non le transfert d'énergie entre les divers éléments du circuit, et de gérer les valeurs moyennes des courants et tensions.

II.2. Modèle de l'onduleur de tension:

L'onduleur est un dispositif électronique permettant de convertir le courant (et tension) continu en un courant (et tension) alternatif avec la fréquence souhaitée, Il est composé d'un pont de transistors de puissance couplés à des diodes de récupération.

Chaque ensemble (diode de récupération (Di)), transistor de puissance (Ti) constitue un interrupteur électronique K_i . Afin de créer une tension alternative aux bornes de la charge, les interrupteurs K_i seront commandés deux à deux. Le schéma de connexion d'un onduleur triphasé alimentant une charge triphasée est représenté par la figure (II.1). pour la modélisation de l'onduleur de tension on suppose pour simplifier :

- La commutation des interrupteurs instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs négligeable

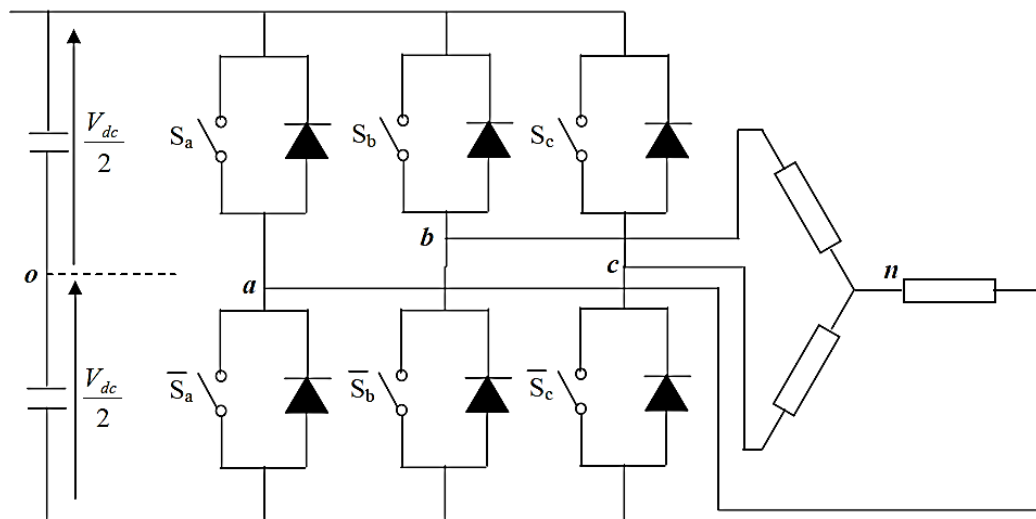


Figure (II.1) : l'onduleur de tension et sa charge.

Les tensions des phases a, b, c par rapport au point milieu « o » de la source sont données comme suit :

- Pour la phase a :

$$\begin{cases} V_{ao} = +\frac{V_{dc}}{2} & ; \text{Si } K_1 \text{ est fermé ; } S_a = 1 \\ V_{ao} = -\frac{V_{dc}}{2} & ; \text{Si } K_4 \text{ est fermé ; } S_a = 0 \end{cases} \quad (\text{II-01})$$

- Pour la phase b :

$$\begin{cases} V_{bo} = \frac{V_{dc}}{2} ; \text{Si } K_2 \text{ est fermé} ; S_b = 1 \\ V_{bo} = -\frac{V_{dc}}{2} ; \text{Si } K_5 \text{ est fermé} ; S_b = 0 \end{cases} \quad (\text{II.02})$$

- Pour la phase c :

$$\begin{cases} V_{co} = \frac{V_{dc}}{2} ; \text{Si } K_3 \text{ est fermé} ; S_c = 1 \\ V_{co} = -\frac{V_{dc}}{2} ; \text{Si } K_6 \text{ est fermé} ; S_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.03})$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II-04})$$

Pour les tensions simples, on peut écrire les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{II-05})$$

Avec :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : les tensions simples , et V_{no} est la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif « o ». Le système V_{an}, V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II-06})$$

Alors :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (\text{II-07})$$

En remplaçant (II-07) dans (II-04) on obtient (II-08) :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (\text{II-08})$$

On peut aussi écrire ces tensions sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II-09})$$

$$\text{Soit} \quad [V_{jn}] = [T][V_{jo}] \quad (\text{II-10})$$

Donc, notre onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu- alternatif.

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

En substituant les valeurs de V_{jo} de chaque phase a , b , et c dans le système (II-10) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-12})$$

II.3. Stratégie de commande d'onduleur :

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs, Pour obtenir une commande plus performante, la MLI doit être précise et rapide. il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion permettant de gérer les trois tension d'alimentation de la machine asynchrone à partir des tension de référence **MLI précalculée**, **MLI sinus-triangle**, **MLI vectorielle**

La techniques de commande MLI vont être développées dans ce mémoire à savoir la commande MLI sinus – triangle [7] .

II.3.1 Principe de la modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle :

La M.L.I sinus - triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et

la modulante, La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse . Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants

- L'indice de modulation « m » égal au rapport de la fréquence de porteuse (f_p) sur la fréquence de référence (f_{ref}) $m = \frac{f_p}{f_{ref}}$

- Le coefficient de réglage en tension (le taux de la modulation) « r », égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_{m_ref}) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm})
 $r = \frac{V_{m_ref}}{V_{pm}}$

l'amplitude de fondamentale du signal obtenue sont réglables, La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde de référence généralement sinusoïdale de basse [8]:

La figure II.02 est montrée le principe de la commande M.L.I avec modulation sinus triangle.

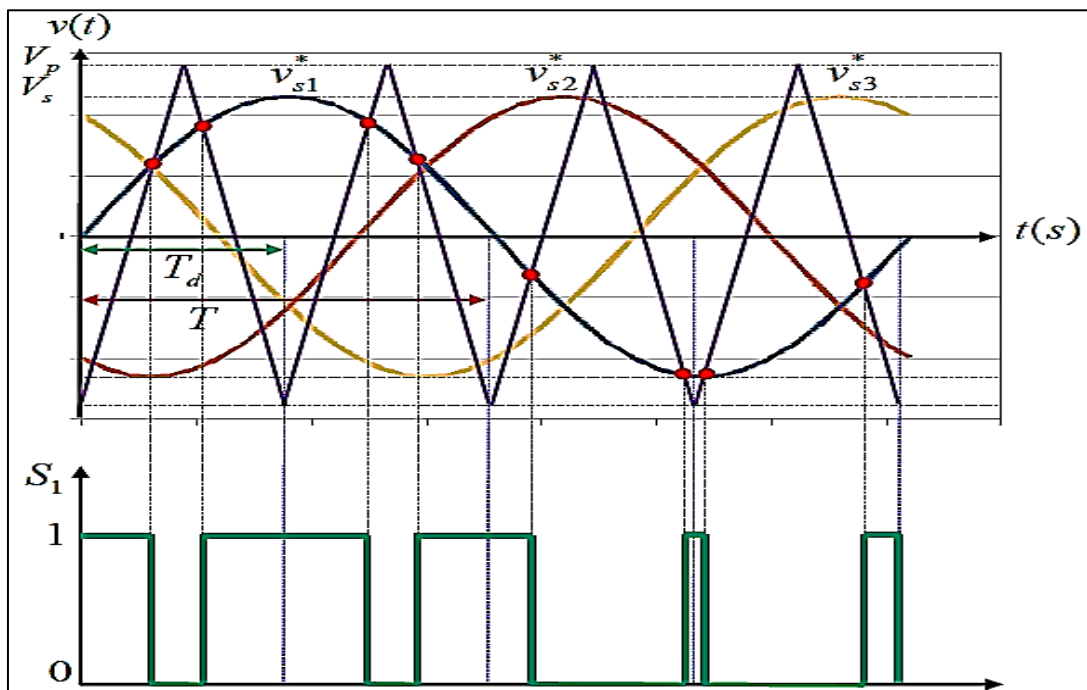


Figure II.02 : principe de la commande M.L.I .

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_d]$ par :

$$\begin{cases} y_1(t) = V_p \left(-1 + \frac{4t}{T_d} \right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_d}{4} \right] \\ y_2(t) = V_p \left(+3 - \frac{4t}{T_d} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_d}{2}, T_d \right] \end{cases}$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{a_ref} = \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t) \\ V_{b_ref} = \frac{V_{dc}}{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{c_ref} = \frac{V_{dc}}{2} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

- Si $V_{ref} > V_p$ le transistor supérieur du bras de pont conduit.
- Si $V_{ref} < V_p$ le transistor inférieur du bras de pont conduit .

II.3.2. Résultats de simulation de l'association MAS Onduleur

La machine asynchrone de puissance 2.2 kw couplée en étoile alimenté par un onduleur de tension de deux niveau contrôlée par un technique de contrôle MLI sinus-triangulaire avec fréquence de commutation $f_c = 750$ Hz , et coefficient de réglage en tension $r = 0.9$, la tension continu d'onduleur égal à $V_{dc} = 570V$, le schéma de l'onduleur associée avec moteur asynchrone représenté par la figure (II.03).

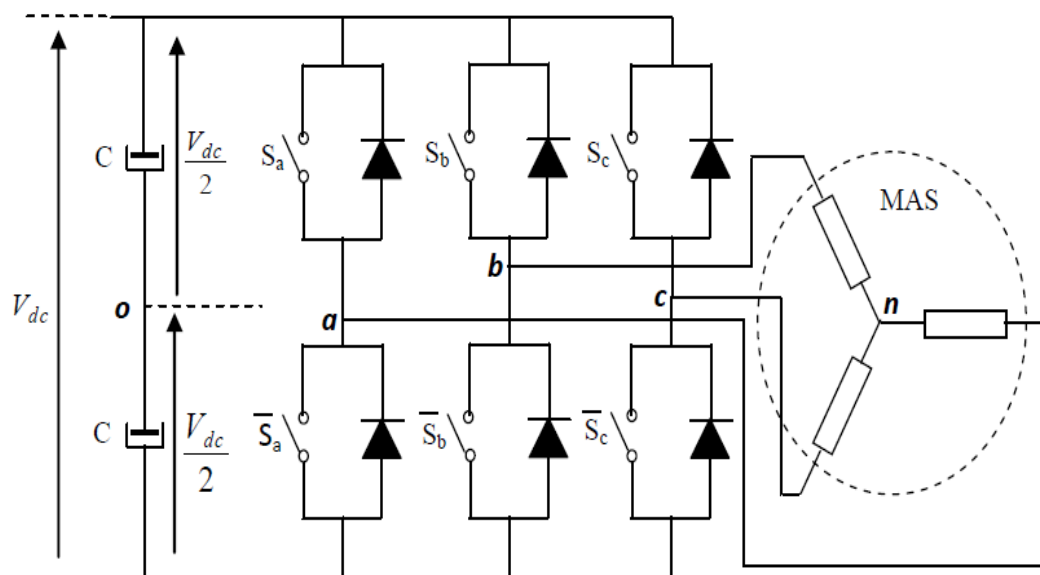


Figure II.03 : l'onduleur de tension associé à la MAS

La simulation a été effectuée par le logiciel «Simulink» sous «Matlab». Dans cette partie on présentera le cas d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur triphasé de tension dont les paramètres de la MAS sont calculés dans chapitre

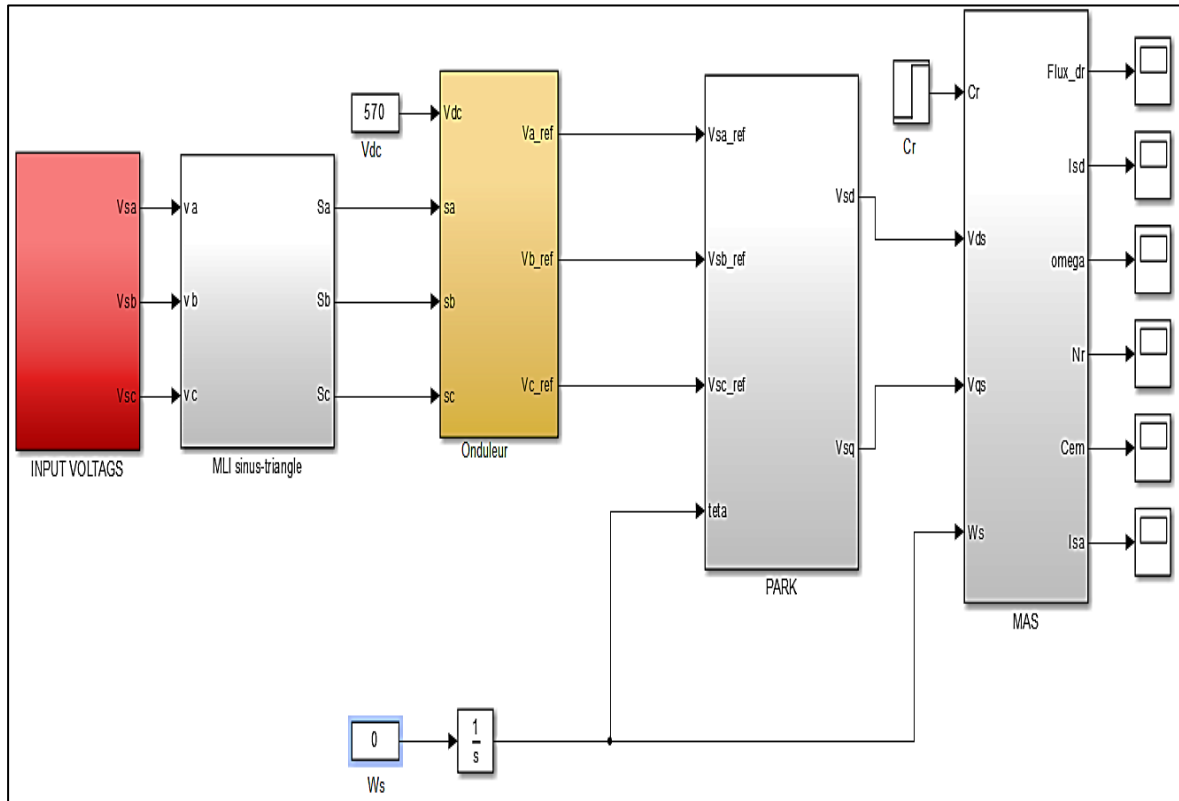


Figure II.04 : Modèle Matlab-Simulink de la Commande Scalaire de la MAS.

II.3.2.1. Test à vide :

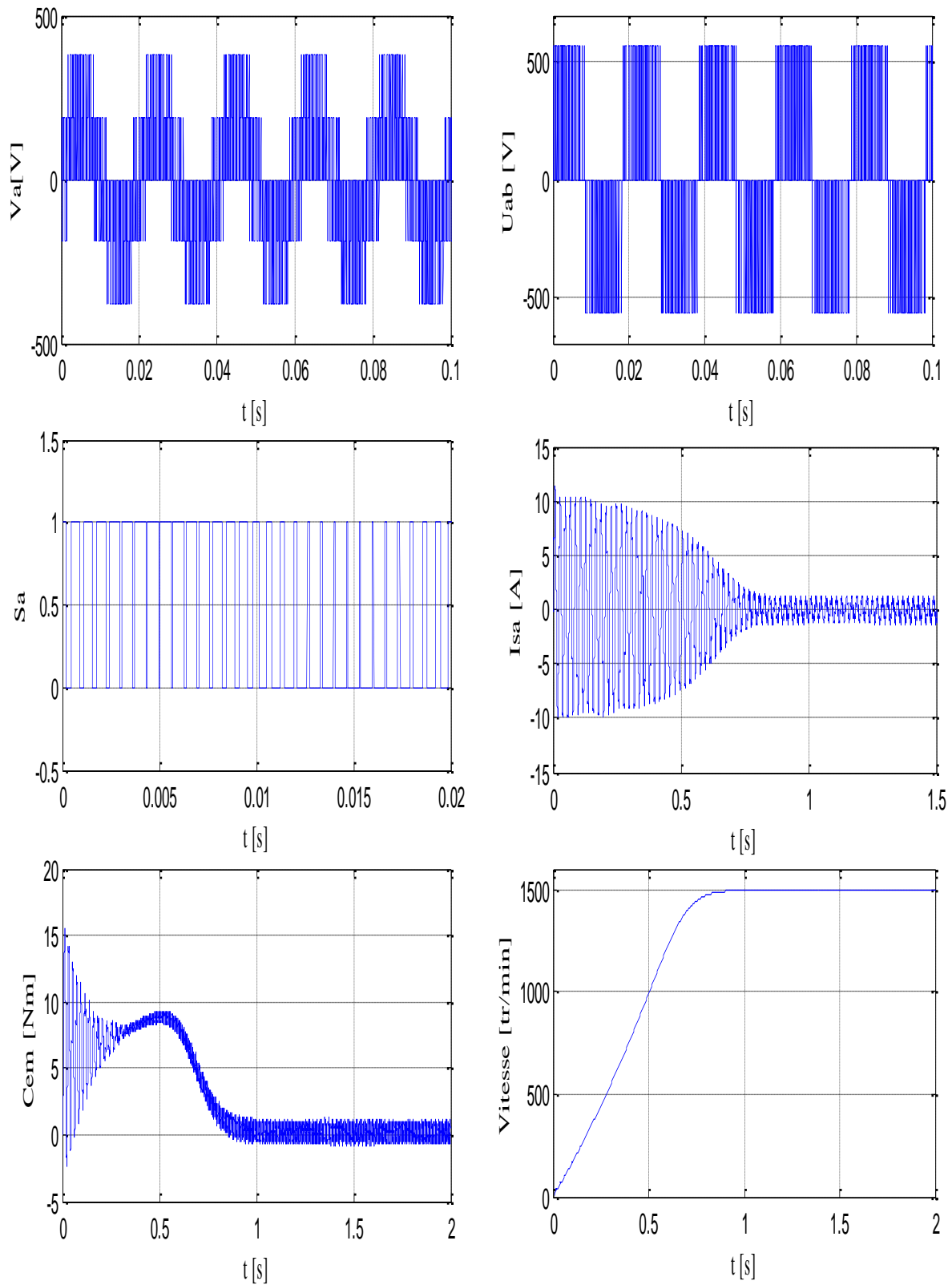


Figure II.05 : Résultats de simulation de test à vide.

II.3.2.2. Test de poursuite de vitesse :

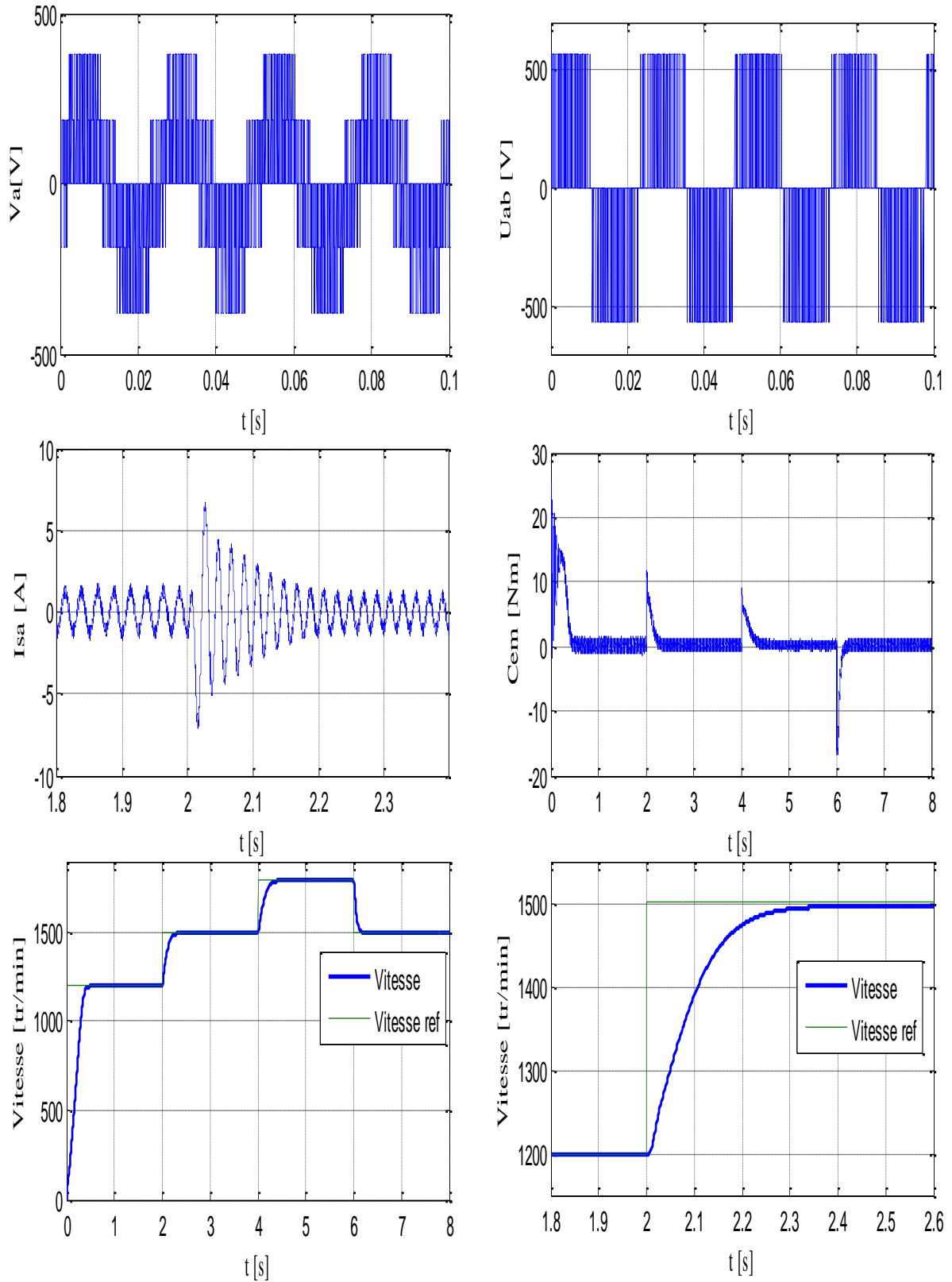


Figure II.06: Résultats de simulation de test poursuite de vitesse.

II.3.2.3. Test de variation de la charge :

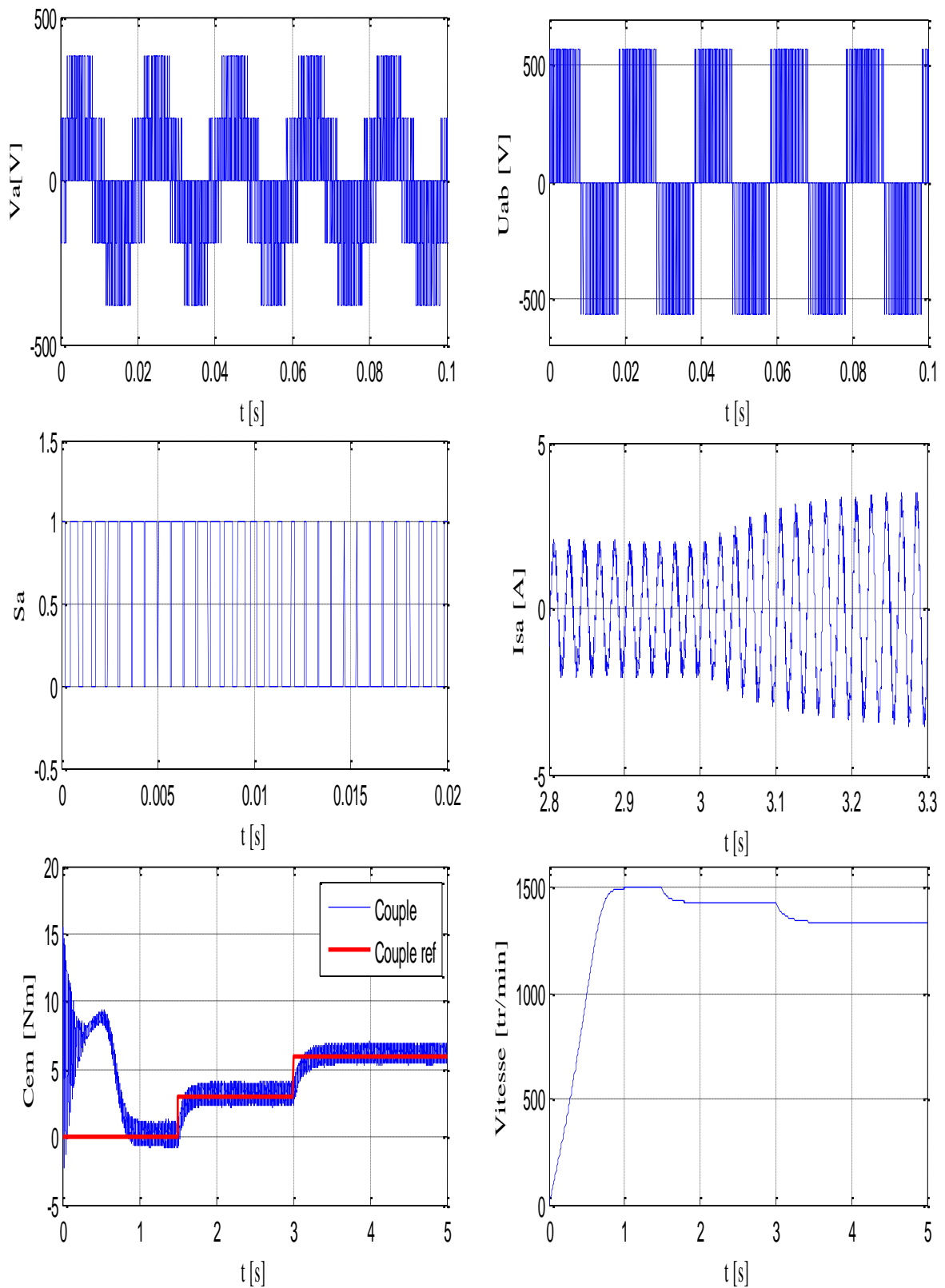


Figure II.07 : Résultats de simulation de test variation de la charge.

II.4. Interprétation des résultats de simulation :

Avant de traiter les résultats de simulation obtenus lors de l'association de la machine asynchrone avec l'onduleur en utilisant les trois tests : test à vide, test poursuite de vitesse et test variation des charges selon laquelle on discutera les résultats obtenus en associant la machine à notre onduleur de tension à de tension deux niveaux.

Les courbes représentées dans les figures (II-05), (II-06), (II-07) montrent bien l'évolution du courant statorique (I_{as}) dans la phase a de la machine, le couple électromagnétique (C_{em}), la vitesse de rotation.

- **Test à vide :**

La figure (II.5) représente les résultats de simulation la machine Asynchrone à vide : On marche à vide, on remarque l'évolution de la vitesse de rotation dans les premiers instants de démarrage, avec accroissement presque linéaire au régime permanent. La vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme (1498 tr /min)

On remarque des oscillations avec augmentation du couple pendant le régime transitoire, et après disparition de ce dernier, le couple tend vers zéro (marche à vide)

Lors de démarrage, la machine asynchrone absorber un fort courant presque 4 à 8 courant nominal pour surpasser la couple de démarrage, après sa disparition, le régime permanent atteint au bout de 1 (s) avec un courant sinusoïdal à vide d'amplitude constant

- **Poursuite de vitesse :**

La figure (II.6) expose les résultats de simulation lors de la variation de vitesse de la machine asynchrone (4 consignes 40,50,60,50 Hz). Nous appliquons sur notre moteur plusieurs consignes des fréquences (40, 50, 60,50 Hz), nous remarquons que la vitesse suite à chaque fois sa consigne imposée avec des indices de performance très acceptés (un temps de réponse 1 (s) et sans dépassement).

Le courant est très faible, car le moteur est à vide ce qui développe un couple électromagnétique correspond au couple moteur.

- **Variation de la charge**

La figure (II.7) montre test de variation de la charge, dans ce test nous avons imposé plusieurs consignes de charge (0, 5 Nm, 7 Nm, 10 Nm) successivement, Lors de variation des charges, un fort appel du courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple, Ce couple atteint donc les valeurs de consigne puis se stabilise. Après l'augmentation des couples, la vitesse de

rotation ne pas suivre la vitesse désirée (1500tr/min) qui nous imposant, cela est dû à la machine asynchrone est commandé en boucle ouverte et l'absence de régulation nécessaire pour surveiller la vitesse de rotation

II. 4.1. Validation expérimentale:

un banc d'essai a été monté au sein du laboratoire de recherche LGE, à l'université de M'silla

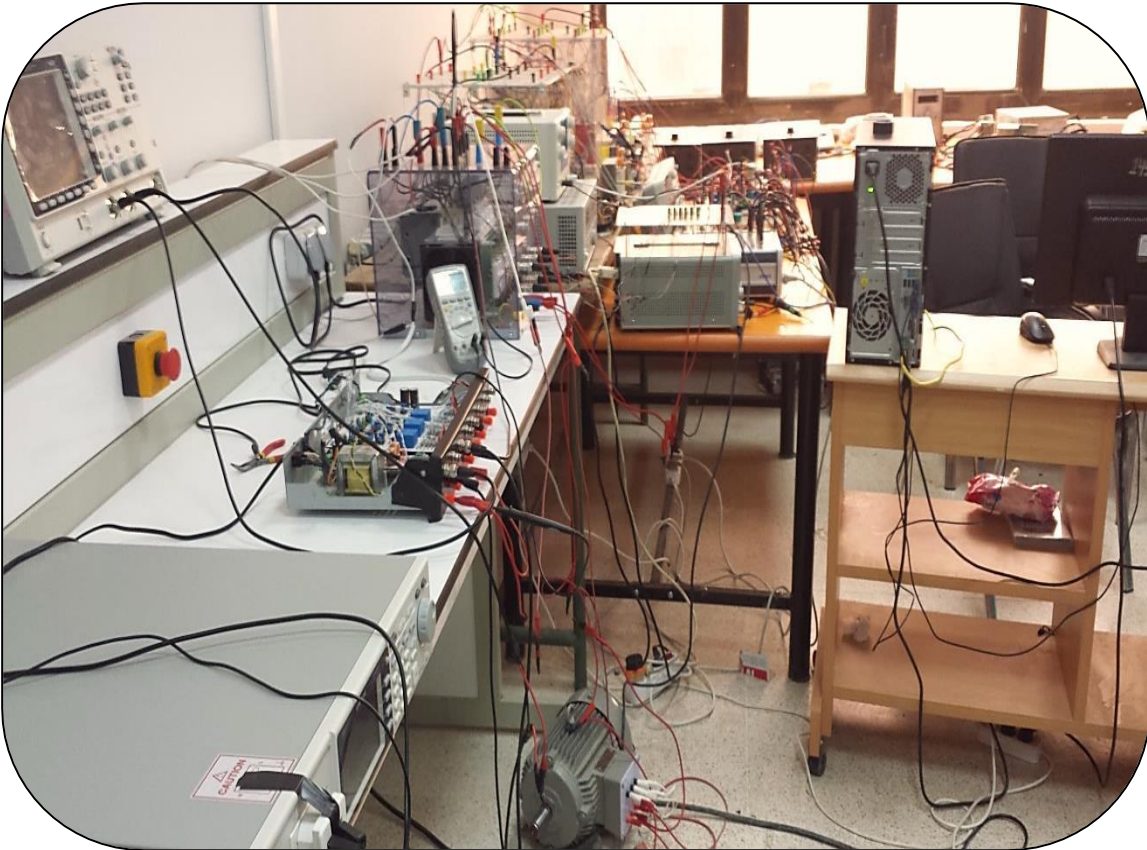


Figure II.08: Banc d'essai expérimental.

II.5. Description du banc d'essai

- Un moteur asynchrone triphasé de puissance nominale **2.2 KW**.
- Un onduleur de tension triphasé SEMIKRON SEMITEACH IGBT
- Une carte d'espace RTI **1202**.
- Une carte d'adaptation réalisée
- Un codeur incrémental .
- Les appareils des mesures (multimètre, oscilloscope,..).et autotransformateur **0-470 v**

II.5.1. Un moteur asynchrone triphasé:



Figure II.09: le moteur asynchrone triphasé .

II.5.2. Un onduleur de tension : les caractéristique de onduleur résumés dans annexe 1:

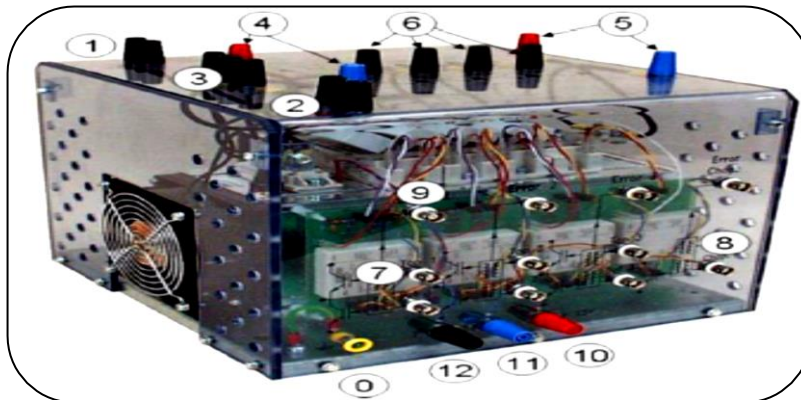


Figure II.10 : Onduleur SEMIKRON

II.5.3 . Carte MicroLabBox



Figure II-11 : MicroLabBox.

- **MicroLabBox**

Les caractéristique de de la carte dspace annexe 2

Points forts :

- Système de développement tout-en-un compact.
- à des fins de laboratoire.
- Processeur double cœur en temps réel à 2 GHz.
- FPGA programmable par l'utilisateur.
- Plus de 100 canaux d'E/S hautes performances.
- Fonctionnalités de contrôle de moteur électrique dédiées.
- Interfaces Ethernet et bus CAN.
- Accès facile aux E/S via le panneau de connexion intégré.

- **Zone d'application:**

MicroLabBox est un système de développement compact pour le laboratoire qui combine une taille compacte et une rentabilité avec des performances et une polyvalence élevées.

MicroLabBox vous permet de configurer rapidement et facilement vos applications de contrôle, de test ou de mesure et vous aide à concrétiser vos nouveaux concepts de contrôle. Plus de 100 canaux d'E/S de différents types font de MicroLabBox un système polyvalent qui peut être utilisé dans les domaines de la recherche et du développement mécatronique, tels que la robotique, l'ingénierie médicale, le contrôle des entraînements électriques, les énergies renouvelables, l'ingénierie automobile ou l'aérospatiale.

II.5.4 . Liaison Semikron - dSPACE:

La connexion entre la carte dSPACE et les convertisseurs de puissance est réalisée par une carte d'interface, qui adapte les niveaux du signal de commande à la tension de la grille de l'IGBT.

L'isolation galvanique entre le circuit de puissance et le circuit de commande est assuré par l'optocoupleur TLP250. Figure (II.13).

Un optocoupleur est un composant électronique capable de transmettre un signal électrique à un autre sans aucun contact galvanique entre eux Figure (II.13), Notre circuit comporte 6 optocoupleurs ,Ce montage permet aussi l'amplification de la tension permettant le blocage et l'amorçage des IGBT de puissance Figure (II.12)

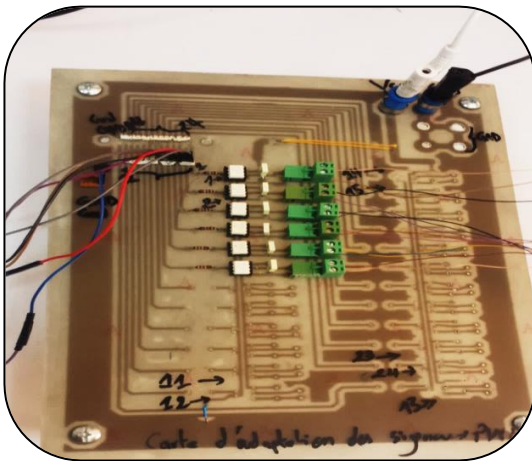


Figure II 12: la carte d'adaptation des signaux PWM.

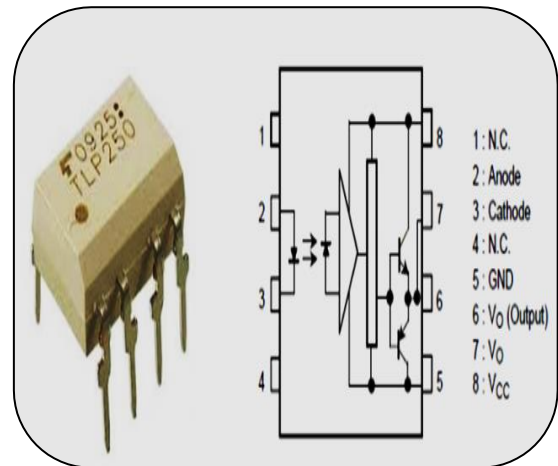


Figure II 13: l'optocoupleur TLP250.

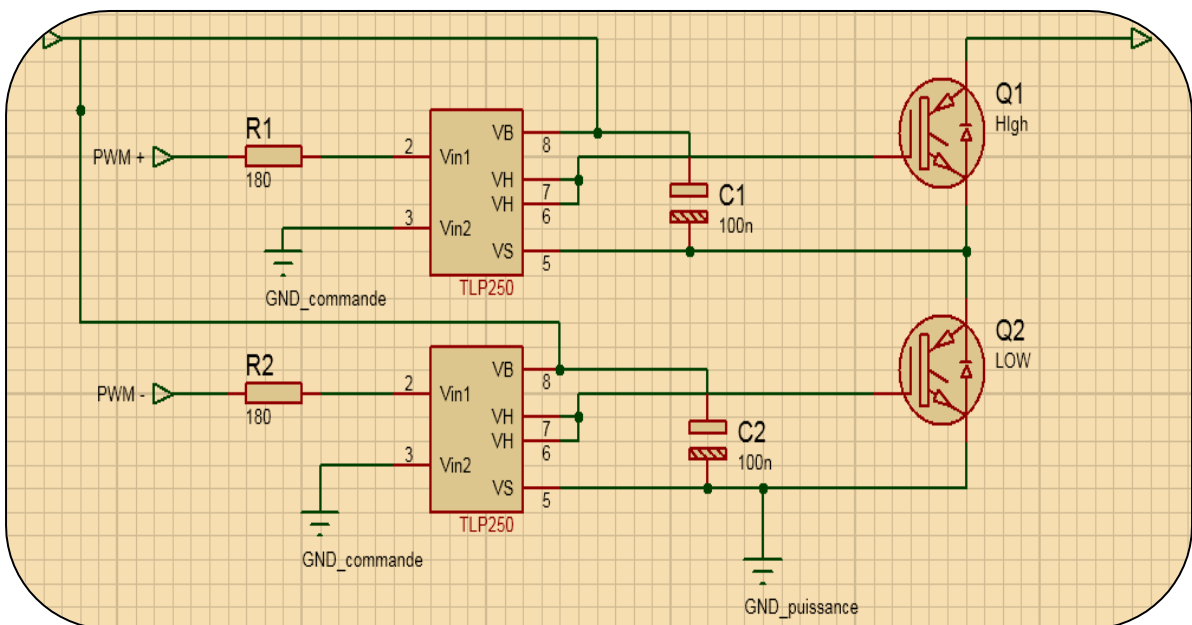


Figure II 14 : La Schémas de principe du circuit de commande des IGBT.

II.5.5. Un codeur incrémental :

Un codeur incrémental délivre un certain nombre d'impulsions par tour. Le nombre d'impulsions est une mesure pour le déplacement angulaire ou linéaire. Un disque fixe sur un arbre est divisé en segments transparents et opaques

La plupart sont pourvus de deux rangées de segments (voie A et voie B) et d'un segment TopZ. Les deux voies déphasées de 90° indiquent le sens de rotation, tandis que le top Z le nombre de tour. Leur résolution est le nombre maximum d'impulsions qu'il envoie par un tour, elle s'exprime n pts/tr On a utilisé Le codeur BAUMER par tour qu'on a le placer sur l'arbre du notre moteur chez le tourneur.

II. 5.5.1. Caractéristique de codeur incrémental :[9]

Encodeur avec arbre 10 \varnothing mm ou 6 \varnothing mm

Résolution max. 4096 points

Détection optique

Bride de serrage ou bride synchro

Norme industrielle

Vitesse de rotation élevée max.10000 tr/min

Design compact



Figure II 15: Codeur incrémental

III.5.6. Les appareils de mesures et l'autotransformateur :



Figure II 16: Les appareils de mesures et l'autotransformateur

II.6 Résultats expérimentaux:

Nous avons réalisé dans cette partie deux différents tests, les tests qui concernent l'association de l'onduleur-moteur asynchrone, dont l'onduleur est piloté par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI sinusoïdale de fréquence de commutation de 20KHz.

Le moteur asynchrone qu'on a utilisé est à vide, couplé en étoile, la fréquence des tensions d'alimentation vaut 50 Hz et la tension continue égale à 175V.

Dans le deuxième test nous avons imposée plusieurs consignes, les résultats suivant montrées les montre les trois grandeurs mesurées la tension simple, la tension composée et la vitesse de rotation

II.6.1. Tension composé et Tension simple:

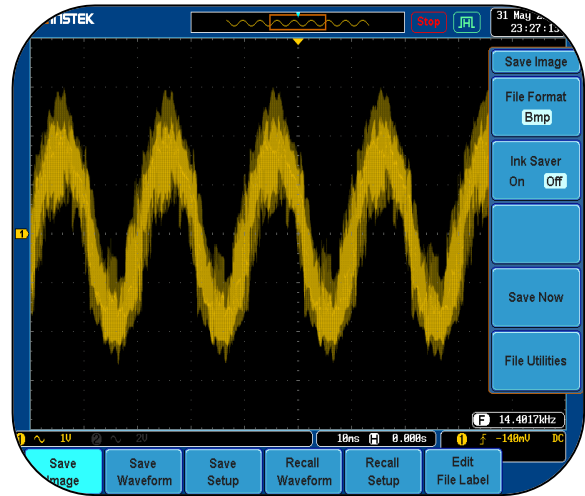
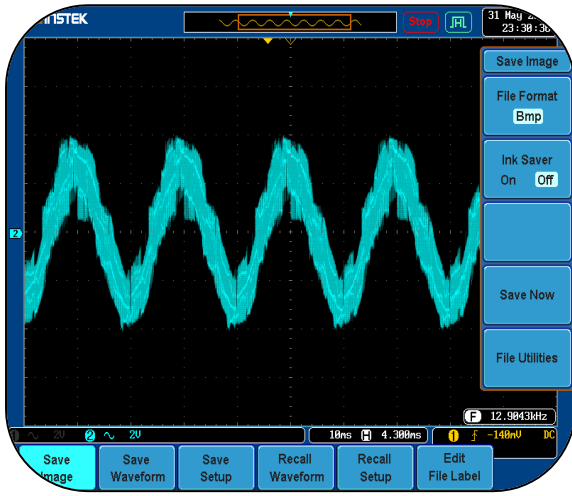


Figure II 17: Les tension composée.

Figure II 18: Les tension simple.

II.6.2. Test de vitesse à vide :

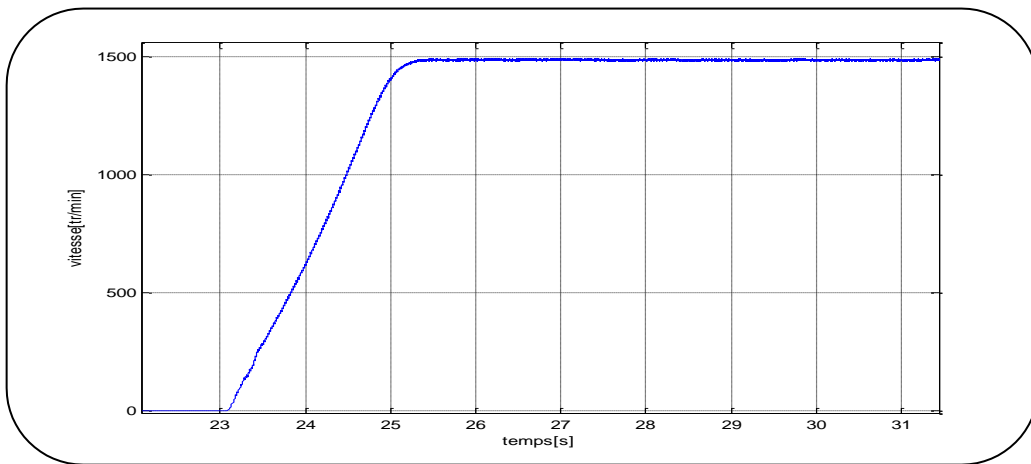


Figure II 19: Résultat de simulation de à vide.

II.6.3. Test de poursuite de vitesse :

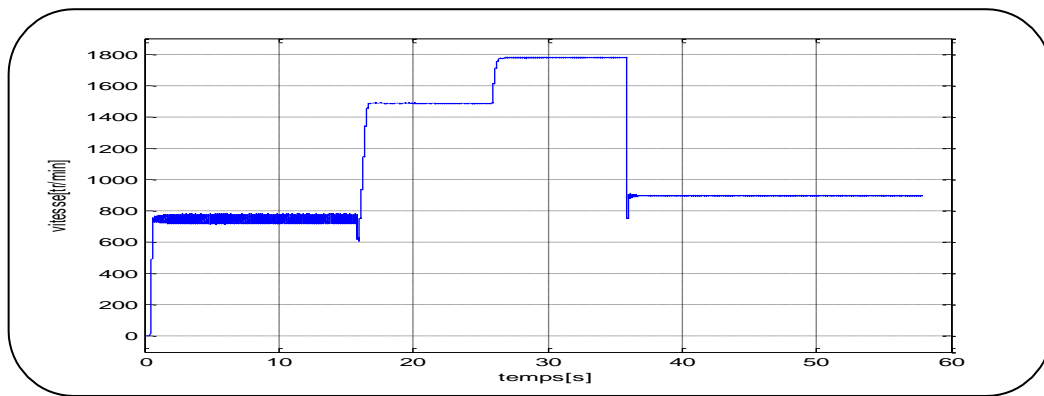


Figure II 20: Résultat de expérimental de test poursuit de vitesse

II.7. Interprétation des résultats expérimentaux:

Les figures (II.17), (II.18) . Présentent la tension simple V_a avec, bien sûr, les niveaux $2V_{dc} / 3$ qui est bien observés. La même chose pour la tension composée U_{ab} où les deux niveaux sont également bien remarqués.

La figure (II.19) illustre test d'à vide, dans le régime transitoire. La vitesse de rotation de la machine asynchrone augment linéairement, puis stable proche à sa vitesse de synchronisme (1498 tr /min) car le moteur est à vide

La figures (II.20) illustre le test de la poursuite de vitesse, Nous imposons plusieurs consigne de fréquence, premièrement nous imposons 25 Hz, puis nous avons augmenté les consigne à 50 Hz puis la consigne survitesse 60 Hz, finalement revenir à 30 Hz.

- La vitesse de rotation de moteur asynchrone suit les consignes avec de temps de réponse acceptable
- Dans les deux consignes 25 Hz et 30 Hz qui l'image de les vitesses proche à 750 tr/min et 900 tr/min on remarque que la vitesse est perturbé et n'est pas stable et donc osciller avec base vitesse, par contre dans 'autre consigne ou la vitesse est grand l'oscillation des vitesses n'est pas remarquable

II.8. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons réuni et détaille les parties de l'ensemble onduleur-MAS, dans le premier partie on a procédé à la modèle mathématique d'onduleur et leur technique de commande MLI sinus- triangulaire, après nous avons effectuée trois tests différent, test à vide, test poursuit de vitesse et test de variation de charge la simulation effectuée par logiciel « SIMULINK » sous Matlab . Dans la deuxième partie, nous donnons une description générale du banc d'essai réalisé au niveau du laboratoire de génie électrique, où nous procédons à la présentation de tous les éléments du banc d'essai sur tout Enfin nous avons validé expérimental les résultats de la

simulation par faire deux essais a vide et essai poursuit de vitesse et les résultats obtenu montre que Lors de la variation de la charge, la vitesse de la machine asynchrone est diminué au sa valeur de référence, ce qui permet de des lois de commande pour compenser cette diminution.

CHAPITRE III

CONTROLE SCALAIRE D'UN MOTEUR

ASYNCHRONE

Contrôle Scalaire d'un Moteur asynchrone

III.1. Introduction

La commande scalaire est l'une des premières commandes, développée pour la variation des vitesses des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. On considère dans la littérature deux types de commande scalaire [10,11,12] :

- La commande scalaire directe où le flux magnétique est contrôlé à partir de son estimation ou de sa mesure.
- La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlé en imposant le rapport amplitude / fréquence de la tension ou du courant.

La commande scalaire indirecte est aussi en deux types :

Commande scalaire en courant destiné aux machines alimentées par des onduleurs de courant (généralement de fortes puissances). Et commande scalaire en tension, connaît aussi sur le nom " commande en $V/f = \text{cte}$ ", pour les machines alimentées par des onduleurs de tension.

Nous nous intéressons , dans ce chapitre , uniquement par le contrôle scalaire ($V/f = \text{constante}$). Ce type de contrôle est simple et il convient aux entraînements électriques qui ne nécessite pas des haute performances. Ainsi que son utilisation est très répandu aux variateurs de vitesse industriels.

III.2. Modélisation de machine asynchrone en régime permanent

Si les tensions d'alimentation de la machine sont triphasées et équilibrées, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{as} = U_s \cos(\omega_s t) \\ V_{bs} = U_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs} = U_s \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{III. 01})$$

La vitesse mécanique Ω est constante , On définit le glissement g comme le rapport des pulsations rotoriques et statoriques $\frac{\omega_r}{\omega_s}$

Les différentes pulsations sont reliées par la relation d'autopilotage: $\omega_s = \omega_r + p\Omega$

Choisissons de fixer le repère (d,q) au champ tournant.

$$\begin{cases} V_{ds} = U_{ds} \cos (\omega_s t - \theta_s) \\ V_{qs} = U_{ds} \sin (\omega_s t - \theta_s) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{ds} = U_s \\ V_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.02})$$

En utilisant la notation complexe $\bar{X} = X_d + jX_q$, les grandeurs électriques peuvent se mettre sous la forme :

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

D'où

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \quad (\text{III.03})$$

$$\text{En régime permanent : } \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} = 0 \Rightarrow$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + j\omega_r \bar{\varphi}_r = 0 \end{cases} \quad (\text{III.04})$$

$$\omega_r = g\omega_s$$

Où

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III.05})$$

Finalement les grandeurs électriques s'écrivent :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s L_r \bar{I}_r + j\omega_s M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III.06})$$

III.1.2. Equation du couple électromagnétique

Le couple mécanique est le quotient de la puissance mécanique par la vitesse de rotation du rotor :

$$C_m = \frac{P_m}{\Omega} \quad (\text{III.07})$$

On :

$$P_m = P_{tr} - \Delta P_{JR} = P_{tr} - gP_{tr} = P_{tr}(1 - g). \quad \text{Tel que:}$$

$$\text{La puissance transmise : } P_{tr} = \frac{\Delta P_{JR}}{g}$$

$$\text{Pertes joules au rotor : } \Delta P_{JR} = 3 \frac{R_r'}{g} I_r'^2$$

$$\text{Et la vitesse de rotation : } \Omega = \Omega_s(1 - g) \quad (\text{III.08})$$

En fonctionnement normal, on néglige les pertes fer et les pertes mécanique:

$$\Delta P_{méc} = 0 \quad \text{et} \quad \Delta P_{fer} = 0$$

Donc :

$$C_{em} = \frac{P_{tr}(1-g)}{\Omega_s(1-g)} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} = 3 \frac{P}{\omega_s} \frac{R_r'}{g} I_r'^2$$

En supposant R_s très faible:

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

$$C_{em} = 3 \frac{P}{\omega_s} V_s^2 \frac{\frac{R_r'}{g}}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2}$$

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

$$C_{em} = 3 \frac{P}{\omega_s} V_s^2 \frac{gR_r'}{(R_r')^2 + (N_r' \omega_r)^2} \quad (\text{III.09})$$

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

$$C_{em} = 3 \frac{P}{\omega_s} V_s^2 \frac{g}{R_r'} = 3 \frac{P}{R_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \omega_r$$

Cette relation montre qu'à flux statorique constant V_s/ω_s constant la pulsation rotorique est l'image du couple. Dans ce cas, l'expression simplifiée du couple peut être aussi exprimée en fonction de la pulsation rotorique comme suit :

En posant : $\left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \approx \varphi_s$ si R_s négligeable alors :

$$C_{em} = 3 \frac{P}{R_r'} \varphi_s^2 \omega_r$$

$$C_{em} = 3 \frac{P}{R_r'} \varphi_s^2 (\omega_s - \omega) = 3 \frac{P^2}{R_r'} \varphi_s^2 (\Omega_s - \Omega)$$

$$C_{em} = K (\Omega_s - \Omega) \quad (\text{III.10})$$

$$\text{Ou : } K = 3 \frac{P^2}{R_r'} \varphi_s^2$$

La relation (III.10) montre que la caractéristique $C(\Omega)$ est paramétrée par Ω_s (ou ω_s). Lorsqu'on fait varier la valeur de la vitesse (pulsation) synchrone (ω_s), on obtient le faisceau de caractéristiques schématisé à la figure (III.01) ci-après :

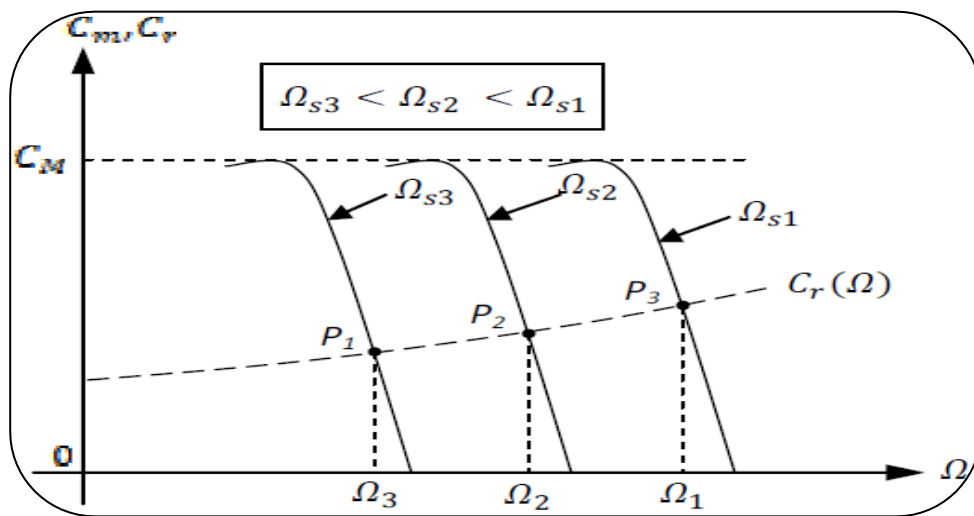


Figure III 01: Modification des caractéristiques du moteur par changement de la vitesse.

Ainsi, pour faire varier (régler) la vitesse d'un moteur asynchrone, il faut changer la valeur de la fréquence (pulsation) d'alimentation tout en maintenant le flux constant.

III.3. Loi de commande scalaire V_s/ω_s constant :

Expression de tension lie au rotor (équation)

$$V_r = 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_r L_r \bar{I}_r + j\omega_r M \bar{I}_s$$

ω_r : pulsation de courant rotorique.

$$\bar{I}_r = -j \frac{M \omega_r}{R_r + jL_r \omega_r} \bar{I}_s \quad (\text{III. 11}).$$

Le flux statorique est donnée par ses composantes dans les axes d et q du repère lié au rotor

$$\bar{\varphi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r.$$

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

$$\bar{\varphi}_s = L_s \frac{R_r + jL_r \sigma \omega_r}{R_r + jL_r \omega_r} \bar{I}_s \quad (\text{III.12})$$

Et par divisée par R_r

$$\bar{\varphi}_s = L_s \frac{1+j\tau_r \sigma \omega_r}{1+j\tau_r \omega_r} \bar{I}_s. \quad (\text{III.13})$$

$$\bar{I}_s = \frac{1}{L_s} \frac{1+j\tau_r \omega_r}{1+\tau_r \sigma \omega_r} \bar{\varphi}_s. \quad (\text{III.14})$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

$$\tau_r = \frac{R_r}{L_r}$$

En régime permance de tension lie stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \quad (\text{III.15})$$

Alors les équations (III.14) et (III.13) dans (III.15) :

$$\bar{V}_s = R_s \frac{\bar{\varphi}_s}{L_s} \frac{1+j\tau_r \omega_r}{1+j\tau_r \sigma \omega_r} + j\omega_s \bar{\varphi}_s. \quad (\text{III.16})$$

On a :

$$\bar{V}_s = \bar{\varphi}_s \omega_s \left(\frac{\frac{R_s}{L_s \omega_s} - \tau_r \sigma \omega_r + j \left(1 + \frac{R_s \tau_r}{L_s \omega_s} \omega_r \right)}{1 + j\tau_r \sigma \omega_r} \right). \quad (\text{III.17})$$

En module de l'équation (III.17):

$$V_s = \varphi_s \omega_s \sqrt{\left(\frac{\left(\frac{R_s}{L_s \omega_s} - \tau_r \sigma \omega_r \right)^2 + \left(1 + \frac{R_s \tau_r}{L_s \omega_s} \omega_r \right)^2}{1^2 + (\tau_r \sigma \omega_r)^2} \right)}. \quad (\text{III.18})$$

Ce loi de commande précédente permet de maintenir le flux constant. Mais elle est trop complexe pour être exploitée sans moyen de calcul puissant. Elle doit être simplifiée.[13]

Si la pulsation rotorique est très faible, alors : $V_s = \varphi_s \omega_s \sqrt{\left(\frac{R_s}{L_s \omega_s} + 1\right)}$.

Si, de plus, R_s est négligeable, alors : $V_s = \varphi_s \omega_s$.

Cette relation montre que le rapport $\varphi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$ doit être imposé constant afin de maintenir le module du flux statorique constant. Ce qui en découle la loi de commande scalaire

III.3.1. Commande scalaire en tension

La commande scalaire en tension est réalisée en contrôlant les tensions de la MAS par action sur un onduleur MLI de tension contrôlé en tension par MLI triangulo-sinusoidale.

Cette commande est plus utilisée en petites et moyennes puissances.

Pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée en tension par un onduleur MLI de tension contrôlé en tension par MLI triangulo-sinusoidale, il faut maintenir le flux statorique constant par le contrôle de la pulsation rotorique ω_r .

Dans ce type de commande, les tensions de références de la commande MLI triangulo-sinusoidale sont obtenues à partir de la loi de commande $\left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)$ constante et la relation d'autopilotage $\theta_s = \theta_r + \theta \Rightarrow \omega_s = \omega_{ref} + \omega$ nécessaire pour reconstruire la pulsation statorique à partir de la vitesse du moteur et de la pulsation rotorique Le schéma bloc de la figure (III.02) présente la commande scalaire d'une machine asynchrone alimentée en tension par un onduleur MLI de tension contrôlé en tension par MLI triangulo-sinusoidale [14]

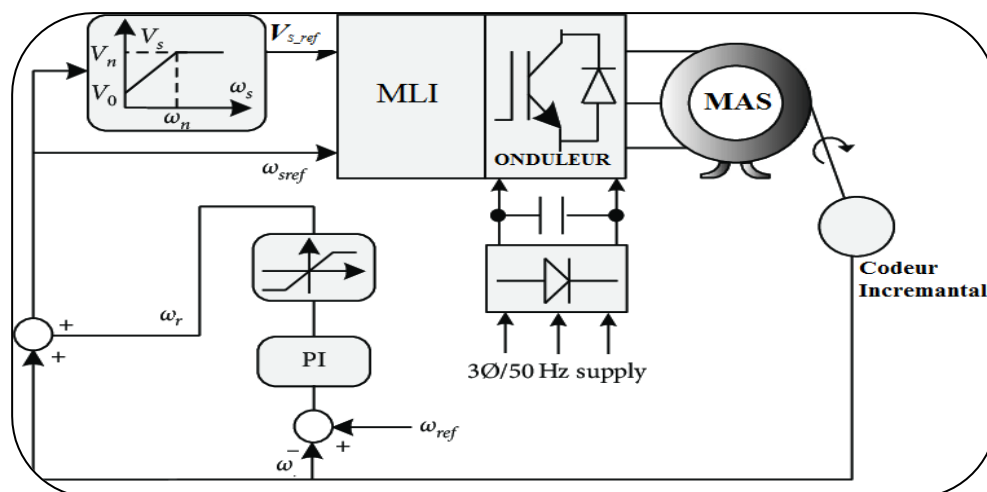


Figure III 02: Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f.

III.4.Simulation de Commande Scalaire de la machine asynchrone

Avant d'implémenté le contrôle scalaire $V/f = Cte$, en temps réel, nous l'avant simulé dans l'environnement Simulink/ Matlab. Le moteur asynchrone utilisé est le même que le réel dont l'alimentation est assurée par un onduleur triphasé possédant les caractéristiques suivantes :

- Tension continue d'entrée $V_{dc} = 570$ V.
- Modulation de largeur d'impulsion MLI de type triangulo-sinusoidale de fréquence de commutation égal à 10 KHz.
- Tensions de références générés par l'algorithme de contrôle scalaire (fig III-03) en tension $V/f = cte$.

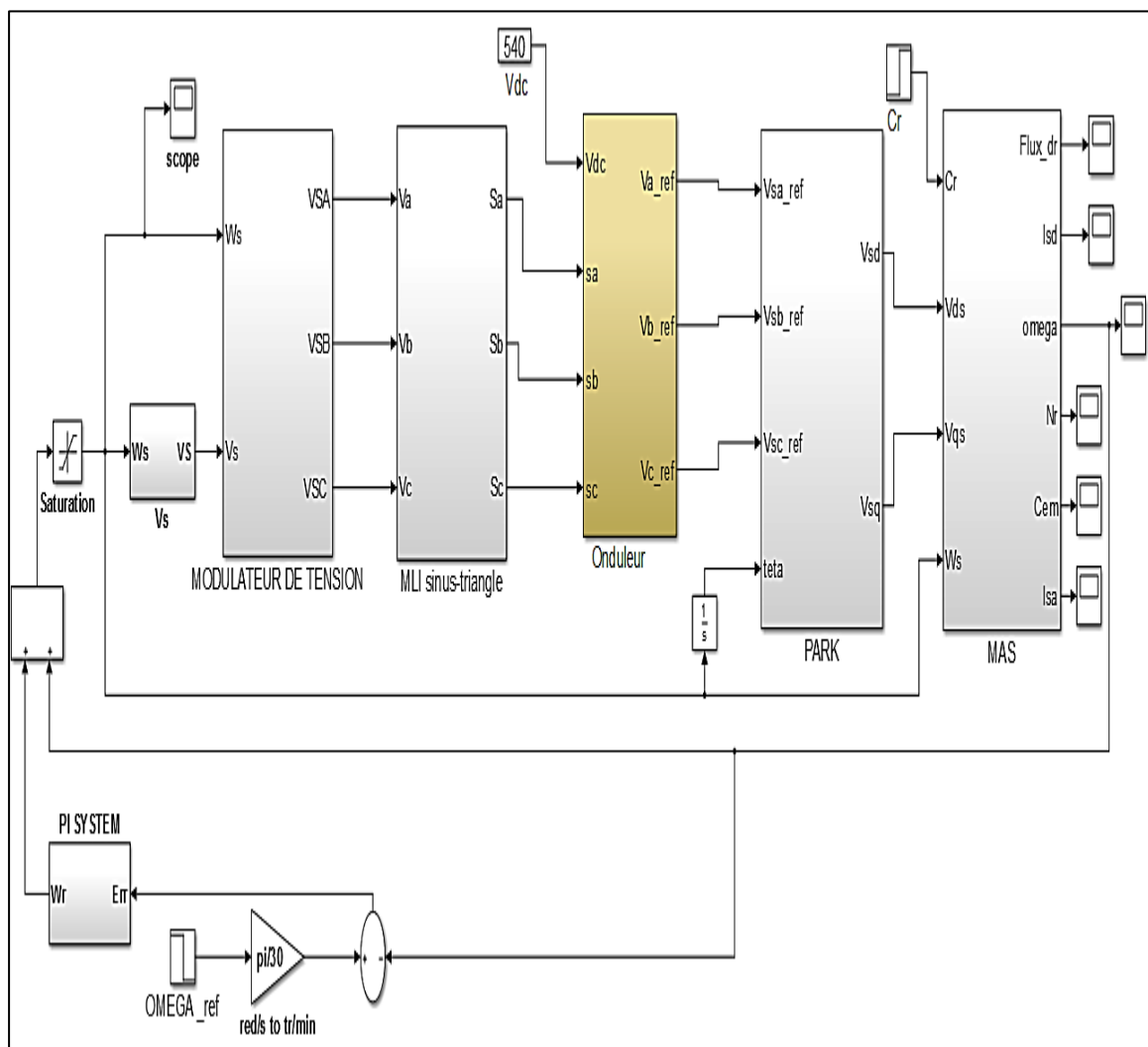


Figure III.03: Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire de la MAS.

III.4.1 Résultat de simulation

Lors de la réalisation de la commande en boucle ouverte du moteur asynchrone, au chapitre précédent, nous avons remarqué que ce dernier est efficace si on a imposé sur le moteur à vide des vitesses de références bien déterminés et présente des indices de performance très acceptables.

Mais l'introduction de la charge ou sa variation au cours du temps a perturbé le système d'entraînement et a rendu le moteur loin de sa vitesse de rotation imposée. Ce qui nous a fait penser à trouver un autre type de contrôle (robuste) dans lequel les vitesses de rotation imposées sur notre moteur restent les mêmes malgré la variation de la charge. L'évaluation de l'efficacité et la robustesse d'une technique de commande basé sur son indices de performances (le dépassement, l'erreur statique et le temps de réponse).

Pour cela nous avons effectué trois test sur notre contrôle. Essai à vide, essai de poursuite de vitesse, et essai de variation de la charge. Les figures (fig.04), (fig.05), (fig.06), montrent respectivement ses essais.

III.4.1.1. Test d'un démarrage à vide

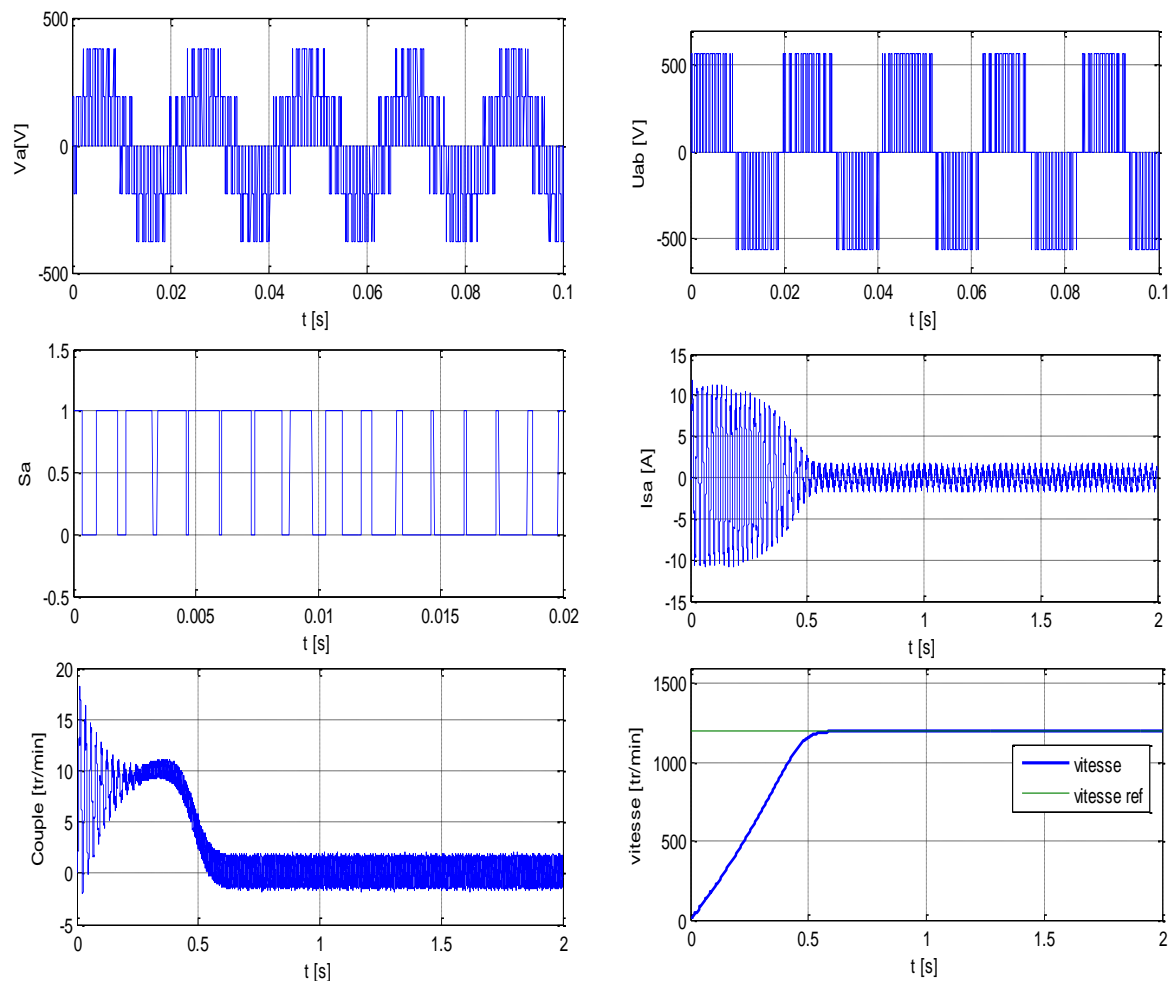


Figure III.04 : Résultats de simulation de test à vide.**Interprétation :**

Après les tests réalisés précédents sur l'ensemble onduleur -moteur en boucle ouverte, nous avons refaire ces mêmes tests en utilisant le contrôle scalaire en boucle fermée, où nous avons effectué les essais : démarrage à vide, poursuite de vitesse et variation de la charge).

Lorsque le moteur asynchrone tourne à vide, il est facile d'imposé une ou des consigné de vitesse sur son arbre. Et cela est vérifier dans les deux types de commande (boucle ouverte ou fermée) Figure (III.04).

Le moteur asynchrone absorbe un courant sinusoïdale car sa nature inductive joue le rôle d'un filtre. Le contrôle scalaire et à travers son régulateur PI a généré des tensions de références sinusoïdale pour le pilotage de l'onduleur triphasé ce qui permette d'imposé également ces tension à sa sortie.

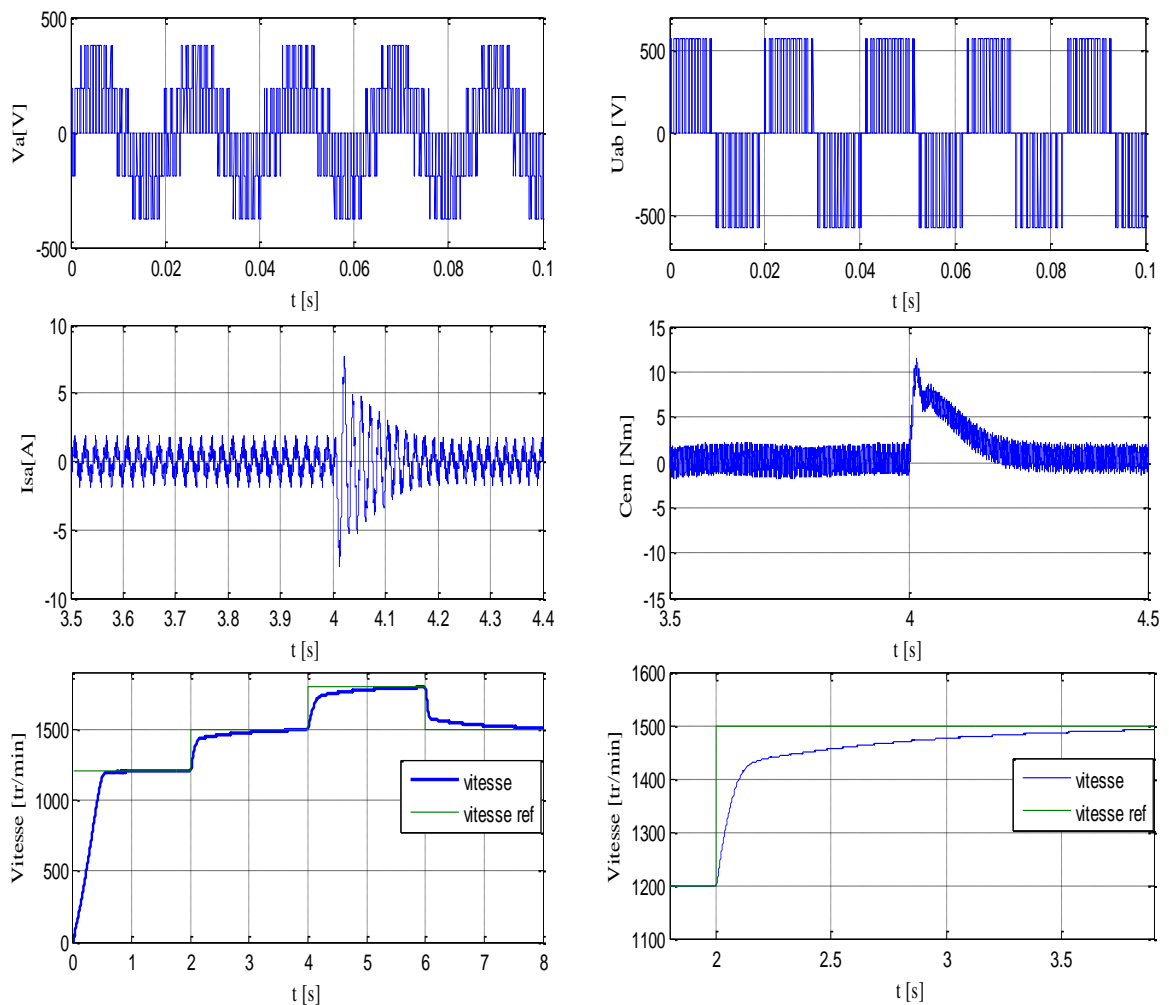
III.4.1.2. Test de poursuite des vitesses

Figure III.05 : Résultats de simulation de test poursuit de vitesse.

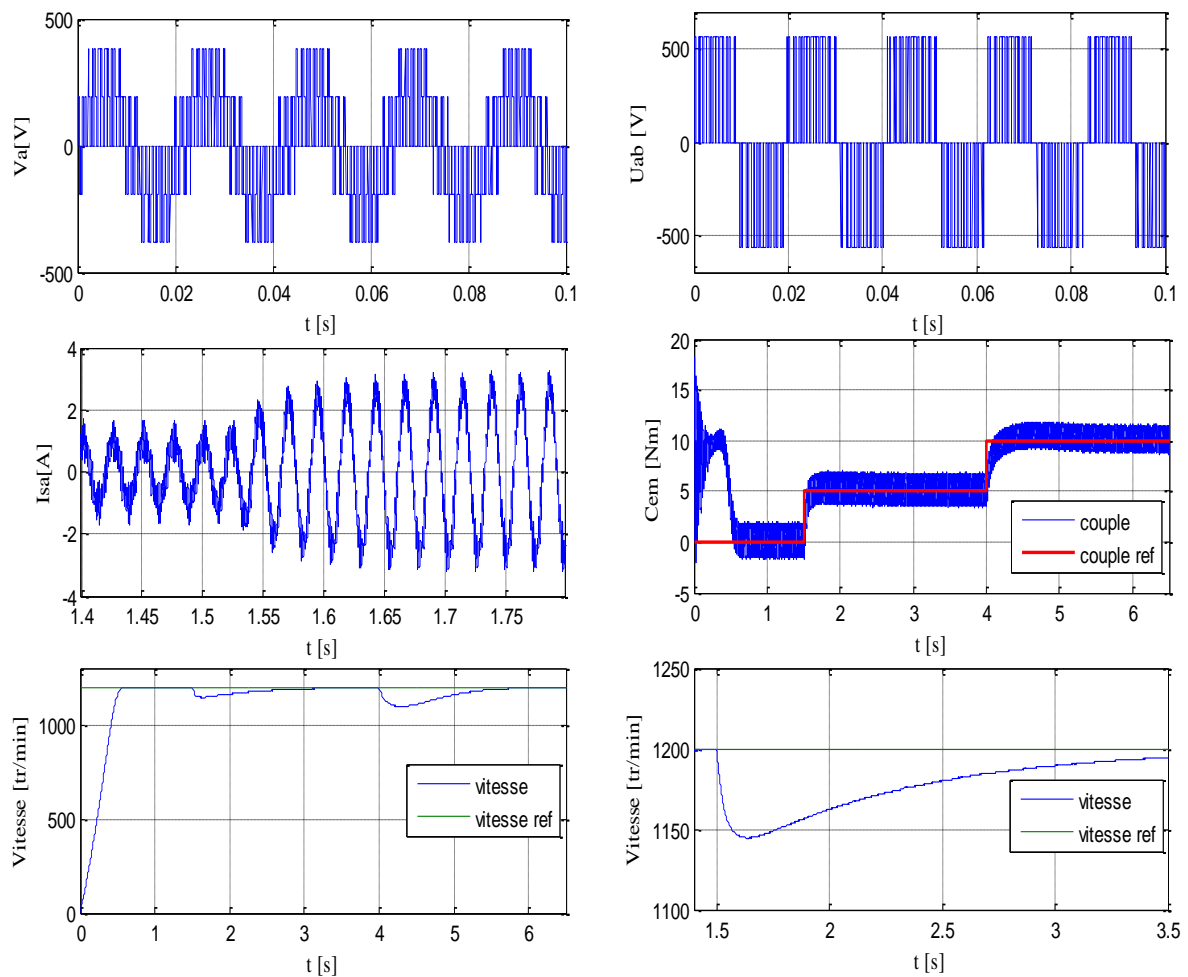
Interprétation

L'objectif principal de cette essai est de connaître le niveau de la dynamique de ce type de contrôle en observant ou en lisant tous ses indices de performance.

On remarque dans Figure (III.05), que la courbe de vitesse de rotation du moteur suit avec précision les vitesses imposées 1200tr/mn, 1500tr/mn, 1800 tr/mn et 1500 tr/mn dans un temps de réponse très court et sans dépassement, où l'on peut dire que la commande a une dynamique rapide.

Le changement de la charge dans un système d'entraînement électrique permet de connaître la robustesse d'algorithme de contrôle, et à cet effet Figure (III.06) montre les courbes lors de cet essai avec le contrôle scalaire du moteur asynchrone.

III.4.1.3. Test de variation des charges

**Figure III.06** : Résultats de simulation de test en charges.

Interprétation

Dans ce test, Figure (III.06) nous avons imposé sur le moteur asynchrone une vitesse de rotation de 1200 tr/mn puis on a varié la charge plusieurs fois. On note que le système de régulation de cette commande a réussi pour fixer la vitesse de rotation à 1200 tr/mn, ce qui indique la robustesse d'algorithme de contrôle vis à vis la variation de la charge.

On note également que toutes les modifications de la charge s'accompagnent d'une augmentation de l'absorption de l'intensité du courant, car la charge représente un changement d'impédance de phase.

L'introduction de n'importe valeur de couple de charge à chaque instant, diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée. Ce changement de couple engendre un fort appel au courant apparaît qui est nécessaire au son développement .

III.5. Résultat expérimentaux :

Dans ce partie, nous avons réalisé deux tests différents : Le premier test consiste à imposer sur l'arbre du moteur asynchrone une seule consigné de vitesse. Tandis que le deuxième test est réservé au poursuite de vitesse c'est-à-dire l'imposition de plusieurs consigné de vitesse.

Le moteur asynchrone fabriqué par la société algérienne ELECTRO INDUSTRIES tourne à vide et mis sous tension sinusoïdale de valeur efficace 160 V à des fréquences variables. Ces tensions sinusoïdale sont générés par un onduleur de tension triphasé dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Tension continue $V_{dc} = 200V$.
- MLI de type triangulo - sinusoïdal de fréquence de commutation 20 KHz.

La mesure des tensions simples et composées est effectué à l'aide des capteurs de tension. Cependant, Il existe un étage d'adaptation de mesure permettant de limiter la mesure de tenion entre +10/-10V supportée par l'entrée de dspace.

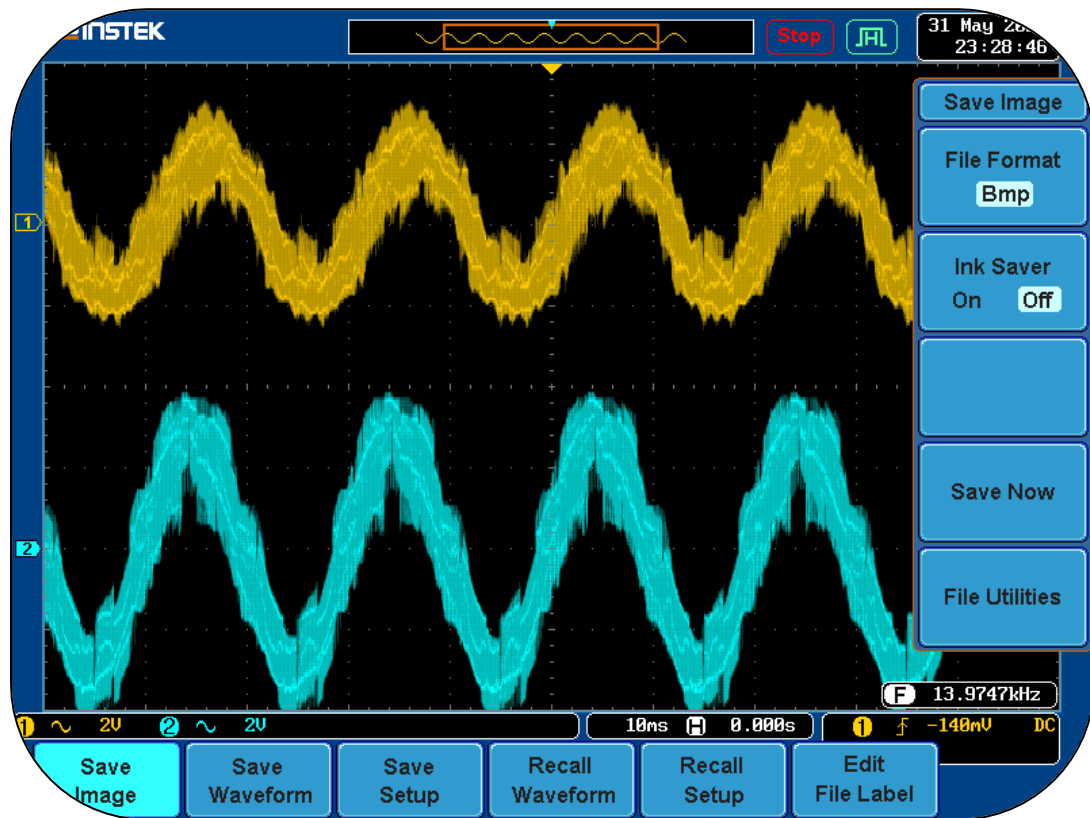


Figure III.07 : Tension simple et composée

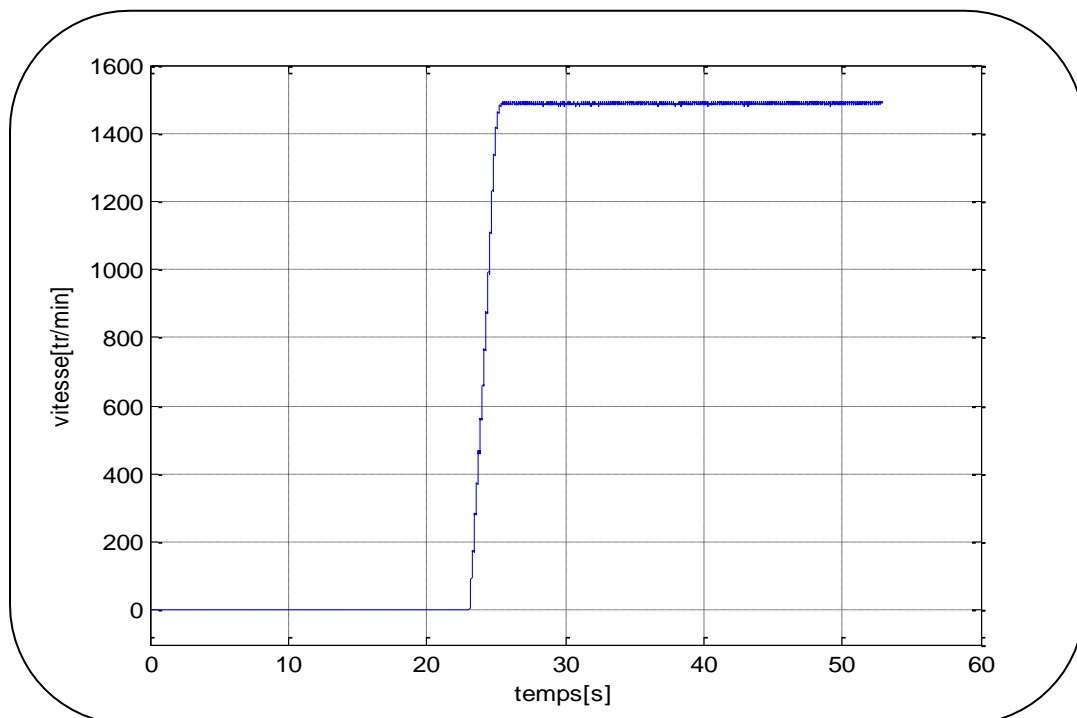


Figure III.08 : Résultat de expérimental de test à vide.

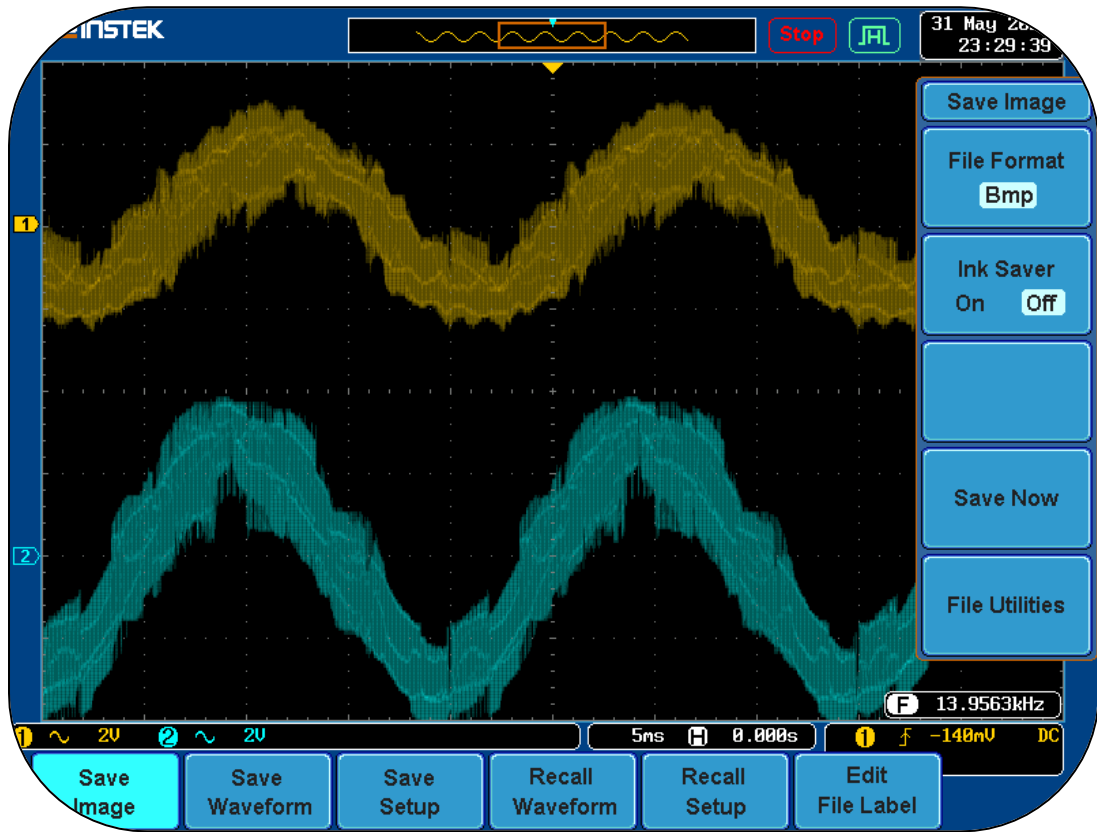


Figure III.09 : Tension simple et composée

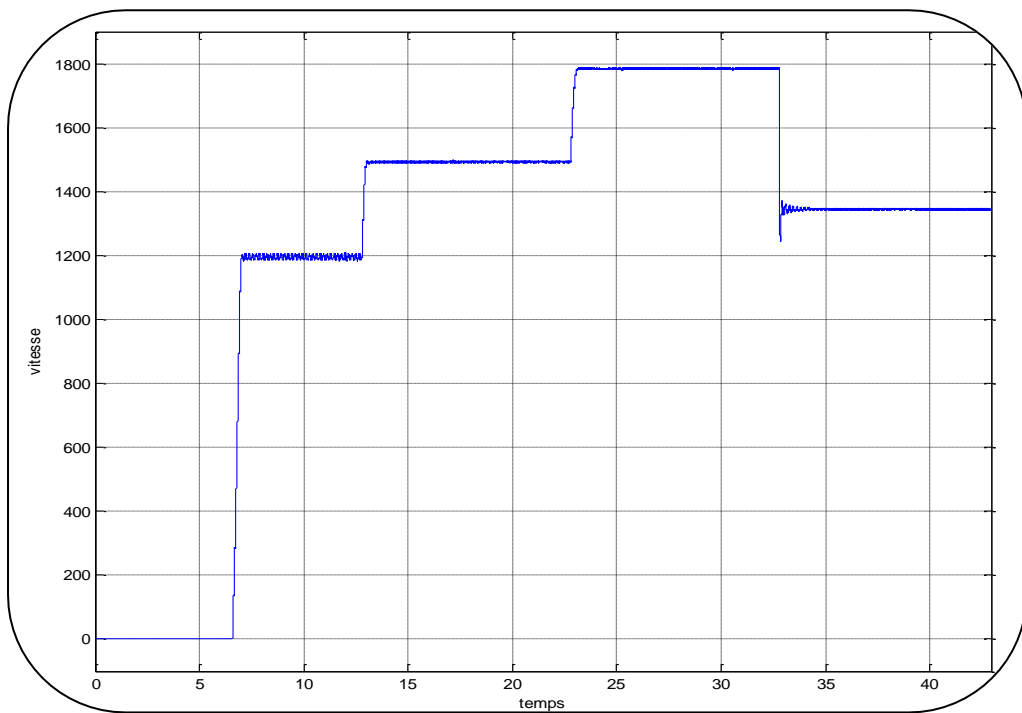


Figure III.10 : Test de poursuite de la vitesse

III.5.1. Exemple d'usage du Control Desk de la carte dspce

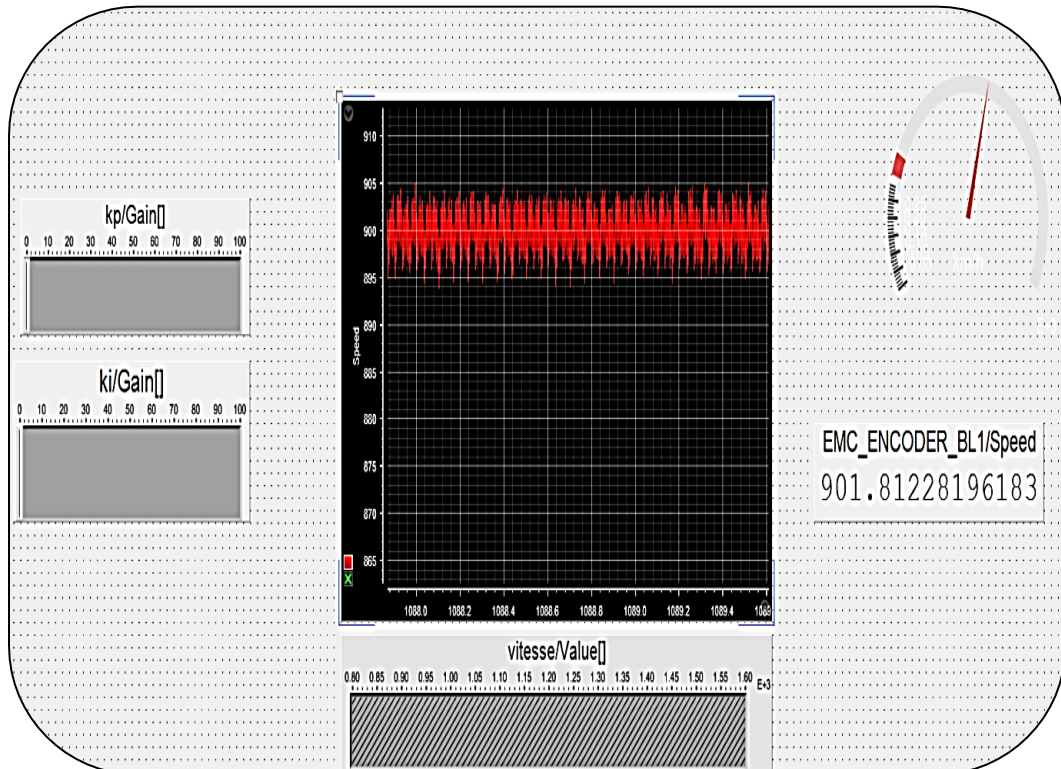


Figure III.11 : Test pour une consigne de vitesse de 900 tr/mn.

III.5.2. Interprétation des résultat expérimentaux:

Pendant le régime transitoire **Figure (III.08)** la vitesse de rotation du moteur augmente linéairement dans temps de réponse très court , puis se stabilise sans dépassement et proche à la vitesse de synchronisme 1495 tr/mn, car le moteur es à vide ainsi que la tension imposé sur les tensions d'alimentation est 50 Hz.

Figure (III.07) montre las allures de tension simple en bleu et composé en jaune. La forme de la tension composé es très proche à la sinusoïde dont la valeur crête à crête presque 50 V. cette tension est mesuré à la sortie du capteur dont le gain est 0.18 donc $V_{co-max} \approx 140 V$. La tension simple est entaché par lev harmoniques de valeur crête à crête égal à 445 V par conséquent $V_{sim-max} \approx 220 V$.

Dans le deuxième test, **Figure (III.10)**, (poursuite de vitesse) la réponse de la vitesse à une bon dynamique avec des bons indices de performances. La vitesse du rotor suit parfaitement ses consignés de vitesse dans des temps de réponses très courts et sans dépassement. Cependant elle existe une erreur statique à peu près de 20 tr/mn pour les deux consignés 1800 tr/mn et 1300 tr/mn. Cette erreur à aucune l'effet sur l'entraînement.

Figure (III.09), présente les deux tensions composées et simple dont les formes sont proches de la sinusoïde (entachées par les harmoniques). L'augmentation de la fréquence de commutation permet de réduire l'effet de ses harmoniques, mais il existe un risque de court-circuit dans le lev de l'onduleur.

Figure (III.10), représente un exemple d'image de "**Control Desk**" de la carte dspace. À travers cette interface, on peut visualiser la vitesse de rotation de notre moteur asynchrone en plusieurs modes, oscillogramme, affichage numérique et affichage analogique (aiguille) ainsi que l'ajustement des gains du régulateur PI en temps réel (K_p et K_i).

Les résultats obtenus montrent bien l'efficacité du contrôle scalaire vis-à-vis la variation de la vitesse ce qui est traduit par un suivi parfaitement aux nos consignes de vitesses, avec des temps de réponses très acceptés, sans dépassement et sans erreur statique.

III.6. Conclusion :

Le but de ce troisième chapitre est la validation expérimentale du contrôle scalaire en temps réel d'un moteur asynchrone. Cette validation a été effectuée en deux manières différentes. L'une est réalisée au niveau de l'environnement Simulink / Matlab dont le système d'entraînement (onduleur- moteur et technique de commande) a été simulé, tandis que la deuxième méthode a discuté la validation pratique de ce contrôle dans un banc d'essai contenant une carte dspace un onduleur triphasé et un moteur asynchrone de puissance 2.2 KW.

Nous avons commencé, ce chapitre, en précisant la théorie complète du contrôle scalaire. Ensuite nous l'avons simulé dans Matlab pour plusieurs tests (démarrage à vide, poursuite de vitesse, et variation de la charge). Ce contrôle a montré une robustesse vis-à-vis la variation des charges.

La réalisation pratique de cet algorithme (contrôle scalaire en boucle fermée) a été l'objet de la troisième partie de ce chapitre. Deux tests ont été effectués pour notre système d'entraînement, test d'imposition d'une seule consigne de vitesse et test de poursuite de vitesse.

On peut dire que l'objectif de ce chapitre a été atteint dans les deux modes de validation que ce soit en utilisant la simulation ou la réalisation pratique. Les résultats de simulation et expérimentaux ont été presque identiques et encourageants à être mis en œuvre dans un système embarqué.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de ce travail est l'implémentation, en temps réel, de la commande scalaire pour un moteur asynchrone à cage. Pour atteindre cet objectif, nous avons utilisé un banc d'essai capable de valider ce type de contrôle. Ce banc d'essai contient un moteur asynchrone de puissance 2.2kw (produit local), un onduleur de tension triphasé (**SMEKRON**), et une carte de commande moderne dspace (**Micro-labox**).

Nous avons identifié tous les paramètres du moteur dans la première partie ainsi que leur vérification dans un modèle mathématique sous l'environnement **MATLAB / SIMULINK**.

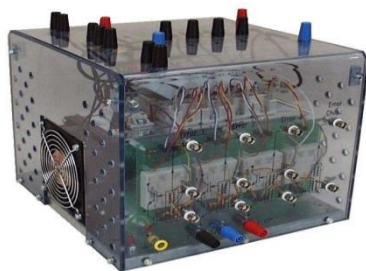
Le modèle présenté sous matlab représente exactement le moteur asynchrone. Cela est déduit de la forme des courbes, courant, flux, couple et vitesse.

La deuxième partie a traité l'association onduleur-moteur ou le pilote en boucle fermée à l'aide d'un onduleur triphasé en utilisant la technique de modélisation de largeur d'impulsion sinus-triangle MLI. Les résultats expérimentaux ont montré un entraînement à une bonne dynamique. L'inconvénient de ce type de commande est sa perturbation vis-à-vis la variation des charges.

Pour cela, la partie trois est réservée à la commande scalaire $\frac{U}{f} = \text{cte}$ en boucle fermée. Ce contrôle présente une bonne dynamique et de bons indices de performance vis-à-vis la poursuite de vitesse ou la variation des charges.

ANNEXES

Annexe 1 : Les caractéristique de onduleur SEMIKRON



SEMITEACH - IGBT

3-phase rectifier + IGBT inverter
+ brake chopper

datasheet

Orderig No. 08753450

Description SEMITEACH
IGBT

SKM50GB12T4, SKHI22A,
SKD51/14

Features

- Multi-function IGBT converter
- IP2x protection for safety hazards
- Transparent enclosure to allow visualisation of internal part
- External connector for easy wiring
- Built in isolated IGBT driver and IGBT protection
- Forced-air cooled heatsink

Typical Applications

- Education : various converter configuration possible :
- 3-phase inverter+brake chopper
- Buck or boost converter
- single phase inverter
- single or 3-phase rectifier

Footnotes

1) The user shall ensure air ventilation for proper cooling

Remarks

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee, expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

Absolute maximum ratings			
Symbol	Conditions	Values	Unit
$I_{OUT\ MAX}$	Maximum permanent output current	30	A_{RMS}
$I_{IN\ MAX}$	Maximum permanent input current	30	A_{DC}
$V_{OUT\ MAX}$	Maximum output voltage	400	V_{AC}
$V_{BUS\ MAX}$	Maximum DC bus voltage	750	V_{DC}
f_{OUT}	Maximum inverter output frequency	500	Hz
f_{SW}	Maximum switching frequency	50	kHz

Electrical characteristics / Typical application				$T_{AIR\ COOLING\ 1}) = 30^{\circ}C$ unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Ratings					
$I_{OUT\ RATED}$	Rated output current		30		A_{RMS}
V_{OUT}	Rated output voltage		400		V_{AC}
PF	Power factor		1		-
P_{OUT}	Rated output power		20		kW
f_{SW}	Inverter switching frequency		5		kHz
f_{OUT}	Output frequency		50		Hz
V_{BUS}	Rated DC voltage		750		V_{DC}
$P_{LOSS\ INV}$	Total power losses		700		W
η	Inverter efficiency		-		%

Protection & measurement					
Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Thermal trip	Temperature trip level (Normally Open type: NO)		71		$^{\circ}C$
Temperature sensing	Scaling over $30^{\circ}C \dots 110^{\circ}C$ temperature range				$mV \cdot ^{\circ}C^{-1}$
	Linear temperature range	30		110	$^{\circ}C$
	Accuracy of analogue signal over $65^{\circ}C \dots 110^{\circ}C$ range	-1,5		1,5	$^{\circ}C$
$T_{analogue\ OUT}$	Max. output current			5	mA
	Max. voltage range	0		10	V_{DC}

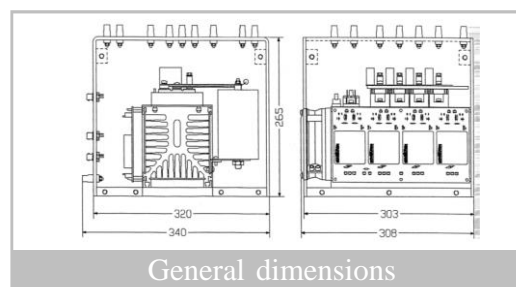
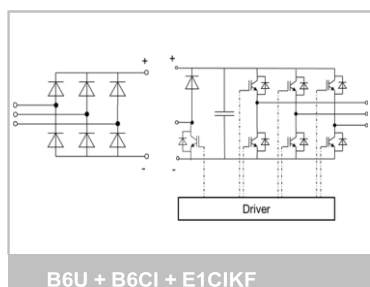
Axial fan data					
Heatsink fans	V_{SUPPLY}	Heatsink fan DC voltage supply		230	V_{AC}
	P_{FAN}	Rated power at V_{SUPPLY} per fan, PWM 100%		15	W

Filtering characteristics					
V_{BUS}	Rated DC voltage applied to the caps bank with switching		540	700	V_{DC}
$V_{DC\ CAP}$	Max DC voltage applied to the caps bank without switching			800	V_{DC}
$\tau_{d5\%}$	Discharge time of the capacitors (5%)		-		s
C_{DC}	Capacitor bank capacity	0,88		1,32	mF
LTE	Calculated LTE of the caps with forced air cooling		-		kHz

Stack Insulation				
V_{ISOL}	Frame / Power stage AC/DC (insulation test voltage AC, 60s)		1 500	V

Driver Characteristics					
Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Driver board data					
V_S	Supply voltage	14,4	15	15,6	V_{DC}
$I_{VP,\ IDLE}$	Supply primary current (no load)		20		mA
$I_{VP,\ LOAD}$	Max. supply primary current			290	mA
V_{IT+}	input threshold voltage HIGH			12,5	V_{DC}
V_{IT-}	input threshold voltage LOW	4,5			V_{DC}
R_{IN}	Input resistance		10		$k\Omega$
Weight	3-phase IGBT inverter		13,3		kg
	3-phase IGBT inverter including fan assembly		14,9		

Annexe 2 : caractéristique de la carte dspace

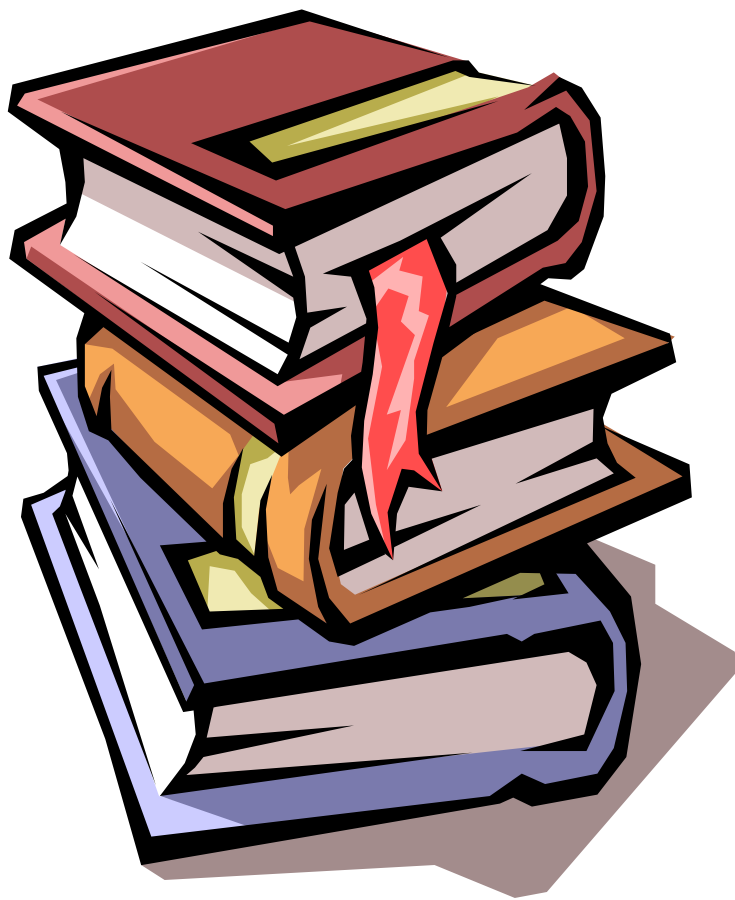


Parameter		Specification
MicroLabBox		Front Panel Variant Top Panel Variant with BNC Connectors Top Panel Variant with Spring-Cage Terminal Blocks
Processor	Real-time processor	<ul style="list-style-type: none"> NXP (Freescale) QorIQ P5020, dual-core, 2 GHz 32 KB L1 data cache per core, 32 KB L1 instruction cache per core, 512 KB L2 cache per core, 2 MB L3 cache total
	Host communication co-processor	<ul style="list-style-type: none"> NXP (Freescale) QorIQ P1011 800 MHz for communication with host PC
	Memory	<ul style="list-style-type: none"> 1 GB DRAM 128 MB flash memory
Boot time		<ul style="list-style-type: none"> Autonomous booting of applications from flash (depending on application size), -5 s for a 5 MB application
Inter-faces	Host interface	<ul style="list-style-type: none"> Integrated Gigabit Ethernet host interface
	Ethernet real-time I/O interface	<ul style="list-style-type: none"> Integrated low-latency Gigabit Ethernet I/O interface
	USB interface	<ul style="list-style-type: none"> USB 2.0 interface for data logging ("flight recorder") and booting applications via USB mass storage device (max. 32 GB supported)
	CAN interface	<ul style="list-style-type: none"> 2 CAN channels (partial networking supported)
	Serial interface	<ul style="list-style-type: none"> 2 x UART (RS232/422/485) interface
	LVDS interface	<ul style="list-style-type: none"> 1 x LVDS interface to connect with the Programmable Generic Interface PGI1
Programmable FPGA ¹⁾		<ul style="list-style-type: none"> Xilinx® Kintex®-7 XC7K325T FPGA
Analog input	Resolution and type	<ul style="list-style-type: none"> 8 14-bit channels, 10 Msps, differential; functionality: free running mode 24 16-bit channels, 1 Msps, differential; functionality: single conversion and burst conversion mode with different trigger and interrupt options
	Input voltage range	<ul style="list-style-type: none"> -10 ... 10 V
Analog output	Resolution and type	<ul style="list-style-type: none"> 16 16-bit channels, 1 Msps, settling time: 1 μs
	Output voltage range	<ul style="list-style-type: none"> -10 ... 10 V
	Output current	<ul style="list-style-type: none"> ± 8 mA
Digital I/O		<ul style="list-style-type: none"> 48 bidirectional channels, 2.5/3.3/5 V (single-ended); functionality: bit I/O, PWM generation and measurement (10 ns resolution), pulse generation and measurement (10 ns resolution), 4 x SPI Master 12 bidirectional channels (RS422/485 type) to connect sensors with differential interfaces
Electric motor control I/O functionality	Separate interfaces	<ul style="list-style-type: none"> 2 x Resolver interface
	Functionality on digital I/O channels	<ul style="list-style-type: none"> 6 x Encoder sensor input 2 x Hall sensor input 2 x EnDat interface 2 x SSI interface Synchronous multi-channel PWM Block commutational PWM

Sensor supply	<ul style="list-style-type: none"> ■ 1 x 12 V, max. 3 W/250 mA (fixed) ■ 1 x 2 ... 20 V, max. 1 W/200 mA (variable) 		
Feedback elements	<ul style="list-style-type: none"> ■ Programmable buzzer ■ Programmable status LEDs 		
Theft protection	<ul style="list-style-type: none"> ■ Kensington® lock 		
Cooling	<ul style="list-style-type: none"> ■ Active cooling (temperature-controlled fan) 		
Physical connections	<ul style="list-style-type: none"> ■ 4 x Sub-D 50 I/O connectors ■ 4 x Sub-D 9 I/O connectors 	<ul style="list-style-type: none"> ■ 2 x Sub-D 50 I/O connectors ■ 48 x BNC I/O connectors ■ 4 x Sub-D 9 I/O connectors 	<ul style="list-style-type: none"> ■ 2 x Sub-D 9 I/O connectors ■ 27 x spring-cage terminal block connectors with 8 pins each
	<ul style="list-style-type: none"> ■ 3 x RJ45 for Ethernet (host and I/O) ■ USB Type A (for data logging) ■ 2 x 2 banana connectors for sensor supply ■ Power supply 		

User-programmable via RTI FPGA Programming Blockset. Using the RTI FPGA Programming Blockset requires additional software.

Références Bibliographiques



- [1] J.P. Caron et J.P. Hautier, « Modélisation et commande la machine asynchrone » Edition TECHNIP, **1995**.
- [2] Eduard LAROCHE Identification et Commande Robuste de Systèmes Electromécaniques, Université Louis Pasteur de Strasbourg **2007**.
- [3] J. Chatlan ,« Introduction à l'électrotechnique : fondements d'électricité et d'électromagnétisme cours et exercices corrigés BTS IUT 1er cycle » , Dunod,**2002**
- [4] F.MEHAZZEM :“Contribution à la Commande d’un Moteur Asynchrone destiné à la Traction. électrique”, thèse de doctorat. Université de Mantouri Constantine **2010**.
- [5] Mark Jasinski "Direct Powrer and Torque Control of AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor Drives " Thèse de Doctorat (Faculty of Electrical Engineering) Warsaw – Pologne, **2005**.
- [6] Bimal K.Bose “Modern Power Electronics and AC Drives” Edition Prentice Hall PTR **2002**, ISBN 0-13-016743-6
- [7] Gabriel Buche, « Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel », Mémoire D'ingénieur C.N.A.M . En Automatismes Industriel **7/03/2001**centre Régional Associé De Grenoble (C.U.E.F.A).
- [8] Segulier G, Labrique F. « Les convertisseurs de l'électronique de puissance: la conversion continu-alternatif ». Technique et Documentation Lavoisier; **1984**.
- [9] Kim SH. "Electric motor control: DC, AC, and BLDC motors" . Elsevier; **2017** May **9**.
- [10] Leonhard W., « Control of Machines with the Help of Microelectronics” , Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept **1994**.
- [11] Ludtke, I., Jayne M. G. « A comparative study of high performance speed control strategies for voltage source PWM inverter fed induction motor drives » , Seventh International Conference on electrical Machines and Drives, 11-13 September **1995**, University of Durham,
- [12] Abdelkoudouss FAQIR « Commande A Structure Variable D’un Entraînement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mécanique Variable » Doctorat L’ Universitéde Picardie Jules Verne France écembre **2003**.
- [13] Grellet G, Clerc G . « Actionneurs électriques » . éditions Eyrolles; **1997** Jan **1**.
- [14] Trzynadlowski AM. « Control of induction motors ». Elsevier; **2000** Oct **11**.

Résumé

Ce travail montre la méthode d'implémentation expérimentale du contrôle scalaire appliqué à un moteur asynchrone à cage d'écureuil.

Initialement, nous avons déterminé tous les paramètres du moteur de puissance 2.2 KW en utilisant la méthode de essais classiques. Ces éléments, tels que la résistance du stator, l'inertie du moteur, etc., permettent de déterminer facilement les gains du régulateur PI lors de l'exécution du processus de contrôle. Pour vérifier la validité de ces éléments, nous les avons simulés dans un modèle mathématique d'un moteur asynchrone.

Deuxièmement, nous avons réalisé une commande du moteur en boucle ouverte où la vitesse du moteur a été surveillée en associant un onduleur triphasé avec le contrôle de sa fréquence. Ce contrôle est bon pour le test de poursuite de vitesse, mais il ne convient pas vis-à-vis le test du changement de charge.

Enfin, nous avons réussi à contrôler la vitesse de notre moteur en utilisant la commande scalaire en boucle fermée, ce qui a donné une grande efficacité et robustesse vis à vis le test de poursuite de vitesse le test de variation de la charge, ce qui le rend nécessaire dans la plupart des variateurs industriels de vitesse.

Mots clés :

Contrôle scalaire, carte de commande dspace, identification, onduleur triphasé, codeur incrémental.

Abstract

This work shows the method of experimental implementation of scalar control applied to an asynchronous squirrel cage motor.

Initially, we determined all the parameters of the 2KW power motor using the classical testing method. These elements, such as stator resistance, motor inertia, etc., make it easy to determine the gains of the PI regulator when performing the control process. To check the validity of these elements, we simulated them in a mathematical model of an asynchronous motor.

Second, we achieved an open loop motor control where the motor speed was monitored by pairing a three phase inverter with its frequency control. This control is good for the speed tracking test, but it is not suitable for the load change test.

Finally, we succeeded in controlling the speed of our motor using the scalar closed loop control, which gave high efficiency and robustness with respect to the speed tracking test the load variation test, this which makes it necessary in most industrial variable speed drives.

Key words:

Scalar control, dspace control card, identification, three-phase inverter, incremental encoder.

ملخص

هذا العمل يبيّن طريقة التنفيذ التطبيقي للتحكم السلمي في محرّك لا تزامني ذي قفص سنجابي. في بداية الامر، قمنا بتحديد جميع عناصر المحرّك ذي الاستطاعة 2.2 كيلواط باستعمال طريقة الاختبارات الكلاسيكية . هذه العناصر مثل مقاومة الساكنة ، عزم عطالة المحرك... الخ، حيث تسمح بتحديد معاملات المتحكم PI بسهولة اثناء القيام بعملية التحكم. وللتأكد من صحّة هذه العناصر قمنا بمحاكاتها في نموذج رياضي لمحرّك لا تزامني. ثانيا ، انجزنا التحكم في المحرّك بحلقة مفتوحة حيث تمّت مراقبة سرعة المحرّك عن طريق اضافة ممّوج ثلاثي الطور مع التحكم في تواتره. هذا التحكم جيد بالنسبة لاختبار متابعة السرعة ، غير أنّه يبقى عاجزا امام اختبار تغير الحمولة. اخيرا، نجحنا في التحكم في سرعة المحرّك باستعمال التحكم السلمي بحلقة مغلقة ، حيث اعطى فعالية و صلابة كبيرتين اتّجاه اختبار متابعة السرعة واتّجاه اختبار تغير الحمولة مما يجعله مطلوبا في اغلب مغيرات السرعة الصناعية.

كلمات مفتاحية

تحكم سلّمي ، بطاقة تحكّم dspace ، تحديد عناصر ، ممّوج ثلاثي الطور ، لاقط السرعة التزايد.