

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° : CE-01



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par: BENGUESMIA Toufik
GUERAR Khalil

Intitulé

IMPLEMENTATION DE LA COMMANDE SCALAIRE
POUR UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

Soutenu devant le jury composé de:

Mr. CHOUDER Aissa	Université de M'sila	Président
Mr. BOUZIDI Riad	Université de M'sila	Rapporteur
Mr. KHODJA Djalal Eddine	Université de M'sila	Examineur
Mr. BENYETTOU Loutfi	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2017 /2018

DEDICACE

DEDICACE

NOUS DEDICONS CE MODESTE TRAVAIL A :

** NOS CHERS PARENTS*

** NOS FAMILLE*

** NOS CHERS AMIS*

*SONS OUBILIER CEUX QUI ONT NOUS AIDE A
FAIRE CE MODESTE TRAVAIL PAR LEURS
CONSEILS ET LEURS ENCOURAGEMENTS.*

Toufik et Khalil

Remerciements

Premièrement, nous remercions dieu, le tout puissant, de nous avoir donné la santé et la volonté pour faire cet modeste travail.

*Nous tenons à remercier nos promoteurs **Mr. Riad BOUZIDI** d'avoir accepter de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.*

*nous remercions toutes **les responsables du Laboratoire d'Electrotechnique de M'sila**, permanentes ou non, pour leurs conseils, aide, et soutien; sans oublier l'ensemble des personnes de l'atelier d'électrotechnique.*

*Nos remerciements vont aussi au **président du jury** et aux **membres du jury** examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.*

*Et enfin nous remercions l'ensemble, **enseignants** et **collègues** de notre promotion, qui nous ont aidés à réaliser ce modeste travail.*

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Dédicace	i
Remerciements	ii
Sommaire.....	iii
Liste de figure et tableau	v
Notations et symboles	vi
Introduction générale.....	1

Chapitre I

Modélisation de la mas et l'onduleur

I.1. INTRODUCTION :	3
I.2. GENERALITE SURLES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASEES :	3
I.2.1. Définition	3
I.2.2. Description et principe de fonctionnement	3
I.3. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES	4
I.4. MODÈLE MATHÉMATIQUE DE LA MAS	5
I.4.1. Equations generales de la machine	5
I.4.1.1. Equations des tensions	6
I.4.1.2. Equations magnétiques	6
I.4.1.3. Equation mécanique	8
I.4.1.4. Expression du couple électromagnétique	8
I.4.2. Transformation de PARK	8
I.5.2. Equations magnétique	10
I.6. CHOIX DU REFERENTIEL BIPHASE	11
I.7. MDELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SOUS FORME D'ETAT	11
I.8. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	12
I.8.2. MODÈLE MATHÉMATIQUE DE L'ONDULEUR DE TENSION	13
I.8.3. Simulation de l'association MAS-Onduleur	15
I.9. RESULTATS DE SIMULATION	16
I.10. CONCLUSION	18

Chapitre II

Commande scalaire

II.1. INTRODUCTION	19
II.2. GENERALITE SUR LA COMMANDE SCALAIRE	19

II.3. COMPORTEMENT DE LA MAS EN RÉGIME PERMANENT	20
II.4. ALIMENTATION EN TENSION	22
II.5.CONTRÔLE EN V/f DE LA MACHINE ASYNCHRONE	23
II.6. SIMULATION DE LE COMMANDE SCALAIRE DE LA MAS	24
II.8.RESULTATS DE SIMULATION	25
II.8.1. Essai en charge nominale après un démarrage à vide :.....	25
II.8.1. Essai avec la variation de vitesse	26
II.9. CONCLUSION	28

Chapitre III

Implémentation de la commande scalaire

III.1 INTRODUCTION.....	29
III.2 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI	29
III.3 CONCEPTION D'ALGORITHME DE COMMANDE SCALAIRE	33
III.3.1 Structure générale du programme	33
III.3.2 Structure détaillée du programme	34
III.4 RESULTATS EXPERIMENTAUX	35
III.4.1 Test en boucle ouverte	35
III.4.2 Test en boucle fermée:.....	36
III.4.3 Test en boucle fermée à deux consignes successives	36
III.5 CONCLUSION :	38
Conclusion générale	39
Bibliographies	40
Annexe	42
Résumé	43

Chapitre I**Modélisation de la MAS et l'onduleur**

Figure (I.1): Représentation schématique d'une MAS triphasée ..	5
Figure (I.2) : Représentation du passage d'un système triphasé à biphasé.	9
Figure (I.3) :schéma de principe de l'onduleur.	13
Figure (I.4) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé	13
Figure (I.5) : Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode.	14
Figure(I.6) :Schéma bloc de la machine asynchrone alimenté par un onduleur.	16
Figure (I.7) : Résultat de Simulation de la MAS dans le repère $(\alpha;\beta)$.	17
Figure (I-8) :Résultat de Simulation dans le repère $(d ;q)$	17

Chapitre II**Commande scalaire**

Figure II.1 : Caractéristique couple vitesse	23
Figure II.2 : caractéristique V/f .	23
Figure II. 3: Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f .	24
Figure II.4: Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire.	25
Figure II. 5:Essai en charge nominale après un démarrage à vide	26
Figure II. 6:Résultats de Simulation avec la variation de vitesse de référence	28

Chapitre III**Implémentation de la commande scalaire**

Figure III.1 : Banc d'essai expérimental.	29
Figure III.2 : Carte de développement STM32F407.	32
Figure III.3 : Structure générale du programme.	34
Figure III.4 : Structure détaillée du programme.	35
Figure III.5 : Test en boucle ouverte.	35
Figure III.6 :Le courant statorique(Image).	36
Figure III.7 : Test en boucle fermée.	36
Figure III.8 :Le courant statorique(Image).	37
Figure III.9 : Test en boucle fermée à deux consignes successives.	37
Tableau III.1 : Plaque signalétique de moteur.	30
Tableau III.2 : Paramètres identifiés de la MAS	30

Notation et Symboles

M.AS	Machine Asynchrone.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
$(\alpha \beta)$	Axes correspondant au référentiel lie au stator.
$(d \ q)$	Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant.
Ω	Vitesse mécanique.
P	Nombre de paires de pôles.
f_s	fréquence statorique.
θ	Angle électrique rotorique.
θ_s	Angle électrique statorique.
θ_{obs}	Vitesse angulaire d'observation de la matrice de PARK
a, b, c	Indices correspondants au trois phases a, b, c.
V	Tension.
I	Courant.
Φ	Flux.
R_S, R_r	Résistance propre d'une phase statorique et rotorique.
L_s, L_r	Inductance propre statorique et rotorique.
[Ls]	Matrice des inductances statoriques.
[Lr]	Matrice des inductances rotoriques.
[Msr]	Matrice des inductances mutuelle entre stator et rotor.
Msr	Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.
M	Inductance mutuelle cyclique.
Cem	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
J	Moment d'inertie de la partie tournante.
f	Coefficient de frottement.
w	Pulsation rotorique.
w_s	Pulsation statorique.

NOTATIONS ET SYMBOLES

w_g	Pulsation de glissement.
[P]	matrice de passage.
T_s, T_r	Constante de temps statorique et rotorique.
σ	Coefficient de dispersion de Blondel.
(U v)	Axes du système biphasé.
Ω_{ref}	Vitesse de référence.
[A]	matrice d'évolution d'état du système.
[B]	matrice de système de commande.
[U]	matrice de commande.
f_p	fréquence de modulation.
f_{ref}	fréquence de référence.
m	l'indice de modulation.
v_p	Tension Porteuse triangulaire.
v_{ref}	Tension de références.
r	Coefficient de réglage en tension.
PI	Régulateur proportionnel-intégral.
ADC	Convertisseur analogique numérique.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

1. Généralités :

Après l'invention du premier moteur asynchrone à cage en 1889 par l'électricien allemand Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, et après l'évolution technologique, notamment dans le domaine d'électronique de puissance, le moteur asynchrone remplace efficacement le moteur à courant continu dans les applications à vitesses variables.

Plusieurs recherches scientifiques sont destinés à l'étude de la machine asynchrone dans le but d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité, afin d'arriver à identifier ses paramètres, qui permet par la suite la simulation, la commande et le diagnostic de la machine [1].

L'un des principaux éléments constitutifs des procédés industriels modernes est l'entraînement électrique à vitesse variable. Ce dernier, aussi présent sur les chaînes de production que dans les moyens de transport, se trouve généralement à des emplacements clés des processus industriels. A cet effet, son fonctionnement optimal et ces caractéristiques de réglage influent directement sur le coût et la qualité de la production. Dans ce contexte, les industries optent actuellement pour les ensembles convertisseurs statique-moteurs asynchrone à cage d'écureuil, en raison, d'une part de leur robustesse et de leur faible coût, et d'autre part, de la disponibilité des convertisseurs statiques ayant des fréquences de commutations très élevées et des moyens de traitement de signal très sophistiqués. Ces technologies permettent l'implémentation des stratégies de commande assez complexes, et les performances de réglage sont similaires à celle obtenue par le moteur à courant continu.

2. L'Objectif du thème :

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

3. Structure du mémoire :

Le travail présenté dans ce mémoire est répartie comme suit :

- ❖ le premier chapitre comprendra la modélisation de la machine asynchrone à cage qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine étudiée, en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.

- ❖ Puis on procédera à l'étude de l'onduleur de tension piloté par la méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- ❖ Dans le deuxième chapitre on étudiera l'algorithme de commande scalaire en boucle fermée, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI, on analysera les résultats obtenus par la simulation.
- ❖ Finalement, le dernier chapitre sera une étude expérimentale sur la commande scalaire Et son implémentation sur une carte de développement STM32F407.

CHAPITRE 1 :

Modélisation de la MAS et l'onduleur

I.1. INTRODUCTION :

L'élaboration de modèle mathématique du moteur asynchrone devient indispensable pour l'étude du régime de fonctionnement transitoire et permanent. Le choix d'un modèle de représentation qu'il soit formel ou issu d'une identification, se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser.

Ce modèle peut être obtenu par l'application de la transformation de Park sur le modèle triphasé réel, ou bien par l'utilisation de la notion complexe (modélisation vectorielle)[2], [3], [4].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel biphasé tournant (U, V) déterminé à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates.

Ensuite, on procèdera à la modélisation de l'alimentation de la machine, qui est l'onduleur de tension à deux niveaux, avec une description de méthode de commande rapprochées à MLI qui sera notée PWM, très appréciée par ses avantages lorsqu'elle est associée à la commande des machines électriques.

I.2. GENERALITE SUR LES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASEES :**I.2.1. Définition :**

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique.

La machine asynchrone, connue également sous le terme de machine à induction, est une machine dont le principe de fonctionnement repose essentiellement sur l'interaction entre deux circuits magnétique polyphasés placés respectivement au stator et au rotor, ayant le même nombre P de paires de pôle.[5]

La disposition et l'alimentation de ces deux bobinages sur les armatures ont pour effet la création d'une force de la place locale instantanée, qui conduit à un couple moyen non nul.

I.2.2. Description et principe de fonctionnement :

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relie à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer.

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.

La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{P} \text{ (tr/min)} \quad (\text{I.1})$$

On désigne par " P " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s , l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [6]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω ($\Omega = \frac{\omega}{p}$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω est inférieure (hypo-synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω , ou un couple résistant tendant à réduire Ω , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega$).

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega)}{\Omega_s} \quad (\text{I.2})$$

I.3. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES :

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [7].

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.

- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte.
- Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut écrire :
- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de la variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques est en fonction de l'angle électrique.

I.4. MODÈLE MATHÉMATIQUE DE LA MAS :

Le modèle de la machine asynchrone triphasée est illustré par la figure (I.1) avec les armatures statoriques et rotoriques munies chacune des enroulements triphasés, pour le stator (S_a , S_b , S_c) et pour le rotor (R_a , R_b , R_c), et θ_s l'angle entre une phase statorique de référence (S_a) et une phase rotorique de référence (R_a).

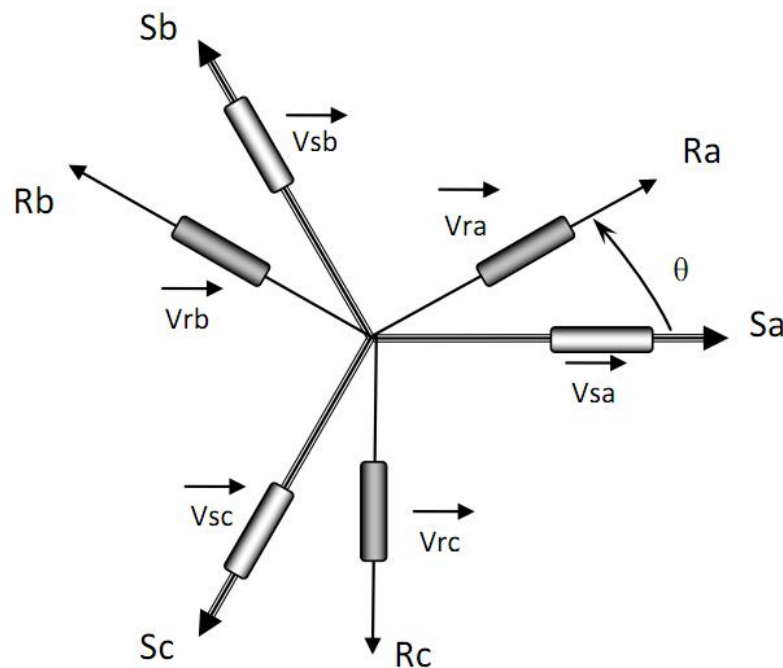


Figure (I.1): Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée [8].

I.4.1. Equations generales de la machine :

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont [9] [10] :

- . Les équations électriques
- . Les équations magnétiques
- . L'équation mécanique.

I.4.1.1. Equations des tensions :

Par l'application de la loi d'ohm à chaque phase (fig. I-1), on peut écrire les deux équations statorique et rotorique comme suit : [8]

- Pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$[V_{Sabc}] = [Rs] [i_{Sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{Sabc}] \quad (I.3)$$

- Pour l'ensemble des phases Rotoriques :

$$[V_{rabc}] = [Rr] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (I.4)$$

Et

$$[V_{S \ ABC}] = [V_{SA} \ V_{SB} \ V_{SC}]^T \quad : \text{Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_{R \ abc}] = [V_{Ra} \ V_{Rb} \ V_{Rc}]^T \quad : \text{Vecteur de tension rotorique.}$$

$$[i_{S \ ABC}] = [i_{SA} \ i_{SB} \ i_{SC}]^T \quad : \text{Vecteur de courant statorique.}$$

$$[i_{R \ abc}] = [i_{Ra} \ i_{Rb} \ i_{Rc}]^T \quad : \text{Vecteur de courant rotorique.}$$

Avec :

$$[Rs] = \begin{pmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rs \end{pmatrix}, \quad [Rr] = \begin{pmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{pmatrix}$$

Rs :résistance propre d'une phase statorique;

Rr : résistance propre d'une phase rotorique;

I.4.1.2. Equations magnétiques :

Les conséquences importantes des hypothèses simplificatrices conduisent aux relations linéaires entre les flux et les courants [2] [8] :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et de θ :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (I.6)$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances:

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [Msr] \\ [Mrs] & [Lr] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[Msr] = [Mrs]^t = Msr \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2n/3) & \cos(\theta - 2n/3) \\ \cos(\theta - 2n/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2n/3) \\ \cos(\theta + 2n/3) & \cos(\theta - 2n/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Msr : La valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[Msr]$: Matrice des inductances mutuelle entre stator et rotor.

θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

Finalement les tensions statoriques et rotoriques seront écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [Vsabc] = [Rs][Isabc] + \frac{d}{dt} \{ [Ls][Isabc] + [Msr][Irabc] \} \\ [Vrabc] = [Rr][Irabc] + \frac{d}{dt} \{ [Msr]^t [Isabc] + [Lr][Irabc] \} \end{cases} \quad (I.11)$$

I.4.1.3. Equation mécanique :

L'équation mécanique est donnée par:

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \\ \omega = p \cdot \Omega \end{cases} \quad (I.12)$$

avec :

- J : moment d'inertie du rotor,
- Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor,
- f_r : coefficient de frottement visqueux,
- C_{em} : couple électromagnétique délivré par le moteur,
- C_r : couple résistant, ou de charge,
- ω : vitesse angulaire électrique du rotor.

I.4.1.4. Expression du couple électromagnétique :

Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_{em} = P [i_{sa} i_{sb} i_{sc}] \frac{d}{dt} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (I.13)$$

I.4.2. Transformation de PARK :

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme le système réel triphasé en système biphasé équivalent, ce dernier consiste à remplacer tout enroulements statoriques par deux enroulements, l'un sur l'axe (U) et l'autre sur l'axe (V).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (U, V) est dite transformation de PARK et donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_O \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Avec :

X : Tension, courant ou flux. "O" : indice de l'axe homopolaire.

"U" : indice de l'axe (U). "V" : indice de l'axe (V).

On a ajouté les composantes homopolaires pour équilibrer la transformation (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

[P] : est la matrice de PARK, définie par :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

θ_{obs} : L'angle d'observation dans la matrice [P] (écart angulaire entre l'axe "A" du système triphasé et l'axe (U) du système biphasé).

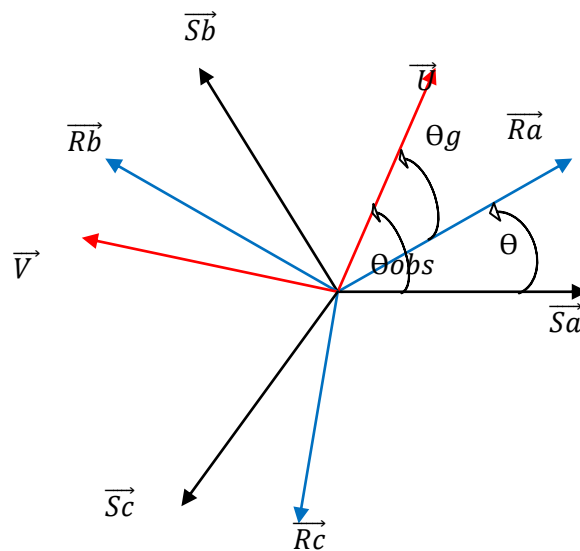


Figure (I.2) : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle θ_{obs} , la transformation de PARK est dite transformation de CLARK et la matrice de passage d'écrit comme suit :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Le coefficient $\frac{2}{3}$ est lié au changement de base et les amplitudes sont conservées lors de cette transformation[4].

I.5. MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE :

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine dans le référentiel de PARK (tournant à une vitesse quelconque (w_{Obs}) par rapport au stator) est le suivant :

I.5.1. Equations électriques :

$$\begin{cases} V_{SU} = R_S \cdot I_{SU} + \frac{d}{dt} \Phi_{SU} - w_{Obs} \cdot \Phi_{SV} \\ V_{SV} = R_S \cdot I_{SV} + \frac{d}{dt} \Phi_{SV} + w_{Obs} \cdot \Phi_{SU} \\ 0 = R_R \cdot I_{RU} + \frac{d}{dt} \Phi_{RU} - (w_{Obs} - w) \Phi_{RV} \\ 0 = R_R \cdot I_{RV} + \frac{d}{dt} \Phi_{RV} + (w_{Obs} - w) \Phi_{RU} \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

Avec :

$$w_{Obs} = \frac{d}{dt} \theta_{Obs} \text{ et } w = \frac{d}{dt} \theta = p \cdot \Omega$$

I.5.2. Equations magnétique:

$$\begin{cases} \Phi_{SU} = L_S \cdot I_{SU} + M \cdot I_{RU} \\ \Phi_{SV} = L_S \cdot I_{SV} + M \cdot I_{RV} \\ \Phi_{RU} = L_R \cdot I_{RU} + M \cdot I_{SU} \\ \Phi_{RV} = L_R \cdot I_{RV} + M \cdot I_{SV} \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

Avec :

$L_S = l_S + M$: Inductance cyclique propre du stator.

$L_R = l_R + M$: Inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} . m_{SR}$: Inductance cyclique mutuelle stator - rotor.

I.5.3. Equations mécanique :

$$\begin{cases} C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f . \Omega \\ C_e = \frac{3M}{2L_R} p (\Phi_{RU} . I_{SV} - \Phi_{RV} . I_{SU}) \end{cases} \quad (I-19)$$

I.6. CHOIX DU REFERENTIEL BIPHASE :

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (U, V) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour fixer l'orientation du repère et cela dépend généralement des objectifs de l'application, le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles.

- Repère d'axes (α, β) : le système biphasé lié au stator ($\theta_{obs} = 0$)
- Repère d'axes (d, q) : le système biphasé lié au champ tournant ($\theta_{obs} = \theta_S$)
- Repère d'axes (x, y) : le système biphasé lié au rotor ($\theta_{obs} = \theta$)

Avec:

θ_S : Angle électrique de rotation du champ tournant

I.7. MDELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SOUS FORME D'ETAT :

Plusieurs façons existent pour mettre le modèle de la machine sous forme d'état, cette forme dépend du type d'alimentation, des grandeurs de commande, du référentiel choisi et des variables d'état avec les sorties du système.

Pour cette étude, on utilisera le deux repères d'axes (d,q)lié au champ tournant et (α, β) lié au stator et on choisira les courants statoriques et le flux rotorique comme variables d'états puisque les courants statoriques sont des grandeurs mesurables permettant l'observation du flux rotorique.

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I-20)$$

$$\text{avec : } \begin{cases} [X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T \\ [U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \end{cases} \quad (I-21)$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d – q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-22)$$

et pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), la matrice [A] devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-23)$$

Avec :

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'entrée.

$$\gamma_{\square} = \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right)$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante du temps rotorique.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante du temps statorique.}$$

I.8. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION :

un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternatif. Alimenté en continue , il modifier de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et de permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. [11]

La tension variable de sortie peut être obtenue en variant la tension continue d'entrée et en maintenant le gain de l'onduleur constant. D'autre part, si la tension d'entrée est fixe et qu'elle soit non contrôlable, une tension de sortie variable peut être obtenue en variant le gain de l'onduleur .

Il y a plusieurs techniques pour obtenir cette variation, la technique de modulation des largeurs d'impulsions MLI est la plus répandue. Elle consiste à changer la largeur des impulsions de la tension de sortie avec des commandes appropriées des interrupteurs à semi-conducteurs de l'onduleur[12].

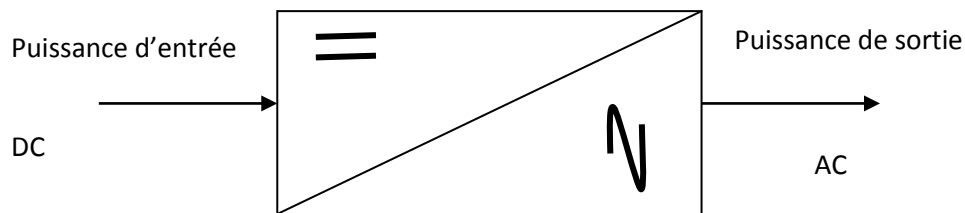


Figure (I.3) :schéma de principe de l'onduleur.

I.8.2. MODÈLE MATHÉMATIQUE DE L'ONDULEUR DE TENSION :

Le schéma structurel de l'onduleur de tension alimentant le stator du moteur asynchrone est donné par la figure (I.8) :

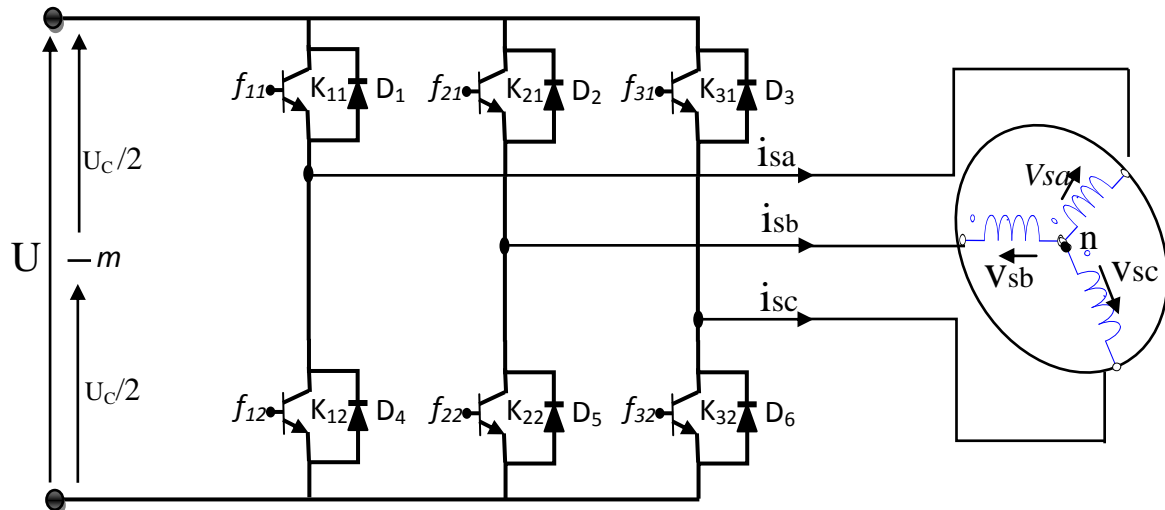


Figure (I.4) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MAS.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [13] :

- la commutation des interrupteurs est instantanée,
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- la charge triphasé est équilibrée, couplé en étoile avec un neutre isolé.

D'où on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel.

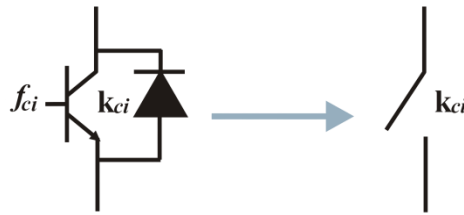


Figure (I.5) : Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode.

On définit la fonction de connexion f_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}$, $i \in \{1, 2\}$) comme l'état de l'interrupteur k_{ci} , on a :

$$\begin{cases} f_{11} = 1 - f_{12} \\ f_{21} = 1 - f_{22} \\ f_{31} = 1 - f_{32} \end{cases} \quad (I.24)$$

avec :

- $f_{ci} = 1$ si l'interrupteur est fermé,
- $f_{ci} = 0$ si l'interrupteur est ouvert.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante, d'amplitude « U_c ». Les potentiels des nœuds « a », « b » et « c » de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu fictif « n » sont donnés par les tensions suivantes :

$$\begin{cases} v_{an} = f_{11} U_c \\ v_{bn} = f_{21} U_c \\ v_{cn} = f_{31} U_c \end{cases} \quad (I.25)$$

Les tensions composés délivrées par cet onduleur sont donnés par :

$$\begin{cases} u_{sab} = U_c (f_{11} - f_{21}) \\ u_{sbc} = U_c (f_{21} - f_{31}) \\ u_{sca} = U_c (f_{31} - f_{11}) \end{cases} \quad (I.26)$$

Pour une charge triphasé équilibrée, couplé en étoile avec un neutre isolé, les tensions statoriques simples sont reliés par :

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \quad (I.27)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3}(u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3}(u_{sbc} - u_{sba}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3}(u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (I.28)$$

Après arrangement les équations des deux systèmes (I.36) et (I.34), on obtient le système matricielle suivant :

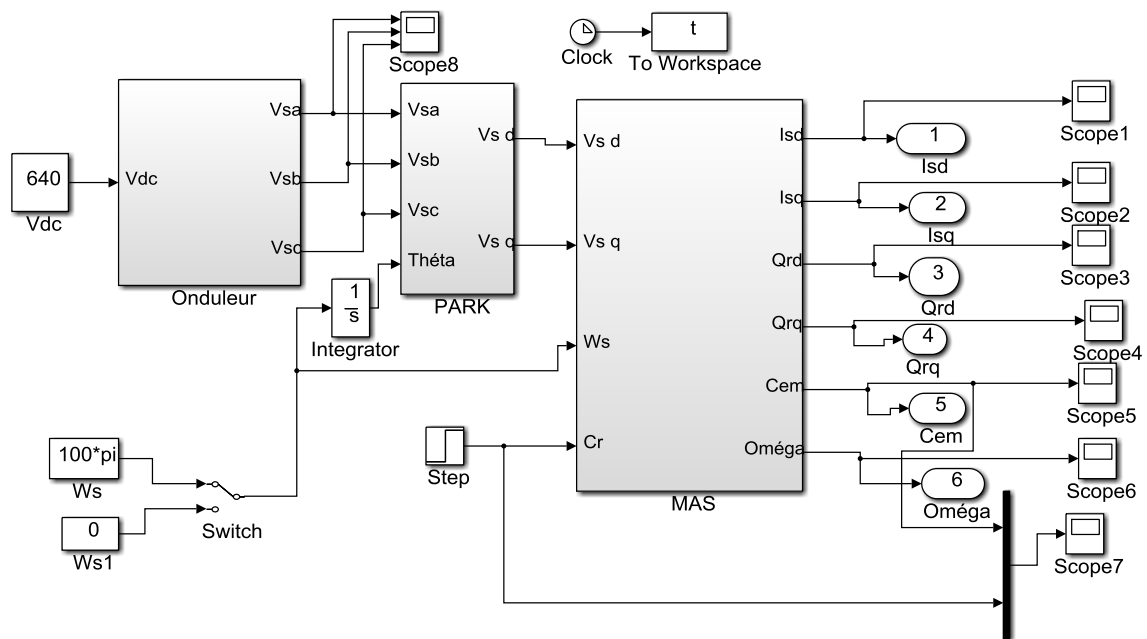
$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Pour déterminer les fonctions « f_{ci} », on a utilisé la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI pour notre onduleur.

I.8.3. Simulation de l'association MAS-Onduleur :

La simulation á 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 donnés dans l'annexe [A].

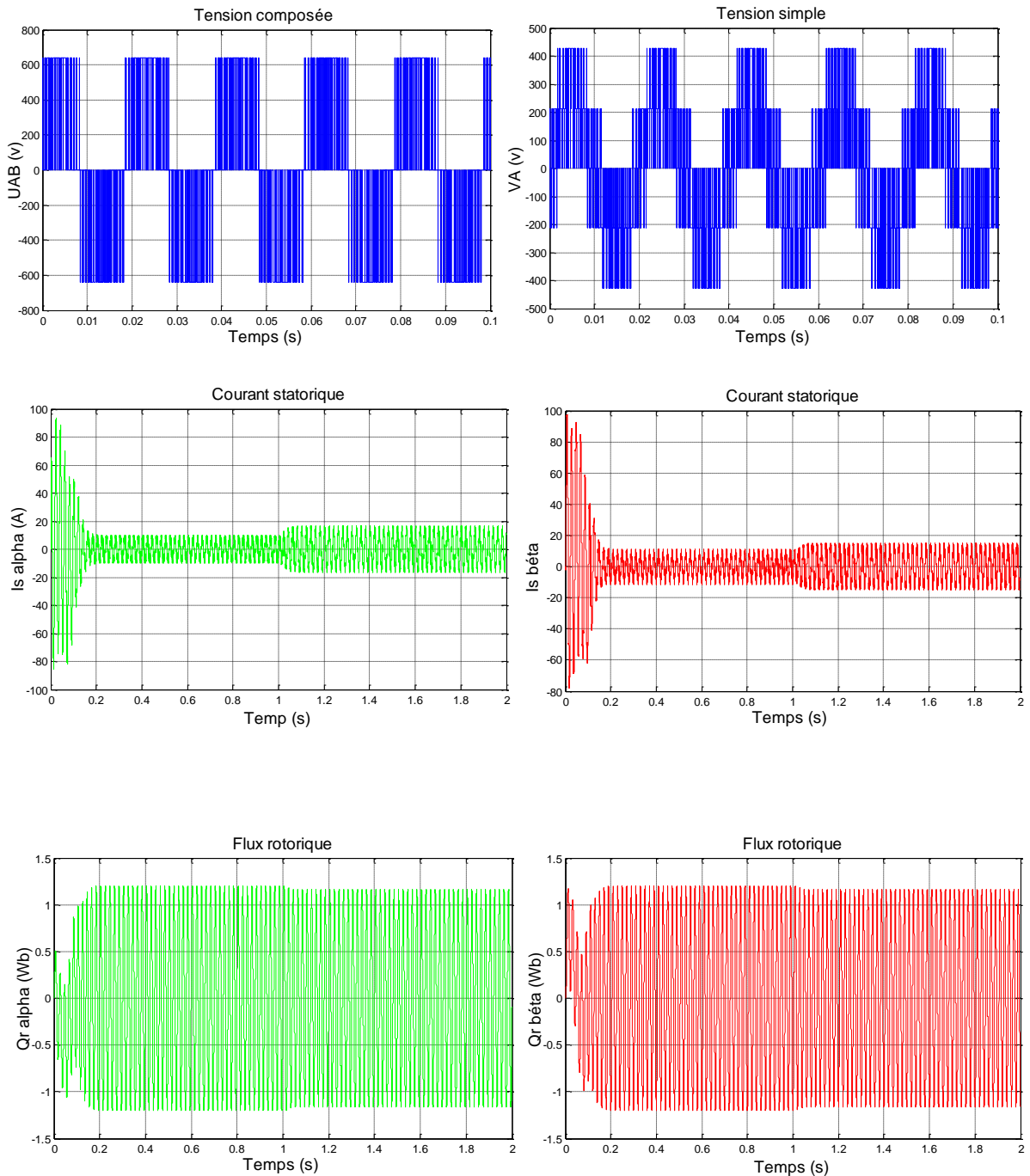
La figure (I.15) représente un schéma bloc de l'association Onduleur-MAS.



Figure(I.6) :Schéma bloc de la machine asynchrone alimenté par un onduleur à MLI.

I.9. RESULTATS DE SIMULATION :

Après un démarrage à vide, on a appliqué, sur notre machine, un couple de charge $C_r = 25 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1 \text{ s}$, et les résultats obtenus dans le repère (α, β) et le repère (d, q) sont représentés dans les figures (I-7) et (I-8):



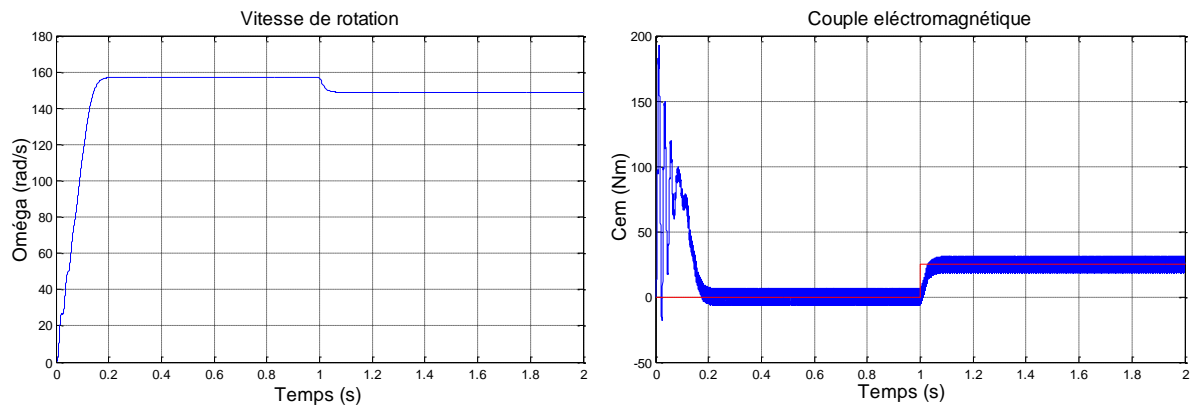


Figure (I.7) : Résultat de Simulation de la MAS dans le repère $(\alpha; \beta)$.

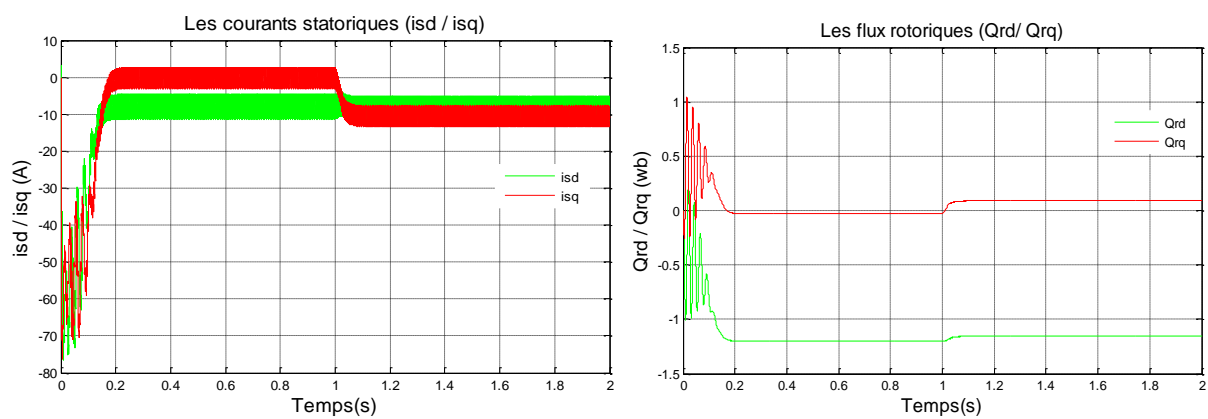


Figure (I-8) : Résultat de Simulation dans le repère $(d ; q)$

Interprétation des résultats de simulation :

La figure «Fig.I.7» représente les résultats de simulation du modèle de Park de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension qui possède une entrée de tension continue $U_c = 640\text{v}$, un coefficient de réglage unitaire $r = 1$, et un indice de modulation $m = 30$. La machine asynchrone est simulée avec une charge nominale après un démarrage à vide.

- Lors de démarrage, un fort appel du courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple. Ce couple atteint donc une valeur puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.
- La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.
- Les flux rotorique présentent des dépassements excessifs de faible amplitude dans la premier instant, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et ils ont obtenu une forme sinusoïdale d'amplitude constant.

CHAPITRE 2 :

Commande Scalaire

- L'introduction d'un couple de charge $C_r = 25 \text{ Nm}$ à l'instant $t = 1 \text{ sec}$ provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique d'une part et une absorption supplémentaire des courants statoriques de l'autre part.

La figure « fig.I-8 » représente les résultats de simulation dans le repère (d-q), la modèle de MAS simulée en charge après un démarrage à vide.

Les allures des caractéristiques des flux et des courants sont converties en grandeurs continues dans le repère synchrone (d-q), ce qui rend plus aisé l'étude et la réalisation d'une commande pour la machine asynchrone.

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.10. CONCLUSION :

Dans ce premier chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone et de l'onduleur alimenté en tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le repère (α, β) lié au stator.

Cette modélisation nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle et de vérifier que les simulations effectuées par logiciel «SIMULINK» sous MATLAB sont valables.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), ce qui génère des oscillations remarquables sur les courants et le couple.

Lors de la variation de la charge, la vitesse de la machine asynchrone est diminuée à sa valeur de référence, ce qui permet aussi de chercher des lois de commande pour compenser cette diminution.

II.1. INTRODUCTION :

Actuellement, la machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques, est la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, ou de hautes performances en couple sont requises. Cette omniprésence est due essentiellement à l'évolution technologique considérable, notamment en matière des composants de l'électronique de puissances permettant d'avoir des convertisseurs statiques, à commutation rapide et de puissance élevée, qui assurent une maniabilité accrue de l'alimentation des machines en ondes réglables en amplitude et en fréquence. En parallèle, l'apparition des processeurs numériques de signaux (DSP), de plus en plus performants, a rendu possible l'implantation, à moindres coûts, des lois de commande sophistiquées.[15]

Il existe plusieurs techniques de commande de la machine asynchrone à savoir : la commande scalaire , la commande vectorielle, la commande directe du couple...etc. Nous allons présenter, dans ce chapitre, la technique de la commande scalaire d'une machine asynchrone .

II.2. GENERALITE SUR LA COMMANDE SCALAIRE :

La commande scalaire est, la plus ancienne et la plus simple des lois de commande d'une machine asynchrone. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation.

Le principe de cette méthode est assez rustique. Il consiste à imposer aux bornes de l'induit de la machine, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation.

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant). Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendantes de la charge. Par contre dans l'alimentation en courant, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge.

La variation de la vitesse est obtenue par la variation de la pulsation statorique qui est générée directement par le régulateur. Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent[16].

II.3. COMPORTEMENT DE LA MAS EN RÉGIME PERMANENT : [14][17]

En étudions le comportement de la machine en régime permanent, pour alléger les notations, posons : $\bar{X} = \bar{X}_d + j\bar{X}_q$ (II.1)

En régime permanent et dans un repère lié au rotor, l'équation électrique rotorique s'écrit :

$$0 = R_r \bar{I}_r + j\omega_g L_r \bar{I}_r + j\omega_g M \bar{I}_s \quad (\text{II.2})$$

Où ω_g la pulsation des courant rotoriques.

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

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (\text{II.3})$$

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

$$\bar{I}_r = -\frac{jM\omega_g}{R_r + j\omega_g L_r} \bar{I}_s \quad (\text{II.4})$$

$$\bar{\phi}_s = L_s \frac{R_r + jL_r \sigma \omega_g}{R_r + jL_r \omega_g} \bar{I}_s \quad (\text{II.5})$$

D'où l'expression du courant statorique en fonction du module du flux statorique :

$$I_s = \frac{\bar{\Psi}_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega_g L_r}{R_r}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega_g \sigma L_r}{R_r}\right)^2}} \quad (\text{II.6})$$

Cette relation est la base des lois de commande à flux constant des machine alimentée en courant.

Rappelons qu'en régime sinusoïdal équilibré, la norme d'une grandeur triphasée X soit :

$$X = \hat{X} \begin{pmatrix} \cos \omega t \\ \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}. \quad (\text{II.7})$$

Que l'on peut encore représenter dans un repère (d, q) par :

$$\sqrt{X_d^2 + X_q^2} = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{X}. \quad (\text{II.8})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = pM(i_{rd}i_{sq} - i_{sd}i_{rq}) = pMIm(\bar{I}_s \cdot \bar{I}_r^*) \quad (\text{II.9})$$

Des relations précédentes, on en déduit :

$$C_{em} = 3p \left(\frac{M}{L_s}\right)^2 \Psi_{seff}^2 \frac{\omega_g}{R_r \left(1 + \left(\sigma \frac{L_r}{R_r} \omega_g\right)^2\right)} \quad (\text{II.10})$$

Lorsque le module du flux est constant, le couple ne dépend que de ω_g . La valeur du couple est fixée par ω_g et par le module du flux. En fonctionnant au flux nominal, pour un couple donné, on peut déterminer le glissement donnant le couple maximal pour lequel la réactance de fuite et la résistance rotorique sont égales :

$$C_{em_{max}} = 3p \left(\frac{M}{L_s}\right)^2 \Psi_{seff}^2 \frac{1}{2\sigma L_r} \quad (\text{II.11})$$

$$\text{Pour } \omega_{g_{max}} = \frac{R_r}{\sigma L_r} \quad (\text{II.12})$$

Si le glissement est faible, on peut écrire :

$$C_{em} = \alpha (\Psi_s)^2 \omega_g \quad (\text{II.13})$$

ω_g Permet donc de régler le couple.

En régime permanent et dans un repère lié au stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s L_m \bar{I}_r \quad (\text{II.14})$$

$$\text{D'où } \bar{V}_s = \frac{R_s}{1 + j \frac{L_r \omega_g}{R_r}} \left[\left(1 - \sigma \frac{L_s L_r}{R_s R_r} \omega_g \omega_s\right) + j \left(\frac{L_r}{R_r} \omega_g + \frac{L_s}{R_s} \omega_s\right) \right] \bar{I}_s \quad (\text{II.15})$$

En reportant II.6 dans II.15, la tension statorique doit suivre la loi suivante :

$$V_s = \Psi_s^* \frac{R_s}{L_s} \sqrt{\frac{(1-\sigma)T_s T_r \omega_g \omega_s)^2 + (T_r \omega_g + T_s \omega_s)^2}{1 + (\sigma \omega_g T_r)^2}} \quad (\text{II.16})$$

Cette relation est la base des lois de commande permettant le contrôle du module du flux, donc deux modes de commande sont possibles :

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

II.4. ALIMENTATION EN TENSION :

La 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.

$$\text{- Si la pulsation rotorique est très faible, alors : } V_s = \Psi_s^* \omega_s \sqrt{\left(1 + \frac{R_s}{\omega_s L_s}\right)^2} \quad (\text{II.17})$$

$$\text{- Si, de plus, } R_s \text{ est négligeable, alors : } V_s = \Psi_s^* \omega_s \quad (\text{II.18})$$

Ce qui caractérise une loi en $\frac{V_s}{f_e} = cst.$

Si la fréquence statorique diminue, les réactances de fuite décroissent. Par contre les résistances demeurent à peu près constantes. Le terme $R_s I_s$ n'est pas négligeable. Une régulation en V_s/f_e conduirait à de fortes variations de flux. Les pertes statoriques doivent être compensées par une ΔV_s par rapport à $\Psi_s^* \omega_s$.

Ces lois simplifiées ne suffisent donc pas à réguler le flux pour les faibles valeurs de ω_s et les forts glissements. On ajoute souvent un terme correctif pour prendre en compte la pulsation rotorique :

$$V_s = y_s^* (\omega_e + k \omega_g) \quad \text{avec} \quad k = \frac{R_s L_r}{R_s L_s} \quad (\text{II.19})$$

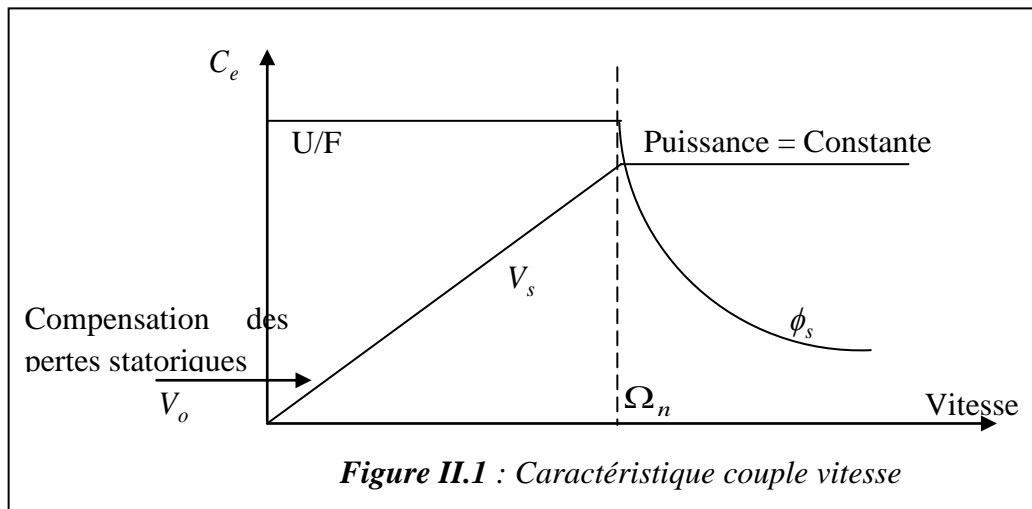
Pour améliorer le comportement à basse fréquence, on peut utiliser :

$$V_s = y_s^* \left(\omega_e \sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega_e L_s}\right)^2} + k \omega_g \right) \quad \text{avec} \quad k = \frac{R_s L_r}{R_s L_s} \quad (\text{II.20})$$

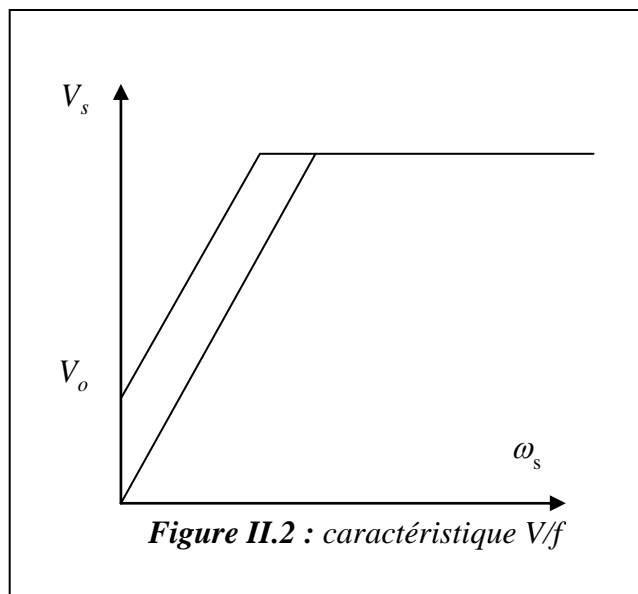
II.5. CONTRÔLE EN V/f DE LA MACHINE ASYNCHRONE : [4]

Son principe est de maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une

diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_n$ de la Figure II.1).



À basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 (Figure II.2).



La structure du contrôle en $\frac{V}{F}$ est donné par la figure II.3.

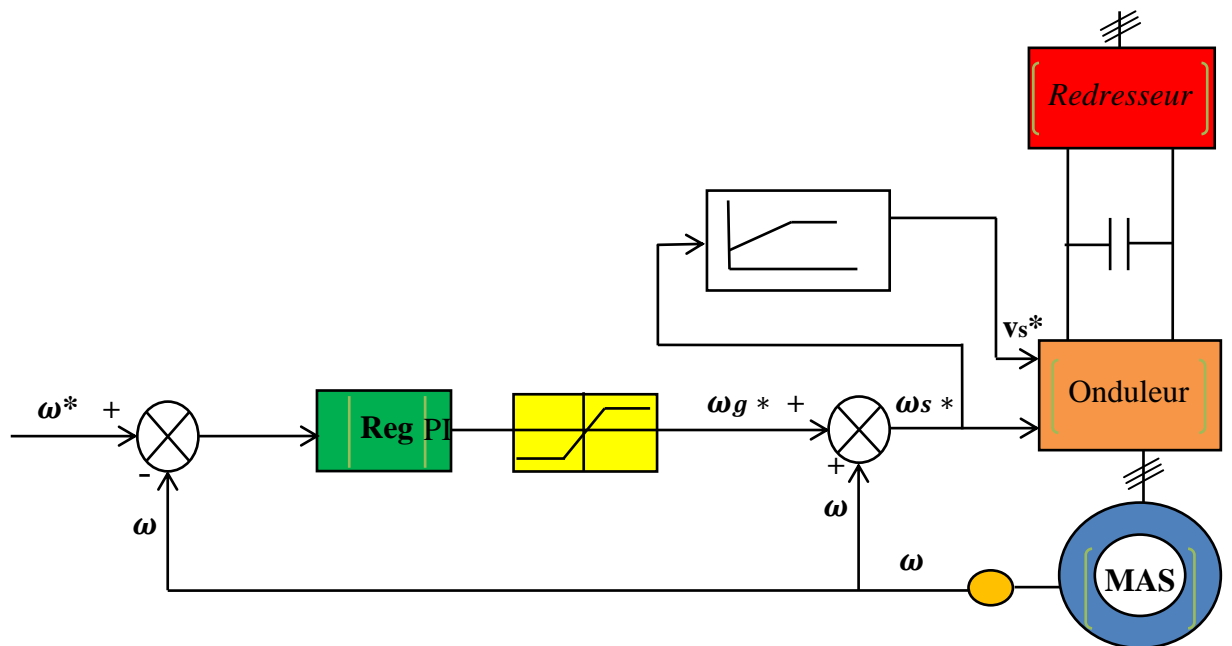


Figure II. 1: Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f .

II.6. SIMULATION DE LE COMMANDE SCALAIRE DE LA MAS :

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, 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.

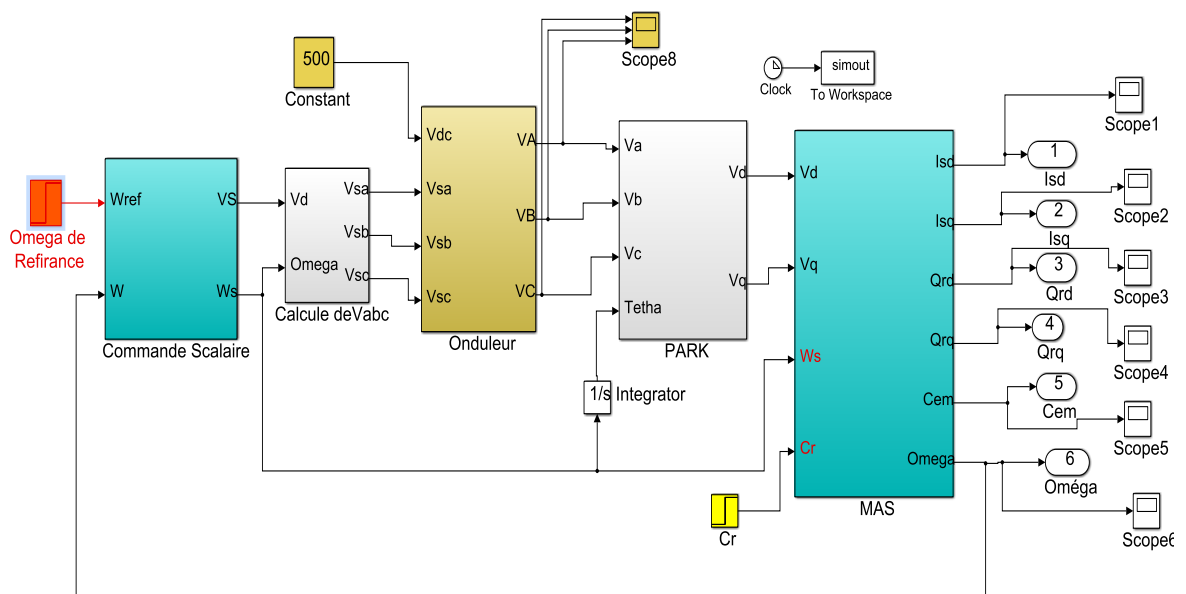


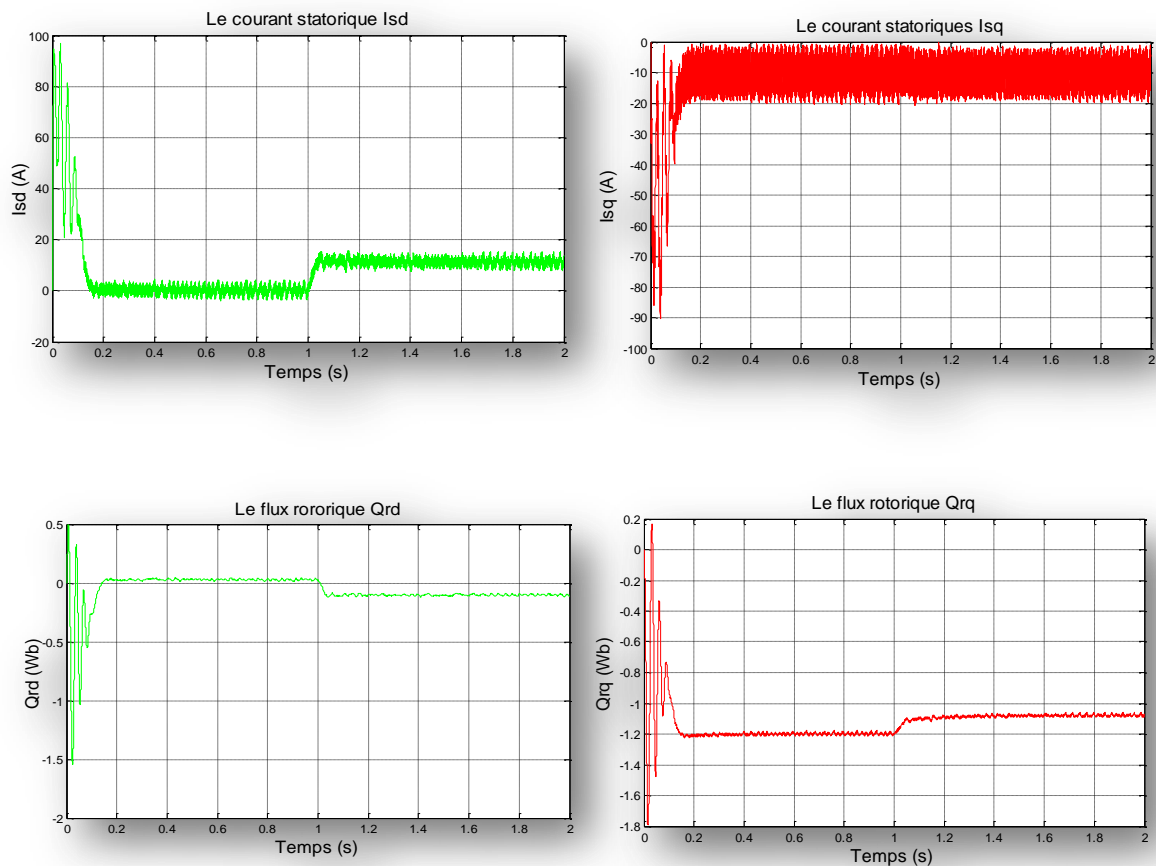
Figure II.4: Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire de la machine asynchrone.

II.8.RESULTATS DE SIMULATION :

Pour valider expérimentalement notre algorithme de commande dans l'environnement Matlab/Simulink. Nous avons simulée la machine asynchrone pilotée par un contrôle scalaire et alimentée par un onduleur de tension à MLI. La simulation est faite en plusieurs mode de fonctionnement à savoir : à vide, en charge, et avec la variation de la vitesse de rotation.

II.8.1. Essai en charge nominale après un démarrage à vide :

Après une seconde du démarrage à vide, nous introduisons un couple de charge nominale de $25N.m$. les résultats de simulation sont donnés en *figure III.5*:



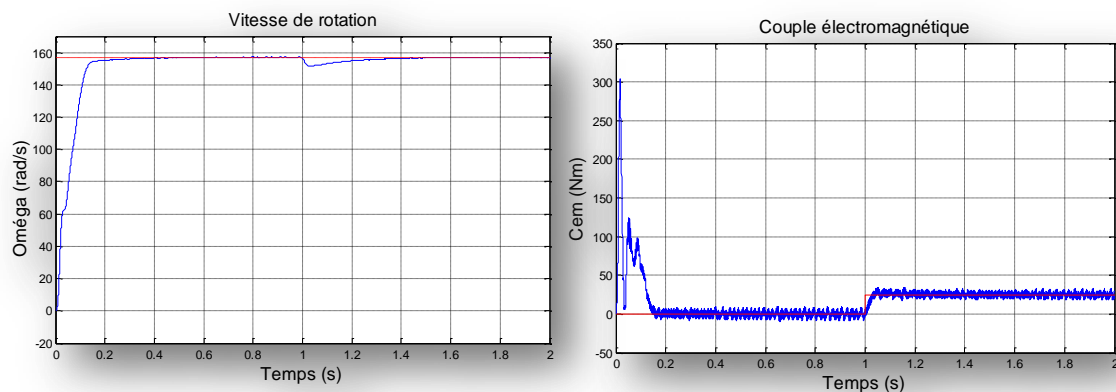


Figure II. 5: Essai en charge nominale après un démarrage à vide

Interprétation des résultats :

La figure (4.12) représente la simulation d'un démarrage de la machine à vide, et après l'établissement du régime permanent (à $t=1$ s) on applique une charge de couple résistant de valeur 25 N.m.

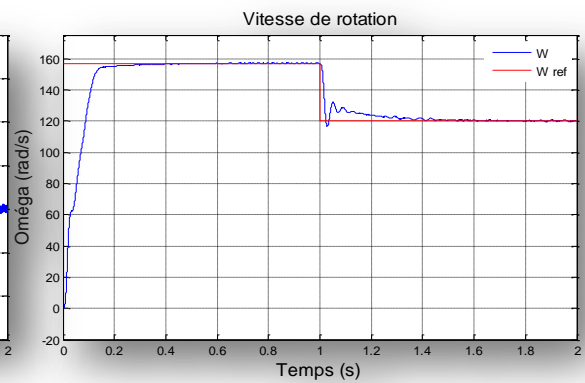
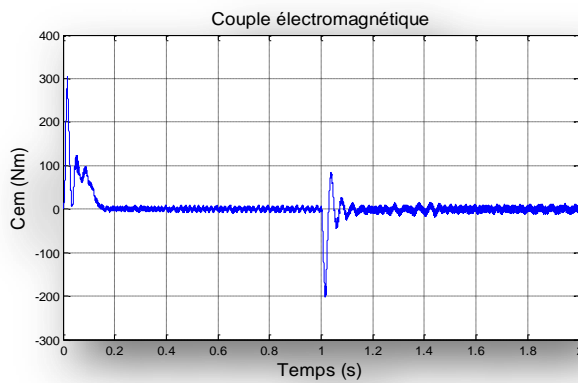
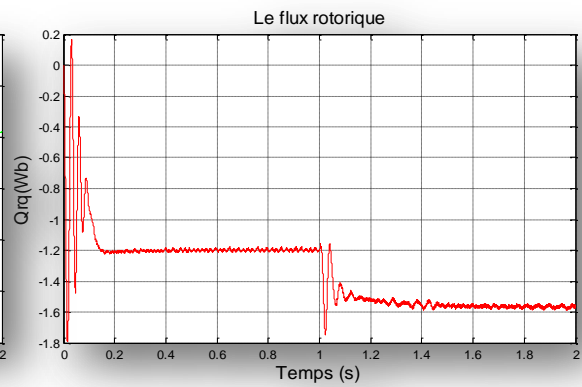
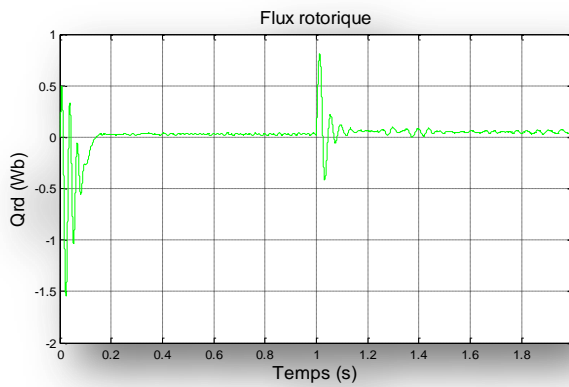
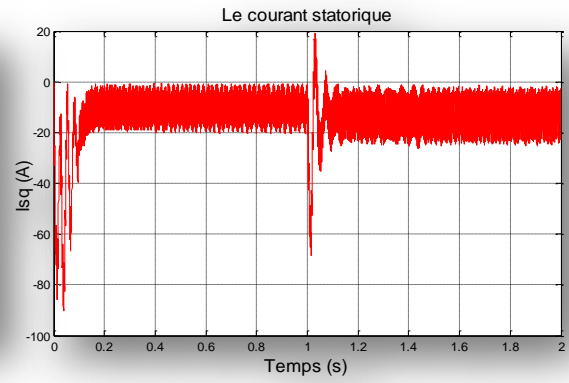
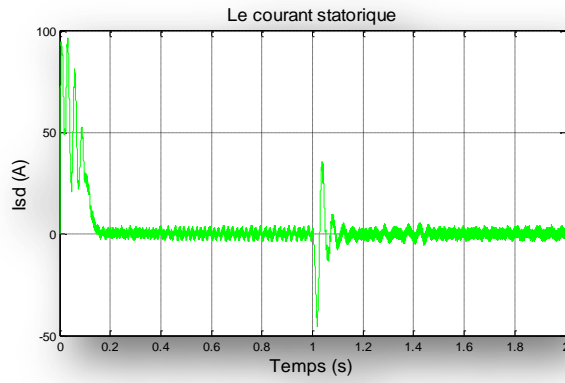
Après un régime transitoire de 0.2 seconde, la vitesse de rotation s'élève à sa valeur de référence 157 rad/s.

un fort appel du courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple de démarrage. puis il se diminue jusqu'à une valeur presque nulle puisque la machine est à vide et elle tourne avec une vitesse proche à la vitesse de synchronisme. Le couple électromagnétique atteint donc une valeur puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle (l'image du courant) en régime permanent à vide.

L'introduction du couple de charge 25N.m, à l'instant $t=1$ seconde, diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le couple électromagnétique augmente jusqu'à 25N.m. Le flux est affecté par la variation du couple, c'est l'effet du couplage couple –flux.

II.8.1. Essai avec la variation de vitesse :

La figure (II.6) expose les résultats de simulation lors de la variation de vitesse de la machine asynchrone (2 consignes 157-120 rad/s et 3 consignes 157-120-150 rad/s).



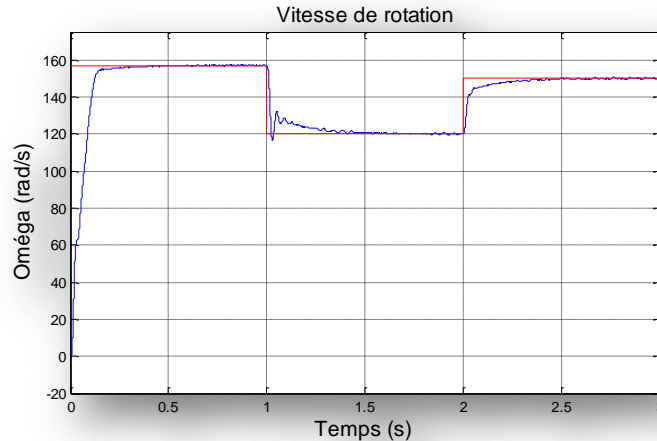


Figure II. 6: Résultats de Simulation avec la variation de vitesse de référence .

Interprétation des résultats :

Nous appliquons sur notre moteur plusieurs consignes de vitesse (157, 120, 150 rad/s), nous remarquons que la vitesse suit à chaque fois sa consigne imposée avec des indices de performance très acceptés (un court temps de réponse 0.2s et sans dépassement).

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

II.9. CONCLUSION :

Dans ce chapitre on a présenté la commande scalaire de la machine asynchrone alimentée par une source de tension telle que le rapport (V/f) est constant.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables.

Pour des performances moyennes et pour les fonctionnements en survitesse, on fait appel de préférence au contrôle scalaire.

CHAPITRE 3 :

Implémentation de la Commande Scalair

III.1 INTRODUCTION :

Dans ce chapitre, nous procédons à la mise en œuvre de la commande scalaire de la machine asynchrone sur un banc d'essai ; l'objectif est la validation expérimentale de l'algorithme décrit dans le chapitre précédent. Un test de variation de la vitesse de rotation, deux consignes successives et trois consignes successives, sera effectué.

La commande scalaire élaborés sous SIMULINK peuvent directement s'implanter sur la carte STM32F407, grâce au logiciel *Waijung*. Dès que l'algorithme est chargé dans la carte STM32F407, l'application s'exécute en temps réel. La carte de commande reçoit la mesure de vitesse à travers une génératrice tachymètre (signal analogique); le convertisseur analogique – numérique doit le convertir en signal numérique; puis le transmettre vers le processeur qui permet de générer, à l'onduleur, les signaux de commande convenables aux références imposées. Ce dernier engendre les tension d'alimentation de référence pour la machine asynchrone.

III.2 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI :

La figure III-1 montre le dispositif expérimental mis en œuvre disponible

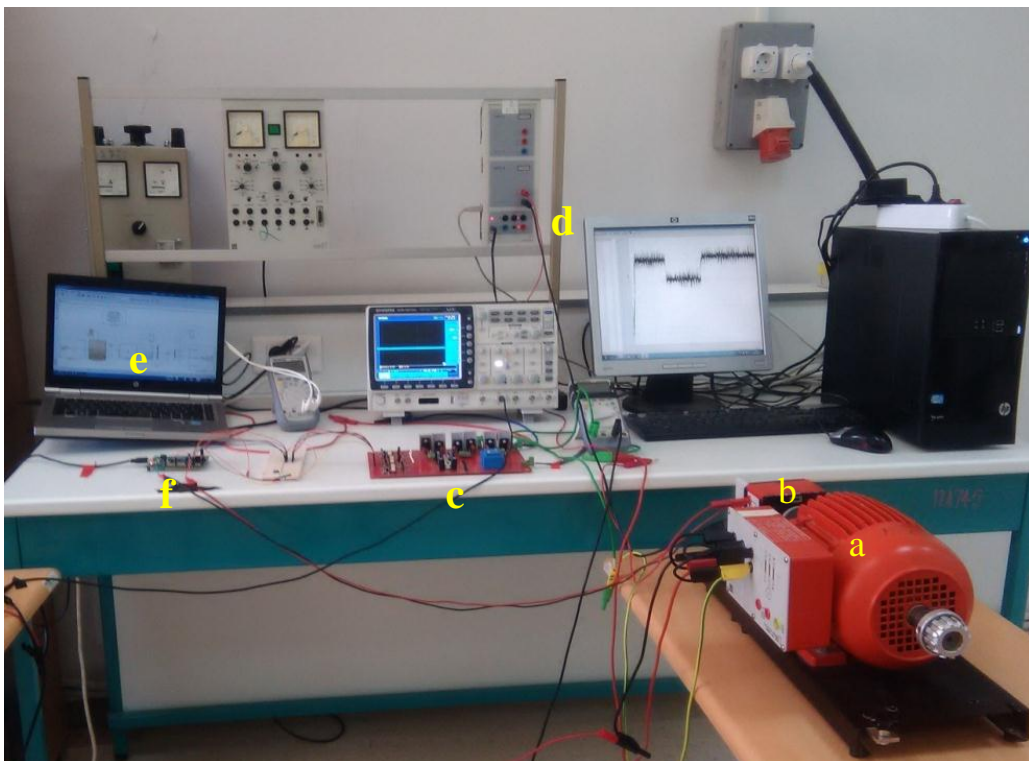


Figure III.1 : Banc d'essai expérimental.

La structure du banc expérimental est constituée par :

(a) : Une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil d'une puissance de 0.9 kW. La plaque signalétique de la machine ainsi que les paramètres identifiés utilisés sont donnés ci-après.

Les caractéristiques de la machine asynchrone utilisée sont les suivantes :

Puissance nominale	0.9KW
Tension nominale	380v
Cos φ	0.7
Fréquence	50Hz
Courant nominal	2.6A
Vitesse de rotation	1420 tr/min
Nombre de paires de pôles	2
Couplage	Triangle Δ

Tableau III.1 : Plaque signalétique de moteur.

Les paramètres identifiés de la machine asynchrone utilisée sont :

R_s	21.71 Ω
L_s	1.04H
R_r'	15.3 Ω
L_r'	1.06 H
M	0.98 H
J	0.0033 Kg.m ²
f_r	4.2214 $\times 10^{-4}$ Nm.s / rad

Tableau III.2 : Paramètres identifiés de la MAS

(b) : Un tachymètre (capteur de vitesse)qui délivre une tension continue et il est étalonné sur :

$$1Vdc \longrightarrow 1000 \text{ tr/mn}$$

(c) : Un onduleur de tension triphasé de puissance 2 KW , à base d'un transistor à effet de champ à grille métal-oxyde MOSFET de référence **IRFP 460**.

(d) :Un PC avec un module de CASSYLAB qui contient des capteurs et qui permet d'enregistrer les grandeurs mesurées sous forme de données (data), et les tracer leurs allures. Le nombre des points a acquis est limité à 16000, avec un pas de $10 \mu s$.

(e) :Un PC pour construire notre algorithme (contrôle scalaire) qui contient plusieurs logiciels

- Matlab /Simulink : c'est la plateforme du programme.
- Waijung :
- ST-LINK :Keil

(f) :La carte STM32F4Discovery

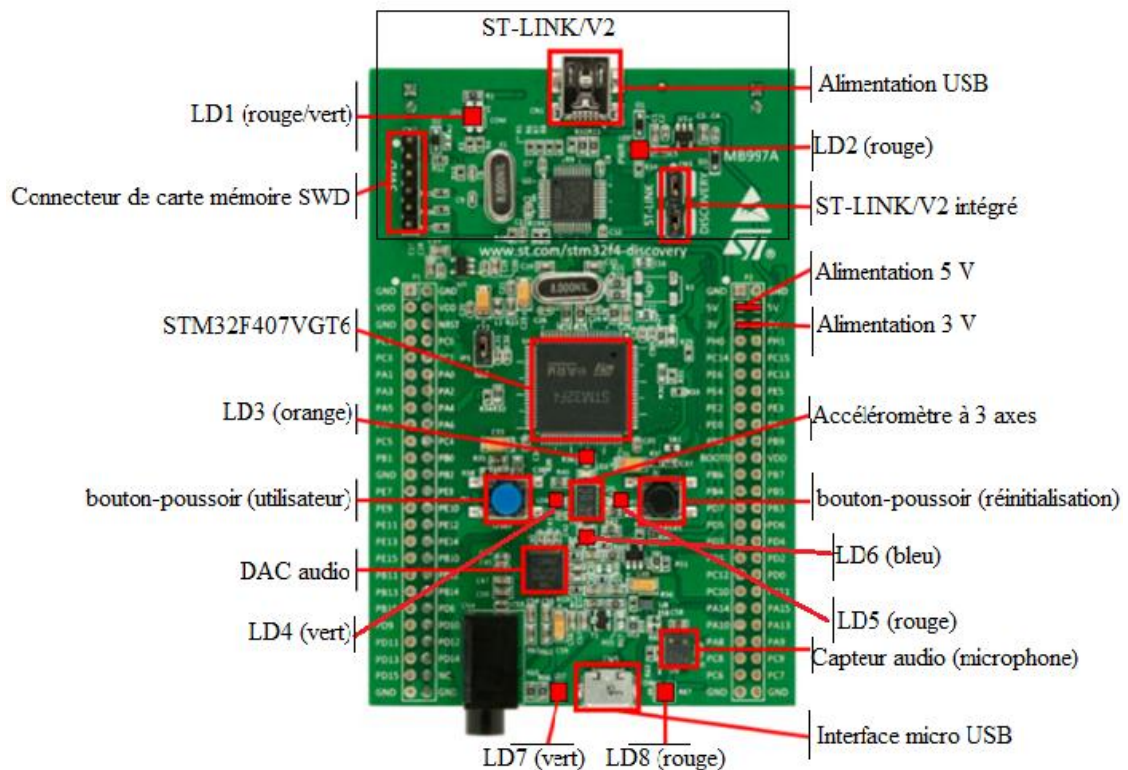


Figure III.2 : Carte de développement STM32F407.

Elle permet aux utilisateurs de développer facilement des applications avec un microcontrôleur haute performance STM32F4 muni d'un processeur ARM Cortex-M4 32bits. Elle inclut tout ce qui est nécessaire pour les débutants ou pour les utilisateurs expérimentés pour commencer rapidement à effectuer des développements.

Peu coûteuse et facile à utiliser, la carte STM32F4Discovery aide à découvrir les fonctionnalités haute performance du microcontrôleur STM32F4 et à développer facilement des applications.

La carte STM32F4Discovery offre les caractéristiques suivantes :

- Un microcontrôleur STM32F407VGT6 avec processeur ARM Cortex-M4 32 bits doté de :
 - une mémoire Flash de 1 Mo,
 - une mémoire vive de 192 Ko,
 - une FPU,
- Un ST-LINK/V2 intégré.
- Alimentation de la carte :
 - par bus USB,
 - par alimentation externe : 3 V ou 5 V.
- Un accéléromètre à 3 axes ST MEMS LIS3DSH,
- Un capteur audio (microphone) digital omnidirectionnel ST MEMS MP45DT02.
- Un DAC audio avec haut-parleur de classe D intégré.
- Huit LEDs :
 - LD1 (rouge/vert) pour la communication USB,
 - LD2 (rouge) pour la mise sous tension 3.3 V,
 - Quatre LEDs Utilisateur : LD3 (orange), LD4 (vert), LD5 (rouge) et LD6 (bleu),
 - 2 LEDs USB OTG (USB On-The-Go) :
 - LD7 (vert) VBUS,
 - LD8 (rouge) surintensité.
- Deux boutons-poussoirs (utilisateur et réinitialisation).
- Interface USB OTG avec connecteur micro-AB.
- En-têtes d'extension pour les E/S pour une connexion rapide à la carte [18].

III.3 CONCEPTION D'ALGORITHME DE COMMANDE SCALAIRE :

III.3.1 Structure générale du programme :

Lorsque nous volons programmer notre carte de développement STM32F407, nous insérons le bloc obligatoire **Target Setup** qui nous permet de définir les paramètres essentiels au communication avec la carte de développement. Nous sommes obligés de bien connaître la nature des entrées et des sorties de notre programme, numérique ou analogique. Pour une entrée numérique nous utilisons le bloc **Digital input** et pour une entrée analogique nous utilisons le bloc du convertisseur analogique numérique **ADC**. La même chose pour les sorties, le bloc **Digital output** est réservé aux sorties numériques et le bloc du convertisseur numérique analogique **DAC** pour les sorties analogiques.

Nous trouvons dans la bibliothèque de notre carte deux sorties MLI **Basic PWM** et **Advanced PWM** ce qui facilite la commande des convertisseurs de puissance à MLI (redresseurs, hacheurs, onduleurs...).

Nous avons besoin pour le contrôle scalaire, un convertisseur analogique numérique **ADC** pour convertir le signal analogique de la vitesse de rotation en signal numérique, et une sortie MLI **PWM Advanced** pour générer les signaux de commande à l'onduleur. Nous oublions pas le bloc obligatoire **Target Setup** pour déterminer le type de la carte de commande, le type de compilateur et les autres paramètres essentiels au communication avec la carte. La figure (III.3) montre la structure générale du programme de contrôle scalaire pour la machine asynchrone.

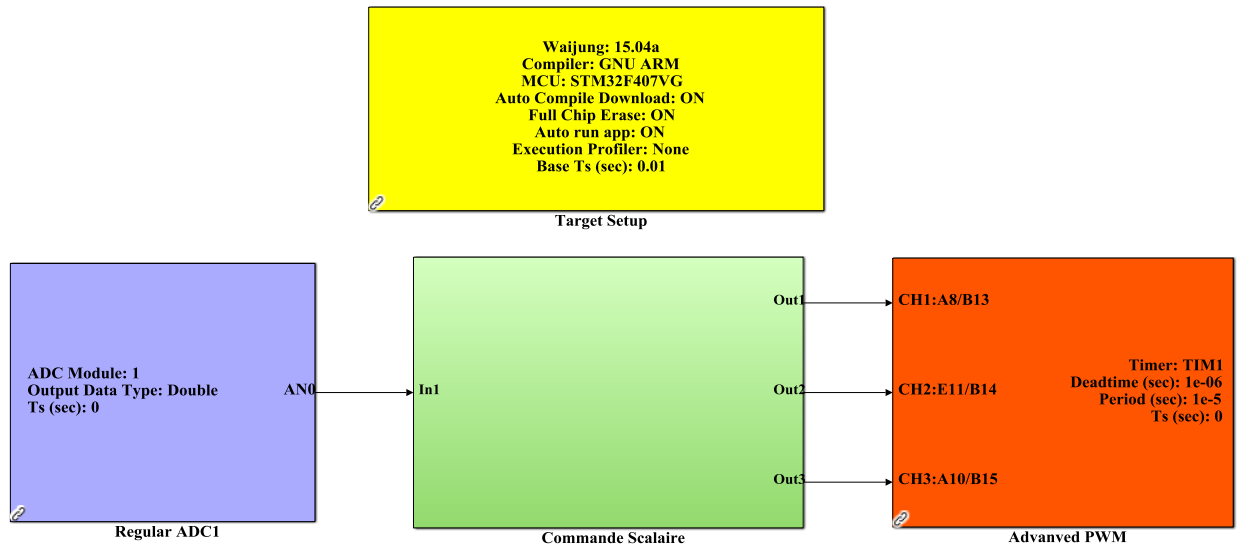


Figure III.3 : Structure générale du programme.

III.3.2 Structure détaillée du programme :

Notre algorithme de commande est divisé en deux phases :

Commande en boucle ouverte : Nous imposons sur le moteur la fréquence de synchronisme 50 Hz avec des tensions de références d'amplitude de $\frac{V_{dc}}{2}$ pendant 10 secondes. Nous utilisons pour cette consigné le bloc Matlab Function (voir l'annexe B).

Commande en boucle fermée : Nous reconstituons la pulsation statorique à partir de la vitesse de rotation et la pulsation des courants rotorique. Cette dernière qui est l'image du couple électromagnétique de la machine est issue du régulateur de vitesse. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en $\frac{V}{f} = cte$ de la machine. Figure (III.4).

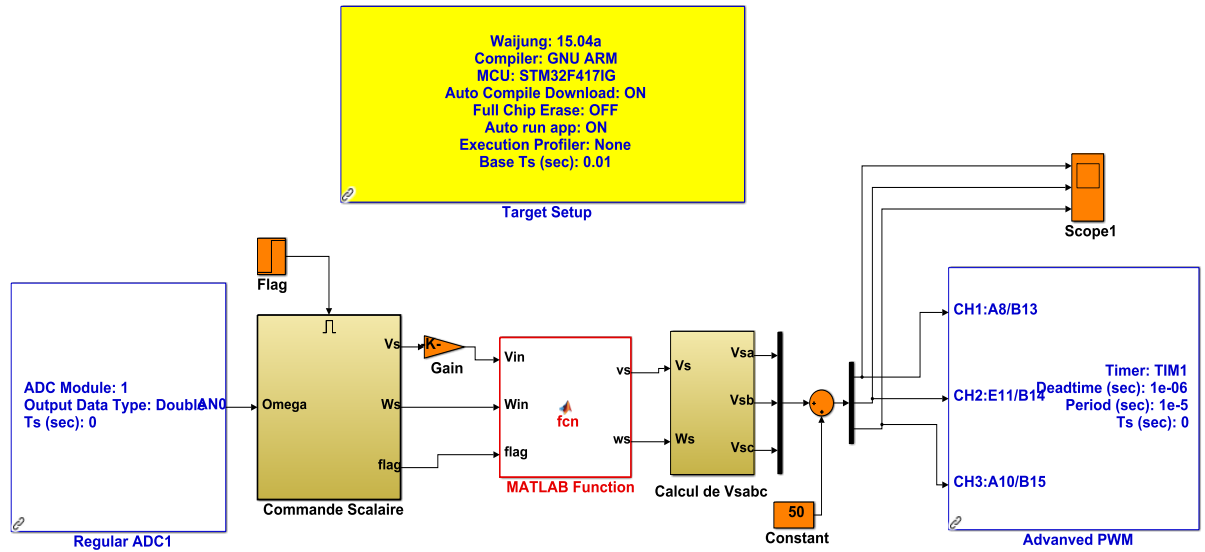


Figure III.4 : Structure détaillée du programme.

III.4 RESULTATS EXPERIMENTAUX :

Nous avons imposés plusieurs consignéés sur notre moteur asynchrone, qui est alimenté par un onduleur de tension possédant une tension d'entrée continue $V_{dc}=200\text{ V}$, et un signal de commande à MLI de fréquence 20 KHz et un temps mort de $1\ \mu\text{s}$.

III.4.1 Test en boucle ouverte :

Le moteur est alimenté par l'onduleur délivrant une tension de fréquence de synchronisme 50 Hz. Après un régime transitoire, la vitesse est proche au vitesse de synchronisme 1480 tr/mn (Figure III.7).

Le courant I_a est de forme sinusoïdale et sous l'effet de la commutation généré par la technique MLI, et de valeur efficace 0.41 A (figure III.5).

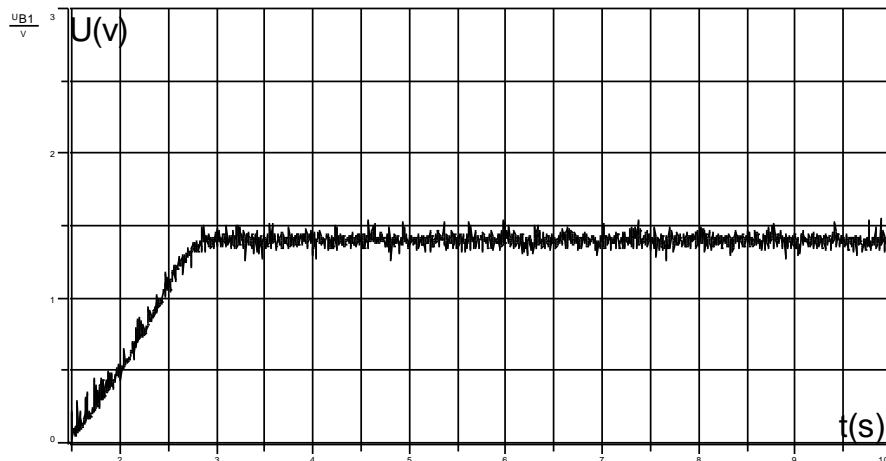


Figure III.5 : Test en boucle ouverte.

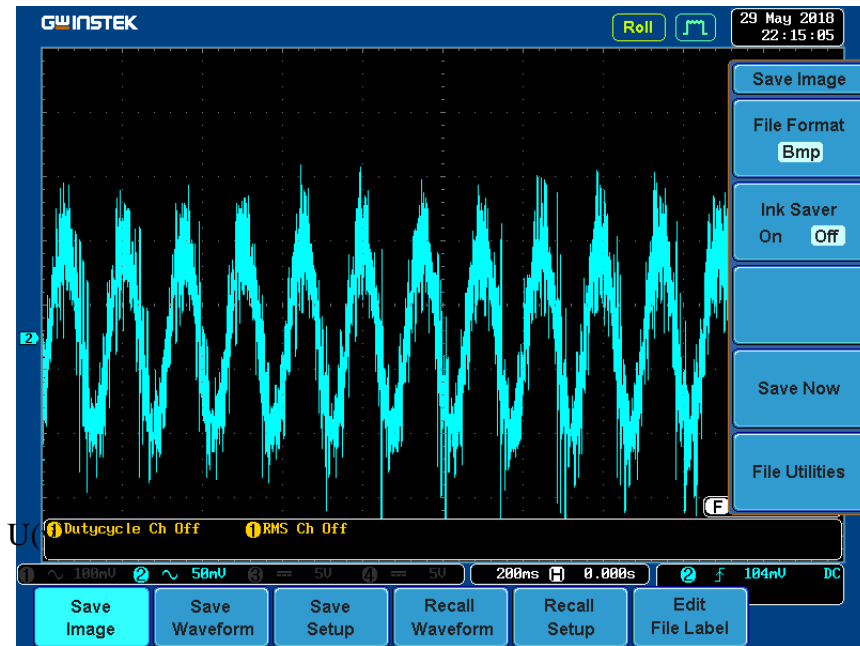


Figure III.6 :Le courant statorique(Image).

III.4.2 Test en boucle fermée :

Après le test en boucle ouverte , et à l’instant $t=10$ seconde, nous appliquons sur le moteur une consignée de vitesse de 500 tr/mn. Nous remarquons que la courbe de vitesse suit exactement sa vitesse de référence avec un temps de réponse très court , ce qui montre l’efficacité du notre régulateur PI et par conséquent le contrôle scalaire (Figure III.6).

Ainsi le courant I_a se stabilise à une valeur efficace de 1.41 A, avec une forme sinusoïdale et moins du bruit (figure III.8).

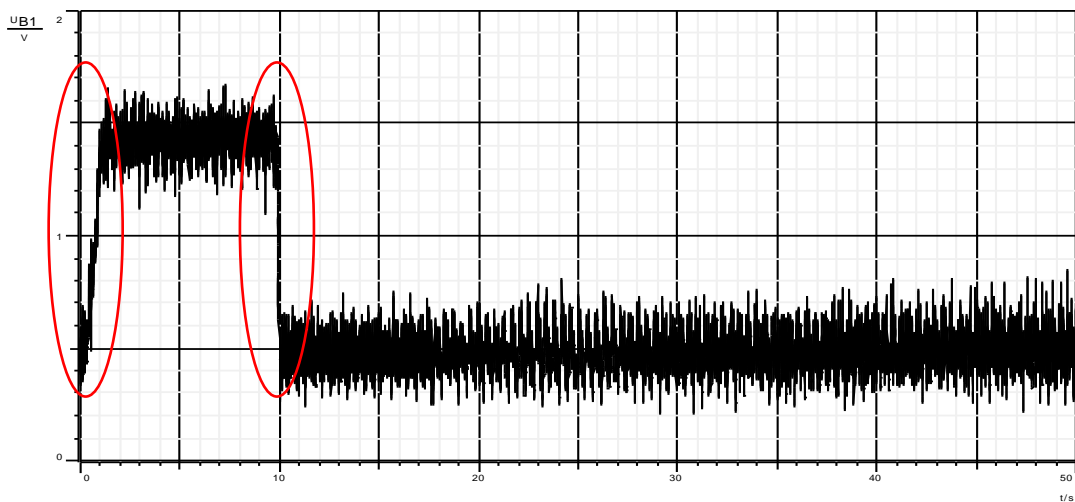


Figure III.7 : Test en boucle fermée.

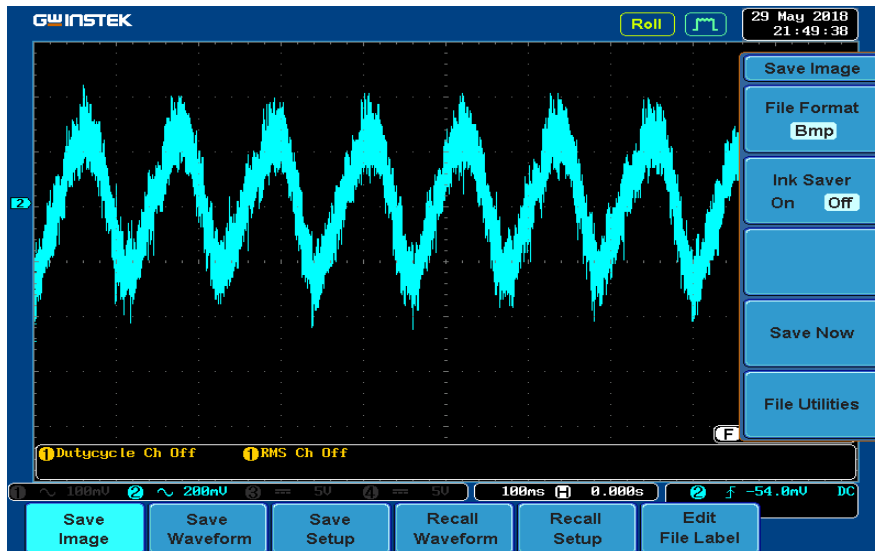


Figure III.8 :Le courant statorique(Image).

III.4.3 Test en boucle fermée à deux consignes successives :

Nous imposons sur notre moteur une vitesse de référence de 1000 tr/mn à l’instant $t = 10$ seconde, après un démarrage en boucle ouverte à 50 Hz, puis nous appliquons une deuxième référence de 1450 tr/mn(Figure III.7).

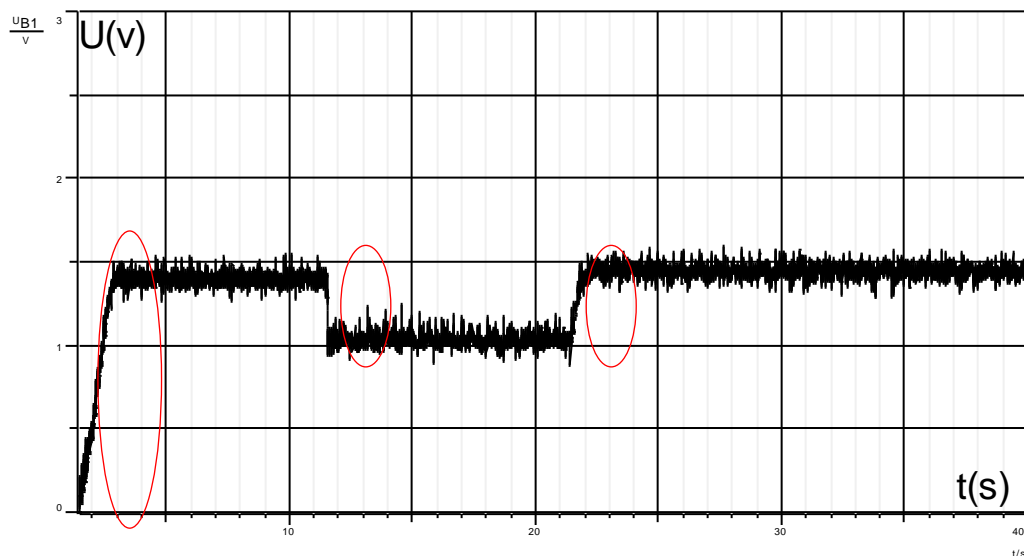


Figure III.9 : Test en boucle fermée à deux consignes successives.

Le résultat obtenu montre bien l’efficacité du contrôle scalaire vis-à-vis au variation de la vitesse ce qui est traduisé par un suivi parfaitement aux notre consignes, avec des temps de réponses très acceptés.

CONCLUSION GÉNÉRALE

III.5 CONCLUSION :

L'objectif principale de ce chapitre est la validation expérimentale de la commande scalaire pour un moteur asynchrone. Nous donnons premièrement 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 son cœur, la carte de développement STM32F407.

Déguisement, nous exposons la méthodologie suivi pour implanter notre algorithme (contrôle scalaire) sur la carte de développement. Finalement nous présentons les résultats expérimentaux du contrôle scalaire, appliqué sur le moteur asynchrone qui sont satisfaisants et identiques aux résultats simulation, ce qui montre bien l'efficacité de ce algorithme pour ces tests et qui laissez-le très répandu dans la plupart des variateurs de vitesse.

Le travail effectué dans ce mémoire propose la méthodologie d'implémentation d'un algorithme de commande scalaire d'une machine asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension commandé en MLI.

Pour parvenir à ces objectifs, on a donc commencé en première partie par la présentation du modèle mathématique de la machine asynchrone en vue de sa commande. Ensuite est d'effectuer le modèle de l'onduleur de tension. A la suite de ce travail nous avons effectué la simulation du modèle de la MAS-Onduleur dans les deux repères, lié au stator ($\alpha \beta$), et lié au champ tournant($d q$).

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande scalaire, Elle est basée sur le modèle en régime permanent telle que le rapport (V/f) est constant. Elle permet d'atteindre des performances remarquables en pratique, la simulation de commande est validé dans le repère ($d q$).

Finalement, le dernier chapitre a été consacré pour faire l'implémentation de la commande scalaire du moteur asynchrone en boucle fermée avec un capteur de vitesse. La commande est validé expérimentalement sur un banc d'essai à l'aide de la carte STM 32F407 . Les résultats expérimentaux et les simulations sont presque identiques et sont suffisantes.

BIBLIOGRAPHIES

- [1] **Felipe CORCOLES** « Analysis of the Induction Machine Parameter Identification », IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION JUNE 2002.
- [2] **J.P.HAUTIER et G.P.CARON**, « *Modélisation et commande de la machine asynchrone* », publié chez technip en 1995.
- [3] **L. BAGLI**, « *Modélisation et commande de la machine asynchrone* » IUFM de Lorraine-UHP 2005.
- [4] **DAMIEN De BENEDITTIS**, « *Etude et modèle électromagnétique de la machine asynchrone pour alternateur-démarrreur* », thèse de doctorat, institut polytechnique de Grenoble, 2002.
- [5] **Dalila SATOR-NAMANE**, « *Machines à courant alternatif* », Ecole nationale polytechnique d'Alger, 2010.
- [6] **A. HADJ DIDA**, « *Développement d'une commande numérique d'un moteur à induction* » Mémoire de Magister, Université Mohamed Boudiaf d'Oran. 2012.
- [7] **B.N. MOBARAKEH**, « *Commande vectorielle sans capteur mécanique des MSAP* », Thèse de doctorat, INPL, LORRAINE. 2001.
- [8] **A. BENSEGHIR et S. AMIRI**, « *Commande prédictive d'une machine asynchrone* », mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, Juillet 2004.
- [9] **Nait, M, S** « *Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage d'écureuil : Robustesse Contre les Dérives Paramétrique, Amélioration des Performances énergétiques* », Thèse de doctorat d'état, université de Batna 1999.
- [10] **Patrick BRUNET**, « *Introduction à la Commande vectorielle des machines asynchrones* » LTEG Henri Brisson.
bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire », Thèse Doctorat De l'INPT Toulouse 2002.
- [11] **Ségier GUY** « *Electronique de puissance les fonction de bases et leurs principales applications* », DUNOD , Paris, 1999.
- [12] **Fateh BERROUBI et Walid KHARCHI** « *Techniques de commande d'un onduleur à MLI associé à une machine à induction* », mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique M'sila, 2006.
- [13] **G.STURTZER ,E. SMIGIEL**, « *Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés, commande vectorielle des moteurs synchrones , commande numérique par contrôle DSP* », Edition Ellipses, Paris 2000.

BIBLIOGRAPHIES

- [14] **G.GRELLET, G.CLERE**, « *Actionneurs électriques, principes modèles commande* », Edition Eryolles, Parise2000.
- [15] **Hamid CHAIKHY**, « *Contribution au développement et a l' implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrones* », Thèse de doctorat, université HASSAN II-CASABLANCA, 2013.
- [16] **E. NELSON et P.WATCHOU**, « *Contrôle en V/F d'une machine asynchrone* », Rapport de stage, l'université de Montpellier, 2015-2016.
- [17] **G. CLARC**, « *Commande scalaire des machines à courant alternatif* », Cour.
- [18] **C. HEMDANI**, « *Systèmes embarqués avec les microcontrôleurs STM32* », Support de cours.

ANNEXES

Annexe [A] :

Paramètres de la machine asynchrone utilisée en simulation :

$$R_s = 1.2$$

$$R_r = 1.8$$

$$L_r = 0.156$$

$$L_s = 0.1554$$

$$P = 2$$

$$M = 0.15$$

$$J = 0.07$$

$$F = 0$$

Annexe [B] :

Matlab Function :

```
function [vs,ws] = fcn(Vin,Win,flag)
    if (flag == 0)
        vs = 48;
        ws = 48 * 2 * pi;
    else
        vs = Vin;
        ws = Win;
    end
end.
```

Résumé :

Ce travail présente une implémentation de la commande scalaire pour une machine asynchrone triphasé , le modèle de la machine est écrit dans un repère lié au champ tournant (d,q) qui convient pour ce type de commande . Ainsi l'onduleur triphasé est piloté par la technique MLI qui permet d'obtenir une tension acceptable au leur sortie. La commande scalaire avec le contrôle de pulsation de glissement ωg , est simulée dans l'environnement Matlab Simulink, et elle est validé expérimentalement sur un banc d'essai au niveau du laboratoire de génie électrique avec la carte STM 32F407 . Les résultats expérimentaux et les simulation sont presque identiques et sont suffisantes pour notre projet.

Mots Clés :

Carte de développement STM32F407, Commande scalaire, Implémentation, Machine asynchrone.

ملخص :

هذا العمل هو تجسيد للتحكم السلمي في آلة كهربائية غير متزامنة ثلاثية الطور ، قمنا بكتابة نموذج للآلة في معلم منسوب إلى الحقل الدوار (dq) والمناسب لهذا النوع من التحكم، كذلك تحكما في المموج ثلاثي الطور عن طريق تقنية تعديل عرض النبضة والتي سمحت لنا بإعطاء توترا مقبولا في مخرجه ، ثم قمنا بمحاكاة التحكم السلمي عن طريق التحكم في نبض الانزلاق في الوسط وتأكدنا من صحته تطبيقيا في منصة اختبار على مستوى مخبر الهندسة الكهربائية بواسطة المتحكم STM32F407 حيث كانت نتائج المحاكاة والنتائج التطبيقية شبه متماثلة وكافية بالنسبة لمشروعنا.

كلمات مفتاحيه :

بطاقة STM32F407, تحكم سلمي, تطبيق, آلة غير متزامنة.