

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

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

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

# Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : ELECTRONIQUE

Spécialité : INDUSTRIE ELECTRONIQUE

Par

- MAAOUCHE Amer
- HEDROUG Bachir

Intitulé

## Commande vectorielle d'une machine électrique asynchrone triphasé

Évalué le : ...../09/2021

Par la commission d'évaluation composée de :

Nom & Prénom	Grade	Qualité	Etablissement
M. TALBI Billel	MCB	Président	Univ-BBA
M. BENTOUHAMI Larafi	MCB	Encadreur	Univ-BBA
M. MERABET Elkheir	Prof	Examineur	Univ-BBA

Année Universitaire 2020/2021

\* Conformément à :

- L'arrêté n°055 du 21 janvier 2021 Fixant dispositions exceptionnelles autorisées en matière d'organisation et gestion pédagogique, de l'évaluation et de la progression des étudiants, durant la période COVID-19 au titre de l'année universitaire 2020-2021 ;
- Procès-verbal de la réunion de l'équipe du domaine des Sciences et Technologies du mois de Mai 2021.

## *Remerciement*

Nous remercions en premier lieu ALLAH le tout puissant de nous avoir donné la santé et la force pour terminer ce modeste travail.

Au terme de ce travail effectué, on tient à exprimer notre profonde gratitude et nos sincères remerciements à notre encadreur Monsieur **L. BENTOUHAMI** pour tout le temps qu'il nous a consacrés, ses directives précieuses, et pour la qualité de son suivi durant toute la période de de ce projet.

Nous tenons à remercier particulièrement :

Mr **F. ZEBIRI** et Mr **Y. ZAIDI** Pour leurs bonnes assistances, leur disponibilité, leurs conseils fructueux qu'ils nous ont cessés de nous prodiguer ainsi des remarques pertinentes pour la finalisation de cet écrit.

**Résumé :** Ce travail est consacré à l'étude de la commande vectorielle de la machine asynchrone. L'objectif était d'améliorer les performances de commande de cette machine par plusieurs méthodes qui sont exposées. Tout d'abord, on a étudié la modélisation de la machine asynchrone, de son onduleur et de sa commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Puis, on a présenté le principe de la commande vectoriel à flux orienté est basé sur des régulateurs classiques (action proportionnelle et intégrale). Ces régulateurs présentent plusieurs inconvénients, principalement une faible robustesse lorsque les paramètres de la machine sont variés. Donc on est passé à une autre commande qui est plus robuste. Cette méthode est la commande par mode glissant. Et comme nous sommes intéressés à l'amélioration des performances de la commande on a étudié la régulation basée sur les techniques de l'intelligence artificielle qui était les régulateurs flous, les quel surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée. De plus des modules de simulations et des dispositifs expérimentaux sont proposés permettant d'évaluer les possibilités de ces structures et de les validées expérimentalement sur un banc d'essai intégrant un onduleur à deux niveaux qui alimente une machine asynchrone de 1kW et un système de commande dSPACE.

**Mots clés :** MAS, Onduleur triphasé, MLI, Régulateur PI, Mode glissant, Logique floue, Carte dSPACE 1104.

**Abstract:** This work is devoted to the study of the vectorial control of the asynchronous machine. The objective was to improve the performances of control of this machine using several methods. First of all, we have studied the modeling of the asynchronous machine, its conventional inverter and its control with pulse width modulation (PWM). Then, we have presented the vectorial control principle, particularly, the field-oriented control based on traditional regulators (action proportional and integral). These regulators present several disadvantages, mainly a low robustness when the parameters of the machine are varied. Therefore, we passed to another order, which is more robust. This latter method is the sliding mode control technique. Moreover, as we are interested in the improvement of the performances of the proposed control system, we also studied the regulation based on artificial intelligence, which was the fuzzy regulators, which exceed the limits of the traditional techniques and has essential characteristics for the improvement of the performances of the control system, suggested. Moreover, of the modules of simulations and experimental devices are proposed allowing to evaluate the possibilities of these structures and of validated in experiments on a test bench integrating an inverter into two levels which supplies an asynchronous machine of 1kW and a control device dSPACE.

**Key words:** MAS, three-phase Inverter, MLI, regulating pi, slipping Mode, fuzzy Logic, Chart dSPACE.

**ملخص :** مهمتنا في هذا العمل المتواضع هو دراسة التحكم الشعاعي في المحرك اللاتزامني. كان الهدف هو تحسين أداء التحكم في هذا المحرك من خلال عدة طرق تم توضيحها. أولاً، درسنا نمذجة الآلة غير المتزامنة، وعاكسها، والتحكم في تعديل عرض النبض (MLI). بعد ذلك، قدمنا مبدأ التحكم في النواقل الموجه نحو التدفق والذي يعتمد على المنظمين التقليديين (العمل النسبي والمتكامل). هذه المنظمات لها العديد من العيوب، وخاصة المتانة المنخفضة عندما تتنوع معلمات الآلة. لذلك قمنا بالتبديل إلى أمر آخر أكثر قوة. هذه الطريقة هي الأمر عن طريق وضع الانزلاق. وحيث أننا مهتمون بتحسين أداء الضبط، فقد درسنا اللائحة القائمة على تقنيات الذكاء الاصطناعي التي كانت بمثابة منظمات ضبابية، والتي تتجاوز حدود التقنيات الكلاسيكية ولها خصائص أساسية لتحسين أداء المقترح. بالإضافة إلى ذلك، تتوفر وحدات المحاكاة

والأجهزة التجريبية لتقييم إمكانات هذه الهياكل والتحقق من صحتها بشكل تجريبي على منصة اختبار تضم عاكسًا ثنائي المستوى وآلة غير متزامنة بقدرة 1 كيلو واط ونظام تحكم dSPACE.

**كلمات مفتاحية :** المحرك اللاتزامني, موج ثلاثي الطور, MLI, منظم PI, منظم وضع الانزلاق, منظم المنطق الغامض, dSPACE.

## Liste des abréviations

### Repère :

*as, bs, cs* : Axes liés aux enroulements triphasés statoriques

*ar, br, cr* : Axes liés aux enroulements triphasés rotoriques

*(d, q)* : Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)

$\theta$  : Position angulaire du rotor par rapport au stator

$\theta_s$  : Position angulaire du stator par rapport à l'axe(d)

$\theta_r$  : Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d)

### Paramètres de la modélisation de la machine asynchrone :

*Rs* : Résistance statorique

*Rr* : Résistance rotorique

*Ls* : Inductance cyclique statorique

*Lr* : Inductance cyclique rotorique

*Lm* : Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)

*M* : Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor

*Ms* : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

*Mr* : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

*Msr* : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique

$\sigma$  : Coefficient de dispersion ou (de Blondel)

*p* : Nombre de paires de pôles

*J* : Moment d'inertie

*f* : Coefficient de frottements visqueux

*C<sub>em</sub>* : Couple électromagnétique

*Cr* : Couple de charge

*Ts* : Constante de temps statorique

*Tr* : Constante de temps rotorique

### Grandeurs électriques au stator :

*Vs* : tension de stator

*Vsa, Vsb, Vsc* : Tensions statoriques triphasées

*Vsd, Vsq* : Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)

*I<sub>sa</sub>, I<sub>sb</sub>, I<sub>sc</sub>* : Courants statoriques triphasés

*I<sub>sd</sub>, I<sub>sq</sub>* : Courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

### Grandeurs électriques au rotor :

*Vr* : tension de rotor

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Tensions rotoriques triphasées

$V_{rd}, V_{rq}$  : Tensions rotoriques diphasées dans le repère  $(d, q)$

$I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$  : Courants rotoriques triphasés

$I_{rd}, I_{rq}$  : Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant  $(d, q)$

**Grandeurs magnétiques au stator :**

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$  : Flux magnétique au stator

$\phi_{sd}, \phi_{sq}$  : Flux statoriques diphasés dans le repère  $(d, q)$

**Grandeurs magnétiques au rotor :**

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$  : Flux magnétique au rotor

$\phi_{rd}, \phi_{rq}$  : Flux rotoriques diphasés dans le repère  $(d, q)$

**Grandeurs mécaniques :**

$\omega$  : Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation

$\omega_s$  : Pulsation électrique des grandeurs statoriques

$\omega_r$  : Pulsation électrique des grandeurs rotoriques

$\omega_{sl}$  : La vitesse relative du repère

$g$  : Glissement de la machine

$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotation (rad / s)

$\Omega_r$  : vitesse rotorique de moteur

**Autres symboles :**

$U$  : Loi de commande

$V_{DC}$  : tension continue

$V_{AC}$  : tension alternative

$E$  : Tension continue

$U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$  : Les tensions composées

$V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$  : les tensions d'entrée de l'onduleur

$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  : les tensions simples de la machine

$V_{no}$  : la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point  $o$

$K_p, K_i$  : Coefficients intégral et proportionnel d'un régulateur PI

$e, E$  : Erreurs absolue et normalisée

$\Delta e, \Delta E$  : Dérivée de l'erreur, absolue et normalisée

$\Delta u, \Delta U$  : Incrément de la sortie (loi de commande), absolue et normalisée

$G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta u}$  : Gains de normalisation

$\dot{X}$  : Grandeur de consigne

$U_{eq}$  : Grandeurs de commande équivalente

$U_n$  : Grandeurs de commande discontinue

$GO$  : fonction de transfert en boucle ouvert

$GF$  : fonction de transfert en boucle fermé

$\mu(x)$  : Fonction d'appartenance

*m* : Indice de modulation

*r* : Coefficient de réglage

$\lambda$ : constant positive

$\xi$  : coefficient d'amortissement

*f<sub>p</sub>* : la fréquence de porteuse

*f<sub>réf</sub>* : La fréquence de référence

*S* : opérateur de Laplace

*t<sub>m</sub>* : temps de montée

*T<sub>r</sub>, T<sub>s</sub>* : Constante de temps rotorique et statorique

### **Abréviations :**

*MAS* : Machine asynchrone

*MCC* : Machine à courant continue

*PI*: Régulateur Proportionnel Intégral

*FOC*: Field Oriented Control

*CSV*: Commande a Structure Variable

*MLI* : Modulation de la largeur d'impulsion

*PWM*: Pulse Width Modulation

*DS*: dSPACE

*DSP*: Digital Signal Processor

*PPC*: Power Personal Computer

*CMOS* : Carte d'isolation

*CP 1104* : Control panel

*CLP 1104*: Connector Panel

*RTI*: Real Time Interface

*ADC*: Analog to Digital Converter

*DAC*: Digital to Analog Converter

*PCI*: Peripheral Component Interconnect

*DRAM*: Dynamic Random Access Memory

*PC* : Personal Computer.

*E/S* : Entrée/Sortie.

*BNC*: Bayonet Neill Connector

*RTW*: Real Time Workshop.

*PD3*: Pont a Diode triphasée

*SPI*: Serial Peripheral Interface

*IGBT*: Insulated Gate Bipolare Transistor

*GTO*: Gate Turn Off

*PVC*: Polyvinyl Chloride

*RS232/RS285*: Recommanded Standard

*MPC*: Massively Parallel Computing.

## Liste des figures

Figure 1-1 : La machine asynchrone .....	16
Figure 1-2 : Représentation électrique de la machine asynchrone .....	17
Figure 1-3 : Les formes des 3 champs magnétiques .....	17
Figure 1-4 : Position des axes des phases statoriques et rotoriques.....	19
Figure 1-5 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée .....	20
Figure 1-6 : Repère initial et repère (d, q) de Park.....	23
Figure 1-7 : Modèle de Park de la machine asynchrone.....	23
Figure 1-8 : Schéma électrique de l'onduleur triphasé a deux niveaux [18] .....	28
Figure 1-9 : Principe de la modulation de largeur d'impulsion MLI.....	30
Figure 1-10 : Principe de la commande MLI.....	31
Figure 1-11 : Les tensions de sortie de l'onduleur.....	31
Figure 1-12 : Schéma bloc de Simulink de l'association onduleur-moteur asynchrone .....	32
Figure 1-13 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par le réseau triphasé .....	33
Figure 1-14 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension .....	34
Figure II-1 : Analogie entre la MCC a excitation séparée et la machine asynchrone.....	38
Figure II-2 : Diagramme d'orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	39
Figure II-4 : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle IRFOC [23] .....	41
Figure II-5 : Découplage par addition des termes de compensation.....	43
Figure II-6 : L'organigramme de défluxage .....	44
Figure II-7 : Boucle de régulation de la vitesse structure PI .....	45
Figure II-8 : Boucle de régulation du courant Ids .....	46
Figure II-9 : Boucle de régulation du courant Iqs.....	47
Figure II-10 : Le schéma global de la simulation de la commande vectorielle .....	47
Figure II-11 : Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée en tension avec insertion de la charge après un démarrage à vide. ....	48
Figure II-12 : Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte avec de changement de vitesse et inversion de sens de rotation.....	50
Figure II-13 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec variation de la résistance rotorique $R_r(100\%)$ .....	51
Figure II-14 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec variation de moment d'inertie .....	52
Figure II-15 : Définition de la fonction SAT.....	55
Figure II-16 : La structure de régulateur de vitesse à mode glissant appliquée à la MAS .....	56
Figure II-17 : Réponse du système avec régulateur de vitesse à mode glissant.....	57
Figure II-18 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec changement de vitesse et inversion de sens de rotation.....	58
Figure II-19 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant .....	59
Figure II-20 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec variation de moment d'inertie .....	60
Figure II-21 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse .....	61
Figure II-22 : Les fonctions d'appartenances à sept ensembles .....	63
Figure III-1 : Les équipements de la plateforme d'essai du laboratoire.....	71
Figure III-2 : Plaque signalétique .....	72
Figure III-4 : Encodeur incrémental.....	73
Figure III-5 : Autotransformateur triphasé .....	74
Figure III-6 : Carte d'adaptation et d'isolation .....	75

Figure III-7 : Cartes de mesure des courants.....	75
Figure III-8 : Carte dSPACE DS 1104 .....	77
Figure III-9 : Panneau de contrôle dSPACE DS1104 .....	77
Figure III-10 : Diagramme de l'architecture de la DS1104.....	78
Figure III-11 : L'interface de Control-Desk.....	78
Figure III-12 : Schéma bloc général du banc d'essai expérimental.....	80
Figure III-13 : Ecran de de Model Root et le glissement sur le flotter .....	81
Figure III-14 : Ecran de transfert de chaque grandeur vers son plotter.....	82
Figure III-15 : Ecran sur le lancement de l'enregistreur .....	82
Figure III-16 : Ecran sur l'enregistrement du fichier .mat.....	83
Figure III-17 : Ecran sur l'importation du notre sur Workspace de MATLAB.....	83
Figure III-18 : Schema global d'implémentation SIMULINK/dSPACE.....	84
Figure III-19 : Résultats expérimentaux et simulation de la commande IFOC avec variation et inversion de la vitesse .....	88

## Liste des tableaux

Tableau 1 : Les pins du connecteur CP37 .....	80
---	----

## Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>13</b>
<b>1 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ET DE L'ONDULEUR.....</b>	<b>16</b>
<b>1.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>16</b>
<b>1.2 PRESENTATION DE LA MACHINE.....</b>	<b>16</b>
<b>1.3 CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....</b>	<b>16</b>
1.3.1 LE STATOR.....	16
1.3.2 LE ROTOR.....	17
1.3.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....	17
<b>1.4 GLISSEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.....</b>	<b>18</b>
<b>1.5 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE (LA MAS).....</b>	<b>18</b>
1.5.1 REPRESENTATION TRIPHASEE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPERE (ABC).....	19
1.5.2 ÉQUATIONS GENERALES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE : .....	19
1.5.2.1 Equations électriques.....	20
1.5.2.2 Équations magnétiques.....	20
1.5.2.3 Equation mécanique.....	22
<b>1.6 TRANSFORMATION DU SYSTEME TRIPHASES VERS BIPHASES.....</b>	<b>23</b>
1.6.1 TRANSFORMATION DE PARK .....	23
1.6.2 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK.....	24
1.6.2.1 Equations électriques.....	24
1.6.2.2 Equations magnétiques.....	25
1.6.2.3 Equation mécanique.....	25
<b>1.7 LE SCHEMA DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....</b>	<b>26</b>
<b>1.8 ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX.....</b>	<b>28</b>
1.8.1 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION.....	28
1.8.2 STRATEGIE DE COMMANDE SINUS-TRIANGLE .....	30
<b>1.9 RESULTAT DE SIMULATION ET INTERPRETATION.....</b>	<b>31</b>
1.9.1 LES RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....	32
1.9.1.1 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un réseau triphasé.....	32
1.9.1.2 Résultats de simulation de la MAS alimentée par l'onduleur MLI .....	33
1.9.1.3 Interprétation des résultats .....	34
<b>1.10 CONCLUSION.....</b>	<b>35</b>
<b>2 LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....</b>	<b>37</b>
<b>2.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>37</b>
<b>2.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORIENTE.....</b>	<b>37</b>
2.2.1 METHODE DIRECTE .....	40
2.2.2 METHODE INDIRECTE.....	40
<b>2.3 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE.....</b>	<b>41</b>
2.3.1 CALCUL DE $\omega_s$ .....	42
2.3.2 DECOUPLAGE .....	42
2.3.2.1 Découplage par compensation .....	43
2.3.3 LE DEFLUXAGE.....	43
<b>2.4 CALCUL DES REGULATEURS .....</b>	<b>44</b>

2.4.1	REGULATEUR DE VITESSE.....	44
2.4.2	REGULATEURS DE COURANTS.....	46
2.4.2.1	Régulateur du courant ids.....	46
2.4.2.2	Régulateur du courant Iqs.....	47
<b>2.5</b>	<b>SIMULATION NUMERIQUE.....</b>	<b>47</b>
2.5.1	RESULTATS DE SIMULATION.....	48
2.5.1.1	Démarrage à vide avec insertion de la charge.....	48
2.5.1.2	Discussion des résultats.....	48
<b>2.6</b>	<b>TEST DE ROBUSTESSE.....</b>	<b>49</b>
2.6.1	TEST DE ROBUSTESSE A LA VARIATION ET INVERSION DE LA VITESSE :.....	49
2.6.1.1	Résultats de simulation.....	50
2.6.1.2	Discussion des résultats.....	50
2.6.2	TEST DE ROBUSTESSE A LA VARIATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE RR.....	50
2.6.2.1	Résultats de simulation.....	51
2.6.2.2	Discussion des résultats.....	51
2.6.3	TEST DE ROBUSTESSE A LA VARIATION DU MOMENT D'INERTIE.....	52
2.6.3.1	Résultats de simulation.....	52
2.6.3.2	Discussion des résultats.....	52
<b>2.7</b>	<b>REGULATION PAR MODE GLISSANT.....</b>	<b>53</b>
2.7.1	CONCEPTION DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE.....	53
2.7.1.1	Le choix de la surface de glissement.....	53
2.7.1.2	Etablissement de la condition de convergence.....	53
2.7.1.3	Détermination de la loi de commande.....	54
2.7.2	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT AU CONTROLE DE VITESSE DE LA MAS.....	55
2.7.3	SIMULATION NUMERIQUE.....	56
2.7.3.1	Résultats de simulation.....	57
2.7.3.2	Interprétations des résultats de simulation du command par mode glissant.....	57
2.7.4	TEST DE ROBUSTESSE.....	58
2.7.4.1	Test de robustesse à la variation et inversion de la vitesse.....	58
2.7.4.2	Test de robustesse à la variation de la résistance rotorique Rr.....	59
2.7.4.3	Test de robustesse à la variation de moment d'inertie.....	60
<b>2.8</b>	<b>REGULATION PAR LOGIQUE FLOUE.....</b>	<b>61</b>
2.8.1	STRUCTURE DE BASE D'UN CONTROLEUR FLOUE.....	61
2.8.2	REGLAGE DE VITESSE DE LA MAS PAR UN CONTROLEUR FLOU.....	62
2.8.2.1	La fuzzification.....	62
2.8.2.2	Base des règles.....	63
2.8.2.3	Mécanisme d'inférence flou.....	64
2.8.2.4	Interface de défuzzification.....	64
2.8.3	RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS :.....	64
2.8.3.1	Démarrage à vide et en charge.....	64
2.8.3.1.1	Le démarrage à vide.....	64
2.8.3.1.2	Le démarrage en charge.....	65
2.8.4	TEST ROBUSTESSE DE LA COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE.....	66
2.8.4.1	Test robustesse pour la variation de la résistance rotorique et application de couple de charge.....	66
2.8.4.2	Test de changement de consigne et inversion de sens de rotation :.....	67
2.8.4.3	Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie :.....	68
<b>2.9</b>	<b>CONCLUSION.....</b>	<b>69</b>

### **3 IMPLEMENTATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE**

**71**

<b>3.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>71</b>
<b>3.2 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI.....</b>	<b>71</b>
<b>3.3 PARTIE MECANIQUE.....</b>	<b>72</b>
3.3.1 MOTEUR ASYNCHRONE.....	72
3.3.1.1 Encodeur incrémental.....	73
3.3.2 PARTIE ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	73
3.3.2.1 Autotransformateur triphasé.....	73
3.3.2.2 Convertisseur statique.....	74
3.3.2.3 Carte d'isolation et d'adaptation 5V-15V.....	74
3.3.3 ENVIRONNEMENT DE MESURE.....	75
3.3.3.1 Carte de mesure des courants.....	75
3.3.4 PARTIE – CARTE DSPACE 1104.....	75
3.3.4.1 Processeur Maitre PPC.....	76
3.3.4.2 Processeur esclave DSP.....	76
3.3.4.3 Control Panel - CLP1104.....	77
3.3.4.4 Interface Control Desk.....	78
3.3.4.5 Domaine d'application de la carte DS1104 [4][5].....	79
<b>3.4 LA DEMARCHE DE PROJET.....</b>	<b>79</b>
3.4.1 LA PARTIE D'ENREGISTREMENT DES GRAPHES.....	81
<b>3.5 ESSAIS EXPERIMENTAUX.....</b>	<b>83</b>
3.5.1 RESULTATS D'EXPERIMENTATION.....	84
3.5.1 INTERPRETATION DES RESULTATS INTERPRETATION DES RESULTATS.....	88
<b>3.6 CONCLUSION.....</b>	<b>89</b>
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>91</b>

## **Introduction Générale**

Historiquement, la machine à courant continu est le dispositif le plus utilisé dans le fonctionnement de la plupart des équipements industriels, parce qu'elle a une modélisation simple, le couple qui est élevé même à faible vitesse, son bon rendement et surtout sa facilité de commande. Cependant, son principal inconvénient reste la commutation du collecteur mécaniquement qui limite la vitesse et la puissance, ce qui augmente le coût de l'entretien. À cause de ce problème, les études sont dirigées vers les machines asynchrones. Ces machines présentent l'avantage d'être robustes, de construction simple et peu coûteuses.

L'évolution de l'électronique de puissance dans le domaine de la conversion de l'énergie électrique a marqué un grand développement comme de nombreux d'autres domaines. En effet, les convertisseurs statiques ont remplacé les méthodes classiques de variation de vitesses avec de meilleurs circuits de commutation comme les onduleurs. Ces derniers sont très efficaces qui sont utilisés pour alimenter des machines asynchrones.

L'emploi de la machine asynchrone pose un certain nombre de difficultés à cause de sa commande qui est plus complexe par rapport à celle d'une machine à courant continu. Ainsi, ce type de machine a un modèle mathématique multi-variable, non-linéaire, avec deux grandeurs de commande (le flux magnétique et le couple électromagnétique) qui possèdent un fort couplage [1].

Dans les années 70, la commande vectorielle directe a été mise en évidence par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté (Field Oriented Control : FOC), cette technique constitue une révolution historique pour la commande de la machine asynchrone. Son principe consiste à ramener le flux rotorique du modèle de la MAS vers l'axe direct du repère tournant. Ce qui conduit à un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation indépendante [2][3].

Cette technique de commande est basée sur l'orientation du flux rotorique par des régulateurs classiques de type (PI), ces régulateurs présentent l'inconvénient d'être très sensible aux variations paramétriques.

Pour contourner l'inconvénient cité ci avant, on fait appel à une commande dite la commande par mode glissant ou à structure variable. Cette commande est par sa nature une commande non linéaire. Elle est basée sur une commande discontinue qui force l'état du système à atteindre une surface de glissement dans la première étape et elle glisse sur cette même surface vers un point d'équilibre dans la deuxième étape.

Une deuxième solution retenue est l'utilisation de l'intelligence artificielle appliquée à la machine asynchrone. Nous avons fait une introduction à la logique floue, ces principes de base et son emploi dans la commande. En dernier lieu, Elle est appliquée pour concevoir un régulateur de vitesse.

Un autre objectif a été tracé pour l'implémentation de la commande vectorielle en temps réel d'une machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension avec l'exploit des différentes fonctions qu'offrent la carte dSPACE

Le présent mémoire est structuré autour de trois chapitres organisés comme suit :

**Dans le premier chapitre** nous décrivons la modélisation de la machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park. Le modèle de la MAS. Il terminera sur la modélisation de l'onduleur de tension et sa technique de commande MLI. Puis, l'affichage et l'interprétation des résultats de simulation de l'association de la machine et l'onduleur.

**Le deuxième chapitre**, il est divisé en deux parties

- **1<sup>ère</sup> partie** : sera consacrée à la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique de la machine asynchrone. Elle comporte un rappel sur le principe de cette commande. Sa simulation par le logiciel MATLAB et l'explication des différentes étapes.
- **2<sup>ème</sup> partie** : Elle traite deux autres techniques de commande (par mode glissant et par logique floue), où leurs notions de base sont présentées, étudiées sur la régulation de la vitesse et suivies d'une simulation et des divers tests de robustesse. En conclusion, une comparaison est émise sur les trois techniques.

**Le dernier chapitre** Il s'agit de la partie pratique de notre projet. Une description du banc d'essai est donnée avec l'emploi de la plateforme dSPACE. Des résultats réels sont collectés sur la variation de la vitesse d'un moteur réel à vide et la validation de la commande vectorielle indirecte par les régulateurs PI.

Nous terminerons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude, ainsi que les perspectives envisagées dans un travail futur.

---

## ***Chapitre 01 :***

**Modélisation de la machine  
asynchrone et de l'onduleur**

---

## 1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons le modelé mathématique de la machine asynchrone triphasé et de sa transformation en un système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques ; ensuite nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux. A la fin, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur-machine où un modèle général associe la machine asynchrone à son alimentation sera exposé [4][5][6].

## 1.2 Présentation de la machine

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon "Induction Machine", est un appareil électrique à courant alternatif pouvant fonctionner en moteur ou en génératrice. Dans notre étude, on s'intéresse à la MAS triphasée qui fonctionne en mode moteur. Également, il remplit le rôle d'un convertisseur électromagnétique tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique [8] (Figure 1-1).

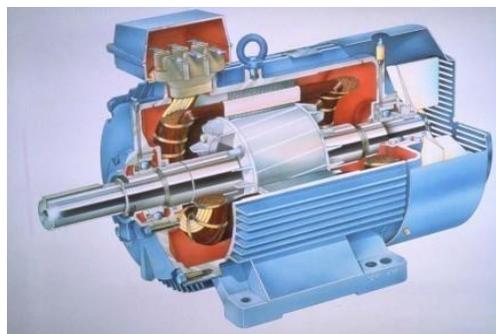


Figure 1-1 : La machine asynchrone

## 1.3 Constitution de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone représenté ci-dessous (Figure 1-2) est constitué par [9] :

### 1.3.1 Le stator

Le stator d'un moteur asynchrone est constitué par trois enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de  $2\pi/3$  logés dans un circuit magnétique formé d'encoches qui sont alimentés par un système de tension équilibré.

### 1.3.2 Le rotor

Le rotor est la partie mobile dans la machine. Deux types sont distingués à savoir : Rotor bobiné qui a trois enroulements identiques constitués de conducteurs en cuivre reliés à des bagues servant à les court-circuiter. Rotor à cage d'écureuil qui est formé de bars court-circuités par deux anneaux généralement en Aluminium.

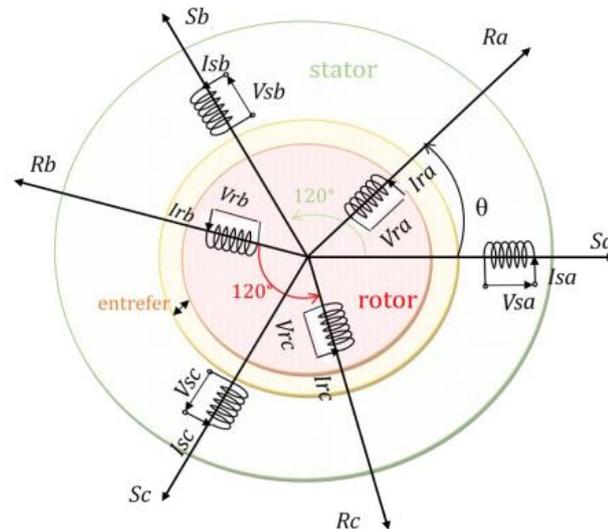


Figure 1-2 : Représentation électrique de la machine asynchrone

### 1.3.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Son principe de fonctionnement est comme suit : le stator alimenté par un système triphasé alternatif équilibré induit un courant dans le bobinage du rotor. L'interaction entre ce dernier et le champ tournant donne naissance à un couple qui fait tourner le rotor selon la règle de la main droite. La vitesse de rotation est légèrement inférieure à celle du champ ou à celle du synchronisme (du point de vue théorique c'est l'application des lois de Laplace, Lenz et Faraday) [9][10][11].

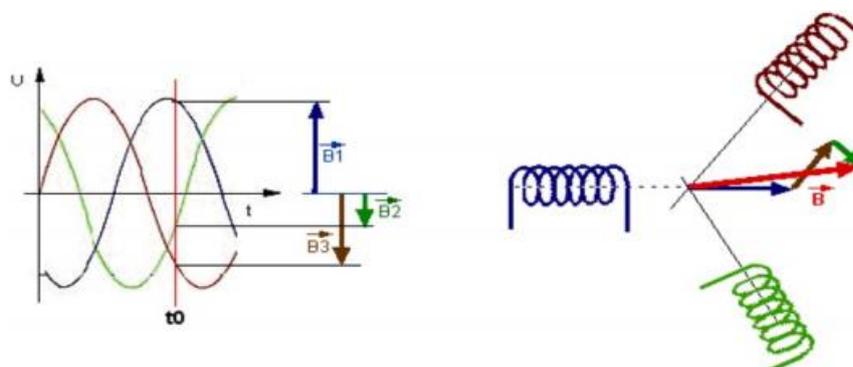


Figure 1-3 : Les formes des 3 champs magnétiques

## 1.4 Glissement d'une machine asynchrone

L'écart existant entre la vitesse de synchronisme et celle de rotation est désignée dans la littérature par le glissement dont on le note par la lettre « g », son expression est [8] :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (1-1)$$

Avec :  $\Omega_s$ , la vitesse de rotation du champ tournant (synchronisme) :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (1-2)$$

$\Omega_r$  : La vitesse mécanique :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (1-3)$$

Où :

$\omega_s$  : Pulsation des courants statorique ;

$\omega_r$  : Pulsation des courants rotorique ;

$p$  : Nombre de paires de pôles.

## 1.5 Modélisation de la machine asynchrone (La MAS)

Pour raison de simplification de la mise en équation, on prendre en considération des hypothèses simplificatrices [14] [15] :

- ❖ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- ❖ On suppose qu'on travaille en régime non saturé ;
- ❖ On néglige le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau ;
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- ❖ Le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

### 1.5.1 Représentation triphasée de la machine asynchrone dans le repère

(abc)

L'enroulement des trois phases rotoriques et statoriques peuvent être représentées comme indique la figure ci-dessous :

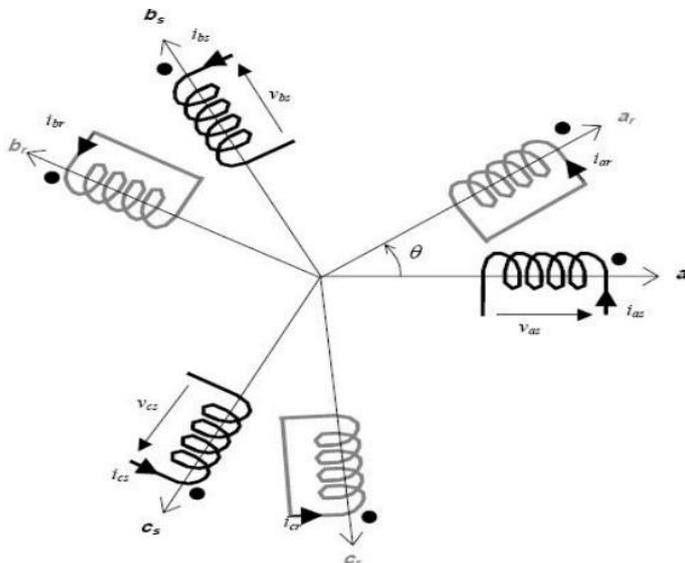


Figure 1-4 : Position des axes des phases statoriques et rotoriques

La figure (1.4) représente les trois bobines statoriques et trois bobines rotoriques respectivement dans le repère  $(a_s b_s c_s)$  et  $(a_r b_r c_r)$ . L'angle  $\theta$  repère de décalage de l'axe de la phase rotorique par rapport à l'axe fixe de la phase statorique [13].

### 1.5.2 Équations générales de la machine asynchrone triphasée

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est constitué par des systèmes triphasé soit dans le stator soit dans le rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont [15] :

- ❖ Équations électriques ;
- ❖ Équations magnétiques ;
- ❖ Équation mécanique.

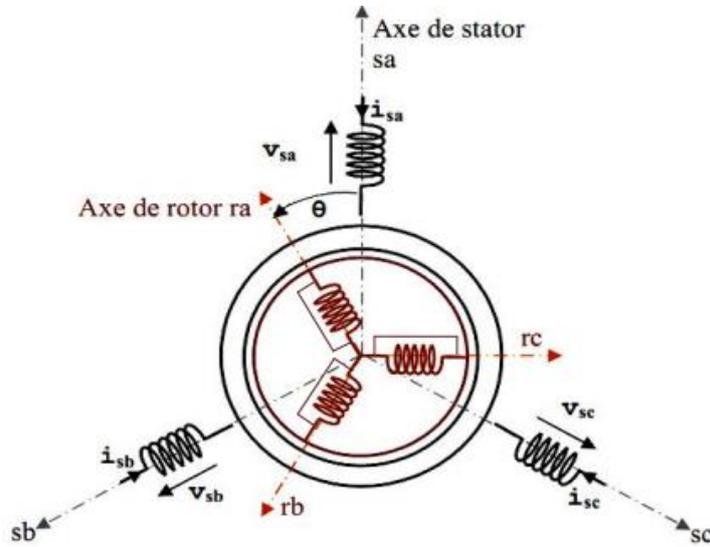


Figure 1-5 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

### 1.5.2.1 Equations électriques

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de la figure I.6 donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit [14] :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (1-4)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (1-5)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (1-6)$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \quad (1-7)$$

### 1.5.2.2 Équations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit [17] :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} \quad (1-9)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (1-10)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (1-11)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celles du rotor.

Les matrices  $[L_s]$  et  $[L_r]$  deviennent :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{pmatrix} \quad (1-12)$$

$$[L_r] = \begin{pmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{pmatrix} \quad (1-13)$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire  $\theta$  entre l'axe du stator et celui du rotor :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (1-14)$$

M : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} \quad (1-15)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_r] \cdot \frac{d}{dt} \{ [I_r] \} + [M_{rs}] \cdot \frac{d}{dt} [I_s] \quad (1-16)$$

### 1.5.2.3 Equation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [16] :

$$C_{em} = P [I_s]^T \cdot [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (1-17)$$

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire l'équation du mouvement de la machine qui est exprimée comme suivant :

$$j \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (1-18)$$

$$\Omega_r = \frac{1}{P} \frac{d\theta}{dt} \quad (1-19)$$

j : Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine ;

p : Nombre de pair de pôles ;

f : Coefficient du frottement visqueux ;

C<sub>em</sub> : Couple électromagnétique ;

C<sub>r</sub> : Couple de charge ;

Ω<sub>r</sub> : Vitesse rotorique de moteur ;

θ : Angle électrique entre une phase statorique et une phase rotorique.

On remarque lors de l'étude du modèle précédent, que le système d'équations décrit, est non seulement d'un ordre élevé, mais aussi, que ces coefficients (inductances mutuelles) varient en fonction de relations trigonométriques à base de l'angle θ, ce qui traduit sa non linéarité. Sa résolution analytique devient alors difficile, voire même impossible. Cette difficulté sera atténuée par l'application de la transformation de Park qui entrainera l'obtention de coefficients constants et la réduction du nombre d'inconnus [11][16].

## 1.6 Transformation du système triphasés vers biphasés

### 1.6.1 Transformation de Park

Cette transformation consiste à remplacer les trois enroulements du stator par deux enroulements l'un sur un axe  $d$ , l'autre sur un axe  $q$ . Le repère rotorique tournant est cependant remplacé par un autre repère fictif immobile. Ces remplacements se font tout en préservant la puissance instantanée [17].

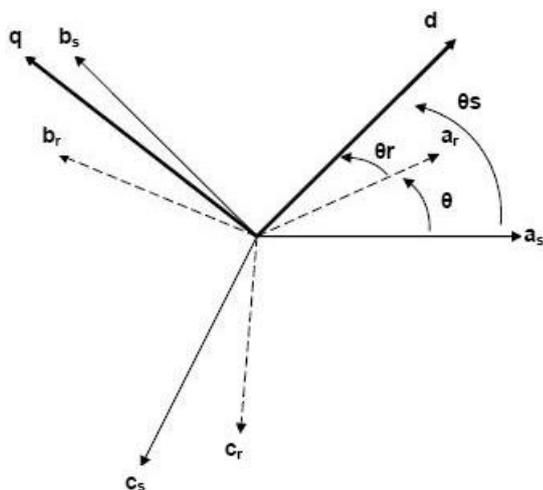


Figure 1-6 : Repère initial et repère (d, q) de Park

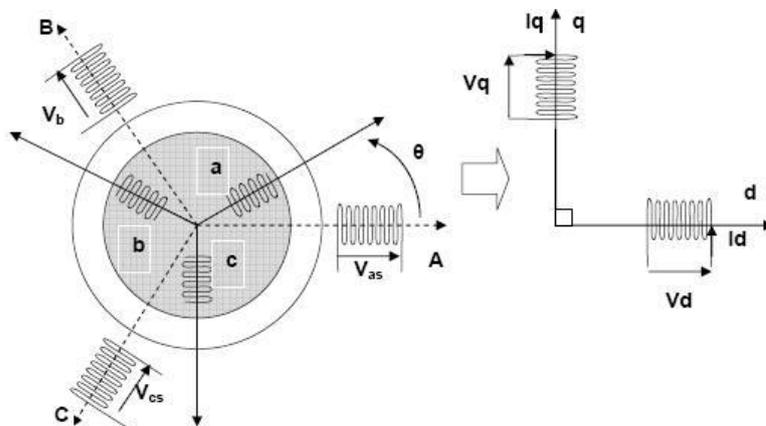


Figure 1-7 : Modèle de Park de la machine asynchrone

Les variables exprimées dans ce nouveau repère ( $d, q$ ) nous permettent d'avoir un modèle relativement simple de la machine [9].

Le passage d'un système triphasé à un système biphasé se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_{dq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} \tag{1-20}$$

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [X_{dq0}] \quad (1-21)$$

Avec :

$[P(\theta)]$  : La matrice de la transformation directe de Park ;

$[P(\theta)]^{-1}$  : La matrice de la transformation inverse de Park ;

X : peut-être la tension, le courant ou le flux.

La matrice de transformation directe de Park est :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{pmatrix} \quad (1-22)$$

$\theta_s$  : Angle de rotation du repère (d, q).

## 1.6.2 Application de la transformation de Park

L'application de la transformation de Park sur les équations nous donne le système d'équations suivant :

### 1.6.2.1 Equations électriques

Pour le stator :

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \phi_{qs} \quad (1-23)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \phi_{ds} \quad (1-24)$$

Pour le rotor :

$$V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{qr} \quad (1-25)$$

$$V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{dr} \quad (1-26)$$

$$\text{Avec : } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s ; \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = P\Omega_r ; \frac{d\theta}{dt} = (\omega_s - \omega_r)$$

### 1.6.2.2 Equations magnétiques

Les relations entre le flux et le courant s'écrivent suivant les expressions suivantes :

$$\phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \quad (1-27)$$

$$\phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \quad (1-28)$$

$$\phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \quad (1-29)$$

$$\phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \quad (1-30)$$

Sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1-31)$$

$L_s = L_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique ;

$L_r = L_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique ;

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

### 1.6.2.3 Equation mécanique

Le couple électromagnétique est exprimé par quatre formules selon le choix des variables d'état. Dans notre cas les variables choisies sont les flux rotoriques et les courants statoriques.

Le couple électromagnétique est représenté sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (1-32)$$

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc :

$$j \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (1-33)$$

Alors :

$$\frac{d}{dt} \Omega_r = \frac{1}{j} (C_e - C_r - f \Omega_r) \quad (1-34)$$

### 1.7 Le schéma du modèle de la machine asynchrone

La machine asynchrone peut avoir différents modèles d'états. La différence entre ces modèles réside dans le choix du vecteur d'état X et dans l'orientation du référentiel (d, q). La forme d'équation d'état de la MAS s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX + DU \end{aligned} \quad (1-35)$$

A partir de l'équation (I-29) et (I-30) on obtient l'équation suivante :

$$I_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - M \cdot I_{ds}}{L_r} \quad (1-36)$$

$$I_{qr} = \frac{\varphi_{qr} - M \cdot I_{qs}}{L_r} \quad (1-37)$$

Remplaçons les expressions des courants I<sub>dr</sub> et I<sub>qr</sub> de l'équation (1-36) et (1-37) par leurs valeurs dans les équations (1-27) et (1-28) on obtient alors :

$$\varphi_{ds} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_{dr} \quad (1-38)$$

$$\varphi_{qs} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_{qs} + \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_{qr} \quad (1-39)$$

En dérivant ces dernières en fonction du temps, on trouve :

$$\frac{d\varphi_{ds}}{dt} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \quad (1-40)$$

$$\frac{d\varphi_{qs}}{dt} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (1-41)$$

Pour le rotor à partir des équations (1-25) et (1-26) on obtient :

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = -R_r \cdot I_{dr} + \omega_r \cdot \varphi_{qr} \quad (1-42)$$

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = -R_r \cdot I_{qr} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} \quad (1-43)$$

En remplaçant  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  par leurs expressions obtenues en (1-36) et (1-37) les expressions suivantes sont obtenues :

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{M \cdot R_r}{L_r} \cdot I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + \omega_r \cdot \varphi_{qr} \quad (1-44)$$

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{M \cdot R_r}{L_r} \cdot I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} \quad (1-45)$$

On obtient finalement à partir des équations (1-40) (1-41), (1-44) et (1-45) :

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r^2} \omega_r \varphi_{qr} \quad (1-46)$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{qs} + \omega_s I_{ds} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{qr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r^2} \omega_r \varphi_{dr} \quad (1-47)$$

On peut écrire les équations (1-46) et (1-47) sous forme d'équations d'état telles que [15] :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} \\ \dot{\varphi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left( \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega \\ -\omega_s & -\left( \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{-T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & \frac{1}{-T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-48)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps rotorique et statorique ;}$$

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

## 1.8 Onduleur de tension à deux niveaux

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative.

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz [19].

### 1.8.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension (figure 1-8), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à  $E/2$  connectées à un point noté 0 [20].

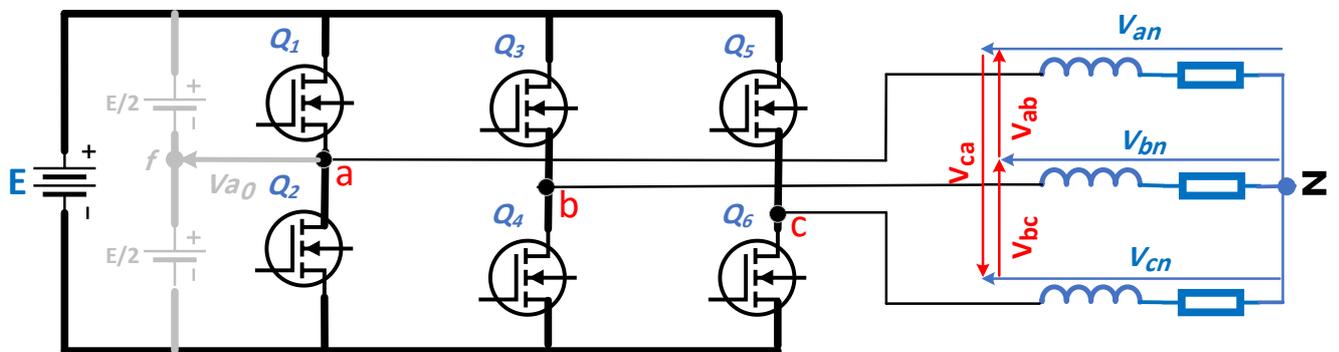


Figure 1-8 : Schéma électrique de l'onduleur triphasé à deux niveaux [18]

Les couples d'interrupteurs  $(Q_1, Q_2)$ ,  $(Q_3, Q_4)$  et  $(Q_5, Q_6)$  doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part [22].

Puisque la charge est équilibrée, la relation suivante est vérifiée :  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$

Les tensions entre phases :

$$\left. \begin{array}{l} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{ac} = V_{an} - V_{cn} \end{array} \right\} \rightarrow U_{ab} + U_{ac} = 2V_{an} - (V_{bn} + V_{cn}) = 3V_{an} \quad (1-49)$$

$$\rightarrow V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} + U_{ac}), \quad V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} + U_{ba}) \quad \text{et} \quad V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} + U_{cb}) \quad (1-50)$$

La tension composée en fonction de  $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$  et  $V_{c0}$  :

$$U_{ab} = V_{a0} - V_{b0}, \quad U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \quad \text{et} \quad U_{bc} = V_{b0} - V_{c0}$$

$$V_{a0} = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_1 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_2 \text{ fermé} \end{cases} \quad V_{b0} = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_3 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_4 \text{ fermé} \end{cases} \quad V_{c0} = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_5 \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q_6 \text{ fermé} \end{cases} \quad (1-51)$$

Par la substitution de la valeur des tensions  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et  $U_{ca}$ , on trouvera :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{1}{3}(U_{ab} + U_{ac}) = \frac{1}{3}(V_{a0} - V_{b0} - V_{c0} + V_{a0}) = \frac{1}{3}(2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}) \\ V_{bn} &= \frac{1}{3}(U_{bc} + U_{ba}) = \frac{1}{3}(V_{b0} - V_{c0} + V_{b0} - V_{a0}) = \frac{1}{3}(2V_{b0} - V_{a0} - V_{c0}) \\ V_{cn} &= \frac{1}{3}(U_{ca} + U_{cb}) = \frac{1}{3}(V_{c0} - V_{a0} + V_{c0} - V_{b0}) = \frac{1}{3}(2V_{c0} - V_{a0} - V_{b0}) \end{aligned} \quad (1-52)$$

On peut écrire les tensions aux bornes de la charge sous forme matricielle : il s'agit de la modélisation dans le cas général du fonctionnement de l'onduleur.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (1-53)$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif :

$$[V_{a,b,c,n}] = [T][V_{a,b,c,0}] \quad (1-54)$$

Avec :

$$[V_{a,b,c,n}] = [T][V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}] \quad (1-49)$$

$$[V_{a,b,c,0}] = [T][V_{a0} \quad V_{b0} \quad V_{c0}] \quad (1-50)$$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (1-51)$$

L'équation (I-54) peut être réécrite sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (1-52)$$

### 1.8.2 Stratégie de commande sinus-triangle

La conversion continue /alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre les intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) [23].

Cette technique est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdales déphasés de 120° à la même fréquence  $f$  [24].

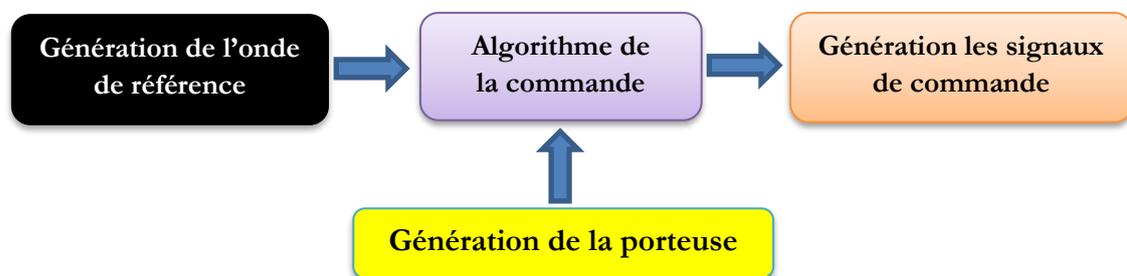


Figure 1-9 : Principe de la modulation de largeur d'impulsion MLI

Les paramètres essentiels de MLI sont par conséquent :

**L'indice de modulation  $m$  :**

$$m = \frac{f_{\text{porteuse}}}{f_{\text{ref}}}$$

$f_{\text{porteuse}}$  : La fréquence de porteuse ;

$f_{ref}$  : La fréquence de référence.

**Coefficient de réglage  $r$  :**

$$r = \frac{V_{max}(référence)}{V_{max}(porteuse)}$$

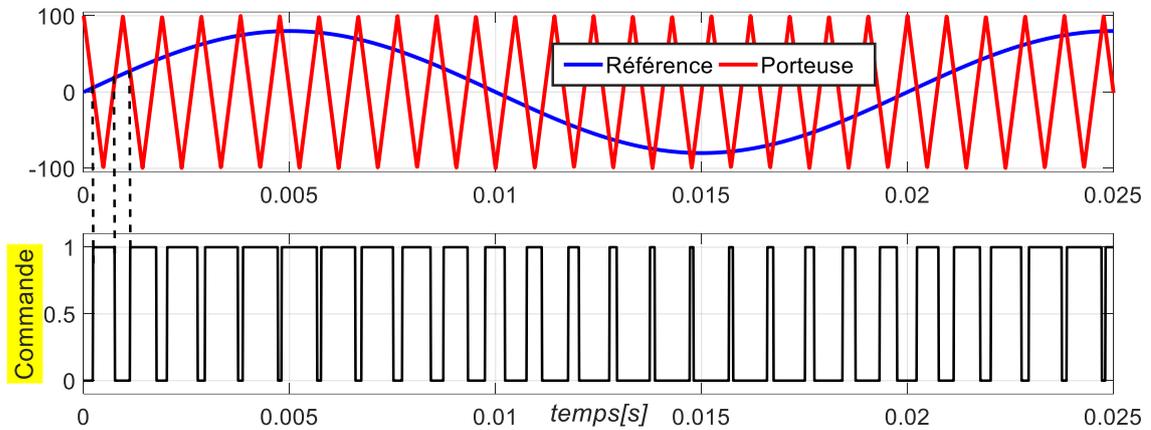


Figure 1-10 : Principe de la commande MLI

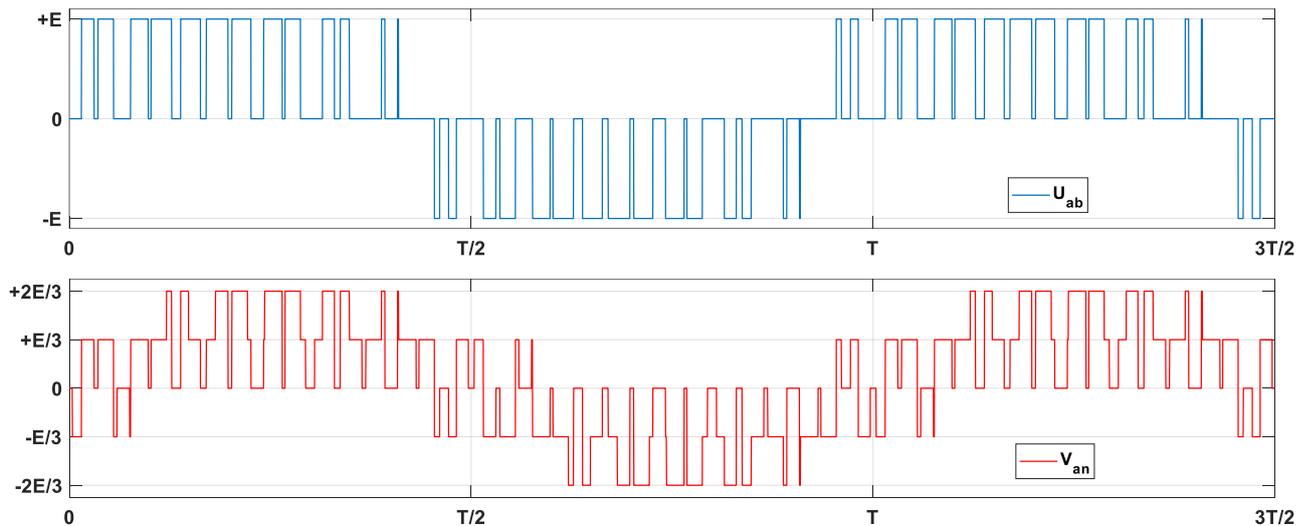


Figure 1-11 : Les tensions de sortie de l'onduleur

### 1.9 Résultat de simulation et interprétation

La simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul. Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée à travers d'un onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion MLI. Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe.

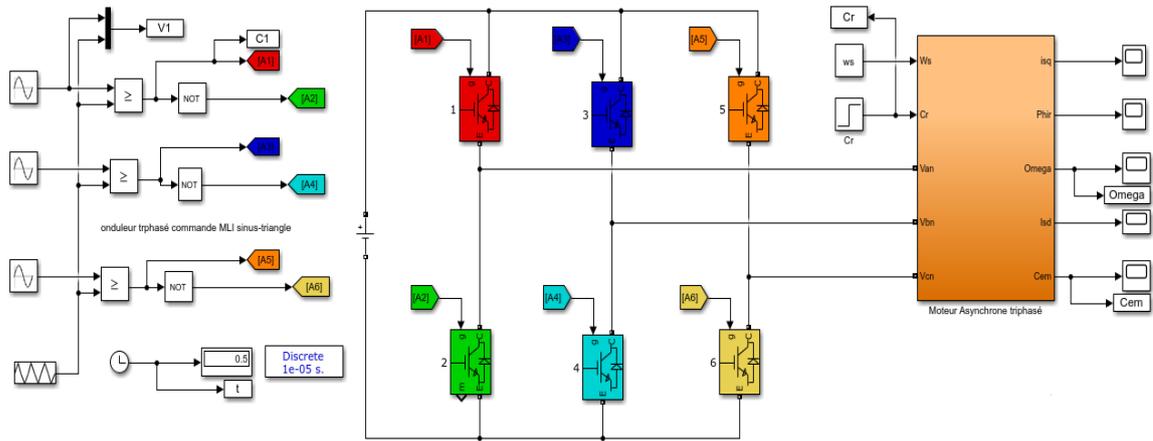
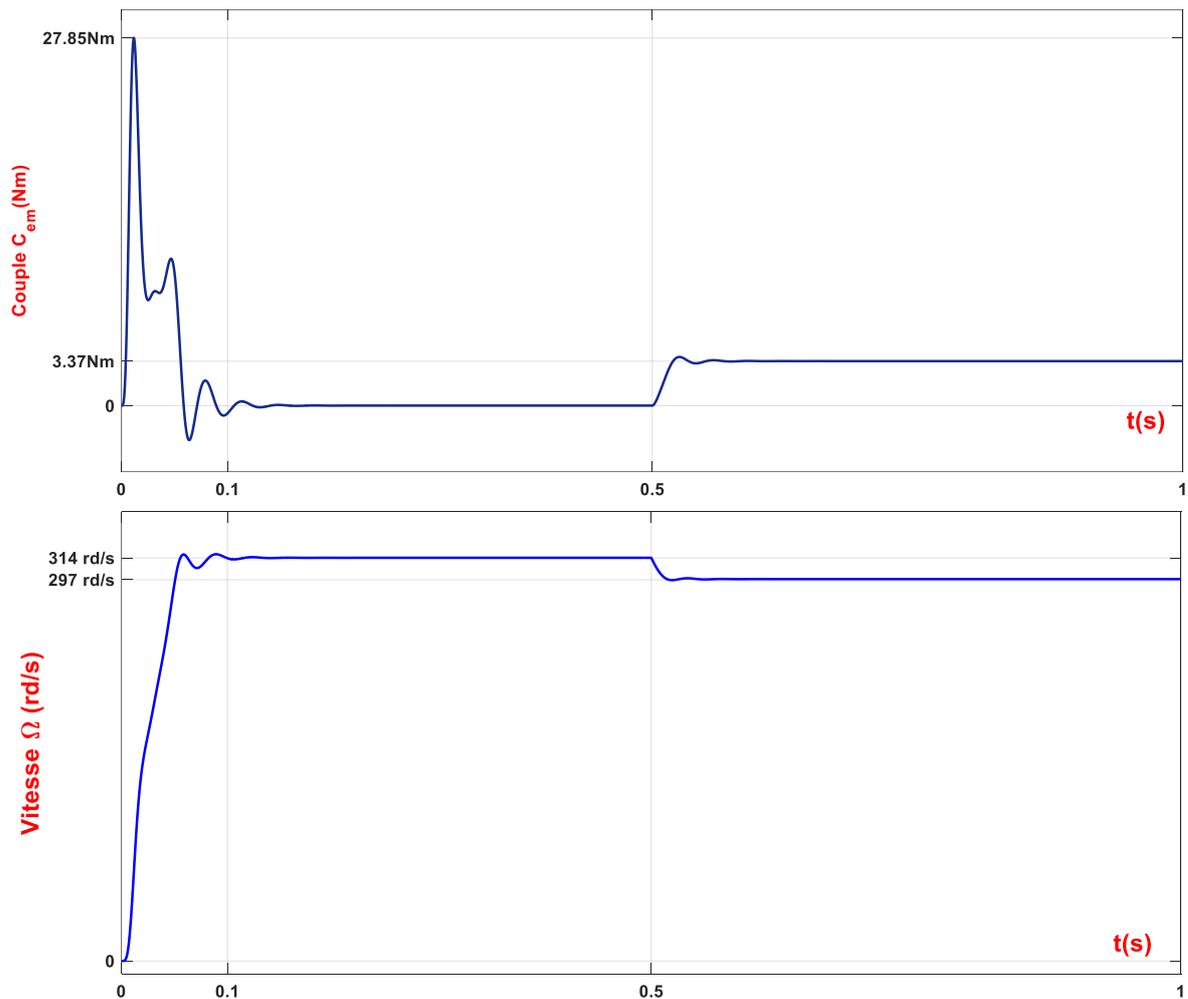


Figure 1-12 : Schéma bloc de Simulink de l'association onduleur-moteur asynchrone

### 1.9.1 Les résultats de simulation de la machine asynchrone

Dans cette partie d'étude nous avons associé à la MAS un onduleur de tension sous une commande MLI, nous avons appliqué un couple de charge nominale de valeur  $C_r = 3.37\text{Nm}$  à l'instant  $t = 0.5\text{s}$ .

#### 1.9.1.1 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un réseau triphasé



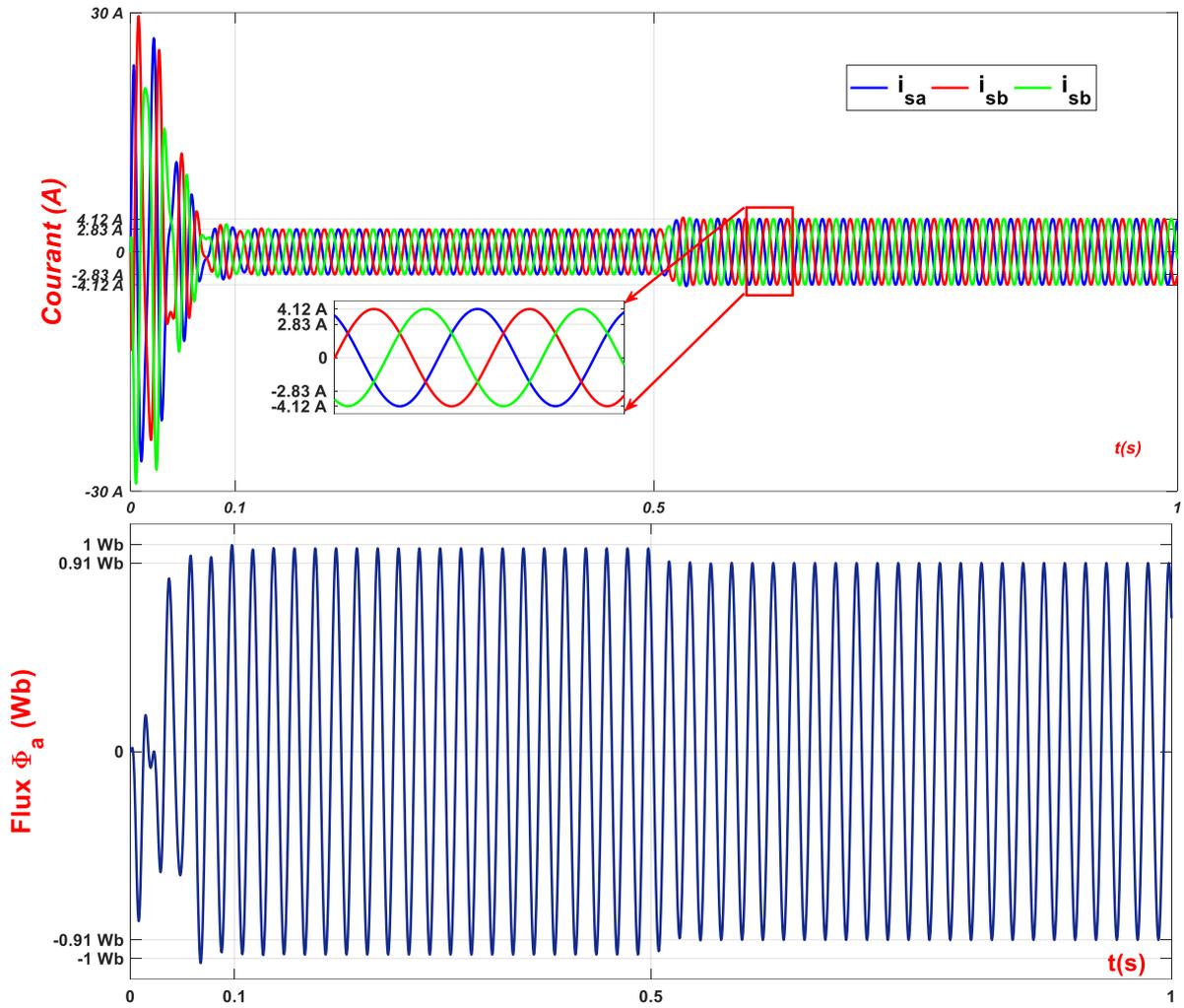
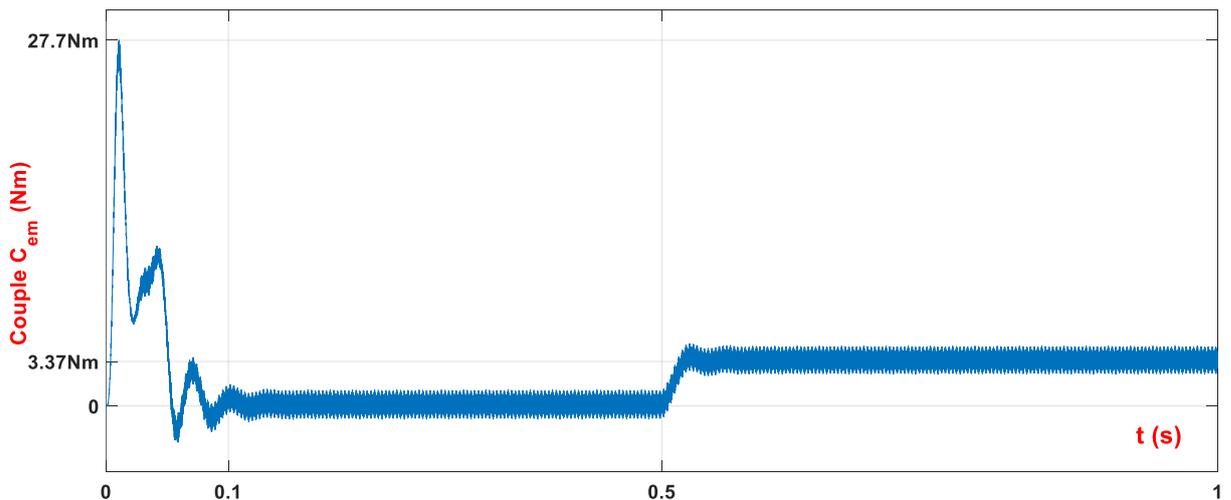


Figure 1-13 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par le réseau triphasé

### 1.9.1.2 Résultats de simulation de la MAS alimentée par l'onduleur MLI



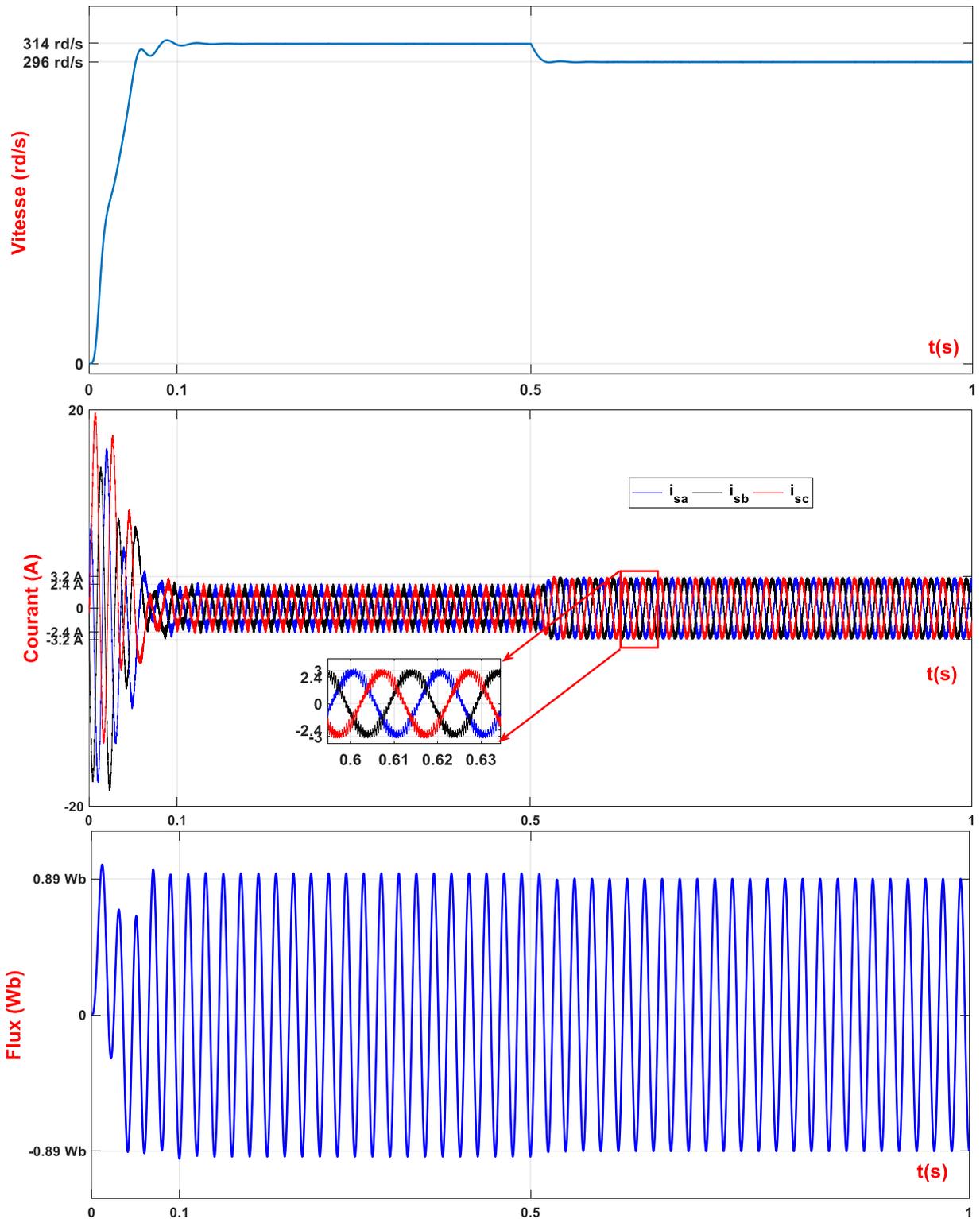


Figure 1-14 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension

### 1.9.1.3 Interprétation des résultats

Dans cette étape, on a simulé la machine asynchrone alimentée directement par un réseau triphasé 230/380V-50Hz puis par l'onduleur de tension à vide ( $Cr=0$ ) puis l'application de perturbation à l'instant 0.5 s ( $Cr= 3.37$  Nm).

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présence aux premiers instants de démarrage des battements importants, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule. L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme **314 rd/s**, avec un accroissement presque linéaire.

Aux premiers instants, les courants statoriques présentes des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances, le régime permanent est atteint, ces oscillations peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives.

Après l'application de couple, une perturbation de couple **Cr = 3.37 Nm**, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge) à l'instant **0.5 s**. Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique à sa valeur nominale **296 rd/s** qui se traduit par le glissement très fort, ce qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple résistant **3.37 Nm** avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine et oscille avec une amplitude de **3.2 A**. Le flux il prend une forme sinusoïdale avec une amplitude **0.89 Wb**.

**Note :** Le couple et le courant dans l'association de l'onduleur au moteur asynchrone présente surtout dans le régime permanent des oscillations qui sont dues principalement aux harmoniques véhiculées par le signal de sortie de l'onduleur.

### **1.10 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons introduit la modélisation d'un moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Et on a présenté l'étude par simulation de l'association machine asynchrone - onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisants, ils répondent bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone. Néanmoins, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences d'un système d'entraînement à vitesse variable.

---

## *Chapitre 02 :*

La commande vectorielle de  
la machine asynchrone

---

## 2.1 Introduction

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, de sortie et les variables internes de la machine. Donc un contrôle performant de la vitesse ou de la position de la machine demande le contrôle simultané de plusieurs variables visant à réaliser artificiellement un découplage entre le flux et le couple comme dans une MCC, où le découplage naturel entre le réglage du flux et celui du couple ce qui rend sa commande plus aisée.

La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage. Ou, deux savants « Blashke et Hasse » ont proposé une méthode introduisant les coordonnées de champ où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes une pour le flux et l'autre pour le couple [26]. En effet, un choix convenable du repère permet d'obtenir un modèle simple de la MAS [25].

Ce repère particulier peut être orienté sur le :

- Flux rotorique : découplage par orientation du flux rotorique ;
- Flux statorique : découplage par orientation du flux statorique ;
- Flux d'entrefer : découplage par orientation du flux d'entrefer

## 2.2 Principe de la commande vectorielle à flux orienté

Le principe de base de la commande FOC est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la MCC à excitation séparée.

Les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique, ou celui de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe direct  $d$  (contrôle du flux) et selon l'axe en quadrature  $q$  (contrôle du couple).

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc le couple, puisque le couple en fonction des courants, l'expression du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivant :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p M_{sr} \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{qr} \cdot I_{ds}) = \frac{3}{2} \frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} \cdot (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (2-1)$$

La commande vectorielle vient régler ce problème de couplage. Suivant les expressions du flux rotorique et du couple, c'est à dire on peut commander le flux rotorique à l'aide de la composante  $I_{ds}$ , si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi la machine asynchrone est contrôlée d'une façon analogique à la machine à courant continu à excitation séparée figure 2 1.

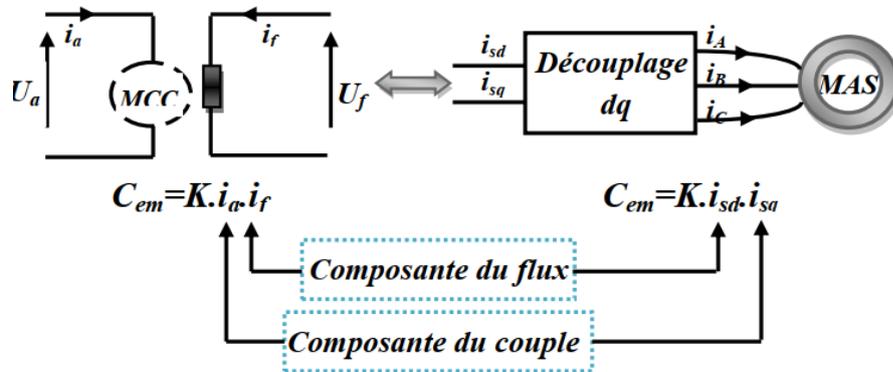


Figure 2-1 : Analogie entre la MCC a excitation séparée et la machine asynchrone

Nous continuons notre travail en allant étudier la méthode d'orientation de flux rotorique.

Par conséquent nous obtenons les équations des flux :

$$\text{Pour le stator : } \begin{cases} \varphi_{ds} = \sigma L_s \cdot I_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_r \\ \varphi_{qs} = \sigma L_s \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (2-2)$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (2-3)$$

La nouvelle relation est :

$$C_{em} = K \cdot \varphi_r \cdot I_{qs} \quad (2-4)$$

Avec :  $K = \frac{3PM_{sr}}{2L_r}$

A partir cette équation :  $I_{dr} = \frac{(\varphi_r - M \cdot I_{ds})}{L_r}$  et l'équation  $\frac{d\varphi_r}{dt} = -R_r \cdot I_{dr}$  on aura :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M.I_{ds} - \varphi_r}{T_r} \tag{2-5}$$

A partir des équations de la machine asynchrone dans le chapitre précédent et avec remplacement des équations obtenues dans ce chapitre, l'orientation de flux rotorique du repère lié au champ tournant est démontrée dans le diagramme suivant :

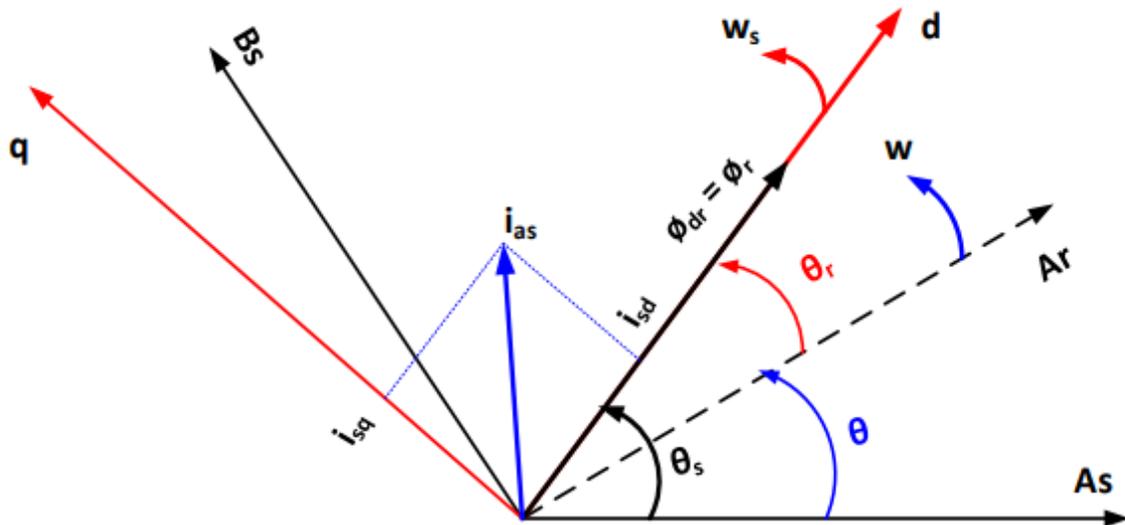


Figure 2-2 : Diagramme d'orientation du flux rotorique sur l'axe d

On a obtenu les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{d}{dt} (I_{ds}) + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} (\varphi_{rd}) - \omega_s \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{d}{dt} (I_{qs}) + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} (\varphi_{rq}) + \omega_s \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_{ds} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} \\ T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M.I_{ds} \\ C_{em} = K.\varphi_r.I_{qs} \\ j \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f.\Omega_r \\ \omega_s = p.\Omega_r + \frac{M}{T_r \varphi_r} .I_{qs} \end{array} \right. \tag{2-6}$$

Afin de simplifier l'écriture de l'équation on pose que :  $\frac{1}{\left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right)} = K'$

Finalement l'écriture en équation d'état, conduit au système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -K' R_s I_{ds} - K' \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt}(\varphi_{rd}) + K'^2 \omega_s I_{qs} - K' V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -K' R_s I_{qs} - K' \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt}(\varphi_{rd}) - K'^2 \omega_s I_{ds} - K' \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} - K' V_{qs} \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M R_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_r \\ C_{em} = K \cdot \varphi_r \cdot I_{qs} \\ j \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_r \end{array} \right. \quad (2-7)$$

On remarque dans ces équations, que  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  dépendent à la fois des courants des deux axes choisis comme variables d'états  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ , donc ils influent sur le flux et le couple. Il est donc indispensable de procéder au découplage des termes couplés.

Deux méthodes de la commande FOC sont à distinguer : directe et indirecte. Il faut noter que ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique.

### 2.2.1 Méthode directe

Cette méthode consiste à mesurer ou estimer le flux rotorique, La première technique offre l'avantage d'être peu sensible aux variations paramétriques mais nécessite dans la machine un capteur de flux généralement fragile et coûteux. Dans le cas de l'estimation, la commande devient très sensible à ces variations dues à la saturation magnétique et à l'élévation de la température dans la machine [25].

### 2.2.2 Méthode indirecte

Elle consiste à contrôler la fréquence de rotation par intégration à partir de la position mécanique. Les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques réapparaissent dans cette configuration [25].

**N.B :** Dans la suite de notre travail, nous nous intéressons à la méthode indirecte.

### 2.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

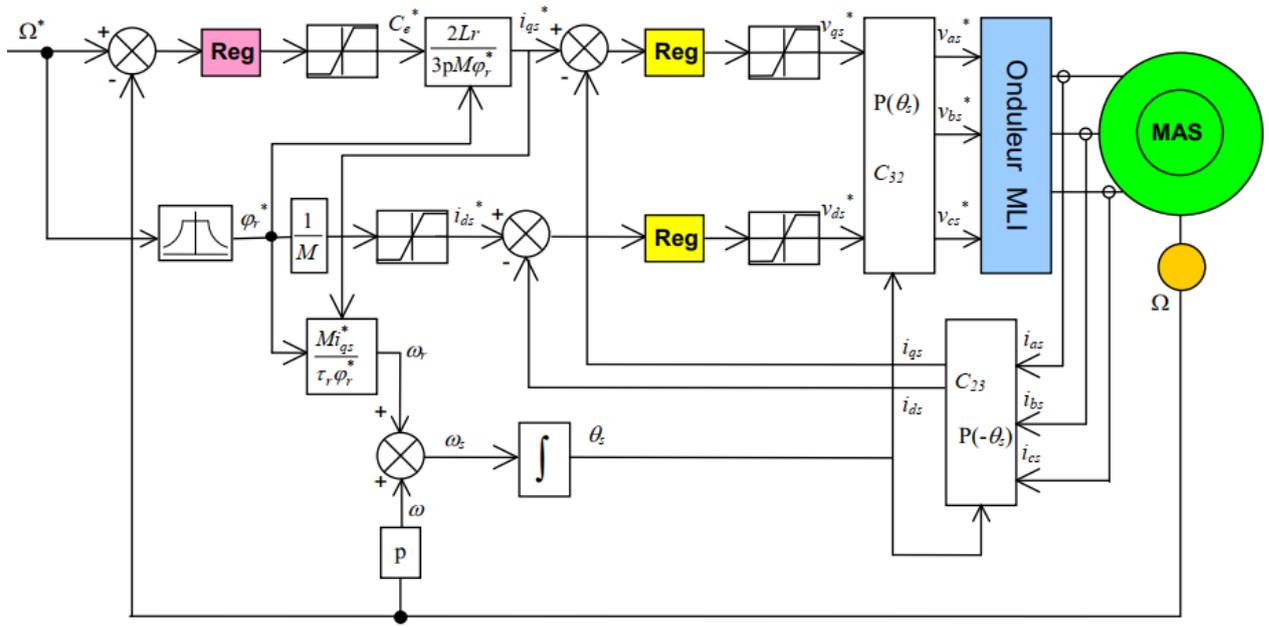


Figure 2-3 : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle IRFOC [23]

La figure 2-4 représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique. Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ , le bloc de calcul de  $\theta_s$  et les transformations directes et inverse. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_{emr\acute{e}f}$ .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de  $I_{ds}$ . Le courant  $I_{ds}$  de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au *défluxage* de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de *défluxage* en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible pendant la marche normale.

La sortie du régulateur de  $I_{ds}$  donne la tension de référence  $V_{dsr\acute{e}f}$ . Les deux tensions de référence  $V_{dsr\acute{e}f}$  et  $V_{qsr\acute{e}f}$  sont alors transformées de biphasé vers triphasé à l'aide de transformation de Park inverse.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux valeurs  $V_{asr\acute{e}f}$ ,  $V_{bsr\acute{e}f}$ ,  $V_{csr\acute{e}f}$ . Les courants  $I_{as}$ ,  $I_{bs}$  et  $I_{cs}$  sont mesurés puis transformés dans le référentiel tournant et donnent  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  qu'on utilise

pour la régulation des courants. En parallèle, la "pulsation statorique" puis l'angle  $\theta_s$  sont calculés à partir d'une mesure de vitesse mécanique et du calcul de la "pulsation de glissement". C'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations de Park directes et inverse.

### 2.3.1 Calcul de $\omega_s$

Dans ce type de commande, l'angle  $\theta_s$  utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

La vitesse relative  $\omega_{sl}$  du repéré, estimée dans les conditions d'orientation du flux et calculée

à partir du système d'équation :  $\omega_{sl} = -\frac{R_r \cdot I_{qr}}{\varphi_r}$  et l'équation  $I_{qr} = \frac{-M \cdot I_{qs}}{L_r}$

$$\text{Soit : } \omega_{sl} = \frac{M}{T_r \varphi_r} \cdot I_{qs} \quad (2-8)$$

$$\text{Et : } \omega_s = \omega_{sl} + \omega_r ; \quad (2-9)$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \quad (2-10)$$

Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotorique, qui est un paramètre influant sur les performances de cette commande. Pour que la vitesse du référentiel d'axe  $dq$  soit effectivement celle du champ tournant, il est nécessaire d'assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage rappelée ci-dessous [25] :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (2-11)$$

### 2.3.2 Découplage

Il existe trois différentes techniques de découplage qui sont [38] :

- Découplage par compensation ;
- Découplage par retour d'état ;
- Découplage par régulateur.

Dans notre travail, nous avons choisi la première technique qui est le découplage par compensation.

### 2.3.2.1 Découplage par compensation

Cette technique consiste à compenser le découplage entre le flux et le couple et cela par l'injection de deux tensions à la commande de la machine.

Le système d'équation des tensions peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds}^{ref} = V_{ds}'^{ref} - E_q \\ V_{qs}^{ref} = V_{qs}'^{ref} + E_d \end{cases} \quad (2-12)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} V_{ds}'^{ref} = \sigma L_s \frac{d}{dt}(i_{ds}) + \sigma L_s \left[ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right] i_{ds} \\ V_{qs}'^{ref} = \sigma L_s \frac{d}{dt}(i_{qs}) + \sigma L_s \left[ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right] i_{qs} \end{cases} \quad (2-13)$$

$$\text{et } \begin{cases} E_q = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} - \omega_s \frac{M_s}{T_r L_r} \phi_{rd} \\ E_d = +\omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega \frac{M_s}{L_r} \phi_{rd} \end{cases} \quad (2-14)$$

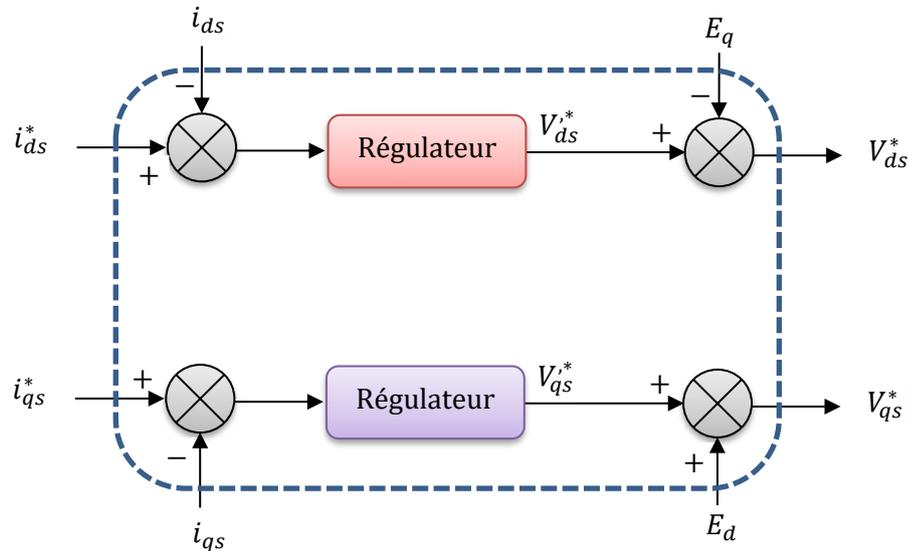


Figure 2-4 : Découplage par addition des termes de compensation

### 2.3.3 Le défluxage

À des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale par contre, il faut qu'il décroît lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes du moteur. Pour cela, il est utilisé le bloc de défluxage qui est défini par la non linéarité suivante [29] :

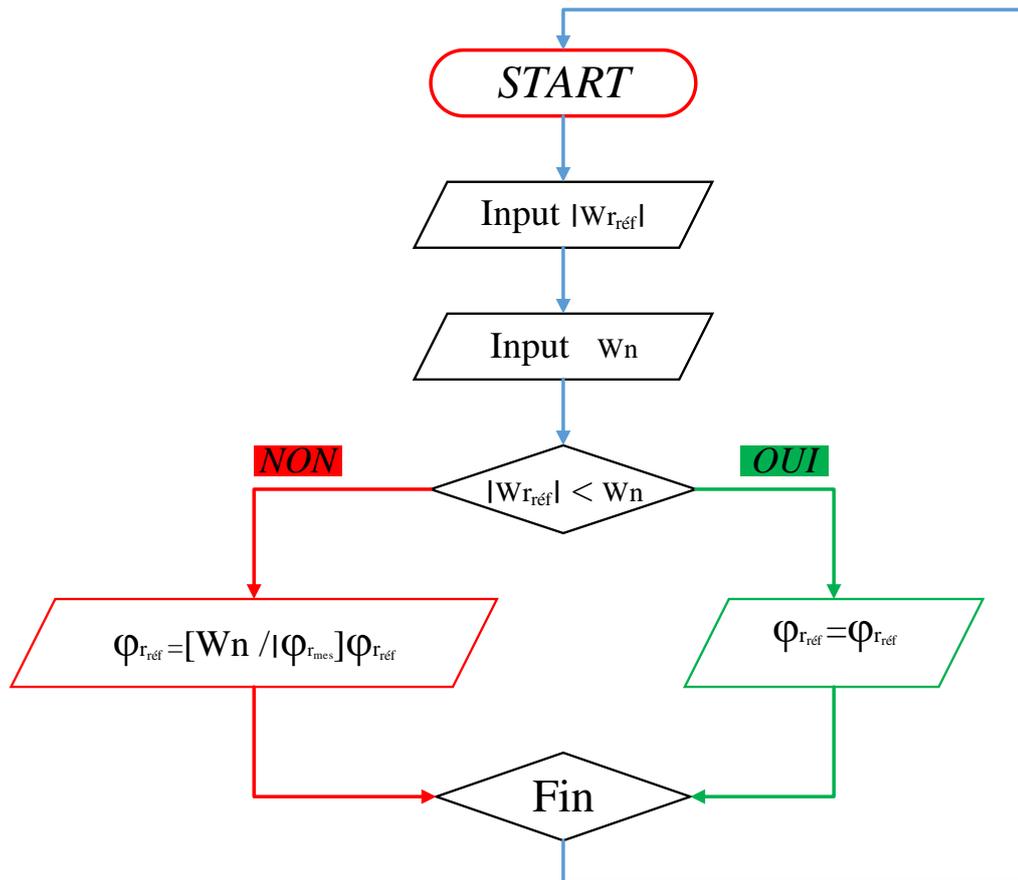


Figure 2-5 : L'organigramme de défluxage

## 2.4 Calcul des régulateurs

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il y a trois régulateurs PI, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  [30].

### 2.4.1 Régulateur de vitesse

Les paramètres du régulateur PI sont définis à partir du schéma illustré dans la figure 2-6. La fonction de transfert du régulateur PI de vitesse est donné par :

$$PI_{\Omega}(s) = K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (2-15)$$

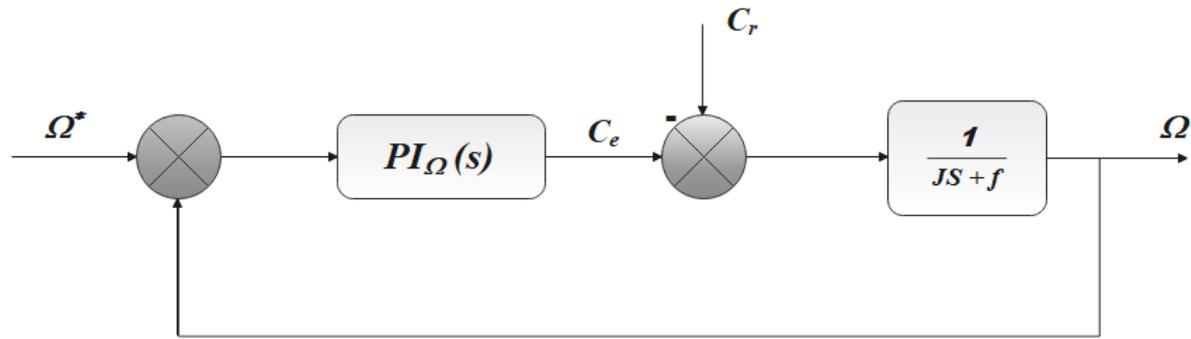


Figure 2-6 : Boucle de régulation de la vitesse structure PI

Dans la boucle de régulation précédente on a :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} \left( K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js + f} \cdot C_r \tag{2-16}$$

En considérant le couple de charge comme perturbation (Cr=0) la nouvelle relation peut s'écrire comme suit :

$$\Omega = \frac{\left( \frac{K_{P\Omega}}{K_{i\Omega}} s + 1 \right)}{\left( \frac{J}{K_{i\Omega}} \right) s^2 + \left( \frac{K_{P\Omega} + f}{K_{i\Omega}} \right) + 1} \Omega^* \tag{2-17}$$

La forme canonique de la fonction de transfert de 2<sup>ème</sup> ordre s'écrit :

$$G(S) = \frac{K}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \tag{2-18}$$

Par comparaison entre les deux dénominateurs (la fonction de transfert et la forme canonique)

On aura :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{P\Omega} + f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \begin{cases} K_{i\Omega} = J \cdot \omega_n^2 \\ K_{P\Omega} = 2\xi \cdot J \cdot \omega_n - f \end{cases}$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ( $\xi=0.7$ ) et temps de monte ( $t_m=0.5s$ ) Donc  $\omega_n=6$

## 2.4.2 Régulateurs de courants

### 2.4.2.1 Régulateur du courant $i_{ds}$

Le régulateur du courant  $I_{ds}$  fournit la tension  $V_{ds}$  de référence la boucle de régulation est alors comme indiquée à la figure 2-8.

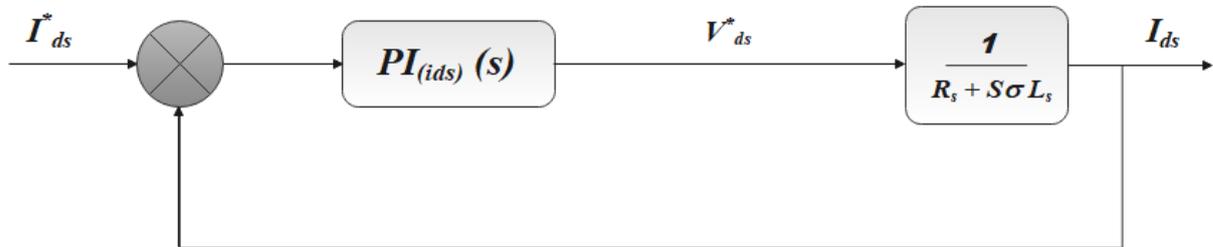


Figure 2-7 : Boucle de régulation du courant  $I_{ds}$

La fonction transfert du régulateur PI est donné par :

$$PI_{I_{ds}}(s) = K_{Pi} + \frac{K_{ii}}{s} \quad (2-19)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donc :

$$G_o = K_{Pi} \left( s + \frac{K_{ii}}{K_{Pi}} \right) \frac{1}{s} \cdot \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s} \quad (2-20)$$

Par compensation de pôle : 
$$\frac{K_{ii}}{K_{Pi}} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$$

Alors : 
$$G_o = \frac{K_{Pi}}{s} \cdot \frac{1}{\sigma L_s} \quad (2-21)$$

En boucle fermée :

$$G_F = \frac{\frac{K_{Pi}}{\sigma L_s s}}{1 + \frac{K_{Pi}}{\sigma L_s s}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_{Pi}} \cdot s + 1} = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \quad (2-22)$$

Avec :  $\tau = \frac{\sigma.L_s}{K_{pi}}$

### 2.4.2.2 Régulateur du courant $I_{qs}$

En procédant de la même manière que pour le régulateur de  $I_{ds}$  on déterminera les coefficients du régulateur de courant  $I_{qs}$  qui fournit la tension de référence  $V_{qs}^*$ . Le schéma de régulation du courant  $I_{qs}$  est représenté sur la figure 2-8, on remarque bien que c'est la même que pour le courant  $I_{ds}$ .

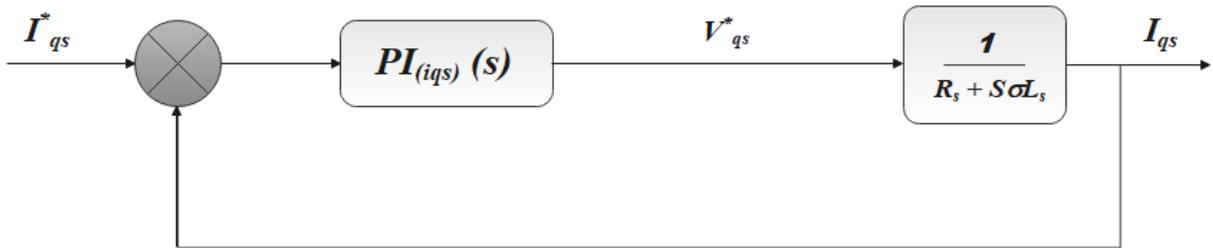


Figure 2-8 : Boucle de régulation du courant  $I_{qs}$

## 2.5 Simulation numérique

Dans ce chapitre, à partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, nous élaborons les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé sous Matlab. Le schéma d'ensemble est donné par la figure 2-9.

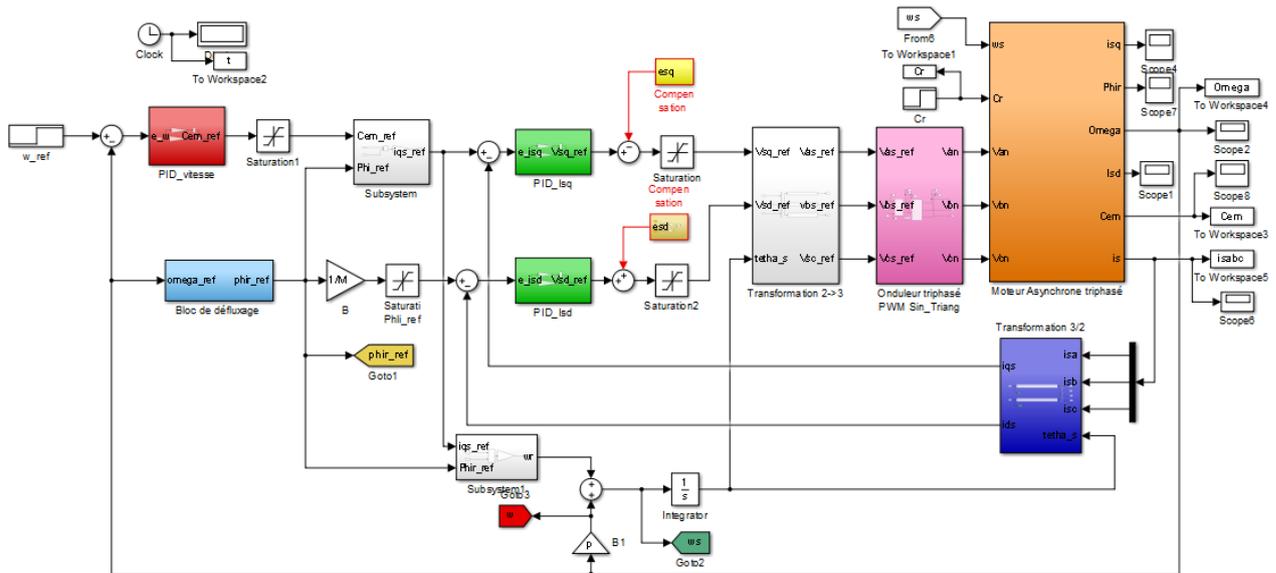


Figure 2-9 : Schéma global de simulation de la commande vectorielle

## 2.5.1 Résultats de simulation

### 2.5.1.1 Démarrage à vide avec insertion de la charge

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension. Au départ on impose à la machine une vitesse de référence égale à 314 rad/s, et à  $t=1s$  on introduit un couple de charge égale à 3.37N.m.

Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 2-11.

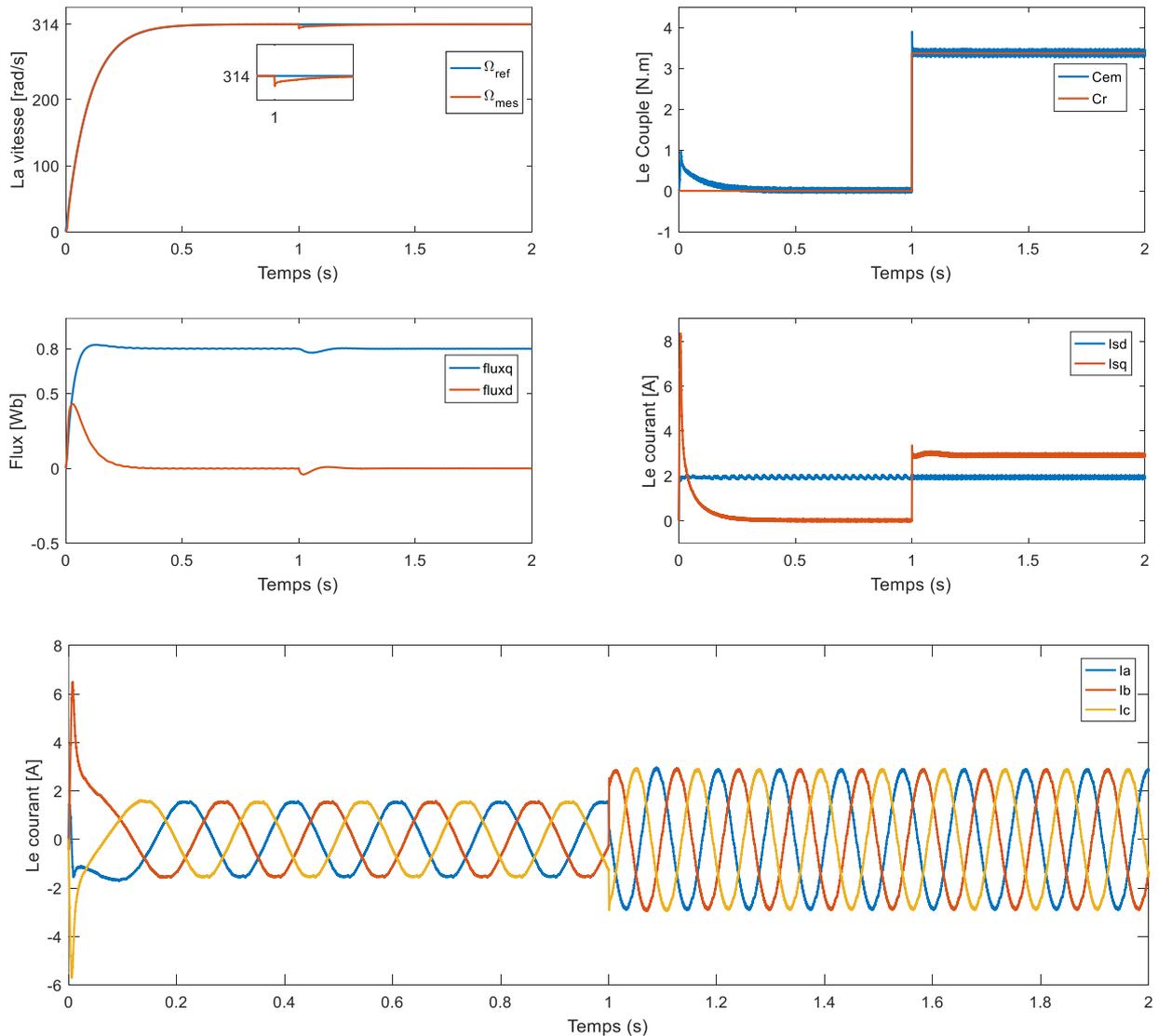


Figure 2-10 : Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée en tension avec insertion de la charge après un démarrage à vide.

### 2.5.1.2 Discussion des résultats

Pour la vitesse, elle présente une bonne réponse sans dépassement et sans erreurs statique et suit parfaitement sa référence nominale.

A l'instant où le couple de charge est appliqué, elle subit une petite atténuation qui disparaît par la suite pour regagner sa valeur imposée avec une bonne dynamique ce qui montre la robustesse des correcteurs vis-à-vis des variations de la charge.

Pour le couple, on remarque l'apparition des pics au démarrage puis il s'annule. Lors de l'application de la charge, il augmente pour compenser instantanément couple résistant. Sur la courbe du courant d'une phase statorique ; un appel est très visible au régime transitoire de démarrage puis il se stabilise pour une valeur garantissant la magnétisation de la machine. Une fois la charge est appliquée une augmentation est enregistrée. Pour les courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  est très clair. Le courant statorique suivant l'axe  $q$   $I_{qs}$  est l'image du couple électromagnétique, alors que le courant suivant l'axe  $d$   $I_{sd}$  est l'image du flux. Pour les flux rotoriques, suivant les deux axes, il est très visible que tout le flux est orienté sur l'axe  $d$  et il est nul suivant l'axe  $q$ . Ce résultat prouve également que le découplage est parfaitement réalisé.

Le couple électromagnétique n'est pas stable et fluctuant pour le problème des harmoniques émises par l'onduleur.

Bref, nous remarquons que cette commande présente des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet acceptable de la perturbation.

Et afin de juger l'efficacité (robustesse) de la commande vectorielle indirecte, différents tests ont été effectués à temps de simulation (3s), variation de vitesse, variation de moment d'inertie et variation de la résistance rotorique.

## **2.6 Test de robustesse**

### **2.6.1 Test de robustesse à la variation et inversion de la vitesse**

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse à vide ( $\Omega_{ref}=314, -314, 157, -157, 10, -10$  rad/s) la figure 2-11 montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

### 2.6.1.1 Résultats de simulation

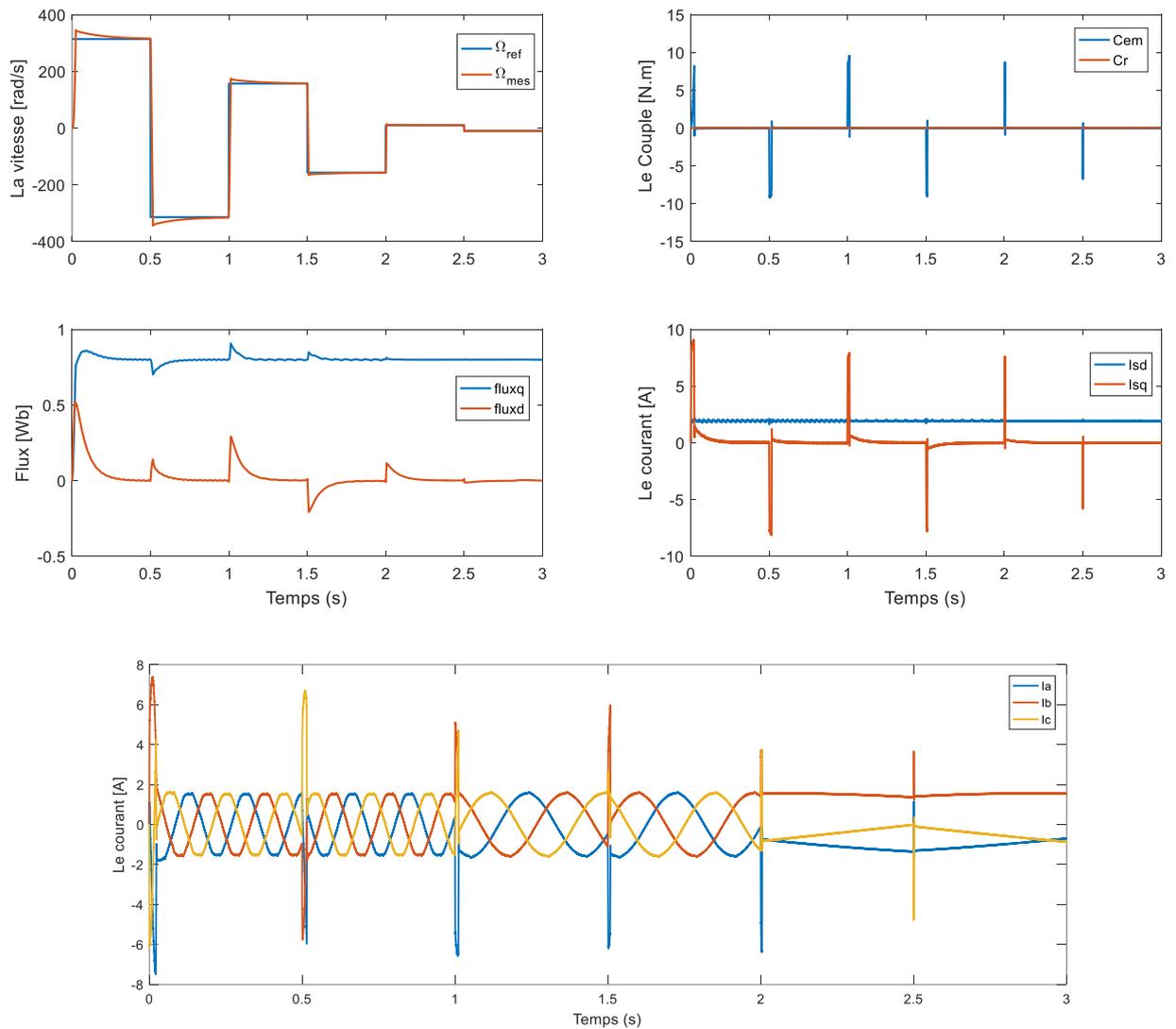


Figure 2-11 : Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte avec de changement de vitesse et inversion de sens de rotation

### 2.6.1.2 Discussion des résultats

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence avec un petit dépassement, cela veut dire que la régulation est robuste, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur. Aussi on remarque une légère transition en module des composantes directes des flux rotoriques, le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue contrôle de vitesse.

### 2.6.2 Test de robustesse à la variation de la résistance rotorique $R_r$

La résistance rotorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis

à l'instant  $t=1s$ , on applique un couple résistant ( $C_r=3.37Nm$ ) ce qui peut causer une augmentation de la résistance rotorique de  $2 \times R_r$  à l'instant de  $t=2s$ .

### 2.6.2.1 Résultats de simulation

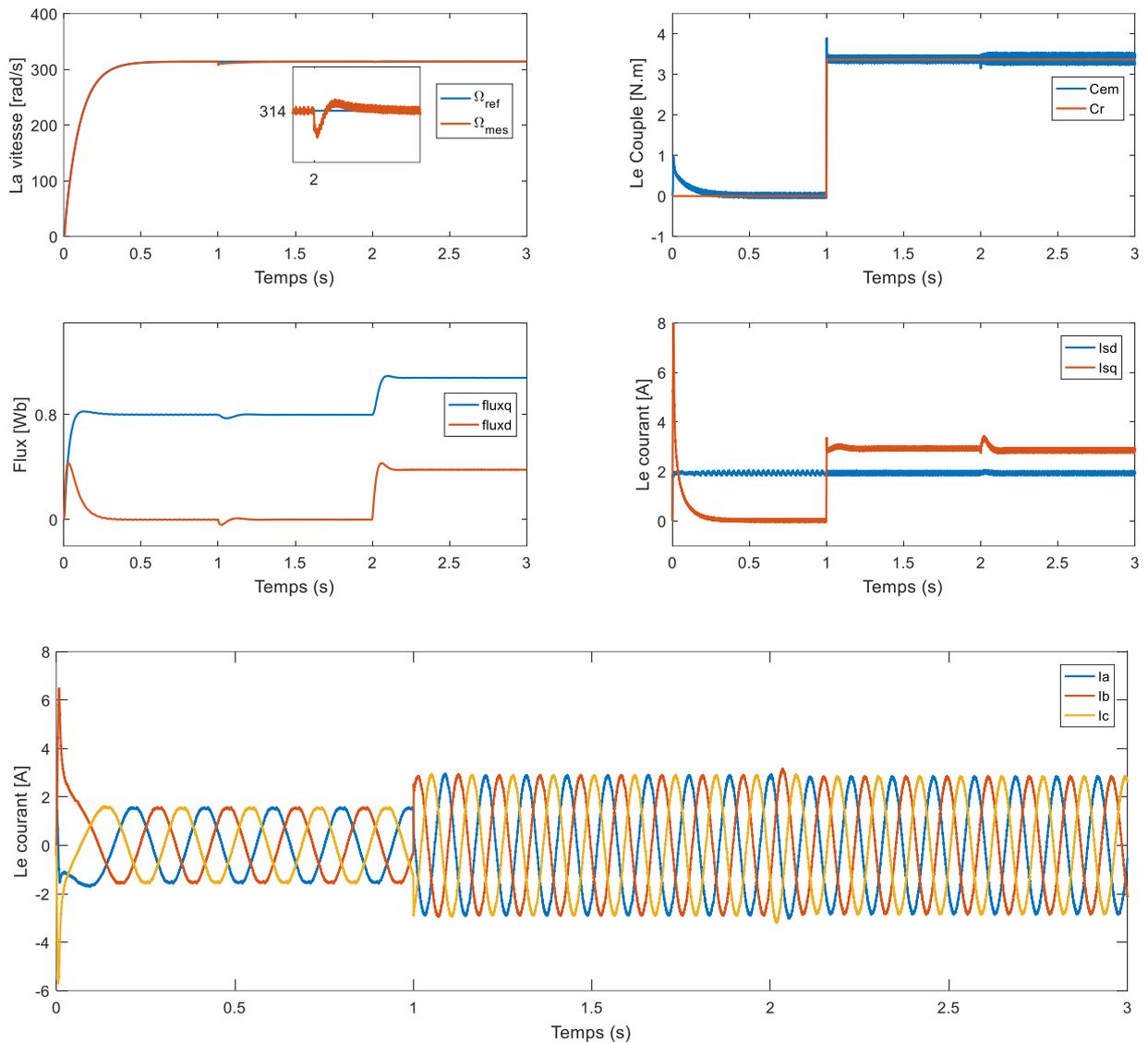


Figure 2-12 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec variation de la résistance rotorique  $R_r(100\%)$

### 2.6.2.2 Discussion des résultats

D'après les résultats présentés dans la figure 2-13, on remarque au moment de variation de la résistance rotorique de 100 % de la résistance nominale dû à l'échauffement de la machine. Les résultats montrent qu'avant l'instant ( $t=2s$ ) c'est-à-dire à l'instant de variation de la résistance de 100%, aucune variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux. A partir de

l'instant de variation de la résistance ( $t=2s$ ), on constate le découplage est touché, donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.

### 2.6.3 Test de robustesse à la variation du moment d'inertie

Le dernier test de robustesse à l'égard de la variation du moment d'inertie  $j$  est illustré dans la figure 2-14, le taux de variation de l'inertie est de 150% et 200% de la valeur nominale.

#### 2.6.3.1 Résultats de simulation

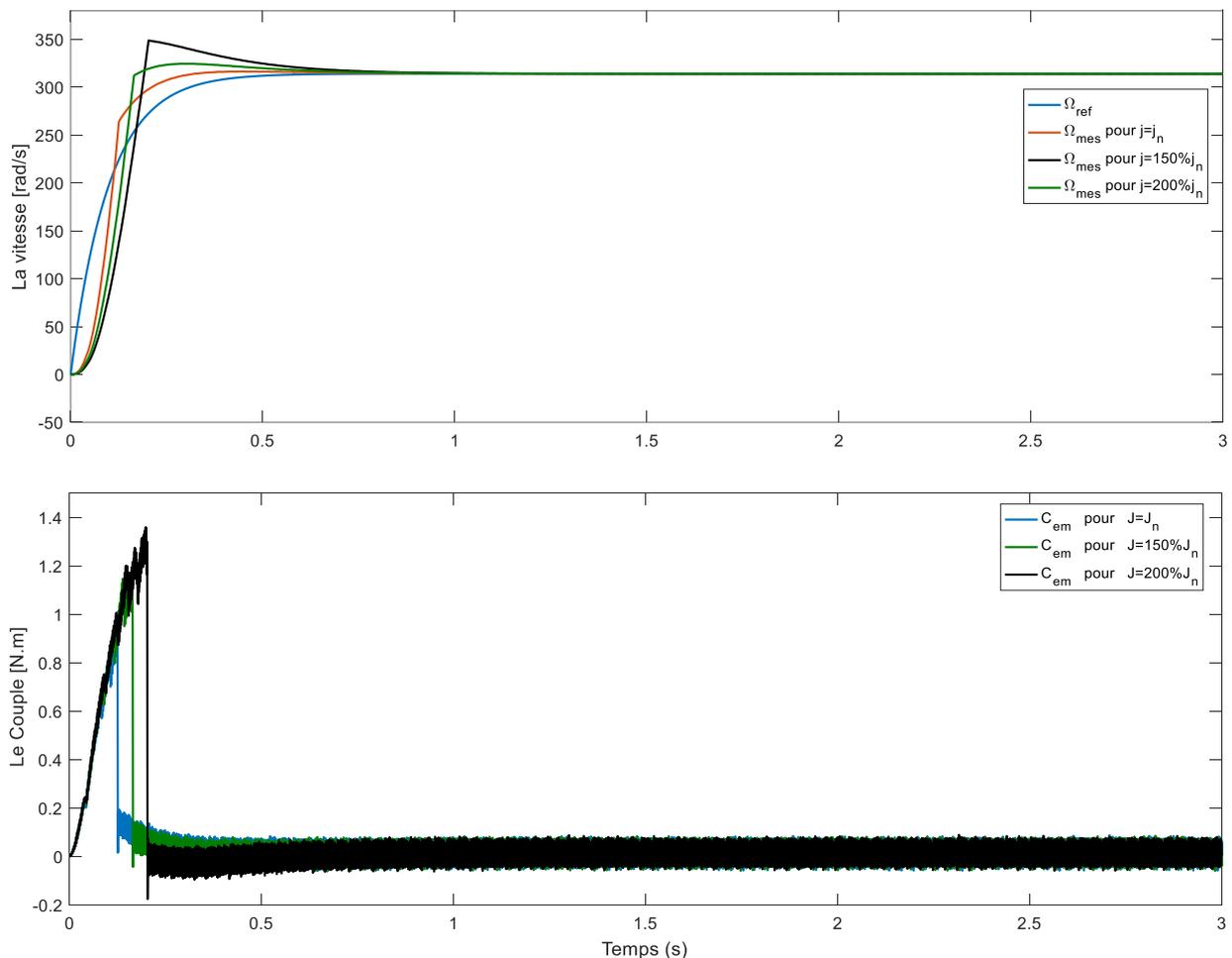


Figure 2-13 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec variation de moment d'inertie

#### 2.6.3.2 Discussion des résultats

D'après les résultats obtenus, on remarque que la variation de moment inertie provoque une petite augmentation de temps de réponse sur la vitesse (un dépassement), et le moment d'inertie a une relation de corrélation directe avec le dépassement ( $j$  augmente le dépassement est augmenté).

Les résultats de simulation des tests robustesses montrent la sensibilité de la régulation par PI à la variation du moment d'inertie et de la résistance rotorique, Donc on va essayer avec d'autres types de régulation, qui sont les régulations non linéaires (régulation par mode glissant et logique floue).

## 2.7 Régulation par mode glissant

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable consiste en une loi de commande basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une surface de glissement.

### 2.7.1 Conception de la commande à structure variable

La conception des régulateurs par les modes glissants nécessite principalement trois étapes [31][32], à savoir :

- Le choix de la surface de glissement ;
- La condition de convergence ;
- Le calcul de loi de commande

#### 2.7.1.1 Le choix de la surface de glissement

La forme d'équation générale pour la surface de glissement, proposée par "J.J. Slotine" et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (2-23)$$

Avec :  $e(x) = X_{ref} - X$  (2-24)

$e(x)$  : Ecart de la variable à régler ;

$\Lambda$  : Constante positive ;

$r$  : Degré relatif.

#### 2.7.1.2 Etablissement de la condition de convergence

##### ❖ Fonction directe de commutation :

Elle est proposée et étudiée par *Emilianov* et *Utkin* [32] et [34]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$S(x).S'(x) < 0 \quad (2-25)$$

### ❖ **Fonction de LYAPUNOV**

La condition de convergence permet aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement. Il s'agit de formuler une fonction scalaire de Lyapunov.

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (2-26)$$

#### **2.7.1.3 Détermination de la loi de commande**

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties. La première concerne la commande équivalente  $U_{eq}$  et la deuxième est commande discontinue  $U_n$ .

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (2-27)$$

##### **a. Commande équivalente**

Un vecteur  $x$  de la commande équivalente  $U_{eq}$  se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On suppose que les relais n'ont ni seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation et que le modèle mathématique de l'application n'a négligé aucune constante de temps.

$$S_i(x) = 0 \quad i = 1, 2, 3 \dots \dots \dots, m \quad (2-28)$$

On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\frac{dS_i}{dt} = S_i = 0$$

##### **b. Commande discontinue**

$U_n$  est calculé pour garantir l'attractivité de la variable d'état à contrôler vers la surface de commutation. La plus simple est la fonction relais représentée par la figure 2-14.

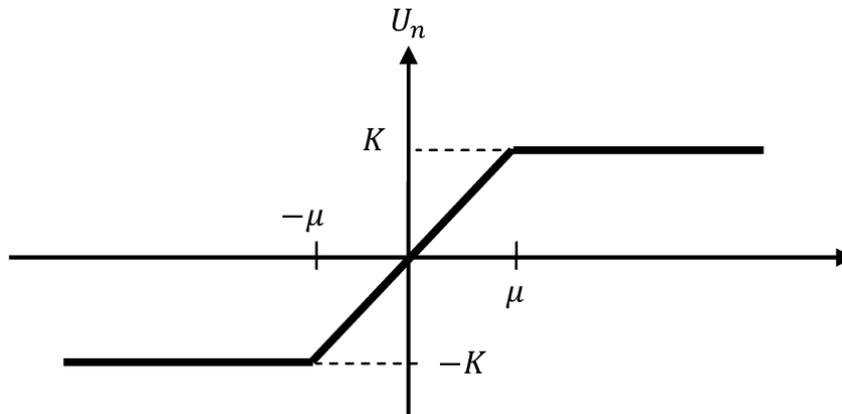


Figure 2-14 : Définition de la fonction SAT

$U_n$  s'exprime donc comme :  $U_n = K \cdot \text{sat}(S(x))$  (2-29)

### 2.7.2 Application de la commande par mode glissant au contrôle de vitesse de la MAS

Pour appliquer la théorie du contrôle par mode de glissement à la vitesse, il faut suivre les étapes de la conception d'un régulateur glissant.

- Donc la loi de commande peut s'exprimer comme

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (2-30)$$

- L'expression de la surface de contrôle de la vitesse a pour forme :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (2-31)$$

- La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (2-32)$$

La synthèse de la loi de commande de mode glissant pour la régulation de vitesse de la machine asynchrone est effectué à partir de l'équation mécanique.

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{j} C_{em} - \frac{1}{j} C_r - \frac{f}{j} \Omega \quad (2-33)$$

Connaissant que la dérivée de la surface est nulle :

$$\dot{S}(\Omega) = 0$$

En remplaçant l'équation mécanique dans l'équation de la surface de commutation, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{\Omega}_{ref} - \left( \frac{1}{j} C_{em} - \frac{1}{j} C_r - \frac{f}{j} \Omega \right) = 0 \quad (2-34)$$

Donc : 
$$C_{em} = j \dot{\Omega}_{ref} + C_r + f \Omega \quad (2-35)$$

Avec :  $U(t) = C_{em}$

$$U_{n(dis)} = K.sat S(\Omega)$$

$$U(t) = j \dot{\Omega}_{ref} + C_r + f \Omega + K.sat S(\Omega) \quad (2-36)$$

**N.B :** Pour vérifier la condition de stabilité du système, la constante K doit être positive.

### 2.7.3 Simulation numérique

Afin de montrer les performances de la commande par mode glissant, nous allons appliquer les mêmes conditions que ceux utilisés dans le titre 2-7. On garde le même schéma de principe adopté pour la commande vectorielle sauf qu'on remplace le régulateur PI de la vitesse par notre régulateur à mode glissant qui est schématisé par la structure suivante :

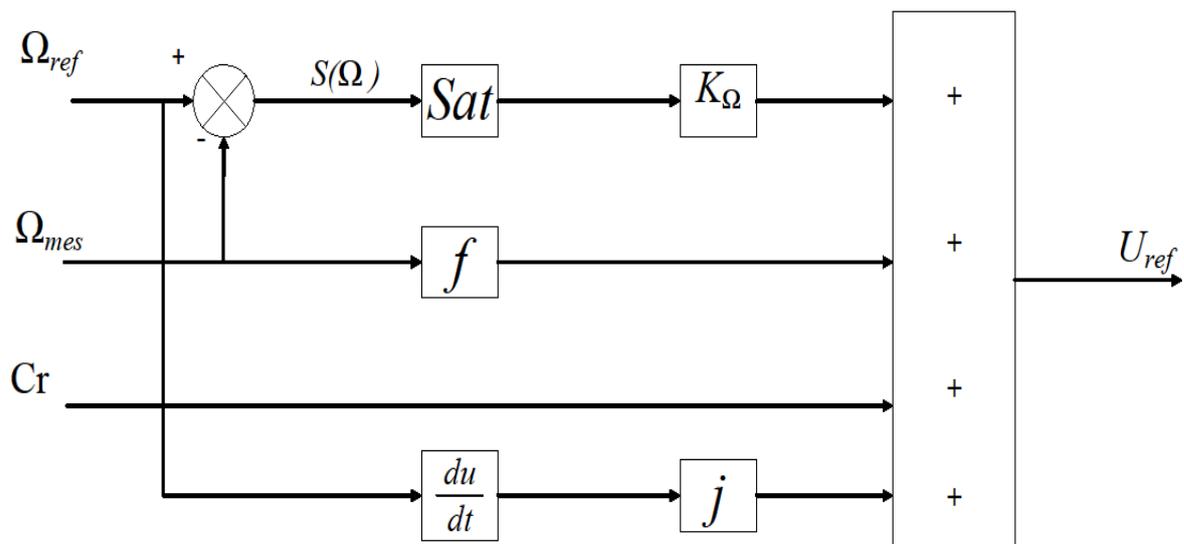


Figure 2-15 : La structure de régulateur de vitesse à mode glissant appliquée à la MAS

### 2.7.3.1 Résultats de simulation

Les résultats de simulation obtenus sont présentés par la figure suivante :

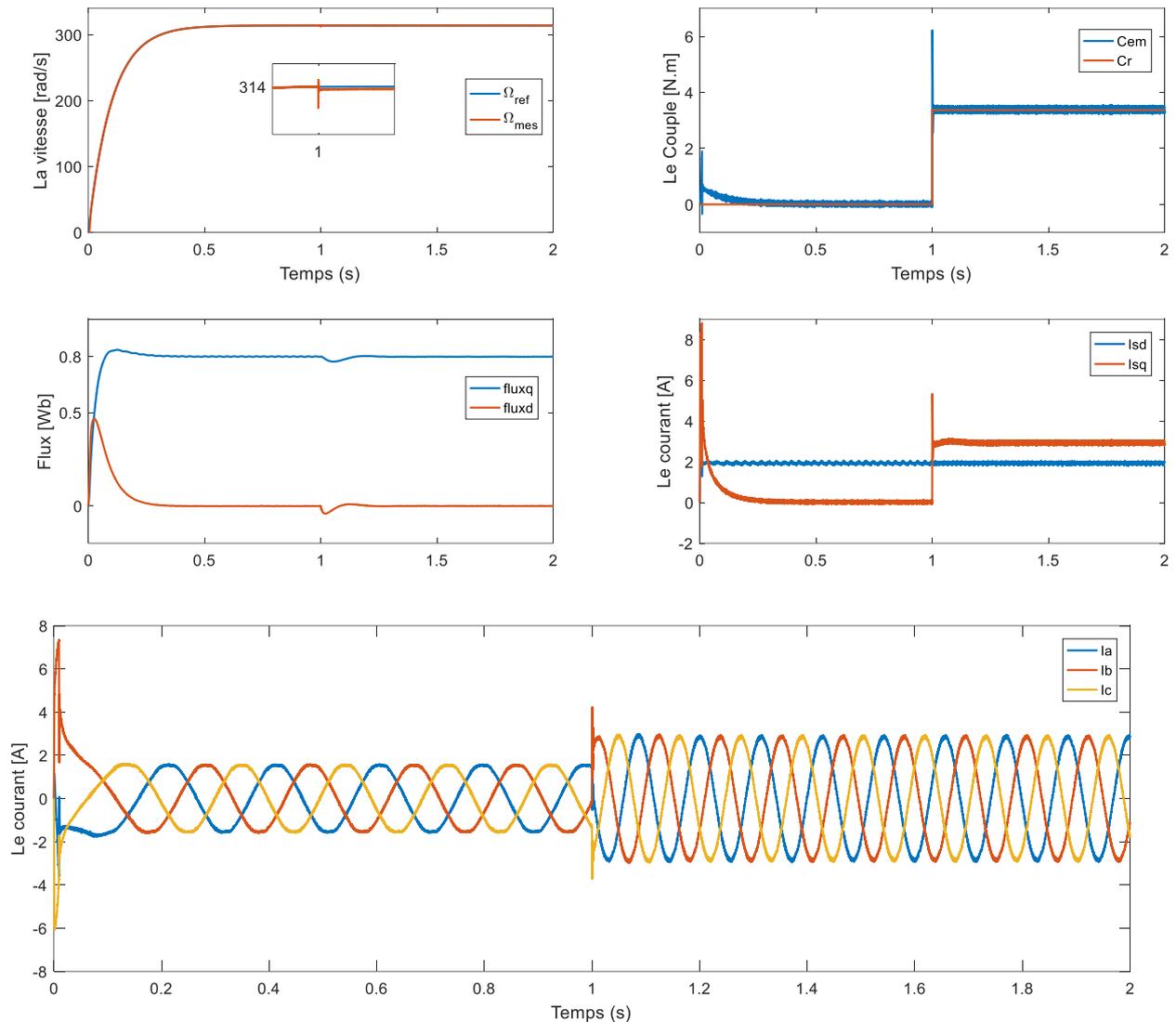


Figure 2-16 : Réponse du système avec régulateur de vitesse à mode glissant

### 2.7.3.2 Interprétations des résultats de simulation du command par mode glissant

Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse comparativement à celle obtenue dans le cas du PI classique. De plus, l'allure du couple et des courants statoriques et rotoriques marquent des pics inférieurs à ceux marqués dans le cas du PI classique. Après un régime transitoire négligeable, le flux reste constant d'amplitude (la valeur de référence). Le couple électromagnétique s'annule après un régime transitoire, où son amplitude. Après l'instant  $t=1s$  on a appliqué le couple de charge nominale, nous obtenons une réponse de vitesse qui suit parfaitement la référence demandée. Nous voyons que les impacts du couple de charge n'affectent pas la réponse en vitesse du système.

Ainsi, on peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité de la commande par mode glissant.

### 2.7.4 Test de robustesse

Nous maintenons les mêmes changements de vitesse et de sens de rotation des expériences précédentes dans le régulateur PI et traite le comportement des grandeurs électriques (la résistance rotorique) et mécaniques (moment d'inertie) de la MAS en tenant compte de l'effet de ses incertitudes paramétriques donné au test robustesse de la commande vectorielle à base de régulateur de vitesse PI.

#### 2.7.4.1 Test de robustesse à la variation et inversion de la vitesse

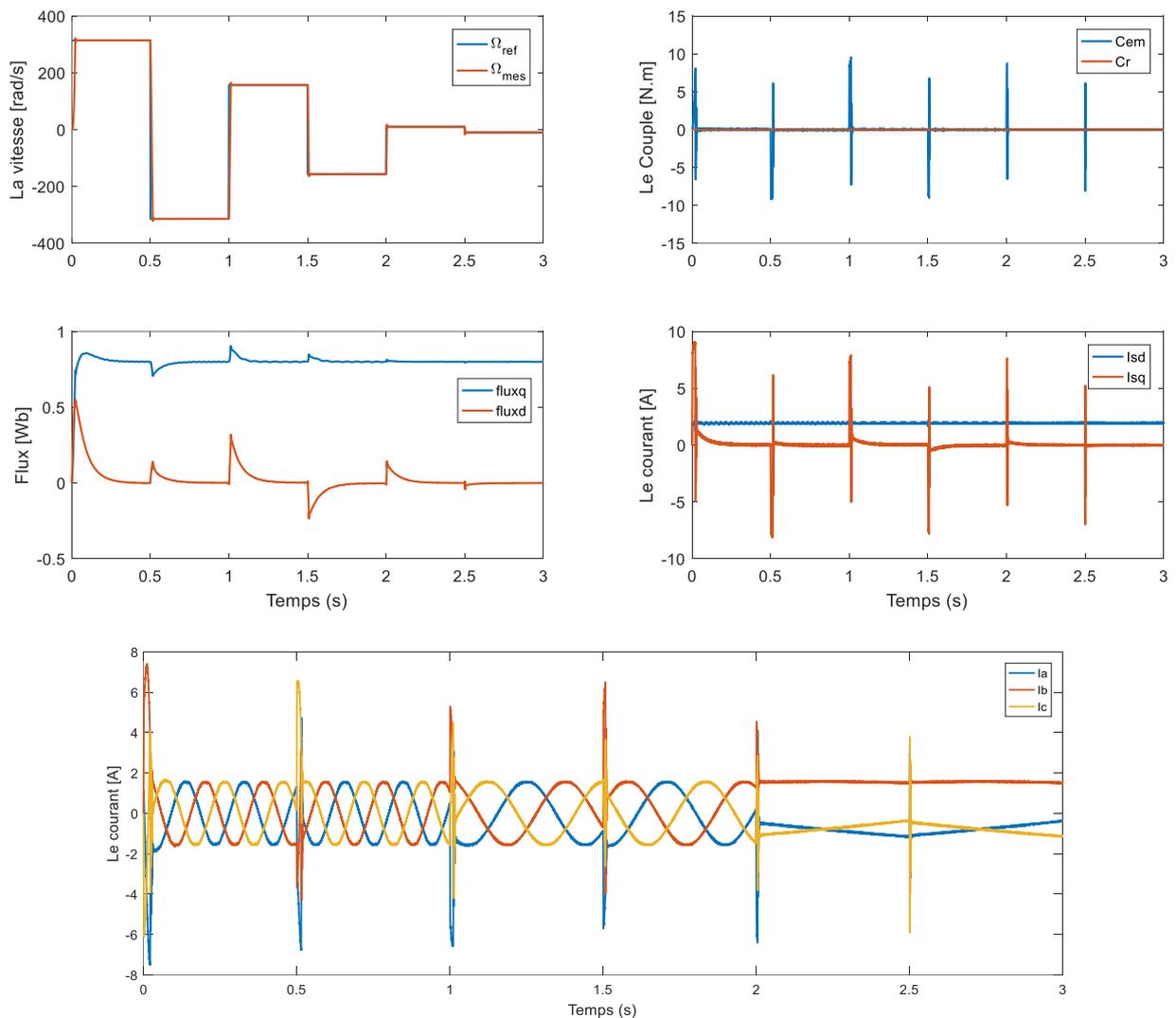


Figure 2-17 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec changement de vitesse et inversion de sens de rotation.

Dans les résultats obtenus montrent que la vitesse est changée et inversée plusieurs fois (Selon les valeurs de vitesse de référence), sans influence sur la réponse de flux qui reste presque constant après le régime transitoire, et sur le couple, des pics au moment de changement ou d'inversion de sens de vitesse puis il revient à zéro, et même cas pour les courant statoriques qui présentent des dépassements excessifs à ce moment avant qu'ils reviennent à leurs formes. La plus important que la vitesse suit sa consigne rapidement le temps de réponse petite comparativement au régulateur PI.

#### 2.7.4.2 Test de robustesse à la variation de la résistance rotorique $R_r$

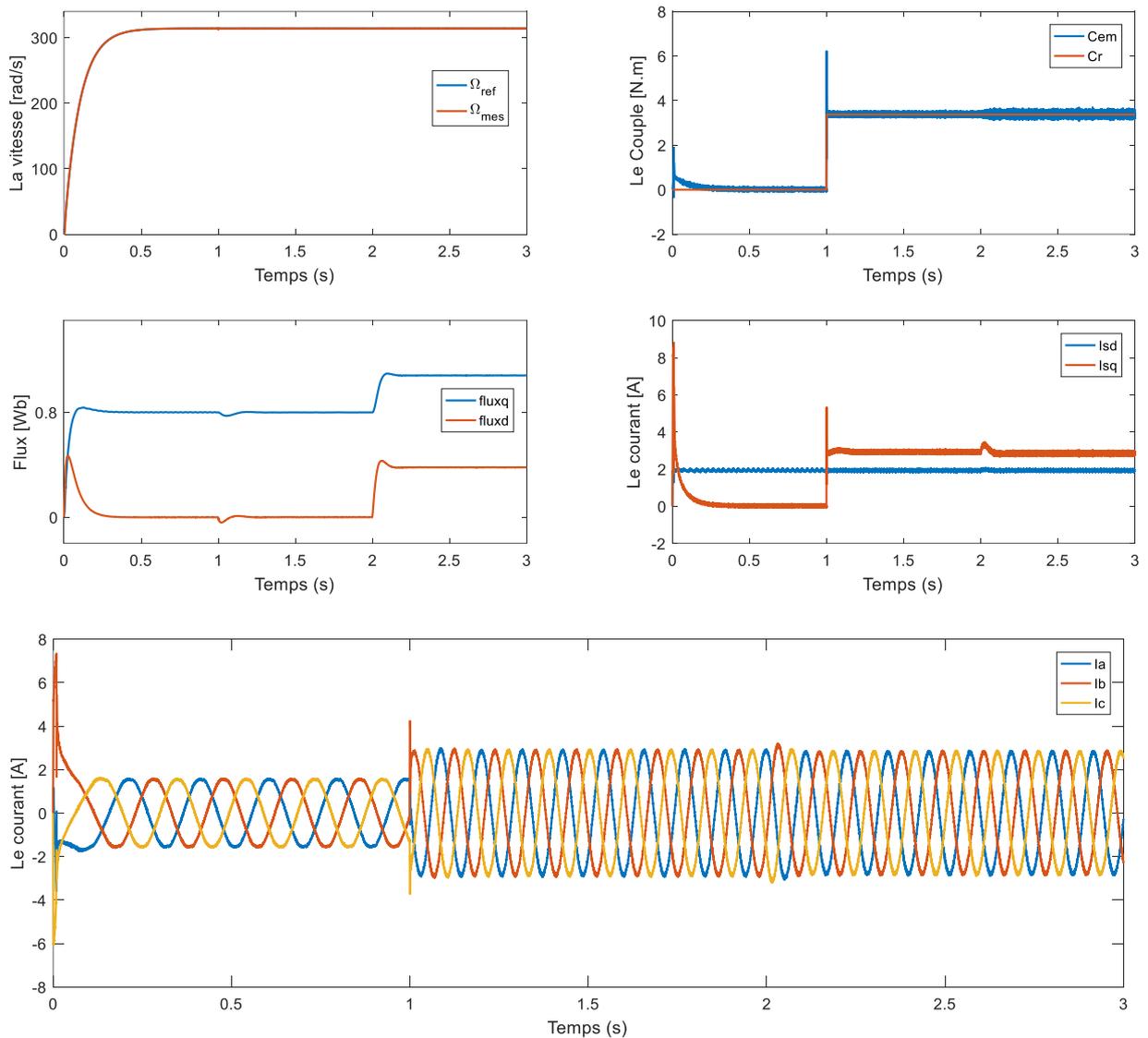


Figure 2-18 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant

On remarque dans la figure 2-18 que la vitesse reste insensible à la variation de la résistance rotorique et cette dernière suit sa consigne avec un temps de réponse très court sans aucun dépassement, les courants ne sont pas infectés, alors que le flux et le couple présentent des petites ondulations. On conclut que la commande par mode glissant est insensible à la variation

de la résistance rotorique par rapport à la régulateur PI et ses performances restent inchangées sauf quelques fluctuations et des pics qu'on peut négliger.

### 2.7.4.3 Test de robustesse à la variation de moment d'inertie

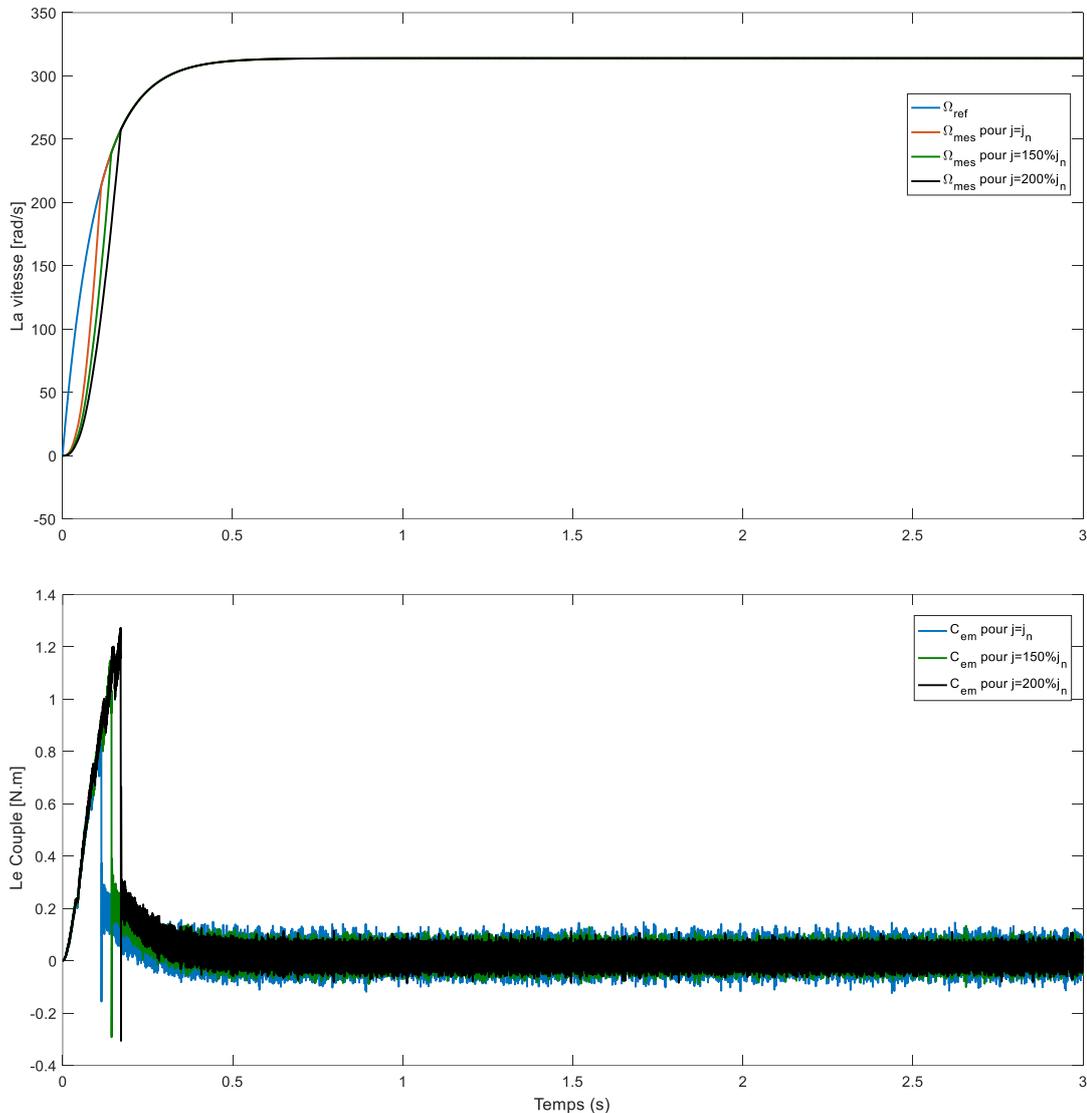


Figure 2-19 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec variation de moment d'inertie

Avec l'augmentation de moment d'inertie de la machine, le couple sera à son tour augmenté et la vitesse n'entraîne aucun dépassement mais avec un temps de réponse supérieur au premier temps de réponse (pour  $j=j_n$ ). et pour, la vitesse elle retrouve son allure dans un petit moment. D'où, la commande par mode glissant est robuste aux variations des paramètres mécaniques.

## 2.8 Régulation par logique floue

La logique floue est une technique d'incorporer des connaissances expertes dans la conception d'un contrôleur. C'est une technique reposant sur la théorie des ensembles flous développée par *Lotfi Zadeh*. À côté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive [26] et [27].

La commande par logique floue a pour but de traiter des problèmes de commande de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue) [28].

### 2.8.1 Structure de base d'un contrôleur floue

Généralement, la conception d'un régulateur floue pour la commande des entraînements électriques exige le choix des paramètres suivants [24] :

- ❖ Choix des variables linguistiques.
- ❖ Choix des fonctions d'appartenances.
- ❖ Choix de la méthode d'inférence.
- ❖ Choix de la stratégie de défuzzification.

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par *Mamdani* [35,38]. Pour contrôler la vitesse, le contrôleur est donné par le schéma suivant :

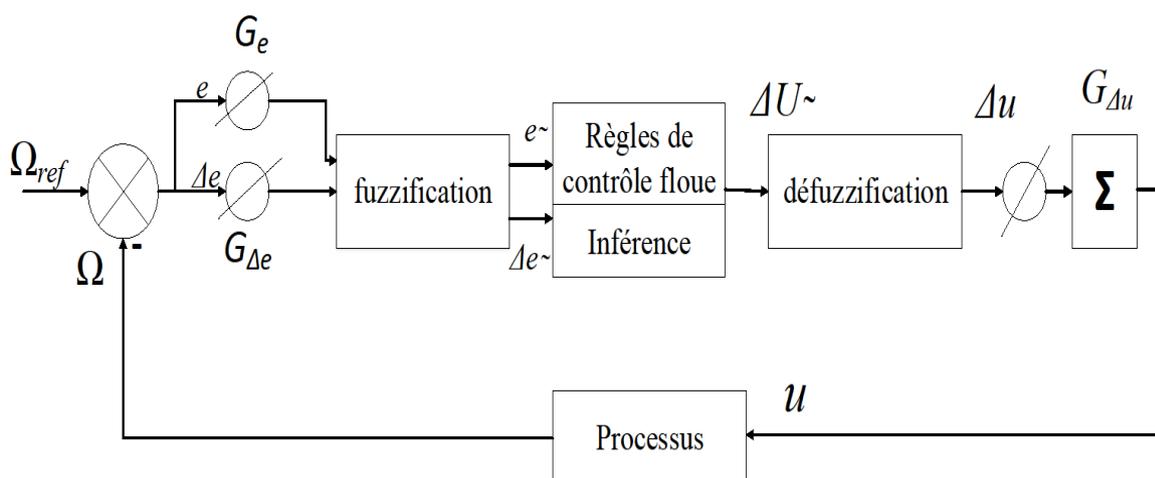


Figure 2-20 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse

Le régulateur floue représenté par la figure 1 est composé de :

- ❖ Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse au cours de temps ;

- ❖ Des facteurs d'échelles associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- ❖ Un bloc de fuzzification ;
- ❖ Des règles floues ;
- ❖ Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- ❖ Un bloc de sommation qui calcule la valeur intégrale de la commande.

### 2.8.2 Réglage de vitesse de la MAS par un contrôleur flou

Pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone, le contrôleur flou reçoit comme variables en entrée, l'erreur  $e$  qui est la différence entre la vitesse de référence, et la vitesse de rotation du rotor de la machine :

$$e = \omega_{ref} - \omega \quad (2-37)$$

L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k) \quad (2-38)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée  $\Delta u$ , donc Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence ( $C_{em}$ ).

Les trois grandeurs  $e$ ,  $\Delta e$ ,  $\Delta u$  sont normalisé comme suit :

$$\begin{cases} E = G_e \cdot e \\ \Delta E = G_{\Delta e} \cdot \Delta e \\ \Delta U = G_{\Delta u} \cdot \Delta u \end{cases} \quad (2-39)$$

Où :  $G_e$ ,  $G_{\Delta e}$  et  $G_u$  sont des facteurs d'échelles ou de normalisation.

#### 2.8.2.1 La fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur est subdivisé en sept ensembles flous. Pour les fonctions d'appartenances, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme montrer la figure suivante :

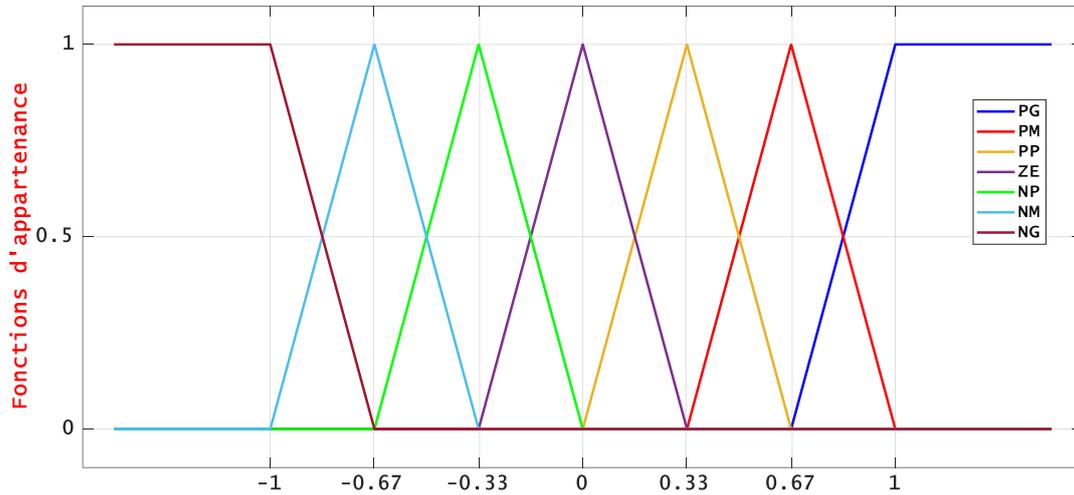


Figure 2-21 : Les fonctions d'appartenances à sept ensembles

### 2.8.2.2 Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [20]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. Donc nous pouvons établir les règles de commande par la matrice d'inférence suivante :

$E$ $\Delta E$	$NG$	$NM$	$NP$	$EZ$	$PP$	$PM$	$PG$
$NG$	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
$NM$	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
$NP$	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
$EZ$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
$PP$	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
$PM$	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
$PG$	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

A titre d'exemple de la logique de détermination de cette matrice, prenons la règle suivante :

« Si  $E$  est  $PG$  et  $\Delta E$  est  $PP$  Alors  $\Delta U$  est  $PG$  ».

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (E est PG), alors il faut un appel de couple grand ( $\Delta U$  est PG) pour ramener la vitesse à sa référence.

### 2.8.2.3 Mécanisme d'inférence flou

L'inférence c'est l'opération où le contrôleur flou calcul la valeur floue de la commande en fonction des variables floues et des règles de décision.

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance, on utilise en générale l'une des trois méthodes suivantes [37] :

- Méthode d'inférence Max-Min (méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Produit (méthode de Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

Sachant que l'opérateur ET est le minimum, l'opérateur OU est le maximum et l'opérateur ALORS est le maximum. La méthode retenue sera la méthode min/max.

### 2.8.2.4 Interface de défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Parmi les méthodes les plus utilisées, on cite :

- Méthode de moyenne pondérée.
- Méthode de Maximum.
- Méthode de la moyenne des maximums.
- Méthode du centre de gravité.

Alors la méthode utilisée est la méthode de maximum, une méthode simple, facile et plus rapide.

## 2.8.3 Résultats de simulation et interprétations

### 2.8.3.1 Démarrage à vide et en charge

#### 2.8.3.1.1 Le démarrage à vide

Les figures ci-dessous présentent un démarrage à vide où le couple de charge est nul. On constate que la vitesse répond sans dépassement au démarrage. La vitesse atteint sa référence exactement de 1000 tr/min. Au démarrage le couple électromagnétique atteint une valeur

maximale de 15 N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établie. Les courants ont une forme presque sinusoïdale.

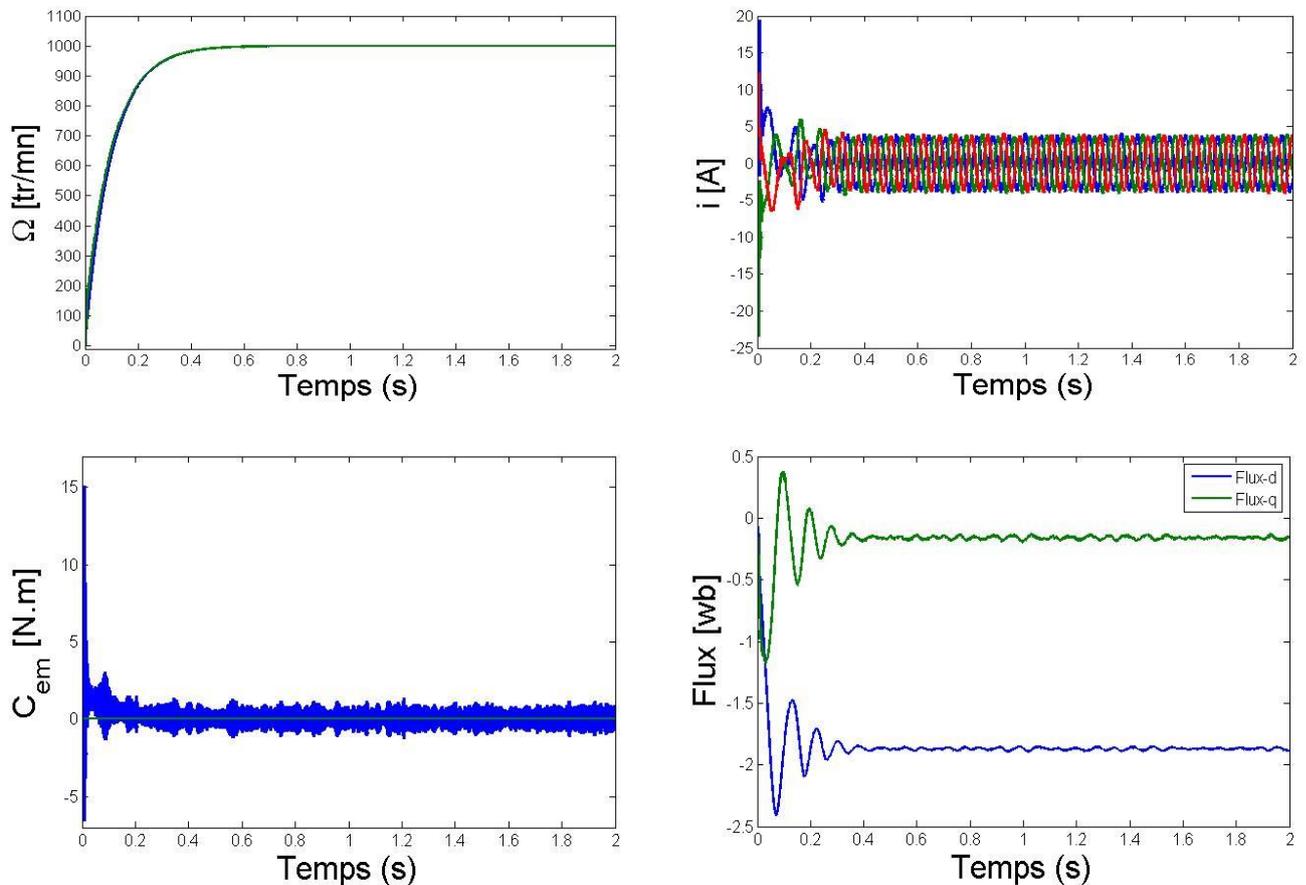


Figure 2-21 : Résultats de simulation de démarrage à vide

### 2.8.3.1.2 Le démarrage en charge

Les figures ci-dessous présente le résultat de simulation lors de l'application d'un échelon de couple résistant de 3.37 N.m à l'instant 1.4 s. dans cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne avec une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence qui montre que le régulateur flou présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

On remarque aussi que le flux n'est pas trop affecté par la variation de la charge, ainsi que les courants ont une forme sinusoïdale qui répond avec succès à ce type de test.

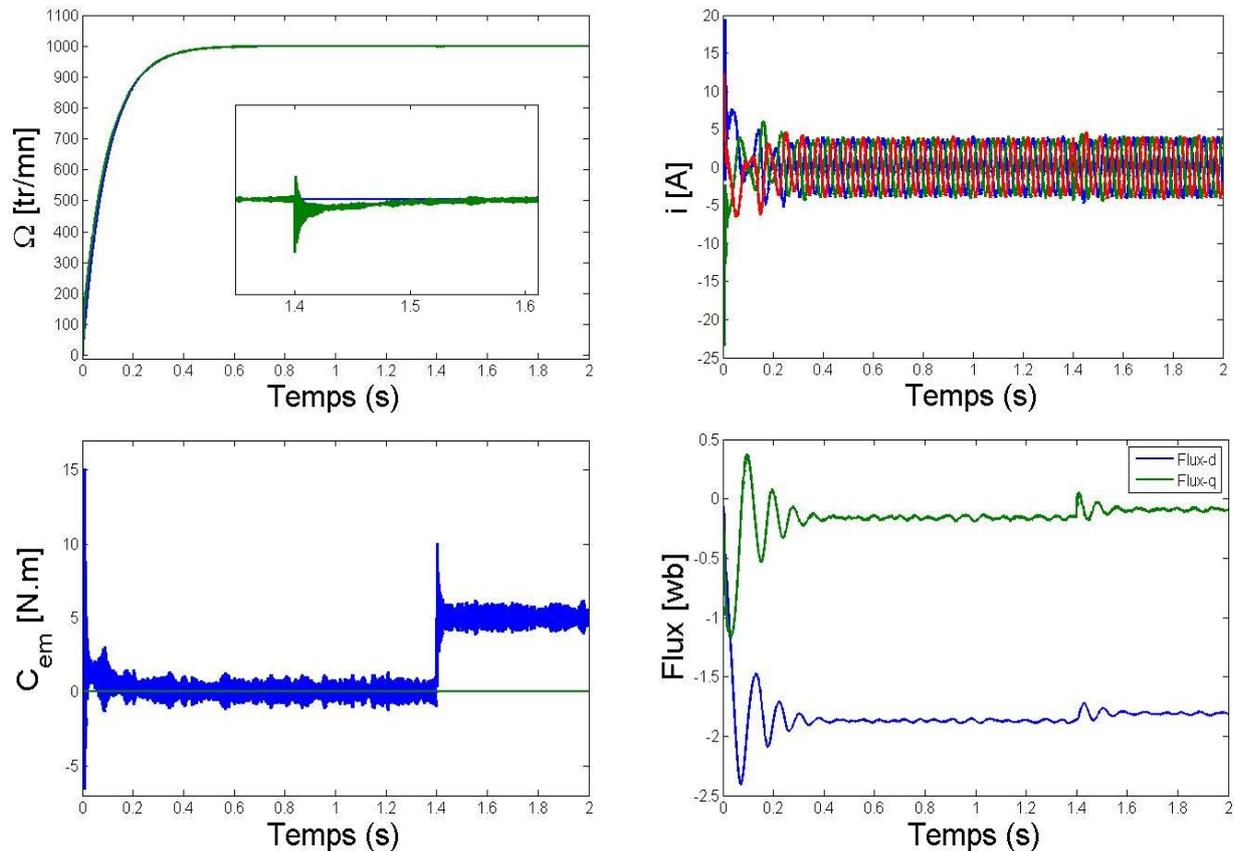


Figure 2-22 : Résultats de simulation de démarrage à charge

### 2.8.4 Test robustesse de la commande par logique floue

Afin de tester la robustesse de la commande par la logique floue de la machine asynchrone, et de voir les avantages de cette commande par rapport aux précédentes commandes, on a appliqué trois tests différents pour étudier l'évolution de comportement de la MAS dans les conditions de ses tests.

#### 2.8.4.1 Test robustesse pour la variation de la résistance rotorique et application de couple de charge

Nous avons simulé notre système par application d'un couple de charge  $C_r = 3.37 \text{ N.m}$  à l'instant  $t = 1 \text{ s}$ , ensuite on a augmenté la valeur de la résistance rotorique à 100% ( $R_r = 2 \times R_{rn}$ ) à l'instant  $t = 2 \text{ s}$ . D'après la figure 2-23, on voit que l'application de couple de charge a une influence négligeable sur l'évolution (stabilité) de la vitesse, et l'augmentation de la résistance rotorique n'a aucune influence sur la vitesse, ce qui montre une forte robustesse.

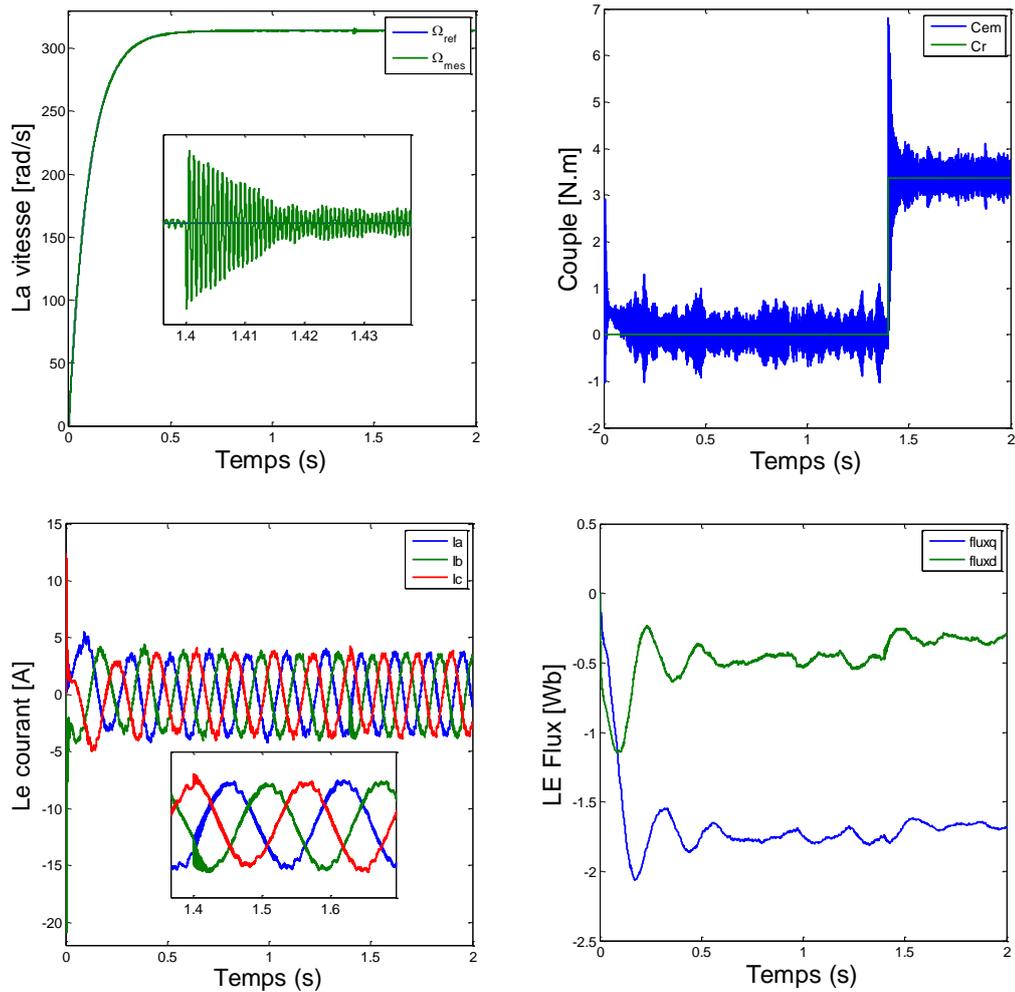


Figure 2-23 : Résultats de simulation pour un changement de résistance rotorique et application d'un couple de charge.

#### 2.8.4.2 Test de changement de consigne et inversion de sens de rotation :

Les résultats de la Figure 2-24 ont été obtenus suite à un démarrage à vide suivre par une variation de la consigne de vitesse de [314rad/s à -314rad/s, de 157 rad/s à -157 rad/s, de 10 rad/s à -10 rad/s], à partir de l'instant  $t=0s$ , la réponse en vitesse est très satisfaisante dans les deux zones de fonctionnement (sens direct et inverse) rapide et précise. On constate aussi que le couple électromagnétique et le flux marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent. Donc on déduit que la commande est robuste.

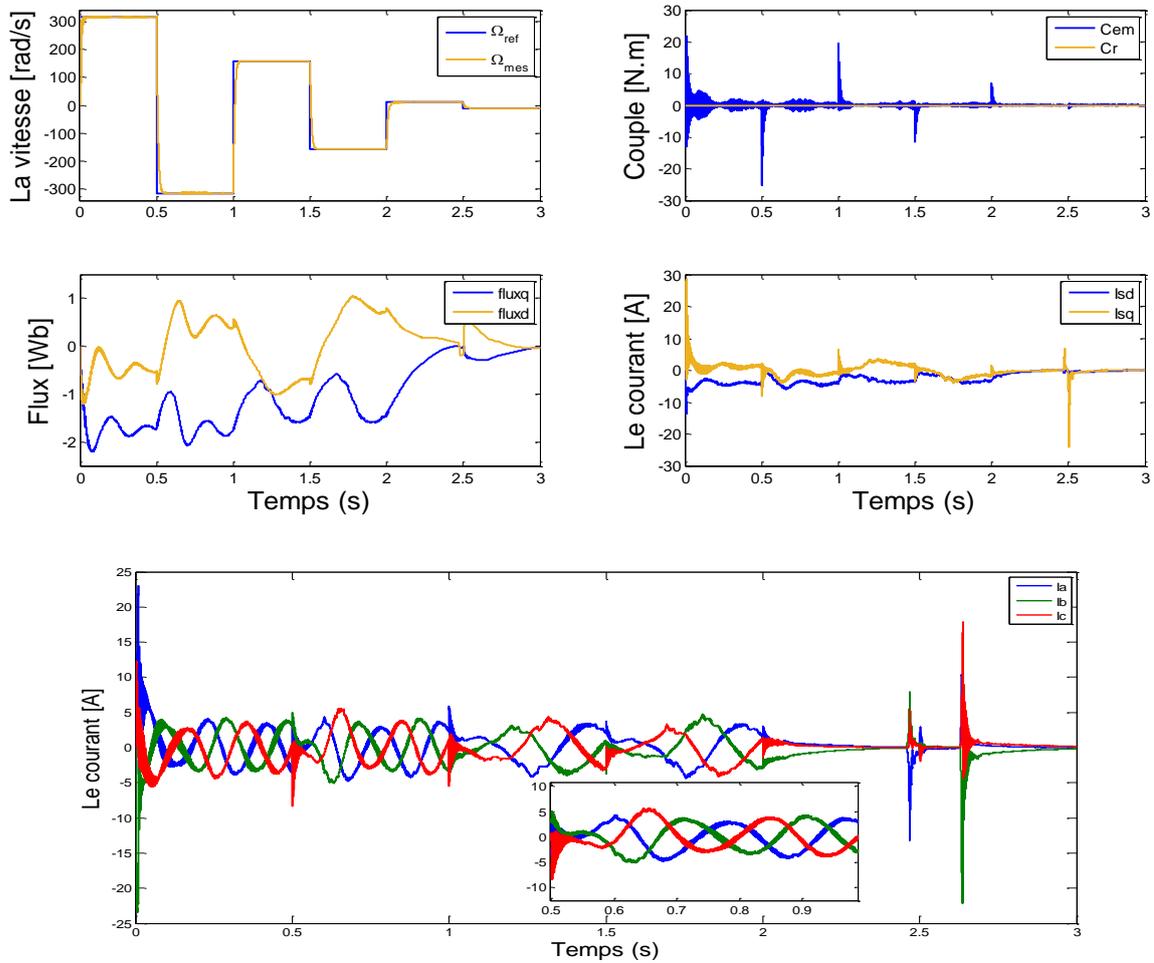


Figure 2-24 : Résultats de simulation pour un changement de consigne et inversion de sens de rotation

### 2.8.4.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie

Dans ce test, nous avons validé des valeurs supérieures à la valeur nominale du moment d'inertie nominale ( $1,5 \times J_n$  et  $2 \times J_n$ ). D'après la figure 2-25 on peut voir que l'augmentation du moment d'inertie dans la commande par logique floue n'entraîne pas un dépassement, Juste une très petite perturbation au démarrage dans un temps ne dépasse pas les millisecondes.

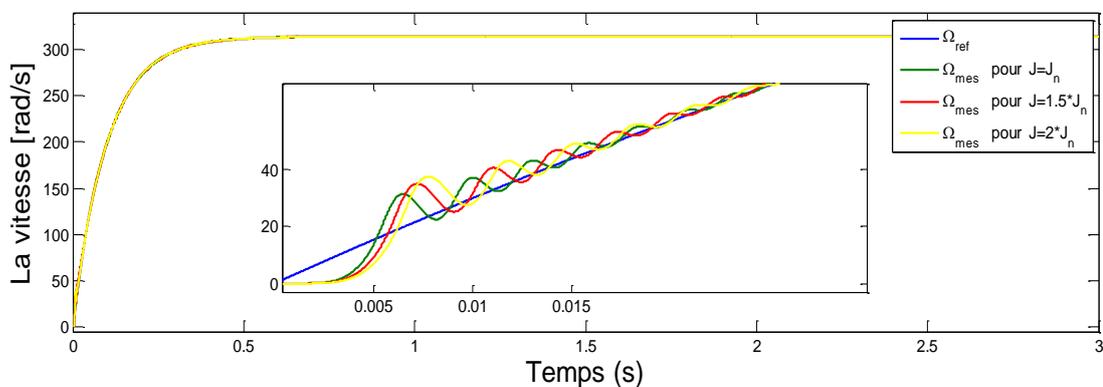


Figure 2-25 : Résultats de la vitesse pour un changement du moment d'inertie

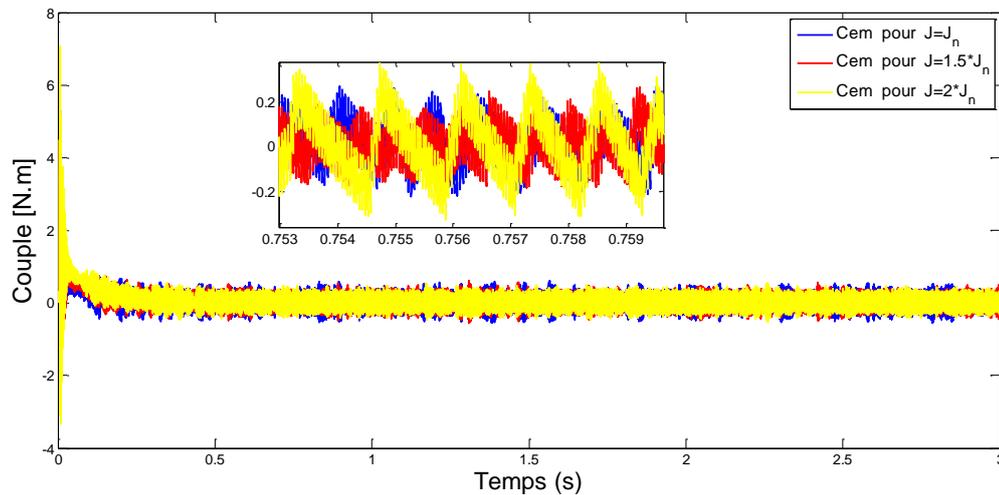


Figure 2-26 : Résultats du couple pour un changement du moment d'inertie

## 2.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé la commande vectorielle indirecte à flux orienté de la machine asynchrone triphasé. Cette technique permet de passer d'un system triphasé vers le biphasé à travers la transformation de Park, et nous a permis de maintenir parfaitement le découplage entre le couple et le flux.

Les différents résultats de simulation obtenus en simulation montrent que : L'utilisation du régulateur à structure PI pour la commande en vitesse de la machine asynchrone n'a pas donné des résultats satisfaisants vis-à-vis des perturbations imposées.

Ensuite nous avons présenté la commande par mode de glissant avec surface de commutation non linéaire, les résultats de simulations obtenus dans nous montrent la différence entre la commande vectorielle et la commande par mode glissant, cette dernière a montré de bonnes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite de la consigne de vitesse.

Et à la fin du chapitre nous avons présenté les notions de base de la logique floue, Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone linéarisation, les résultats de simulation montrent un découplage parfait entre les deux sous-systèmes (flux et vitesse) et les performances de cette commande sont très satisfaisantes : plus robuste et plus rapide, ainsi que les variations des paramètres mécaniques et électriques n'ont pas d'influence sur la vitesse de notre machine.

---

## ***Chapitre 03 :***

Implémentation de la commande  
vectorielle indirecte sur le moteur  
asynchrone

---

### 3.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'abord la description des différentes parties du banc d'essai qu'on a monté. Puis, c'est d'apporter une introduction sur la carte DS1104 CONTROLLER BOARD (construite autour d'un processeur PPC et d'un DSP TMS320F240) et sur son logiciel d'exploitation 'Control Desk'. Enfin, on vise par ce chapitre l'usage de cette carte dans le développement et l'implémentation des solutions pour commander des systèmes en temps réel.

### 3.2 Description du banc d'essai

Notre banc d'essai est destiné à la validation expérimentale de commande destinée aux machines asynchrones. Le banc d'essai permet de mettre en place de multiples lois de commandes et d'observations grâce à un environnement logiciel qui s'appuie sur l'ensemble MATLAB/SIMULINK munis d'une carte DSPACE 1104. La structure électromécanique du banc expérimental, présentée par la figure 3-1, est constituée par les éléments suivants :

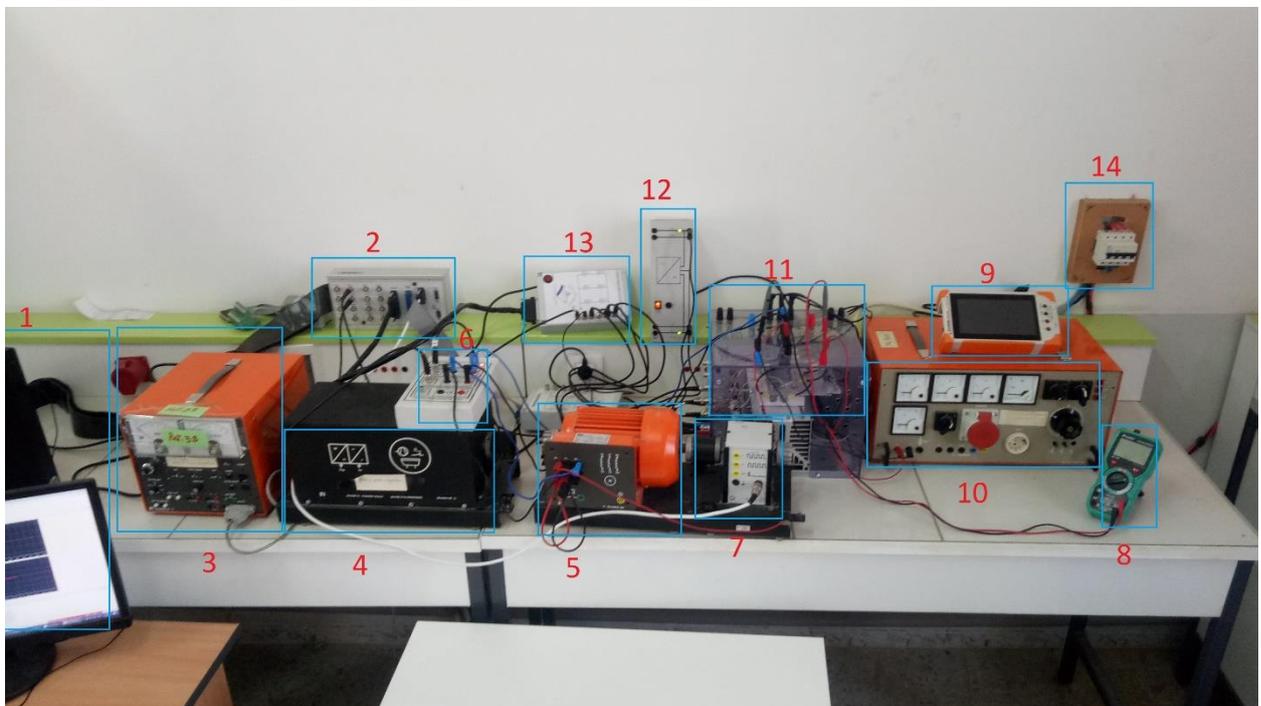


Figure 3-1 : Les équipements de la plateforme d'essai du laboratoire

1. Ordinateur ; 2. Control panel CP1104 ; 3. Carte de commande du frein à poudre ; 4. Frein à poudre ; 5. Moteur asynchrone ; 6. Capteur de courant ; 7. Codeur incrémental ; 8. Multimètre ;

9. Oscilloscope ; 10. Autotransformateur ; 11. SEMICKRON ; 12. Alimentation continue 15V ; 13. Carte de commande de l'onduleur ; 14. La tension triphasée du réseau.

Le banc d'essai est constitué par les parties suivantes :

### 3.3 Partie mécanique

#### 3.3.1 Moteur asynchrone

Dont la plaque signalétique est présentée ci-après : Cette plaque nous aidera à identifier les caractéristiques techniques de notre moteur asynchrone. Et pour bien comprendre les caractéristiques de notre moteur utilisé dans cette partie expérimentale, nous allons définir ci-dessous les notions présentées sur la plaque signalétique :

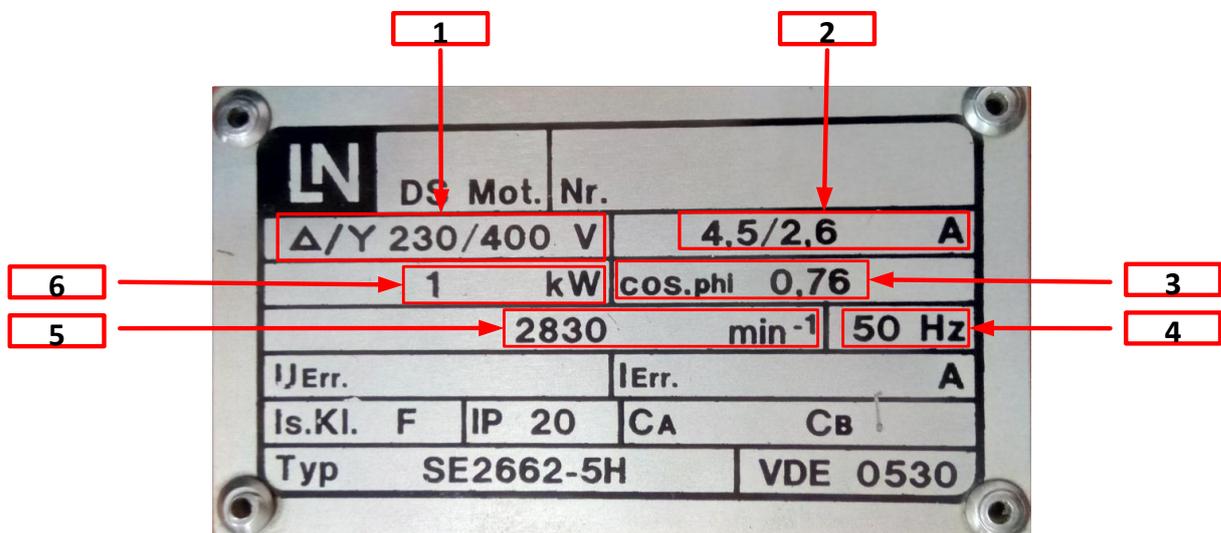


Figure 3-2 : Plaque signalétique

- 1- Couplage adopté (Il s'agit de brancher le moteur au réseau électrique 230 V raccords triangle et 400 V en étoile).
- 2- Intensité du courant (L'intensité va varier en fonction de la puissance et de la tension du moteur électrique).
- 3- Facteur de puissance (Le Cosinus  $\varphi$  correspond à la valeur du déphasage angulaire entre la tension et l'intensité du courant dans un circuit alternatif).
- 4- Fréquence d'alimentation (correspond à la répétition du courant par seconde).
- 5- La vitesse nominale (Il s'agit de la vitesse maximale à laquelle le moteur tourne).
- 6- La puissance utile (Elle correspond à la puissance sortant de l'arbre et qui est délivrée à la machine entraînée).

**Remarque :** Il faut savoir que la vitesse de rotation est liée à la fréquence du réseau alimentant les bobines et au nombre de pôles magnétiques du moteur.

### 3.3.1.1 Encodeur incrémental

Il utilise la transmission d'un faisceau lumineux à travers d'un disque tournant (en matériau à faible sensibilité en température tel que le verre) et présentant une alternance de traits opaques et transparents. Des éléments photoélectriques captent par alternance (dû à la rotation du disque) un signal lumineux à partir duquel, et via un traitement électronique, il est possible d'extraire l'information position. Le nombre de traits par tour, permet de définir la résolution du codeur. Avec 1024 points par tour, par exemple, la résolution est de [39] [40] :

$$\frac{360^\circ}{1024} = 0.35^\circ$$

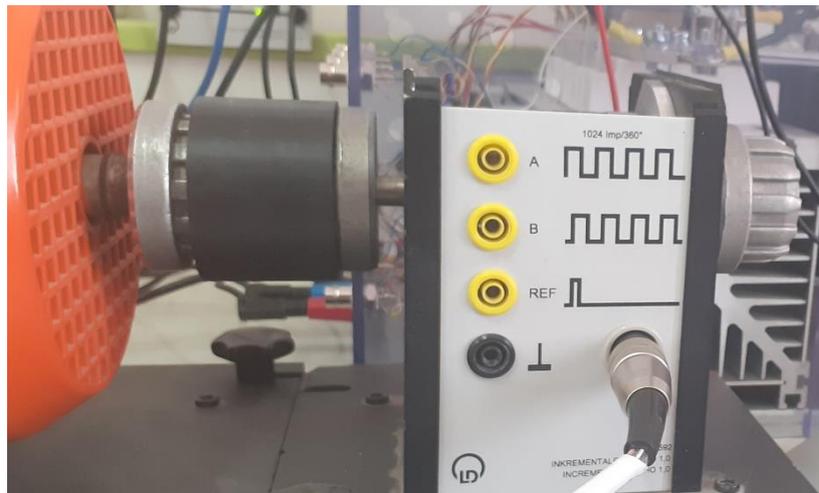


Figure 3-3 : Encodeur incrémental

### 3.3.2 Partie électronique de puissance

#### 3.3.2.1 Autotransformateur triphasé

C'est une source de tension triphasée variable dont le but est de :

- Faire varier la valeur efficace des tensions composées de 0 à 450V ;
- Pouvoir régler la valeur de la tension continue imposée sur le bus continu de l'onduleur ;
- Eviter une brusque variation de tension sur les condensateurs lors du démarrage.



Figure 3-4 : Autotransformateur triphasé

### 3.3.2.2 Convertisseur statique

Développé par SEMIKRON, ce module est composé de :

- Un pont redresseur triphasé PD3 à diode ;
- Un étage de filtrage composé de deux condensateurs en série de capacité 2200  $\mu\text{F}$  sous une tension de 400V chacun ;
- Un onduleur de tension qui comprend :
  1. Trois (3) bras d'onduleur, constitués chacun d'un module de 2 IGBT Chaque IGBT est mis avec une diode en antiparallèle ;
  2. Drivers réalisant la commande rapprochée et la protection en cas de saturation d'un transistor ;
  3. Deux condensateurs en série de filtrage du bus continu (2200 $\mu\text{F}$ /400V chacun).

La commande des 6 interrupteurs est réalisée à partir de signaux, compatibles CMOS, appliqués sur connecteurs BNC. On dispose, également sur BNC, de signaux de défaut fournis par les drivers, que l'on peut reprendre sur la commande. L'ensemble est protégé par un capot en PVC transparent.

### 3.3.2.3 Carte d'isolation et d'adaptation 5V-15V

Les drivers des IGBT doivent être alimentés avec des signaux en logique 0/15V, or la carte DSPACE délivre des signaux en logique 0/5V. Dans ce cas, un circuit adaptateur est indispensable. Cette interface de conditionnement réalise la conversion de ces signaux de la logique 0/5 V en logique 0/15 V.

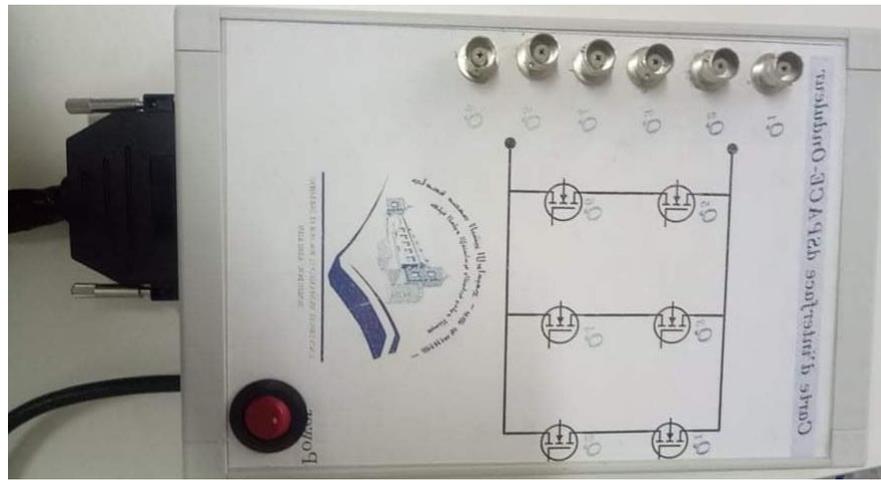


Figure 3-5 : Carte d'adaptation et d'isolation

### 3.3.3 Environnement de mesure

#### 3.3.3.1 Carte de mesure des courants

Afin d'effectuer une mesure précise et fiable du courant nécessaire pour obtenir une commande adéquate, il est impératif d'avoir une bonne linéarité, une isolation galvanique et une large bande passante au niveau du capteur. Pour cela, des capteurs de courant de type LA25- NP, de la société LEM, fonctionnant en boucle fermée avec compensation et utilisant l'effet Hall, remplissent cette tâche.

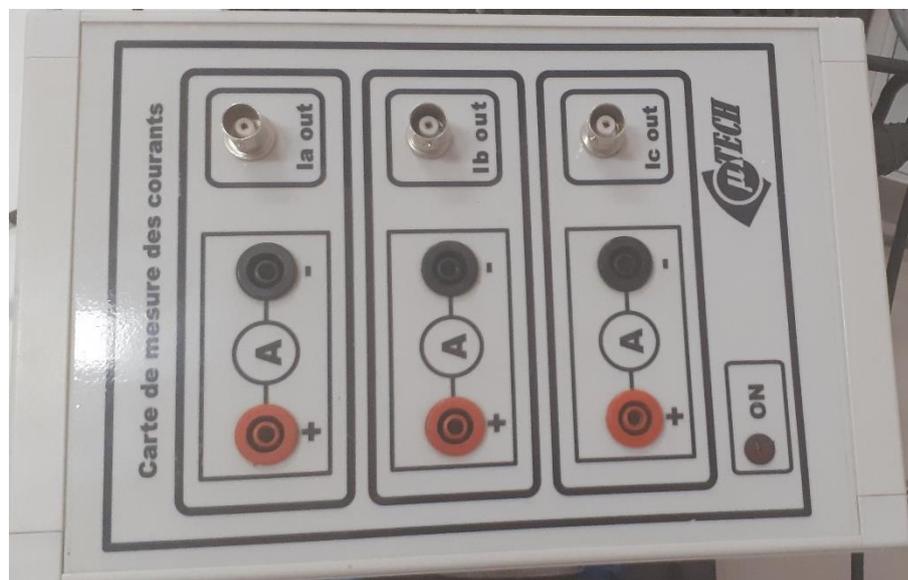


Figure 3-6 : Cartes de mesure des courants

#### 3.3.4 Partie – Carte DSPACE 1104

La carte DS1104 de la figure 3.8 représente un système électronique conçu entre autres pour développer des systèmes de commande en temps réel. Ce système est relativement rapide grâce notamment à la présence de deux processeurs de signaux préalablement cités. Le temps réel

du système permet d'une part de faire l'acquisition des mesures nécessaires et d'autre part d'élaborer la commande et de piloter le convertisseur de puissance. Le DS1104 présente les éléments suivants [41]

#### **3.3.4.1 Processeur Maitre PPC**

- L'unité principale de traitement, Motorola MPC8240, se compose :
- Un noyau Power PC 603 (Horloge interne à 250 MHz).
- Un contrôleur d'interruption.
- Contrôleur synchrone de la mémoire DRAM.
- Plusieurs temporisateurs.
- Une interface PCI.

Le maitre PPC contrôle les unités d'entrée/sortie suivants :

- ✓ Unité des ADC (Analog Digital Converter) : Comportant (8) convertisseurs analogique / numérique (4 en 16bits, 4 en 12 bits).
- ✓ Unité des DAC (Digital Analog Converter) : comportant (8) convertisseurs numérique/analogique (16 bits).
- ✓ Unité d'entrée / sortie numérique (20 bits).
- ✓ Interface du codeur incrémental (2).
- ✓ Interface série RS232 et RS285.

#### **3.3.4.2 Processeur esclave DSP**

Il est constitué d'un DSP (Digital Signal Processor), processeur TMS 320F240 de Texas instruments, ses caractéristiques principales sont :

- Fonctionnement à 25 MHz.
- Mémoire utilisée pour la communication avec le maitre PPC.

Le DSP esclave fournit les dispositifs d'entrée/sortie suivants :

- Unité d'entrée /sortie numérique de synchronisation : qui permet de générer et mesurer des signaux PWM et des signaux carrés.
- Unité d'entrée /sortie numérique.
- Interface périphérique série (SPI : Serial Peripheral Interface).



Figure 3-7 : Carte dSPACE DS 1104

### 3.3.4.3 Control Panel - CLP1104

Les signaux entrants et sortants de la carte DSPACE passent par le control panel CLP1104 illustré par la figure 3.9. Cette carte joue le rôle d'interface entre la carte DSPACE et l'environnement extérieur.

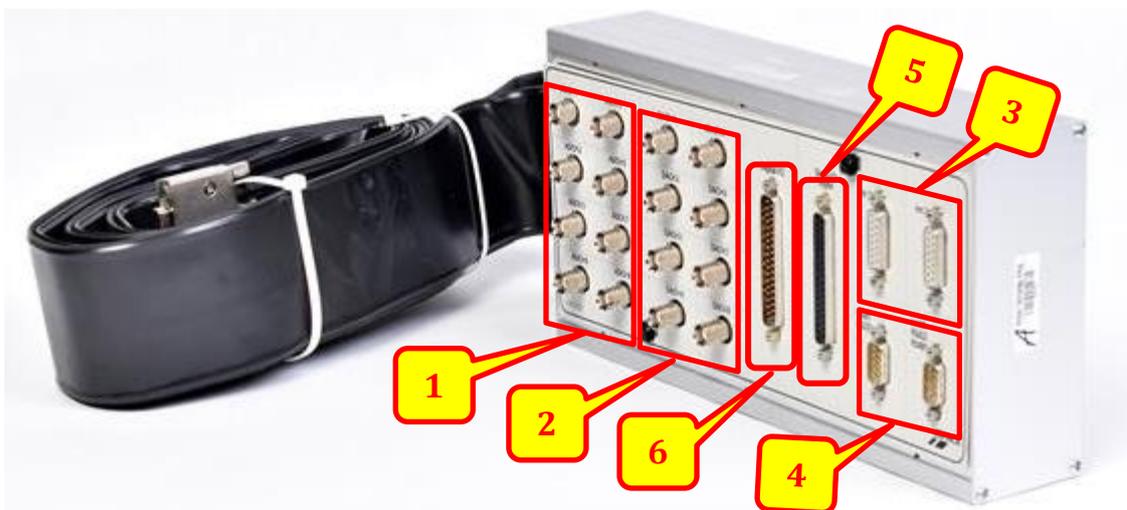


Figure 3-8 : Panneau de contrôle dSPACE DS1104

Ce dispositif comporte :

1) Huit (8) convertisseurs analogiques numériques (CAN), 4 en 16 bits, 4 en 12 bits : utilisés pour la récupération de données analogiques à partir d'un système puis leur conversion au numérique et leur affichage sur PC. 2) Huit (8) convertisseurs numériques-analogiques (CNA) de 16 bits pouvant délivrer une tension  $\pm 10V$ , utilisés pour la conversion de données numérique introduites à partir du PC en données analogiques, puis leur injection à un système externe. 3) Deux entrées pour les encodeurs incrémentaux pour capture de la position et la vitesse [15]. 4) Les ports série (RS 232, RS 422 et RS 485), 5) Entré/sortie du DSP esclave chargé de générer les signaux MLI pour la commande de l'onduleur. 6) Entrée/sortie numérique 37 broches ; utilisée dans l'exploitation d'un langage de programmation.

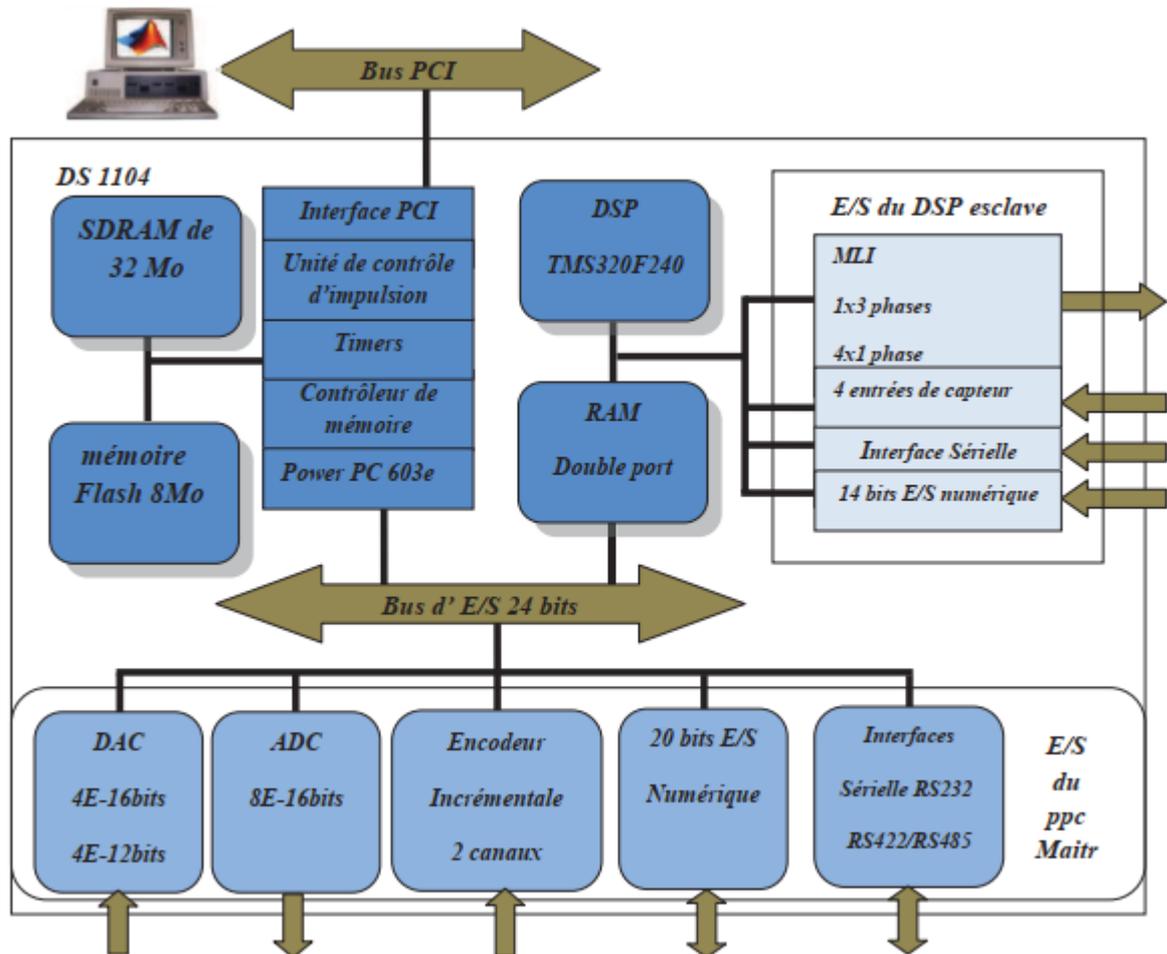


Figure 3-9 : Diagramme de l'architecture de la DS1104

### 3.3.4.4 Interface Control Desk

Le logiciel *Control Desk* est une interface graphique permettant la visualisation de toutes les variables (de contrôle, de retour capteur ...) disponibles sur les schémas SIMULINK/DSPACE de la commande. *Control Desk*, allié à DSPACE, qui offre des blocs (sous SIMULINK) propres à la commande des machines, permet d'avoir accès à tous les signaux utiles à la commande de la machine et à une bonne compréhension du système.

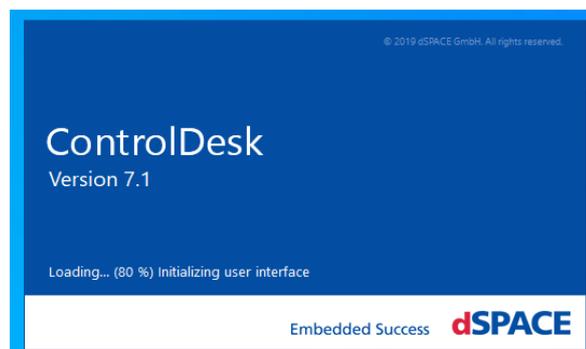


Figure 3-10 : L'interface de Control-Desk

### 3.3.4.5 *Domaine d'application de la carte DS1104 [4][5]*

Cette carte contrôleur est conçue pour répondre aux exigences du prototypage rapide et moderne de lois de commande et elle est particulièrement appropriée pour les applications telles que :

- Contrôle des moteurs électriques.
- Robotique.
- Contrôleurs automobiles.

Dans notre cas, la commande d'un moteur asynchrone, la carte DS1104 est bien adaptée car elle comporte un sous-système pour le traitement numérique des signaux qui est très performant dans le cadre de cette fonction.

## 3.4 *La démarche de projet*

Les dispositifs basés sur carte dSPACE permettent aux concepteurs de système de commande de machines électriques de réduire considérablement les coûts et le temps de développement, et également, d'accroître la qualité et la performance de la commande. La figure 3-12 présente l'ensemble du banc d'essai à base de dSPACE DS1104 mis en œuvre pour le développement d'un dispositif expérimental dédié à la commande de machine asynchrone

L'interface homme machine doit permettre la communication entre l'opérateur et le système à commander. En effet, le but de cette partie est de pouvoir en plus de l'acquisition, l'exécuter de la commande en temps réel et d'être susceptible de piloter et de contrôler les machines électriques à partir du logiciel *Matlab-Simulink*. Cela est rendu possible grâce aux qualités en calcul mathématique, en traitement du signal et en commande. Ceci nous a amené à utiliser les logiciels *Matlab-Simulink* et *Control-Desk*.

Pour la programmation, on utilise l'ordinateur pour envoyer les consignes de références vers la carte DS1104 et d'acquérir les variables traitées dans l'algorithme de commande. Cette communication entre le modèle Simulink et la carte DS1104 est assurée par librairie RTI (Real Time Interface). Une fois cet algorithme validé, il est automatiquement compilé en code C et téléchargé dans la carte dSPACE à l'aide de l'outil RTW [46].

Le protocole qui assure la communication entre l'ordinateur est un modèle Simulink développé sur Matlab et activé par une interface graphique de Control-Desk (voir le titre suivant). Pour mettre en œuvre l'algorithme de la modulation de largeur d'impulsion, le DS1104 est génère 3 PWM et leur inversion. Ces signaux de commande sortant de la carte dSPACE on

les associe à la carte d'adaptation par câble de connexion de type connecteur 37 nous pouvons identifier son chemin à travers le tableau III.1 Après avoir l'onduler est reçu des deux côtés :

- ❖ Tension source après passage dans le redressement et le filtrage ;
- ❖ Ces signaux de commande sont utilisés pour contrôler la fréquence (la vitesse de la MAS)

La tension de sortie de l'onduleur alimente directement notre moteur. Les valeurs de courants sont mesurées à l'aide des capteurs de courants. La mesure de la vitesse est assurée par une dérivation numérique de la position électrique délivrée par l'encodeur. Nous avons remarqué que cette vitesse est trop bruitée à cause des incréments du codeur utilisé, malgré le grand nombre de points. Pour résoudre ce problème, il est nécessaire d'utiliser un filtrage numérique pour réduire le bruit.

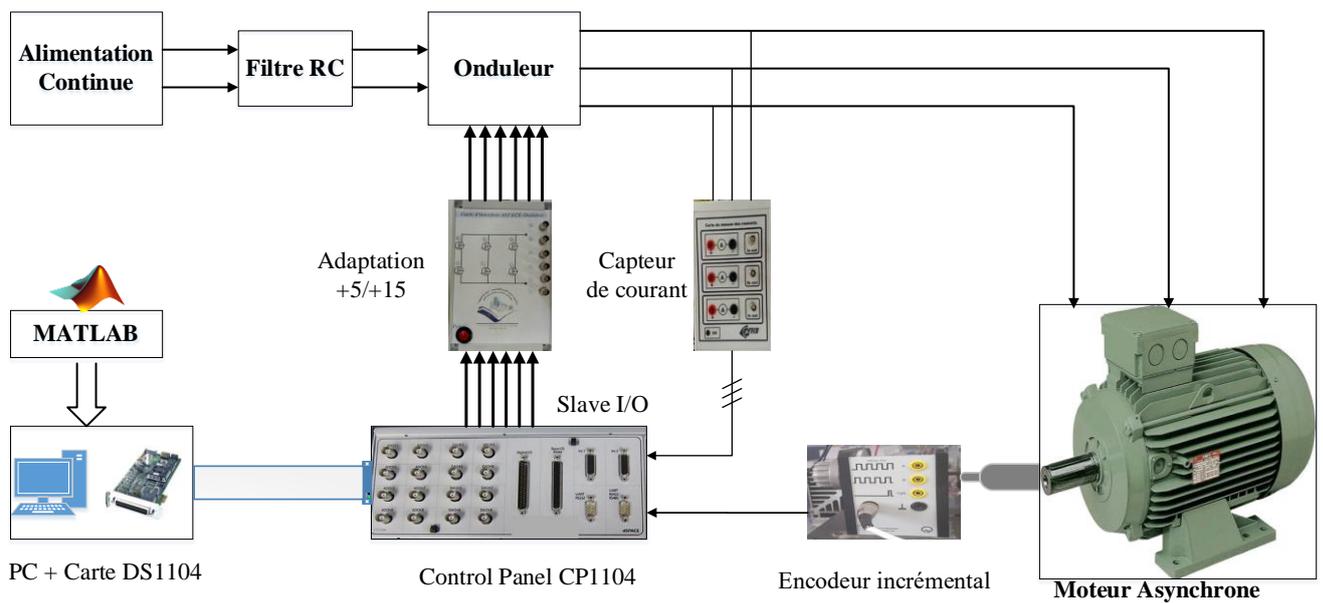


Figure 3-11 : Schéma bloc général du banc d'essai expérimental  
 Tableau 1 : Les pins du connecteur CP37

Connecteur	Pin	Signal	Pin	Signal
	19	GND	37	Vcc (+5 V)
	18	GND	36	Vcc (+5 v)
	17	GND	34	GND
	16	GND	34	GND
	15	IO19	33	IO18
	14	IO17	32	IO16
	13	GND	31	GND
	12	IO15	30	IO14
	11	IO13	29	IO12
	10	GND	28	GND
	9	IO11	27	IO10
	8	IO9	26	IO8
	7	GND	25	GND
	6	IO7	24	IO6
	5	IO5	23	IO4
	4	GND	22	GND
	3	IO3	21	IO2
	2	IO1	20	IO0
	1	GND		

### 3.4.1 La partie d'enregistrement des graphes

Par le logiciel Control Desk, il sera créé un fichier qui nous offre une interface qui permet de tracer et visualiser les graphes de différentes grandeurs lors de marche de l'expérience pratique, donc Le logiciel doit se trouver ouvert au moment de l'implémentation.

Sur l'icône « **Model Root** » on doit sélectionner les grandeurs à visualiser, Et après des icônes de « **Time Plotter** » sont glisser vers l'espace du travail d'après l'icône des instruments.

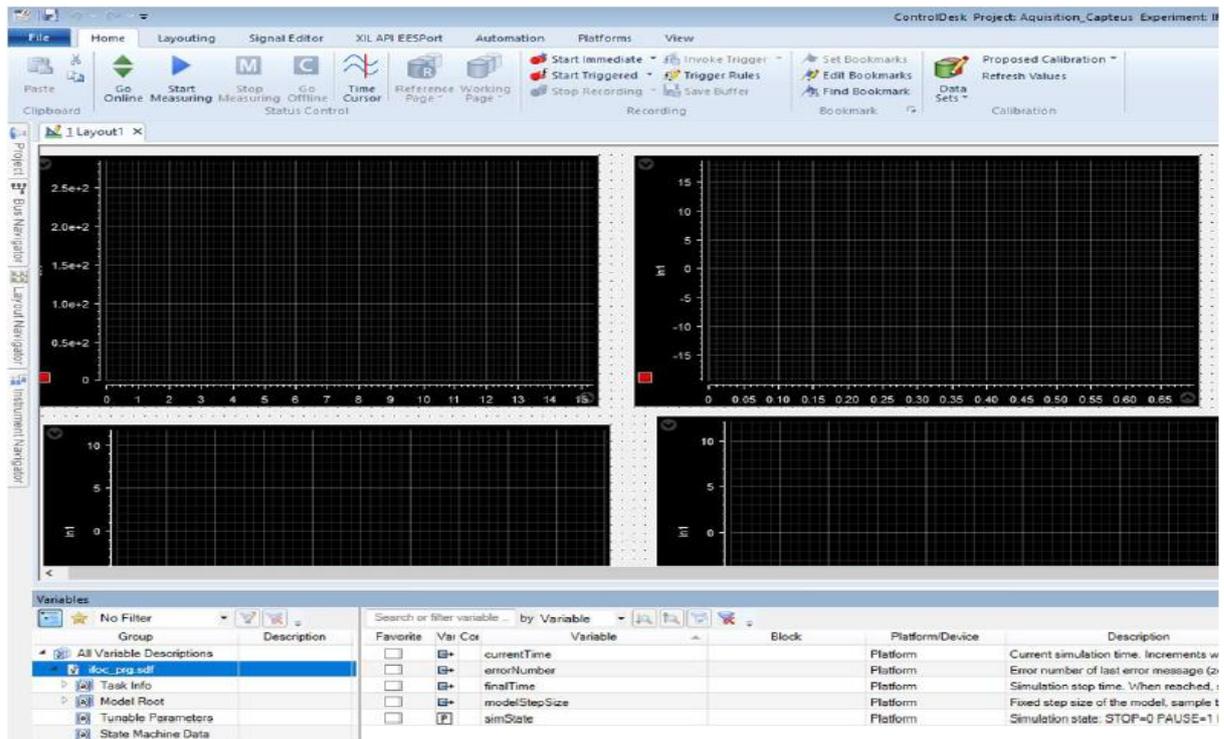


Figure 3-12 : Ecran de de Model Root et le glissement sur le flotter

Du tableau ci-dessous de l'espace du travail, on glisse la sortie sur le plotter destiner à cette variable comme montre la figure ci-dessous :

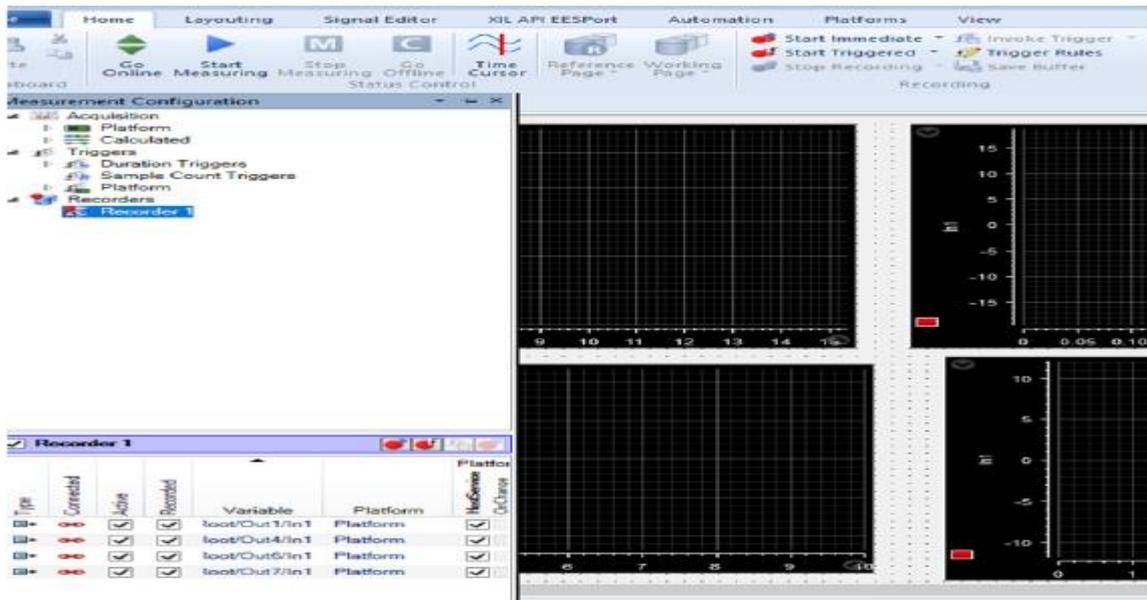


Figure 3-13 : Ecran de transfert de chaque grandeur vers son ploter

Après le lancement de l'exécution de la manipulation réel, on clique sur « **Start Mesurement** » pour traduire la forme des grandeurs par des graphes visibles, et juste au même temps le commencement de mesure, une autre icone rouge sera touchée qui s'appelle « **Recorder** » qui permet de sauvegarder notre résultat.

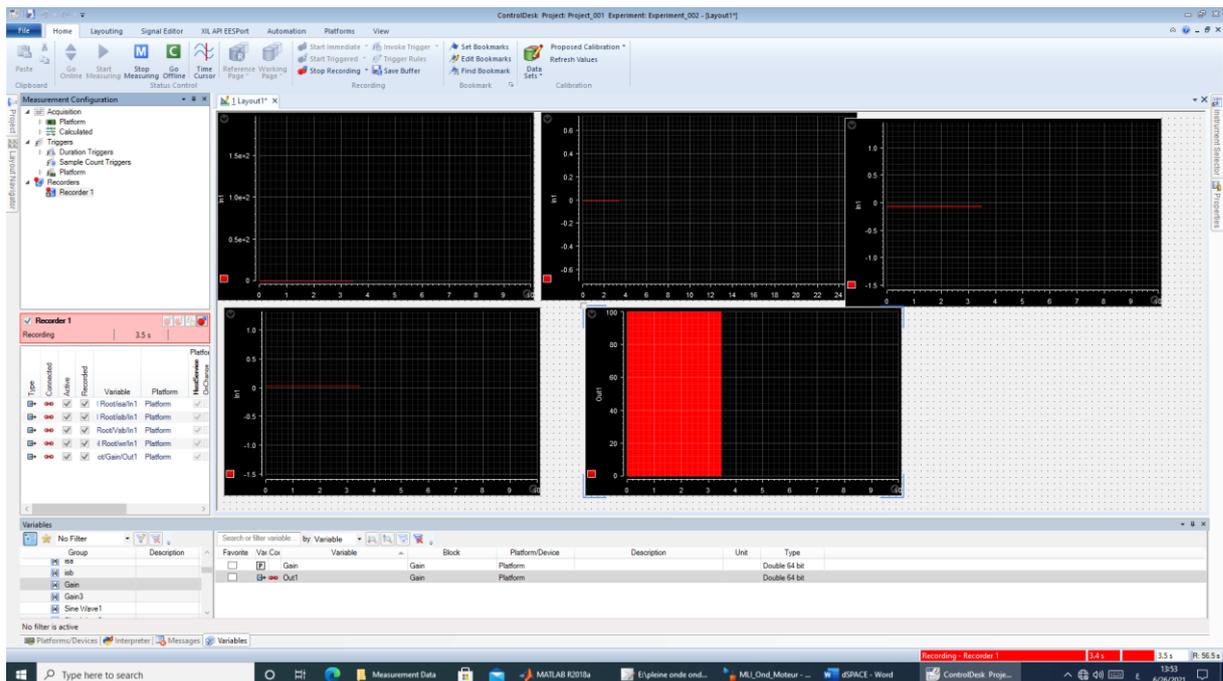


Figure 3-14 : Ecran sur le lancement de l'enregistreur

Ce fichier doit être exporté et sauvegarder sur un fichier de type «.mat»

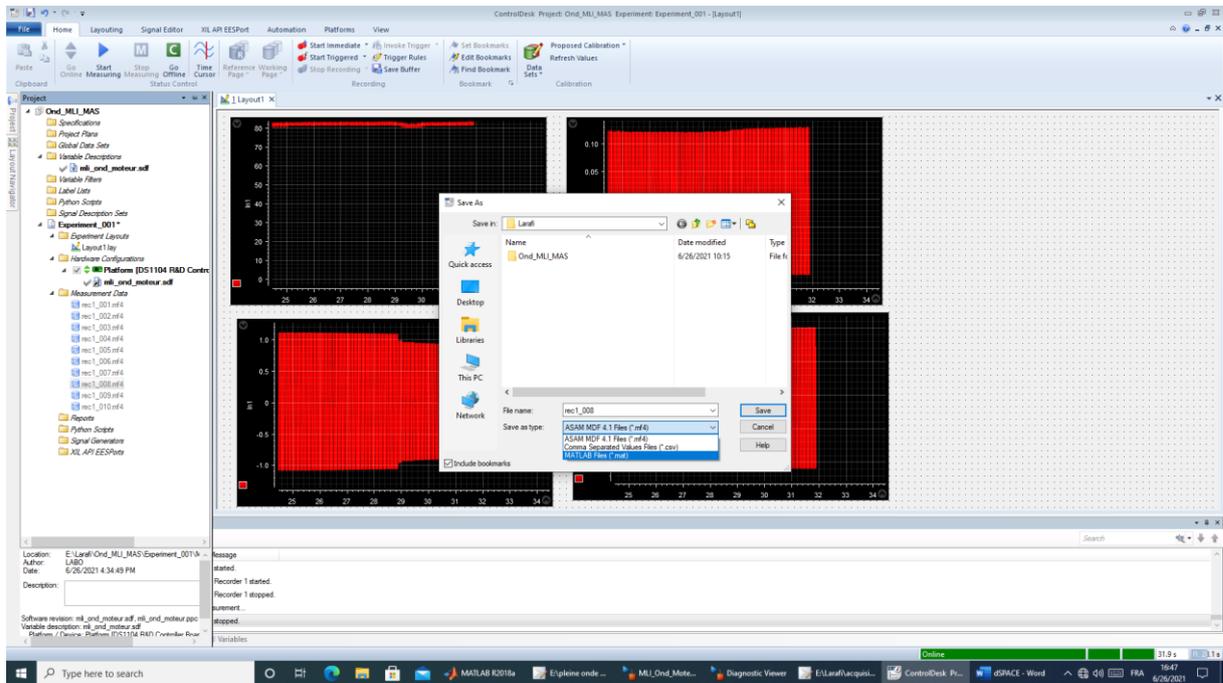


Figure 3-15 : Ecran sur l'enregistrement du fichier .mat

Sur le *MATLAB Workspace* on doit importer notre fichier pour le tracer à l'aide d'un programme qui nécessite des petits détails comme le nom de la grandeur mesurée et le nombre de points à dessiner qui sont indiqués sur le fichier « .mat ».

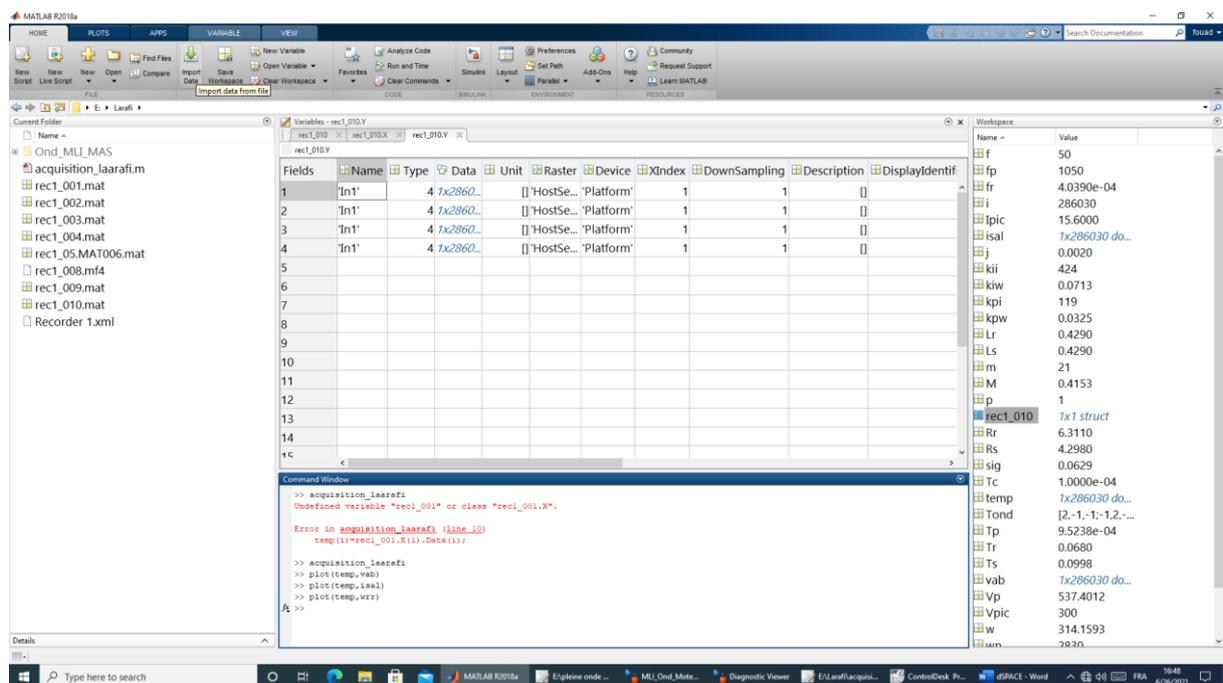


Figure 3-16 : Ecran sur l'importation du notre sur Workspace de MATLAB

### 3.5 Essais expérimentaux

Le schéma bloc de la figure ci-dessous a été compilé dans un environnement MATLAB-SIMULINK contenant les convertisseurs ADC (analogique numérique), en plus dans

ces schémas, il y a des gains insérer dans le modèle de control pour l'adaptation des signaux entrant et sortant de la commande on a utilisé des capteurs de courant avec un gain de (20).

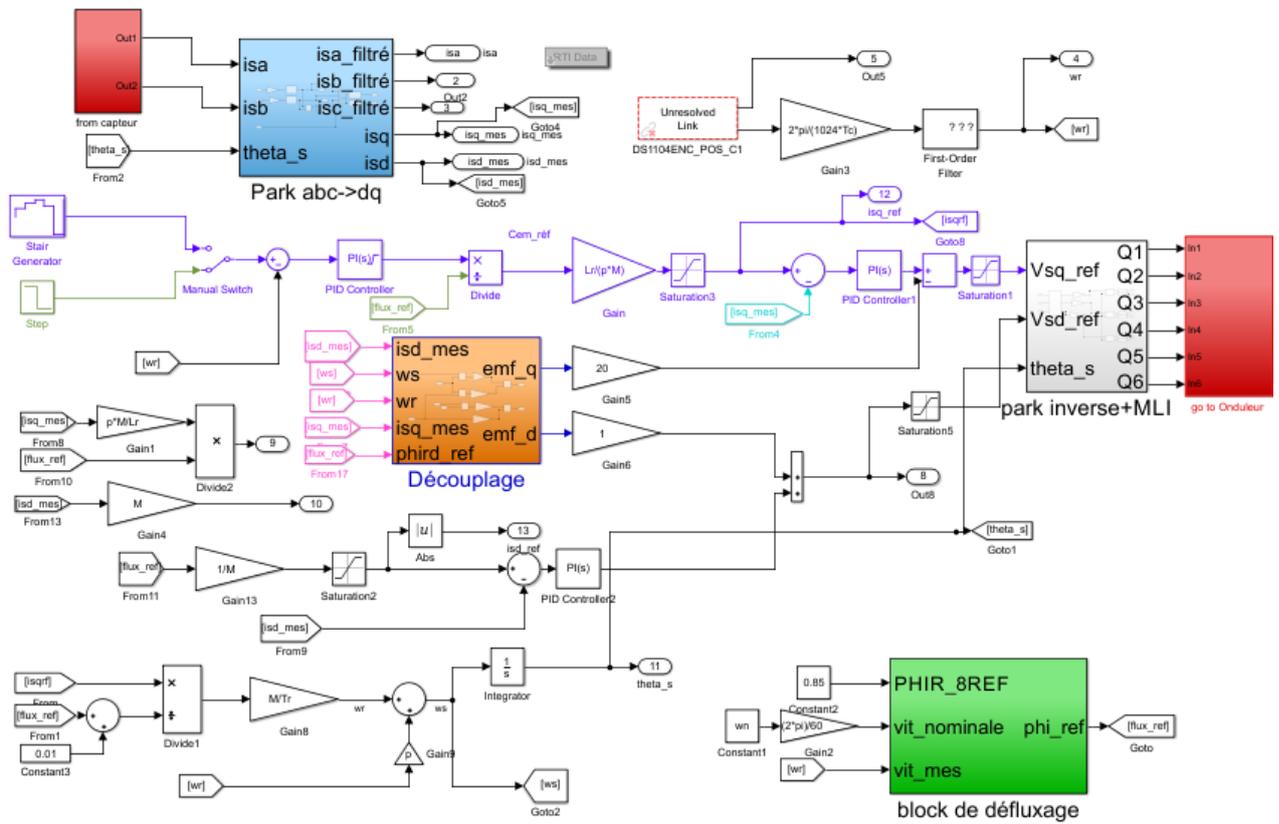
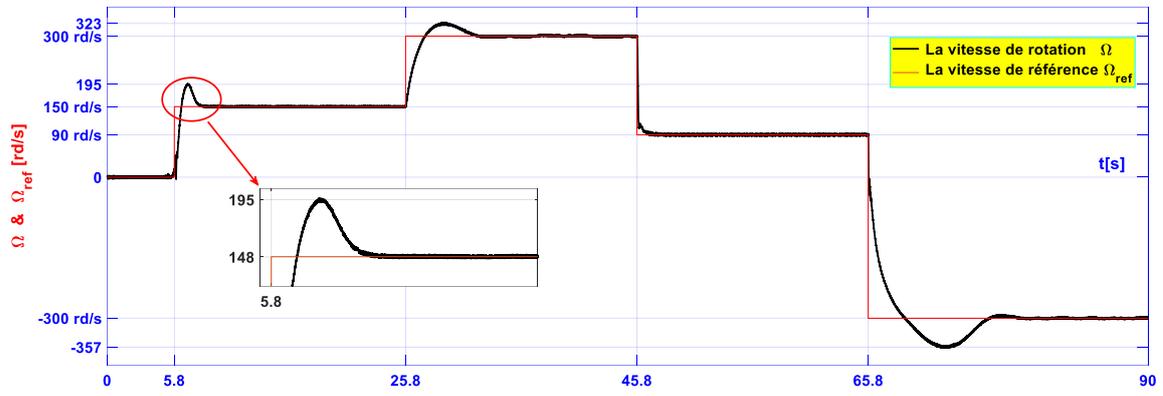


Figure 3-17 : Schema global d'implémentation SIMULINK/dSPACE

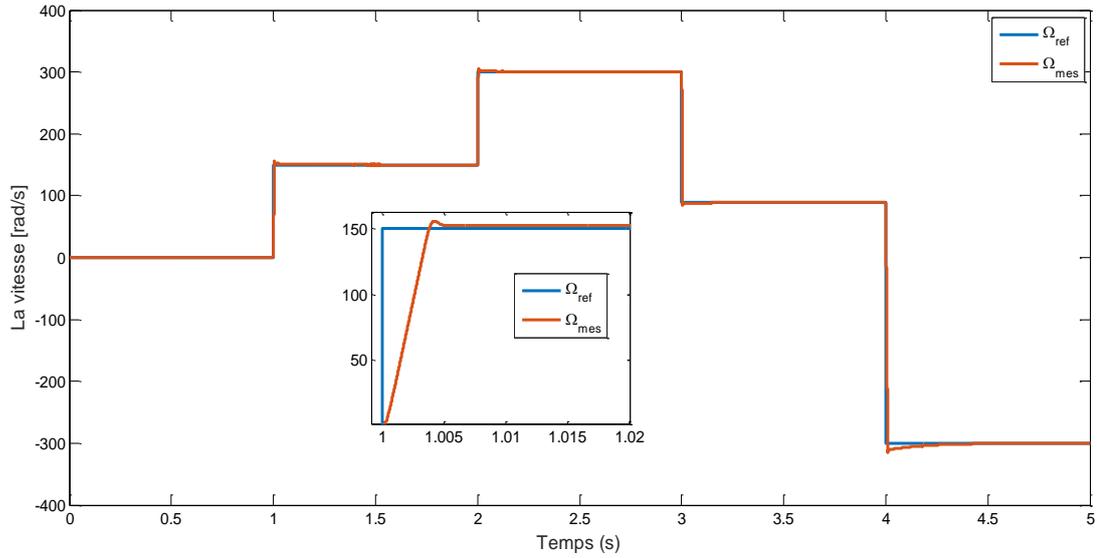
### 3.5.1 Résultats d'expérimentation

La procédure de la mise en marche de la MAS raccordée au réseau est comme suit :

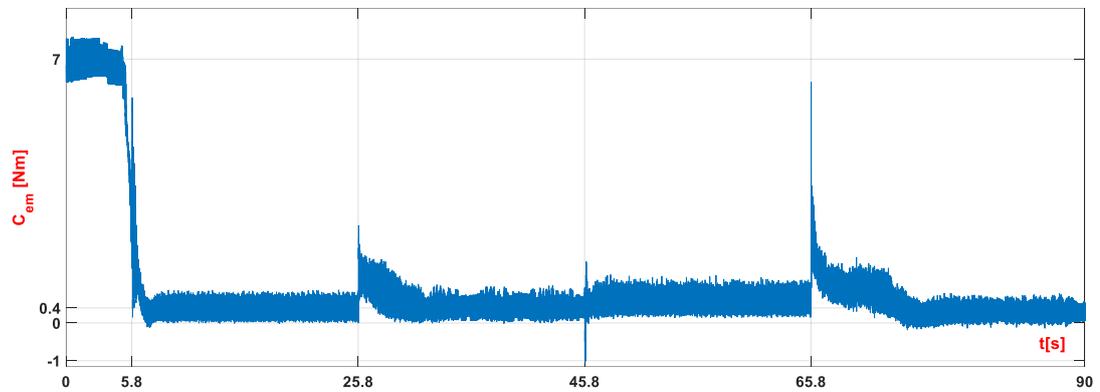
Après la compilation du programme par la commande *BUILD* et préparer les champs nécessaires pour la visualisation des différentes courbes sous le logiciel (*Control-Desk*), on entraine la MAS à une vitesse de (0, 150,300 ,100, -300 rad/s), ensuite on règle progressivement la tension triphasée du stator via un autotransformateur Et surveiller la montée du courant statorique. Au même temps, nous faisons le travail sur Simulink (simulation pur) avec les mêmes changements de vitesse et les mêmes valeurs des gains des régulateurs de courants et régulateur de vitesse, Ceci afin de comparer les résultats obtenus. Les résultats sont démontrés ci-dessous :



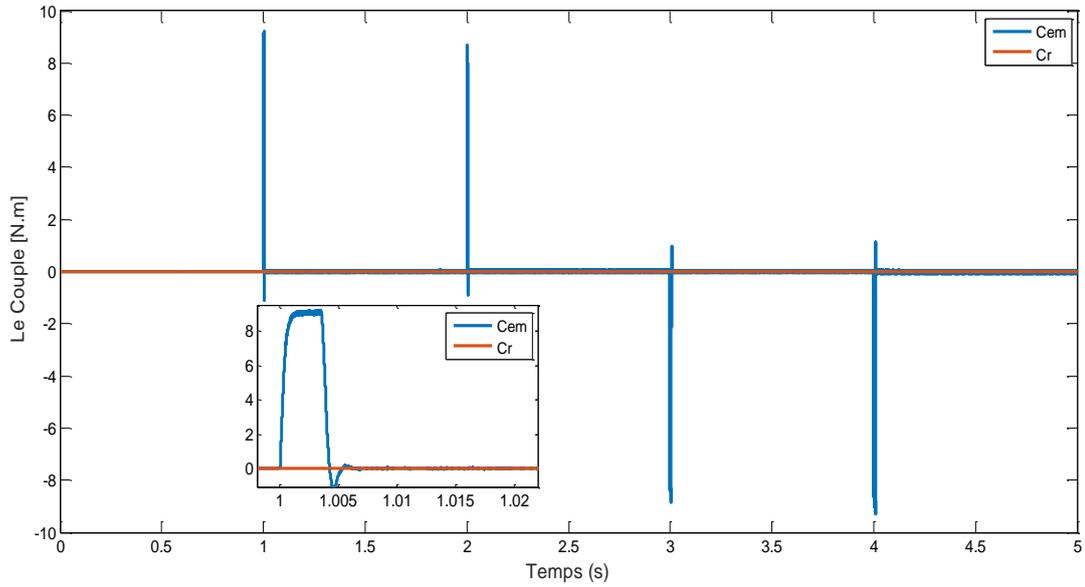
a- La vitesse en pratique



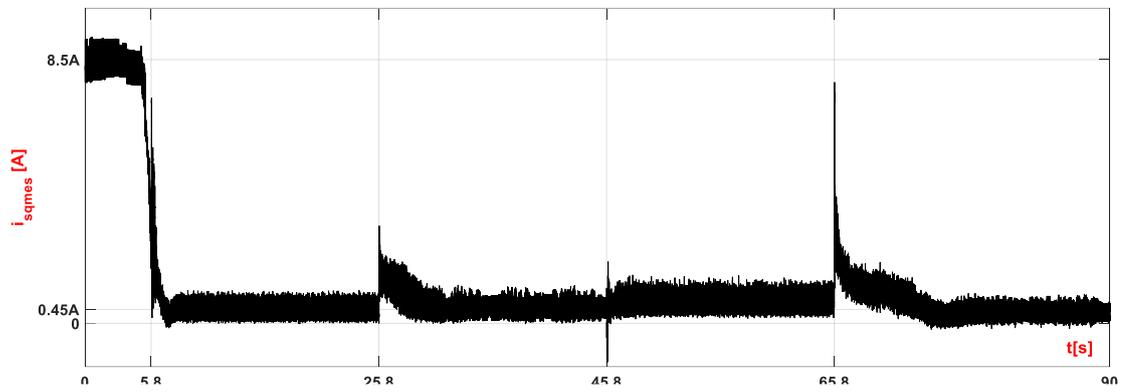
b- La vitesse en simulation



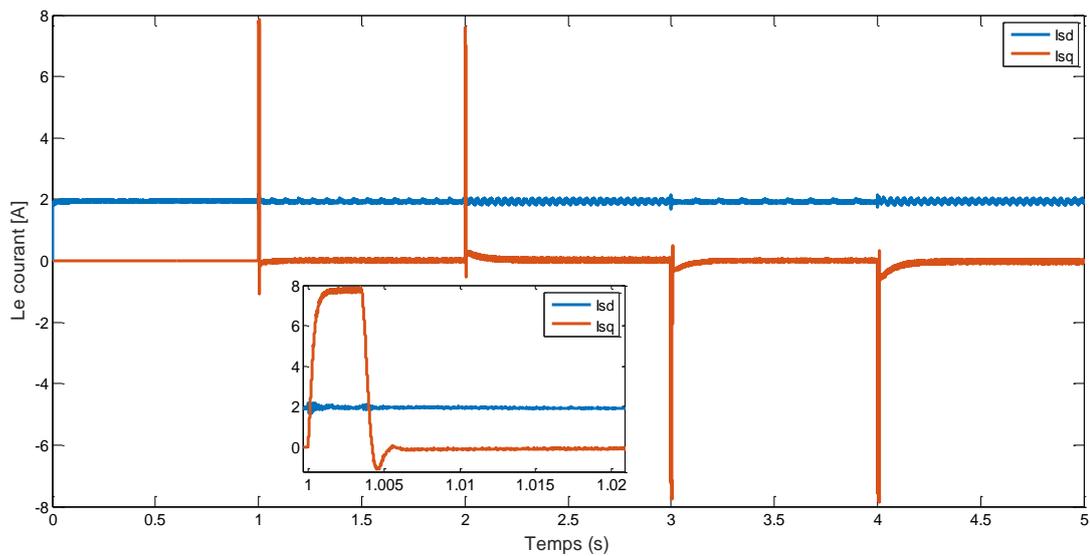
a- Le couple en pratique



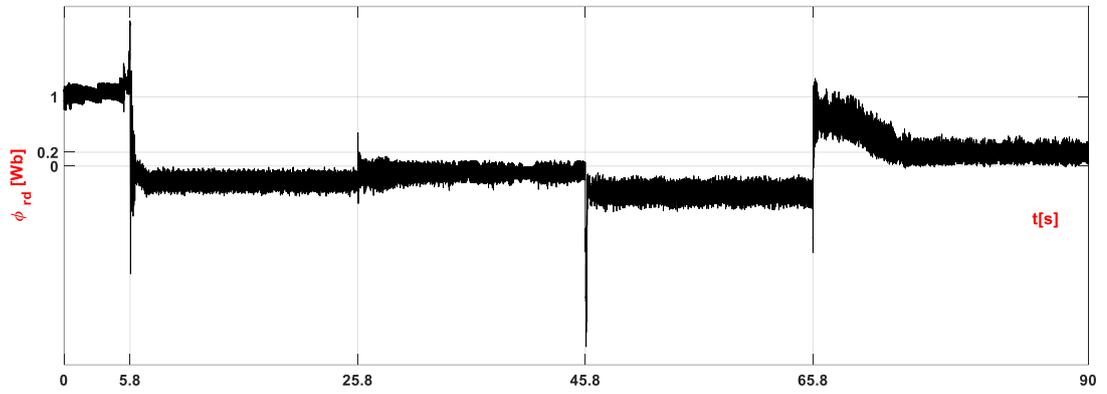
b- Le couple en simulation



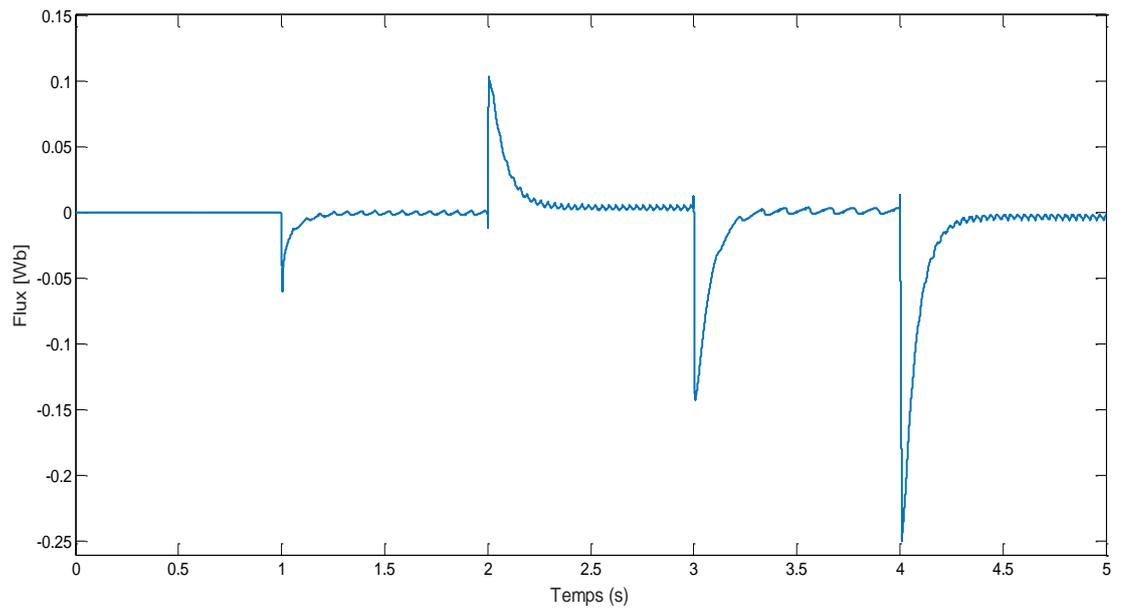
a- Le courant isq pratique



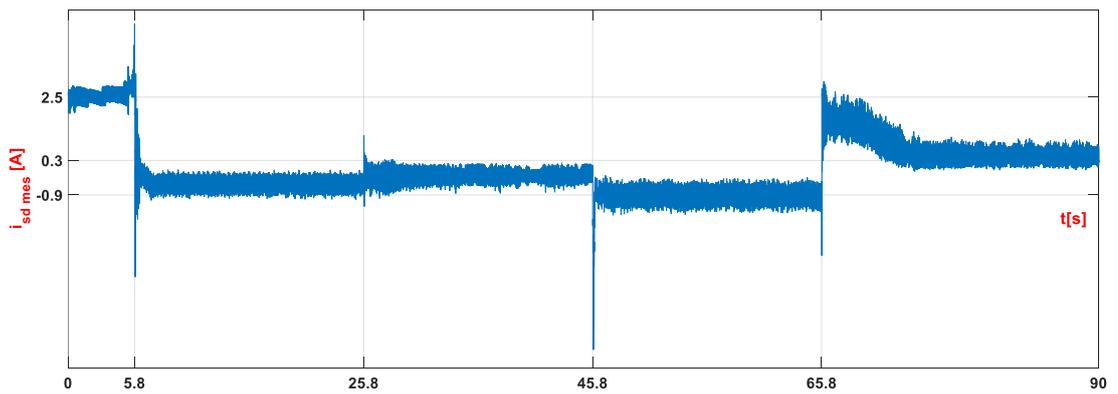
b- Le courant isd et isq Simulation



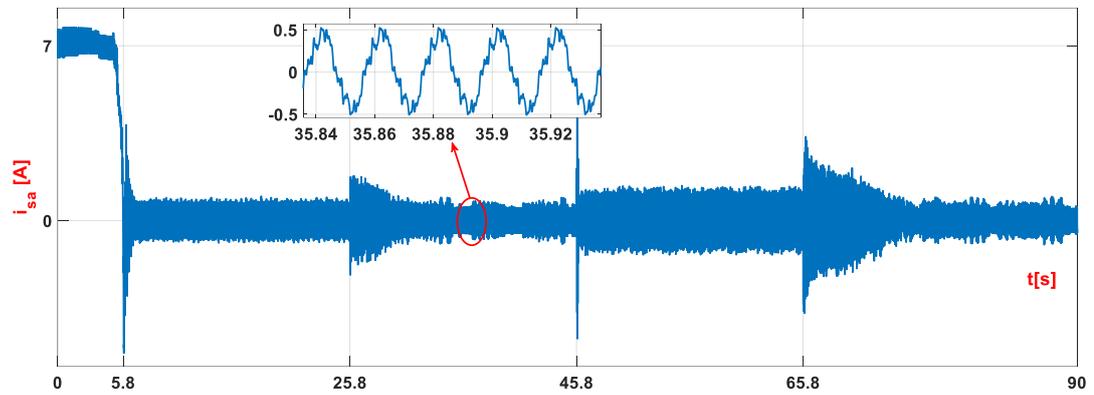
a- Le flux pratique



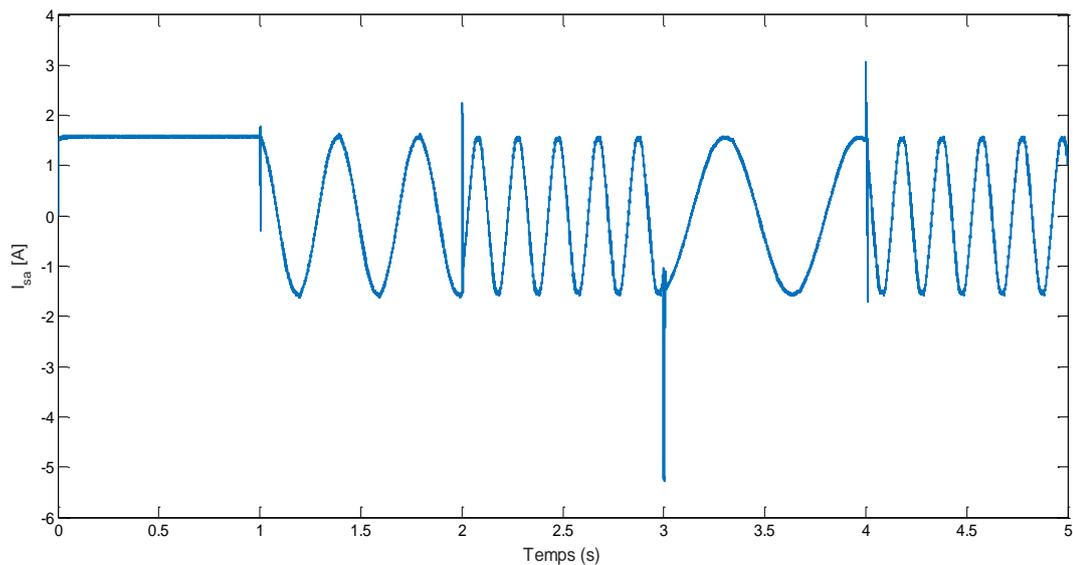
b- Le flux simulation



a- Le courant isd pratique



a- Le courant statorique pratique



b- Le courant statorique simulation

Figure 3-18 : Résultats expérimentaux et simulation de la commande IFOC avec variation et inversion de la vitesse

### 3.5.1 Interprétation des résultats

Cette partie concerne l'implémentation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone avec régulateur PI. La figure 3-19 présenter les résultats expérimentaux et simulation à vide avec des vitesses de référence (0, 150, 300, 100, -300 rad/s). On remarque dans les résultats de la pratique que la vitesse suite sa référence avec des dépassements entre 13 jusqu'à 15% au moment de changement de valeur de la consigne (la référence). On remarque aussi dans la simulation, la vitesse s'établit aux valeurs des consignes avec une bonne dynamique et des dépassements négligeables et sans erreurs statiques.

Le courant  $I_{sq}$  présent des pics à l'instant de changement de consigne de vitesse, le Couple et le courant  $I_{sq}$  ont la même forme ce qui prouve le comportement linéaire entre eux. Le flux  $\phi_{rd}$  et le courant  $I_{sd}$  ont la même forme, Leurs valeurs simulées sont dans le même ordre de celles captées. Ces résultats sont similaires aux résultats de simulation.

Pour les faibles vitesses, la commande vectorielle indirecte fonctionne normalement ou la vitesse suit la valeur de consigne spécifiée. Le flux est quasiment constant. Le courant et le couple sont dans la plage admissible. Cette acquisition des différentes grandeurs et celles obtenues par simulation ont les mêmes comportements à des erreurs près.

Dans le cas des survitesses, il existe une différence significative entre la valeur mesurée et la vitesse calculée, mais la forme est la même. Cette différence est mise en évidence par le temps alloué à la simulation et le temps réel. Un dépassement de 30 % est observé, qui peut être atténué par un réglage par tâtonnement des régulateurs ou par l'utilisation de techniques de réglage telles que la logique floue. Le courant de phase est sinusoïdal. On remarque des pics et des ondulations au moment de changement de consignes de la vitesse au niveau de courant de phase.

### **3.6 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons fait une description brève et précise du banc d'essais que nous avons utilisé dans cette partie pratique. et dans le but de bien affecter l'implémentation de notre commande, on a fait une description de l'architecture de la carte de contrôle dSPACE 1104 et mettre l'essentiel de sa manipulation dans notre cas. Cette architecture nous a permis d'avoir une plus grande rapidité et un fonctionnement en temps réel.

Identiquement à la partie simulation, nous avons visualisé les diverses allures des grandeurs de la machine. L'acquisition des signaux pratiques ont permis des comparaisons avec celle de la partie théorique ce qui nous a montré que notre commande est robuste vis-à-vis aux différentes variations, et les résultats sont similaires avec celle de la simulation.

---

# CONCLUSION GENERALE

---

## Conclusion générale

Comme conclusion générale pour tous les résultats de simulation et pratiques de la commande vectorielle, La machine asynchrone est exploitée autant qu'une machine à courant continu avec les avantages de la dernière qui consiste au découplage naturel du couple et du flux obtenu par le collecteur mécaniquement. La sensibilité de la commande vectorielle aux variations paramétriques objets de plusieurs recherches et confirmée par notre travail nous ont conduit à essayer d'autres techniques à savoir : le mode glissant (régulateur non linéaire) qui a amélioré la situation mais, la perfection est donnée par la logique floue qui est tributaire essentiellement à une bonne expertise.

Nous avons souhaité de concrétiser les deux techniques autre que la régulation par les correcteurs PI sur la plate-forme. Ce déficit est dû à la contrainte du temps.

Nous avons plusieurs idées qui nous ont traversées l'esprit à savoir :

- La commande de l'onduleur par des techniques autres que la MLI (sinus-triangle) ;
- L'utilisation d'un onduleur à multi-niveaux ;
- Remplacer les régulateurs par ceux à base de réseaux de neurones ;
- Identification des paramètres du moteur par la technique des algorithmes génétiques.

En se référant à ce qui a été cité auparavant, Nous pouvons les admettre comme perspective à notre travail.

## Paramètres du moteur asynchrone utilisé dans ce mémoire

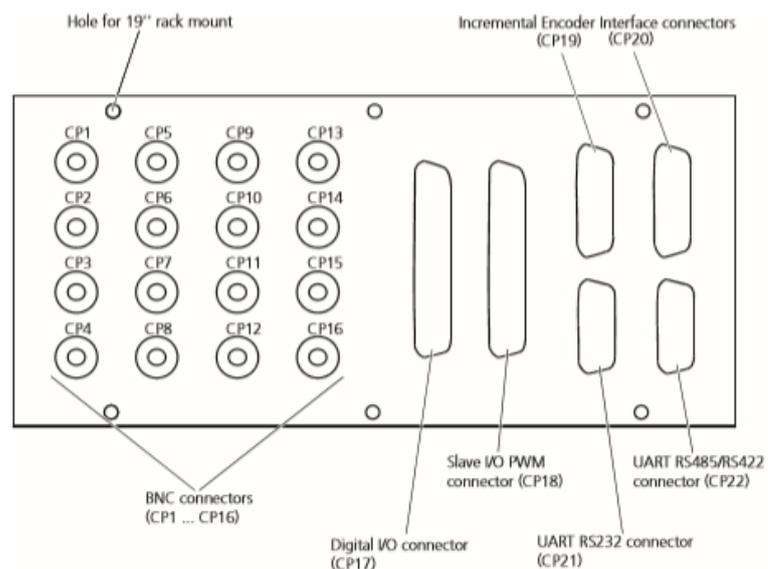
$$\Omega_n = 2830 \text{ tr/mn}; P_u = 1 \text{ kW};$$

$$R_s = 4.298; R_r = 6.311;$$

$$L_s = 0.429; L_r = L_s; M = 0.415; j = 0.00198; f_r = 0.0004039; f = 50;$$

$$p = 1; w_s = 2 * \pi * f;$$

## Connector



- For the CP1104 and CLP1104 Connector Panels, the total load of **all** connector pins that provide access to the PC power supply must not exceed 500 mA (CP1104) or 400 mA (CLP1104).
- The VCC lines are protected against short circuits by a common multifuse on the DS1104.
- If VCC is overloaded or shorted, the multifuse on the DS1104 is heated up by the overcurrent and abruptly raises its resistance. To reset the multifuse to its initial low resistance, turn off the power for some minutes to allow the multifuse to cool down.

## CP1104 Datasheet

### CP1104 Data Sheet

**Technical data**                      The following table shows the data sheet of the CP1104 Connector Panel.

Parameter	Characteristics
Grounding	The enclosure and the front panel are not grounded.
Cable length	2 m (6.6 ft) standard
Physical size (with desktop enclosure) (length x depth x height)	281 x 142.5 x 70 mm (11.06 x 5.61 x 2.75 in)
Space needed for 19" rack mount	Height 3 U; width 10.8"
Weight	Approx. 2.2 kg (4.8 lbs); incl. enclosure and shielded ribbon cables

### CLP1104 Data Sheet

**Technical data**                      The following table shows the data sheet of the CLP1104 Connector/LED Combi Panel.

Parameter	Characteristics
Power consumption	5 V; max. 100 mA (via DS1104 board)
Grounding	The enclosure and the front panel are not grounded.
Cable length	2 m (6.6 ft) standard
Physical size (with desktop enclosure) (length x depth x height)	433.5 x 142.5 x 70 mm (17.07 x 5.61 x 2.75 in)
Space needed for 19" rack mount	Height 3 U; width 16.8"
Weight	Approx. 2.5 kg (5.5 lbs); incl. enclosure and shielded ribbon cables

## Références bibliographiques

- [1] A. Mechernene, M. Zerikat, N. Benouzza, S. Chekroun, N. Benharir, « **Contrôle sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone basé sur l'approche du MRAS-Mutuel avec flux rotorique orienté** », université Aboubakr Belkaid, Tlemcen,
- [2] M. BAGHLI, « **Commande d'un moteur asynchrone triphasé basée sur l'approche des modes glissants avec observateur de flux et de de vitesse** », mémoire de master, université Abou-Bakre Belkaied de Tlemcen, 2013.
- [3] H. Bouras, « **contribution à la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone par l'observation du flux rotorique** », mémoire de fin d'étude, université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2016.
- [4] BENDI Abdallah Azzedine « **Cours modélisation machine électrique** ». Université USTO.ORAN.2012.
- [4] Moumna Mohammed « **Détection Et Diagnostic Des Défauts d'une Machine Synchrone A Aimants Permanents** », Mémoire de Magister en électrotechnique, USTO, Avr 2011.
- [5] Jean Luc Thomas, « **Problématique industrielle, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones** ». Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, pp. 27-68, 2000.
- [6] Xavier Roboam, Bernard De Fornel et Maria Pietrzak David, « **Lois de commande de couple du moteur asynchrone, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones** ». Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, 2000, pp.183-216.
- [7] M. Horch, « **Contribution à l'observation et la commande non linéaire d'actionneur électrique asynchrone sans capteur mécanique** », thèse de doctorat, université Aboubakr Belkaid, Tlemcen, 2018.
- [8] Bernard De Fornel, « **Modélisation dynamique des machines asynchrones, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC Modèles pour la commande des actionneurs électriques** », Jean Paul Louis, Sermes Sciences Publications, 2004, pp.215
- [9] A. Belmoktar, I. Bakreti, « **Etude de l'association onduleur de tension trois niveaux à thyristors à M.L.I-Moteur à induction** », Mémoire de Master Electromécanique, Université S B A, 2013/2014287.
- [10] D. Chekima, « **Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue** », Mémoire de Master Commande Electrique, Université d'EL-Oued, 2013/2014
- [11] CANUDAS de wit " **modélisation contrôle vectoriel et DTC-commande des moteur asynchrone 1**", Hermis science publications paris 2000.
- [12] J.-P. Caron et J.-P. Hatier, " **Modélisation et commande de la machine asynchrone** " volume 7 de méthodes pratiques de l'ingénieur, collection dirigée par P. BORNE. Electrotechnique, Edition Technip, 1995.
- [13] Armand Boyette : « **Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne** », thèse doctorat, école polytechnique de l'université de Henri Poincaré, Nancy 1 France (11 décembre 2006).
- [14] G. Sturtzer, E. Smigiel, « **Modélisation et commande des Moteurs Triphasés** » Ellipses Edition Marketing Paris 2000
- [15] Benyahia. M, " **commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone** " thèse de magister, Université de Batna 2001.
- [16] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " **Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques** ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004
- [17] N. Mahmoudi, « **Optimisation par algorithmes génétiques application à la commande de la machine asynchrone** », Mémoire de Ingénieur Commande Electrique, Université Mohamed Boudiaf de M'SILA, 2005/2006
- [18] Davide Aguglia., " **Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle** ", Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [19] M. Ghanes « **Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique** » Thèse de doctorat université de Nantes 2005
- [20] LEBBA Lahcen & ZIGHEM Hocine « **commande DTC par réseaux de neurones d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension** » Thèse d'Ingénieur d'état en Electronique UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA 2009.

- [21] michel pinard "**Commande électriques des moteurs électriques**" Edition 1999.
- [22] S. GUEDDA, S. ALIA, « **Commande vectorielle d'une machine à induction** », mémoire de fin d'étude, université Echahide Hamma lakhdar d'El-Oued, mai 2018
- [23] BERREZZEK farid, "**Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone**", Mémoire de Magister de l'université Badji Mokhtar, Annaba, 2006.
- [24] L.BAGHLI, « **Contribution à la Commande de la machine asynchrone, Utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques** », thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [25] M. Horch, « **Contribution à l'observation et la commande non linéaire d'actionneur électrique asynchrone sans capteur mécanique** », thèse de doctorat, université Aboubakr Belkaid, Tlemcen, 2018.
- [26] N.P.Q.e.J.-A. Dittrich, **Vector Control of three-phase AC Machines**, second edition: Springer, 2015
- [27] G. Grellet, G. Clerc "**Application of ANN for Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives**", Ph.D. Thesis, University of Technology Faculty of Electrical Engineering Warsaw 1999
- [28] Dariusz L. Sobczuk "**Actionneurs Electrique Principes-Modèles-Commande**", Edit. Eyrolles 97. ISBN 2-212-09352-7.
- [29] M.P. Kazmierkowski and D.L. Sobczuk, '**Sliding Mode Feedback Linearized Control of PWM Inverter Fed Induction Motor**', IEEE IECON, 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Vol. 1, pp. 244 - 249, 1996.
- [30] V.I. Utkin, 'Sliding Mode Control and Optimization', Springer-Verlag, Berlin, 1992
- [31] S.V. Emilyanov, «**Sliding mode control systems**», Nauka, Moscow, 1967
- [32] Y.K Wong, A.B. Rad, « **Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control Design: Lyapunov approach**», The Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong, 2004
- [33] R. Dehiri, F. Aichaoui, « **Commande par mode glissant et flou d'une génératrice asynchrone a doublé alimentation (GADA) -Application à l'énergie éolienne** », mémoire de master académique, université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2017.
- [34] K. Kouzi. « **Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse par un réglage PI-Flou a Gains-Flous adaptés associé à un observateur d'état par mode de glissement** », mémoire de magister, Batna. 2002
- [35] A.L. Nemmour, « **Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone a Double Alimentation** », mémoire de magister, Batna 2002
- [36] V.Lacrose. « **Réduction de la Complexité des Contrôleurs Flous : application à la commande Multi Variable** » thèse de doctorat en automatique et Informatique Industrielle, institut national des sciences appliqués de Toulouse, France, 1997
- [37] E. YOUSEF, « **Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone a Double Alimentation et a Flux Orientée** » Mémoire de Magister, Batna.2009
- [38] A. Buhler, « **Réglage par Logique Floue** » Presses Polytechniques et universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1994
- [39] GODFROID H., BEN AMNAR F., MANUELLE P., <sup>2</sup>**L'utilisation des capteurs de vitesse-position dans les entraînements industriels de puissance élevée** <sup>2</sup>
- [40] G. LACROUX <sup>2</sup>**Les actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements**
- [41] KHALIL Elie, KOVAC Edin, « **Plate-forme PS600 et carte DSP DS1104** », Master Professionnel M2P AEII - Université de Caen Basse-Normandie
- [42] www.dSPACE.com, "**Présentation de la Carte DSPACE DS 1104**", avril 2013.
- [43] BENYOUB.L'ADRAR.H « **Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone En Utilisant La Carte dSPACE 1104** » master en électrotechnique université Bejaia 2012/2013
- [44] Amor Khlaief. **Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)**. Energie électrique. Aix-Marseille Université, 2012.