



Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes  
En vue de l'obtention du diplôme :**

**MASTER**

**Filière : électro technique  
Option : commande électrique**

***Thème***

**Commande vectorielle de la machine asynchrone  
(Implémentation sous une carte dSPACE 1104).**

**Présenté par : - Messaoudene zohir**

**- Zehar hamza**

**Devant le jury :**

**Président : Pr Mrabette**

**Université de Bordj Bou Arreridj**

**Examineur 1 : Dr A. BENHENICHE**

**Université de Bordj Bou Arreridj**

**Examineur 2 : Dr A. CHOUDAR**

**Université de Bordj Bou Arreridj**

**Rapporteur : Dr Z.Fouad**

**Université de Bordj Bou Arreridj**

## *Dédicaces*

---

*Nous tenons à dédier ce modeste travail à la mémoire de nos parents, frères et sœurs.  
vivants ou décidés*

*En plus, nous témoignons notre gratitude à nos épouses et enfants pour nous avoir  
encouragés et supportés durant toutes cette période d'étude.*

*Particulièrement leurs soutien inconditionnel.*

## Remerciements

---

*Nous remercions notre encadreur **Fouad Zebiri** pour ses orientations et assistances avant et durant l'accomplissement de ce travail proposé par ses soins. Il nous a été d'un grand secours pour le côté théorique et pratiques. Nos vifs remerciements vont à l'égard de toute l'équipe du laboratoire de recherche de l'université de Bordj Bou-Arréridj « Bachir Ibrahimi ». Nous souhaitons la réussite pour la promotion Master 2 de l'année 2020-2021.*

*Nous sommes reconnaissant à tous l'enseignants du département de l'électromécanique pour leurs compréhensions et patiences devant notre curiosité intellectuelle.*

*Pour tous les membres de jury '**du président aux autres membres** ' recevez nos respects et considérations pour avoir accepté le jugement de ce mémoire et des remarques fondées qui nous ont formulées dans un esprit purement scientifique et des conseils prodigués pour l'amélioration de ce travail et d'éventuels engagement dans la voie de la recherche.*

*Nos remerciements encore une fois nos familles et nos amis et ceux qui nous ont accordés toute leurs attentions.*

## *Remerciements*

---

*Nous tenons à dédier ce modeste travail à la mémoire de nos parents, frères et sœurs.  
vivants ou décidés*

*En plus, nous témoignons notre gratitude à nos épouses et enfants pour nous avoir  
encouragés et supportés durant toutes cette période d'étude.*

## Abréviation

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

## Abréviation

<b><i>Symbole</i></b>	<b><i>Désignation</i></b>	<b><i>Unité</i></b>
$\left[ V_{s(abc)} \right]$	<i>Matrices des tensions statoriques</i>	<i>Volt</i>
$l_s$	<i>Inductance propre du stator</i>	<i>Henry</i>
$m_{ss}$	<i>Inductance mutuelle du stator</i>	<i>Henry</i>
$m_{sr(abc)}$	<i>Inductance mutuelle entre stator et rotor</i>	<i>Henry</i>
$M_{sr}$	<i>Valeur maximale de l'inductance mutuelle</i>	<i>Henry</i>
$\left[ P \right]^{-1} \left[ P \right]$	<i>Matrice de Park et inverse</i>	
$\left[ V_{dqo} \right] \left[ i_{dqo} \right] \left[ \Phi_{dqo} \right]$	<i>Composantes tension, courant et flux sur les axes dq</i>	
$p$	<i>Nombre de pair de pôle</i>	
$\Omega$	<i>Vitesse mécanique</i>	<i>rd/s</i>
$w_{rl}$	<i>Vitesse de glissement</i>	<i>rd/s</i>
$L_s$	<i>Inductance cyclique du stator</i>	<i>Henry</i>
$L_r$	<i>Inductance cyclique du rotor</i>	<i>Henry</i>
$M$	<i>Inductance cycle maximale de la mutuelle stator rotor</i>	<i>Henry</i>
$\sigma$	<i>Coefficient de dispersion de Blondel</i>	
$T_r$	<i>Constante de temps rotorique</i>	<i>seconde</i>
$\gamma$	<i>Coefficient choisi pour la simplification de l'écriture de la matrice d'état</i>	
$\left[ A \right]$	<i>Matrice d'état</i>	
$\left[ B \right]$	<i>Matrice de commande</i>	
$\left[ X \right]$	<i>Vecteur d'état</i>	
$p_{in}$	<i>Puissance instantanée</i>	<i>Watt</i>
$P_j$	<i>Pertes par effet joule</i>	<i>Watt</i>
$P_{em}$	<i>Puissance électromagnétique</i>	<i>Watt</i>
$P_m$	<i>Puissance mécanique</i>	<i>Watt</i>
$C_{em}$	<i>Couple électromagnétique</i>	<i>Nm</i>
$w$	<i>Vitesse du rotor électrique</i>	<i>rd/s</i>
$C_r$	<i>Couple résistant</i>	<i>Nm</i>
$fr$	<i>Coefficient de frottement</i>	<i>Nm s/rad</i>

## Abréviation

<b><i>Symbole</i></b>	<b><i>Désignation</i></b>	<b><i>Unité</i></b>
$J$	<i>Moment d'inertie</i>	$\text{Kg m}^2$
$P_n$	<i>Puissance nominale du moteur</i>	$\text{Kw}$
$\Omega_n$	<i>Vitesse mécanique nominale du moteur</i>	$\text{tr/min}$
$I_n$	<i>Courant nominal du moteur</i>	<i>Ampère</i>
$R_m$	<i>Résistance de la partie magnétisante des pertes fer</i>	<i>ohm</i>
$X_m$	<i>Réactance de la partie magnétisante</i>	<i>ohm</i>
$X_1$	<i>Réactance globale stator et rotor</i>	<i>ohm</i>
$P_{mec}$	<i>Pertes mécaniques</i>	<i>watt</i>
$P_{fer}$	<i>Pertes fer dans le circuit magnétique</i>	<i>watt</i>
$Q_{reacs}$	<i>Energie réactive absorbée à vide</i>	<i>var</i>
$P_0$	<i>Pertes à vide mesurées</i>	<i>watt</i>
$U_0$	<i>Tension composée mesurée à vide</i>	<i>Volt</i>
$P_{scc}$	<i>Puissance active mesurée essai rotor bloqué</i>	<i>watt</i>
$I_{scc}$	<i>Courant de ligne mesuré « essai rotor bloqué »</i>	<i>Ampère</i>
$U_{scc}$	<i>Tension composée mesurée « essai rotor bloqué »</i>	<i>Volt</i>
$C_{em\_CC}$	<i>Couple électromagnétique du moteur à courant continu</i>	$\text{Nm}$
$I_f$	<i>Courant de l'inducteur du moteur à courant continu</i>	<i>Ampère</i>
$I_a$	<i>Courant de l'induit du moteur à courant continu</i>	<i>Ampère</i>
$emf_d$	<i>Force électromotrice à compenser dans la commande avec la tension directe</i>	<i>Volt</i>
$emf_q$	<i>Force électromotrice à compenser dans la commande avec la tension inverse</i>	<i>Volt</i>
$\Phi_{réf}$	<i>Flux de référence</i>	$\text{Wb}$
$\Phi_m$	<i>Flux rotorique nominal</i>	$\text{Wb}$
$i_{sq}^*$	<i>Courant inverse statorique de référence</i>	<i>Ampère</i>

## Abréviation

<b><i>Symbole</i></b>	<b><i>Désignation</i></b>	<b><i>Unité</i></b>
$C_{em}^*$	<i>Couple électromagnétique de référence</i>	<i>Nm</i>
$w_{réf}^*$	<i>Vitesse de référence</i>	<i>rd/s</i>
$i_{sd}^*$	<i>Courant statorique direct de référence</i>	<i>Ampère</i>
$G_{Bo}$	<i>Fonction de transfert en boucle ouverte</i>	
$K_{pw}$	<i>Coefficient de proportionnalité du régulateur de la vitesse</i>	
$K_{iw}$	<i>Coefficient d'intégration du régulateur de la vitesse</i>	
$G_{BF}$	<i>Fonction de transfert en boucle fermée</i>	
$t_{répw}$	<i>Temps de réponse de la boucle de vitesse</i>	
$\zeta$	<i>Coefficient de dépassement</i>	
$w_n$	<i>Fréquence propre</i>	
$K_{pi}$	<i>Coefficient de proportionnalité du régulateur du courant</i>	
$K_{ii}$	<i>Coefficient d'intégration du régulateur du courant</i>	
<i>PWM</i>	<i>Pulse with modulation (MLI)</i>	
<i>ADC</i>	<i>Convertisseur analogique/numérique</i>	
<i>DAC</i>	<i>Convertisseur numérique/analogique</i>	
<i>RTI</i>	<i>Real time interface du dSPACE</i>	



# Liste des figures

---

Figure 1.1 schéma de l'onduleur .....	3
Figure 1.2 la porteuse et la référence de la MLI.....	6
Figure 1.3 schéma de Simulink de l'onduleur .....	6
Figure 1.4 les tensions de sorties de l'onduleur .....	7
Figure 1.5 MAS triphasé à rotor bobiné .....	8
Figure 1.6 MAS triphasé à cage.....	8
Figure 1.7 le principe de fonctionnement de la MAS et la règle de la main droite.....	8
Figure 1.8 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé .....	10
Figure 1.9 Transformation de Park des bobinages du moteur sur deux axes tournant avec le champ.....	14
Figure 1.10 schéma équivalent d'un moteur asynchrone triphasé.....	20
Figure 1.11 Les équipements de la plateforme d'essai du laboratoire .....	21
Figure 1.12 schéma du montage de mesure de la résistance statorique .....	22
Figure 1.13 montage de l'essai à vide du moteur.....	23
Figure 1.14 la représentation de $P_{mec}$ et $P_{fer}$ en fonction $U_o^2$ .....	25
Figure 1.15 le graphe de la vitesse en fonction du temps dans l'essai de ralentissement ..	27
Figure 1.16 Courbe des vitesses mesurée et simulée avec les paramètres du moteur.....	28
Figure 1.17 Schéma bloc de Simulink du moteur asynchrone .....	28
Figure 1.18 Courbes de la vitesse, courant statorique, couple et flux à vide .....	29
Figure 1.19 courbe des vitesse, courant isa, couple et fluxra en charge du moteur avec un couple en charge de 3 Nm à 1 sec.....	30
Figure 1.20 Courbes vitesse,isa,Cem et Flux_ra association onduleur--moteur.....	31
Figure 1.21 courbes vitesse, isa , couple et fluxra en charge $C_r=3Nm$ à 1 s .....	32
Figure 2. 1 Moteur courant continu et celui asynchrone avec démonstration de similitude	34
Figure 2. 2 Diagramme d'orientation du flux rotorique sur l'axe d .....	36
Figure 2. 3 Diagramme de couplage à l'intérieur de la machine asynchrone .....	37
Figure 2. 4 la compensation dans la commande vectorielle.....	38
Figure 2. 5 Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte.....	39
Figure 2. 6 schéma bloc de boucle de régulation de la vitesse.....	40
Figure 2. 7 Schéma bloc de la boucle de régulation des courants.....	41
Figure 2. 8 Schéma Simulink de la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone	42
wréf=2830 tr/min. Voir figures 2. 9.....	43
Figure 2. 10 Différents résultats pour $W_{réf}=2830$ tr/min et $C_r=4$ Nm appliqué à 1 s .....	44

# Liste des figures

---

Figure 2. 11 Commande vectorielle indirecte pour changement de sens de rotation de 2830 à -2000tr/min à 1 s.....	45
Figure 2. 12 Courbes commande vectorielle indirecte à petite vitesse Vitesse,Cem , isd et isq .....	46
Figure 2. 13 Courbes IFOC w , Cem , isq et isd wréf 2000 à -2000 tr/min Cr=4 à 1 s ....	48
Figure 2. 14 IFOC pour les survitesse w, Cem, isd , isq , fluxrq et fluxrd wréf=3100 tr/min .....	49
Figure 3. 1 Carte DS 1104	Figure 3. 2 Panel d'interface CLP1104
<b>Bookmark not defined.</b>	
Figure 3. 3 architecture de la carte dSPACE 1104 .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Figure 3. 4 schéma Simulink de la commande vectorielle indirecte	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Figure 3. 5 écran montrant l'icone de compilation " Build Model "	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>defined.</b>	
Figure 3. 6 écran de sélection de Model Root et le glissement sur le flotter	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>not defined.</b>	
Figure 3. 7 écran du choix de l'appareil de mesure .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Figure 3. 8 écran d'enregistrement des sorties sur un fichier .mat de Matlab	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>not defined.</b>	
Figure 3. 9 le banc d'essai du laboratoire d'essai.....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Figure 3. 10 Courbes w, C <sub>em</sub> , i <sub>sa</sub> , i <sub>sq</sub> , i <sub>sd</sub> et le flux_rotorique pour l'essai global	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>defined.</b>	
Figure 3. 11 Courbes de comparaison entre les grandeurs acquises sur la plateforme et celles mesurées w,C <sub>em</sub> , i <sub>sa</sub> , i <sub>sq</sub> , i <sub>sd</sub> et le flux pour un échelon de vitesse ...	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Figure 3. 12 Courbes w, C <sub>em</sub> , i <sub>sa</sub> , i <sub>sq</sub> , i <sub>sd</sub> et flux <sub>rd</sub> de comparaison entre valeurs acquises et simulées dans la plage de petite vitesse .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>

## *Liste des tableaux*

---

*Tableau 1 les mesures de la tension et du courant continu 22*

*Tableau 2 les mesures des essais à vide 23*

*Tableau 3 résultats de calcul de  $R_m$  et  $L_s$  et  $L_r$  24*

*Tableau 4 les mesures de l'essai à rotor bloqué 25*

*Tableau 5 Résultats des calculs de  $M$  et de  $R_r$  26*

---

# Introduction

# Générale

---

## 1. Introduction générale :

Les moteurs électriques se sont la base des entraînements électriques. Au début, l'industrielle a fait recours au moteur à courant continu pour leur précision et la facilité de commande dans les processus qui nécessitent une précision. Mais ces derniers présentent des inconvénients majeurs leur coûts élevés et l'entretien du collecteur. Par l'invention du moteur asynchrone par **Tesla** , l'industriel a été renforcée par un actionneur très robuste et très simple. Au début de son utilisation, il a été employé à une vitesse constante et la variation ont été opérées sur la partie mécanique par des systèmes de courroies ou d'engrenage (réducteur de vitesse). [9] [13][3]

Avec le développement de l'électronique de puissance, la variation de vitesse a été possible par la commande scalaire en tenant (la tension/la fréquence) constant et elle utilisé dans le régime permanent travaux de **W.Léonhard** . Son inconvénient réside dans l'inversion de vitesse le flux oscille à des grandes amplitudes.[8][14][5]

En 1970, **Blaschke** propose la commande vectorielle directe du moteur asynchrone. Elle tient compte du modèle dynamique du moteur à l'inverse de la commande scalaire. L'idée de base est la suivante : « faire fonctionner la MAS avec le principe d'un moteur à courant continu à excitation indépendante qui présente un découplage naturel entre le flux et le couple ». Dans cette méthode il faut faire recours à un capteur de flux dans les encoches de l'entrefer à l'intérieur du bobinage ce qui constitue un handicap dans les conditions de fonctionnement du capteur en plus il faut des constructions spéciales des machines ce qui augmente le coût. [9][23]

En 1977, Hasse cherche a contourné se problème par la proposition de la commande vectorielle indirecte qui demande un capteur de position et un capteur de courant. Toujours, en cherchant à reproduire le comportement du moteur à courant continu à excitation séparé. Depuis, est devenu le plus usité dans le domaine de l'industrie. La rapidité des calculateurs numériques actuelle et l'évolution de la technologie de l'électronique de puissance ont contribué à ce que le moteur asynchrone remplace la majorité de l'utilisation des autres types de moteur.[17][4][8][5]

Notre objectif dans ce modeste mémoire est de simuler et implémenter la commande vectorielle indirecte sur un moteur asynchrone au laboratoire de l'université de Bachir El Ibrahimy de Bordj Bou Arréridj.. et d'amorcer un créneaux de recherche pour les promos futurs.

**de la MAS**

Ce mémoire a été organisé comme suit :

- 1- Une introduction générale traitant l'évolution et l'avènement de la commande vectorielle indirecte (IFOC)
- 2- Chapitre 1 : Modélisation de l'onduleur et du moteur asynchrone avec l'identification des paramètres du moteur avec des essais pratiques. Le modèle d'état obtenu à partir des équations électriques, magnétiques dans le repère abc qui seront transformées par l'utilisation de la transformé de PARK modifiée. Afin d'éliminer le temps des expressions des inductances mutuelles entre stator et rotor. Ainsi on obtient un système avec paramètres constants qui sera facile à manipuler. En plus le modèle qui nous convient est celui lié au champ tournant. Le vecteur d'état choisi est celui des courants statoriques direct et inverse et les flux rotoriques directe et inverse.
- 3- Chapitre 2 : Théorie de la commande vectorielle indirecte : il traite du découplage entre le flux et le couple par l'adaptation d'une lois de commande (  $i_{sd}$  sera responsable de la commande du flux et  $i_{sq}$  sera responsable de la variation du couple) et d'opérer la compensation des force électromotrice sur l'axe q et celle sur l'axe d. Le mode de défluxage pour les survitesses pour le fonctionnement au-delà de la vitesse nominale afin d'éviter la saturation. . Le calcul des régulateurs ( vitesse et courant )..
- 4- Chapitre 3 : Simulation et résultats pratiques : simulation du moteur seul avec une alimentation équilibré du réseaux avec différents charges. Simulation de l'onduleur seule et associe au moteur pour différents charges. Simulation de l'IFOC avec différents charges et changement de vitesse en plus avec différentes valeurs de la résistance rotorique. Interprétation des résultats . la confirmation par des tests pratiques sur dSPACE 1104 de cette théorie est la comparaison des résultats
- 5- Conclusion générale : démonstration de l'utilité de la commande vectorielle indirecte ses insuffisances et les perspectives de ce travail.

---

# Chapitre 01

---

Modélisation De l'Onduleur

ET

Du Moteur Asynchrone

Avec

L'Identification Des paramètres

# 1. Modélisation de l'onduleur et du moteur asynchrone avec l'identification des paramètres

## 1.1 Introduction

L'étude exhaustive du comportement de la machine avec sa commande passe obligatoirement par une phase de modélisation avec des hypothèses simplificatrices. Les deux éléments essentiels sont l'onduleur et le moteur asynchrone. Dans notre cas, nous avons choisi de commander le moteur par un onduleur de tension dont les impulsions dans les gâchettes sont obtenues par la technique sinus-triangle où le signal sinusoïdal est pris comme référence et le signal triangulaire est la porteuse. Le moteur choisi est asynchrone à cage d'une puissance de 1 kW, de vitesse nominale de 2830 tr/min, couplage étoile et le courant nominal statorique 2,6 A.

## 1.2 Modélisation de l'onduleur de tension : [12]

En considérant que le redressement est parfait et filtré. L'onduleur est donné par la figure 1.1

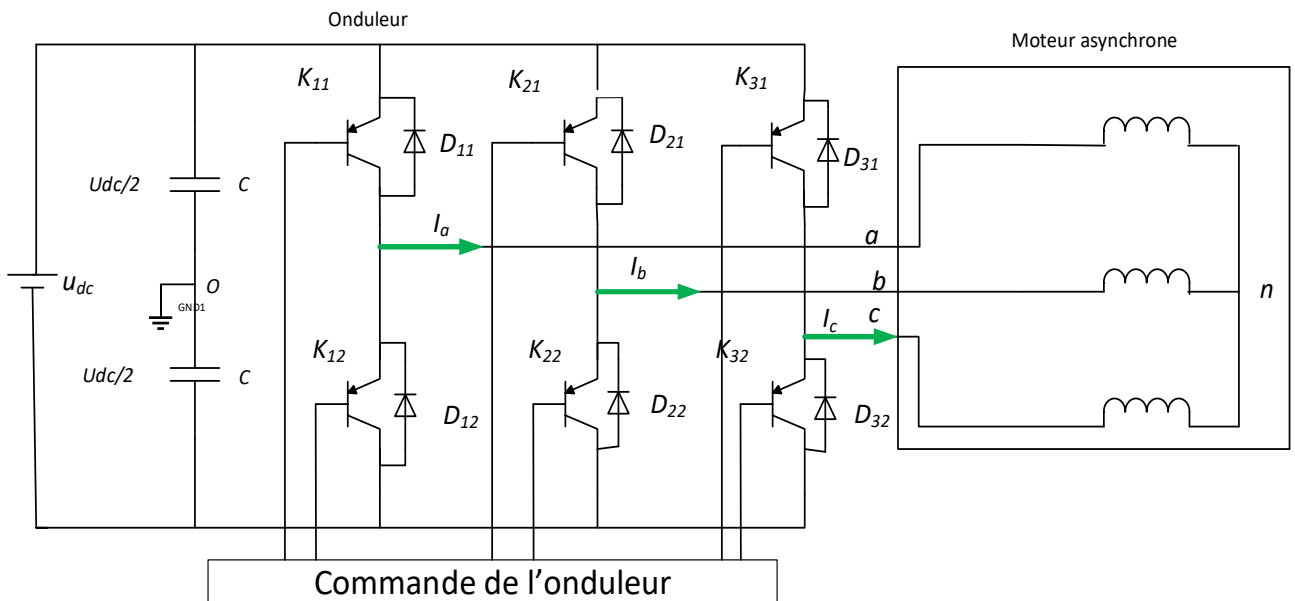


Figure 1.1 schéma de l'onduleur



C'est un convertisseur du continu à l'alternatif. Il est capable de faire varier l'amplitude et la fréquence. Il est conçu par des composants électroniques de puissance comme /

-Thyristors GTO ( gate turn-off) et IGCT (integrated gate commutated thyristor) pour des courants importants

-transistors IGBT (insulated gate bipolar transistor) est le plus utilisé et le MOSFET (metal oxide semiconductor field effect transistor) surtout utilisé pour les moteurs de faible puissance et demande une grande commutation des semi-conducteurs.

Il est constitué de trois bras chacun possède deux interrupteurs qui une commande complémentaire afin d'éviter le court-circuit de la source continue.

### 1.2.1 Hypothèses simplificatrices

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

### 1.2.2 Modèle de l'onduleur :[15]

Conformément à la figure 1 , les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont calculées comme suit

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (1.1)$$

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

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (1.2)$$

Comme la charge est équilibrée nous avons  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$  la somme des trois équations du système 1.2 et en tenant compte de la dernière égalité nous obtenons :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (1.3)$$

En remplaçant  $V_{no}$  dans le système d'équation 1.2 et en calculant les tensions simples de sortie de l'onduleur nous aurons :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (1.4)$$

Conversion de ce système en écriture matricielle en posant

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

$$\text{Avec } [V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^t$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^t$$

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

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

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

Le signal sinusoïdale est pris comme référence avec une fréquence désirée ( appelée modulante) et le signal triangulaire avec des crêtes -1 et 1 et une fréquence nettement supérieur à celle de la référence. Les impulsions sont obtenues lorsque la référence est supérieure ou égale à la porteuse en portant la valeur **1** sinon **0** ailleurs (voir Figure 1.2 )

Deux caractéristiques sont définies : à savoir

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

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

$f_p$  et celle de la référence  $f_r$ . de préférence il faut le choisir supérieur à 21. [10]

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

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

$V_m$  référence max sur la valeur crête de la porteuse  $V_{cp}$

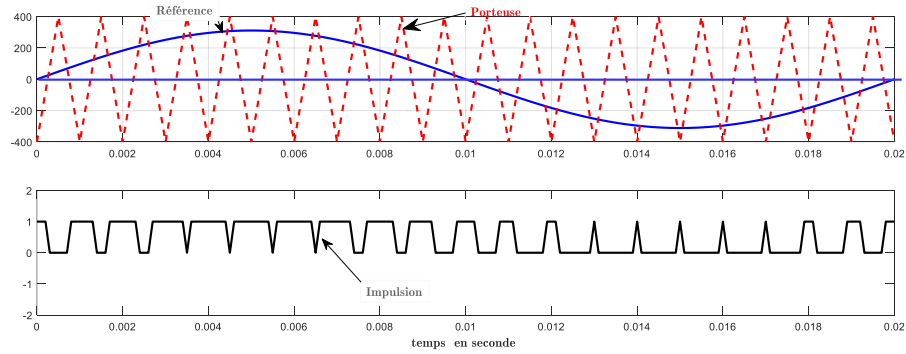


Figure 1.2 la porteuse et la référence de la MLI

**1.2.3 Résultat de simulation de la MLI naturelle :**

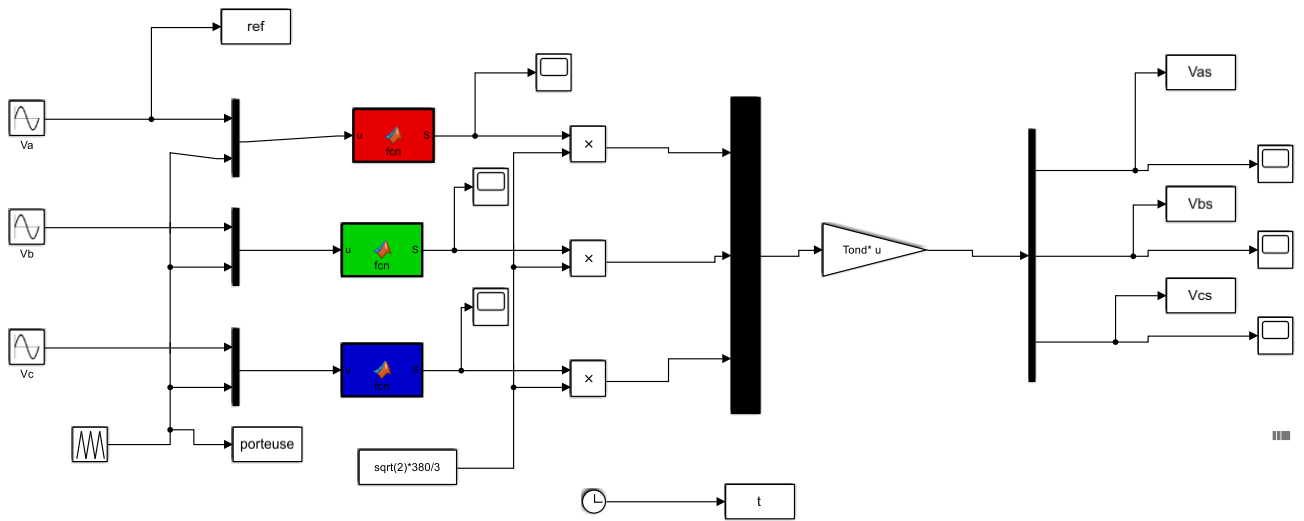


Figure 1.3 schéma de Simulink de l'onduleur

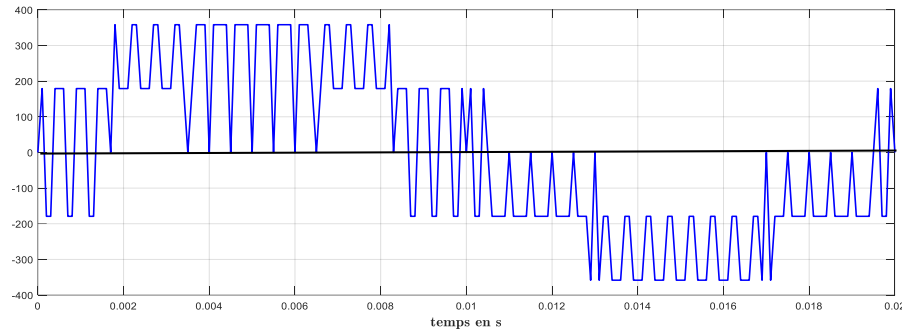


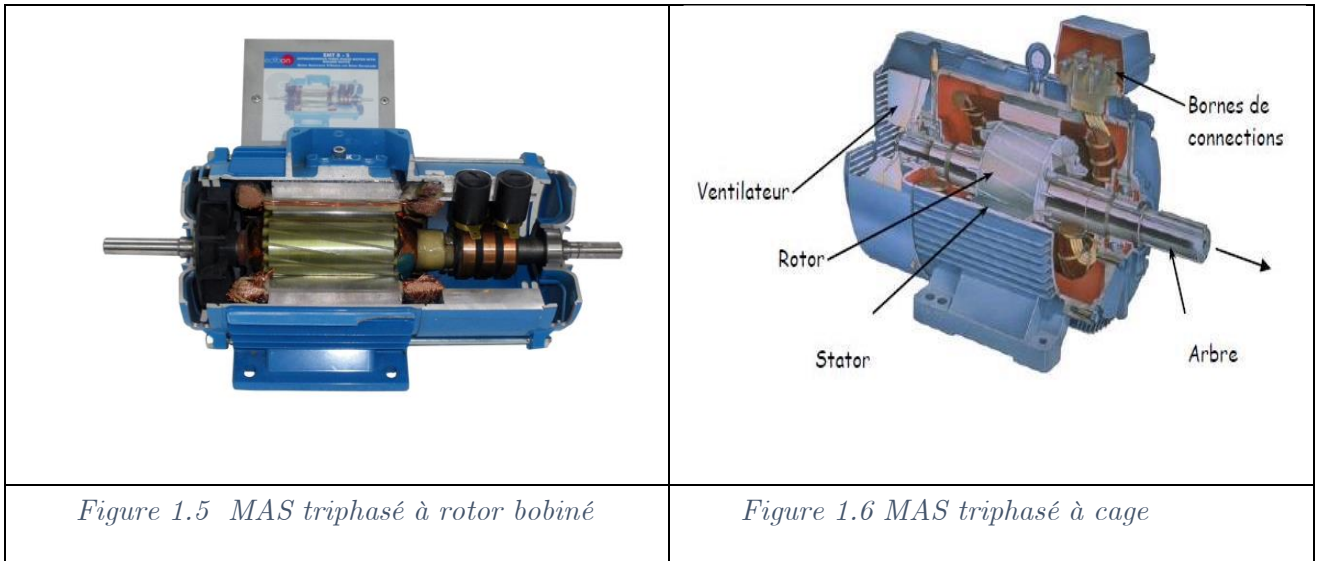
Figure 1.4 les tensions de sorties de l'onduleur

### 1.3 Modélisation du moteur asynchrone et l'identification des paramètres

Le but principal de cette modélisation est d'aboutir à une représentation d'état qui donne avec fidélité le fonctionnement du moteur dans divers régimes et en même temps le commander.

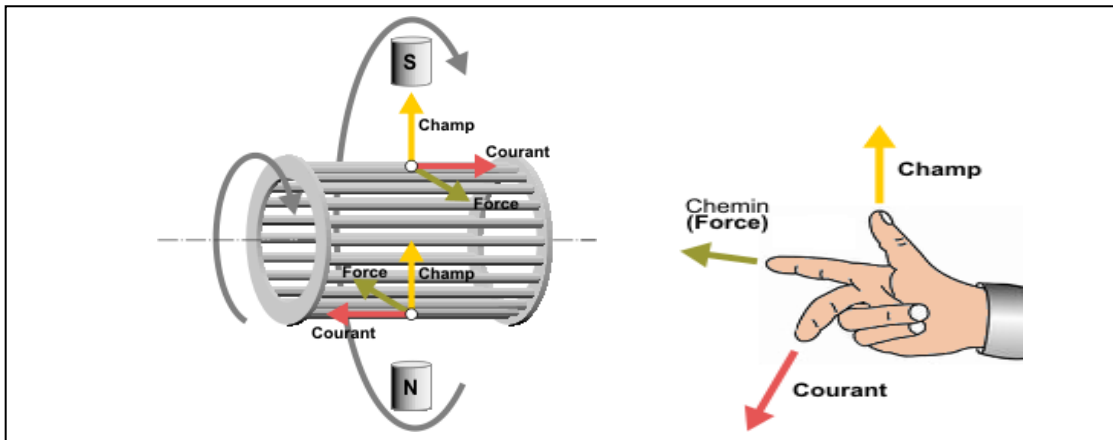
#### 1.3.1 Description du moteur asynchrone :

C'est une machine tournante constitué d'une partie fixe appelée stator et une partie tournante appelée roto. Le stator abrite un bobinage formé de trois bobines logées dans des encoches réparties sur la circonférence de tel manière à permettre de créer un champ tournant triphasé décalé de 120 degrés entre phase. Les têtes de ces bobines sont fixées sur une plaque à borne facilitant le raccordement du moteur en étoile ou triangle selon la disposition des barrettes. Il existe deux types de rotor : le premier est bobiné alors le moteur est désigné comme moteur asynchrone à rotor bobiné. Il est couplé en étoile dont le neutre n'est pas accessible et les têtes sont raccordé à des bagues en cuivre sur les quels glissent des charbons qui permettent d'insérer des résistances ou un dispositif électronique. Ils sont d'une puissance importante de l'ordre de milliers de kilowatts. Le deuxième type est constitué d'un ensemble de bars logées dans des encoches court-circuité par deux anneaux de part et d'autre. Il est désigné par moteur asynchrone à cage d'écureuil qui le but de notre étude. Il est de petite et moyenne puissance. Il est le plus utilisé dans l'industrie. (photos l'un pour MAS bobiné et MAS à cage).



**1.3.2 Principe de fonctionnement :**

Le moteur est alimenté par une tension triphasé équilibrée avec une fréquence de  $f=50$  Hz du réseau de la SONEGAS. Il est le siège d'un champ tournant avec une vitesse de synchronisme de  $\omega_s=2 \pi f$ . Ce dernier crée un courant dans le circuit du rotor en court-circuit. En présence de ce dernier avec le champ tournant donne naissance à deux forces qui entraînent le rotor en rotation car l'arbre est fixé par des roulements c'est un des principes de l'électromagnétisme. Cette vitesse est légèrement inférieure la vitesse de synchronisme d'où l'appellation asynchrone. L'écart entre ces vitesses est le glissement  $g$



*Figure 1.7 le principe de fonctionnement de la MAS et la règle de la main droite*

**1.3.3 Hypothèses simplificatrices :**

Dans le but de faciliter la modélisation il est indispensable de prendre en considération plusieurs hypothèses à savoir

- Parfaite symétrie des circuits magnétiques
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale
- L'épaisseur de l'entrefer est constante
- Les phénomènes de saturation sont négligés ce qui permet de prendre le flux comme fonction linéaire des courants
- L'effet d'encoche et de peau sont négligés pour garder les caractéristiques constantes
- Assimilation de la cage d'écureuil à un bobine en court-circuit de même nombre de phase que le stator ( Nbre de phase est égale à 3) . [10] [8]

Les résultats de ces hypothèses sont :

- ✓ L'additivité des flux
- ✓ La constance des inductances propres
- ✓ La loi de variation des inductances mutuelles entre stator et rotor est sinusoïdale et en fonction de l'angle électrique entre les axes magnétiques de chaque phase.

### 1.3.4 Equations électriques [22]

Les enroulements du stator et ceux du rotor sont représentés par la figure 1.8 suivante :

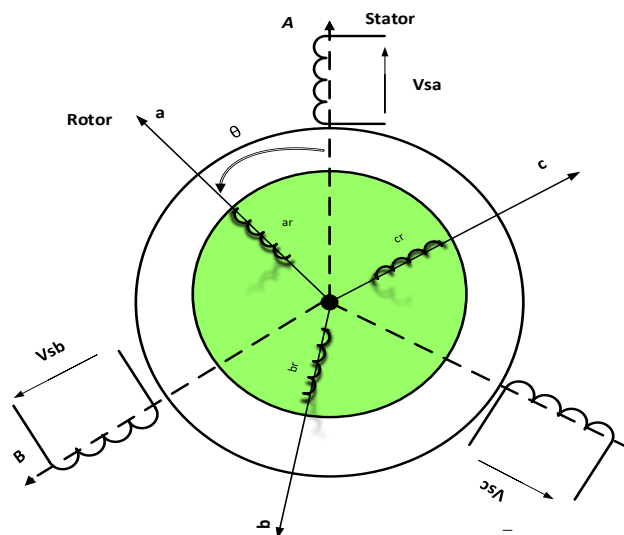


Figure 1.8 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé

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

Au stator

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (1.6)$$

Au rotor

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (1.7)$$

En désignant par

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

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

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

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

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

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

$R_s$  Résistance d'une phase statorique

$R_r$  Résistance d'une phase rotorique

Les équations 1.6 et 1.7 peuvent être écrites sous forme matricielle suivante

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

D'une autre manière et plus condensée

$$\begin{bmatrix} V_{s(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s(abc)} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s(abc)} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

D'une autre manière et plus condensée :

$$\begin{bmatrix} V_{r(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r(abc)} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r(abc)} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

### 1.3.5 Equations magnétiques :

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

Le flux pour une phase statorique :

$$\Phi_{sa} = l_s i_{sa} + m_{ss} i_{sb} + m_{ss} i_{sc} + m_{sra} i_{ra} + m_{srb} i_{rb} + m_{src} i_{rc} \quad (1.12)$$

$l_s$

Inductance propre de la phase a du stator

$m_{ss}$

Inductance mutuelle entre phases du stator

$m_{sr(abc)}$

Inductance mutuelle entre phase du stator et l'autre du rotor. Elle est

fonction de la position

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

Avec :  $\theta$

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

$M_{sr}$

Valeur maximale de la mutuelle entre le stator et le rotor



On aboutit aux équations suivantes sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & l_s & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{sb} \\ \dot{i}_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{sr(abc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ra} \\ \dot{i}_{rb} \\ \dot{i}_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & l_r & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{ss} & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ra} \\ \dot{i}_{rb} \\ \dot{i}_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{rs(abc)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{sb} \\ \dot{i}_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$l_r$

Inductance propre de la phase a du rotor

$m_{rr}$

Inductance mutuelle entre phases du rotor

$m_{rs(abc)}$

Inductance mutuelle entre phase du rotor et l'autre du stator. Elle est

fonction de la position nous avons

$$\begin{bmatrix} m_{sr(abc)} \end{bmatrix} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Avec

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

En introduisant les équations 1.13 et 1.14. Dans 1.8 et 1.9 nous obtenons le système suivant en écriture matricielle

$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_s \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} m_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_r \end{bmatrix} \right) \quad (1.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_r \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} m_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_s \end{bmatrix} \right) \quad (1.17)$$

### 1.3.6 Transformation de Park :

La transformation de Park sera appliquée sur les tensions, les courants et les flux. Elle est utilisée pour substituer aux enroulements du stator et du rotor deux enroulements pour chacun situés sur l'axe d et q avec un changement de variable en utilisant une matrice P. Le but aussi d'atteindre l'objectif que les mutuelles ne dépendront pas de l'angle entre l'axe magnétique du stator et du rotor. Cette matrice P est orthogonale c-à-d

$$[P]^* [P]^{-1} = I \quad I \text{ matrice identité}$$

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

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

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

### 1.3.6.1 Application de Park sur les équations électriques et magnétiques :

Le référentiel choisi est celui lié au champ tournant car il permet de donner un modèle complet du moteur pour le commander . [18] [5] [10]

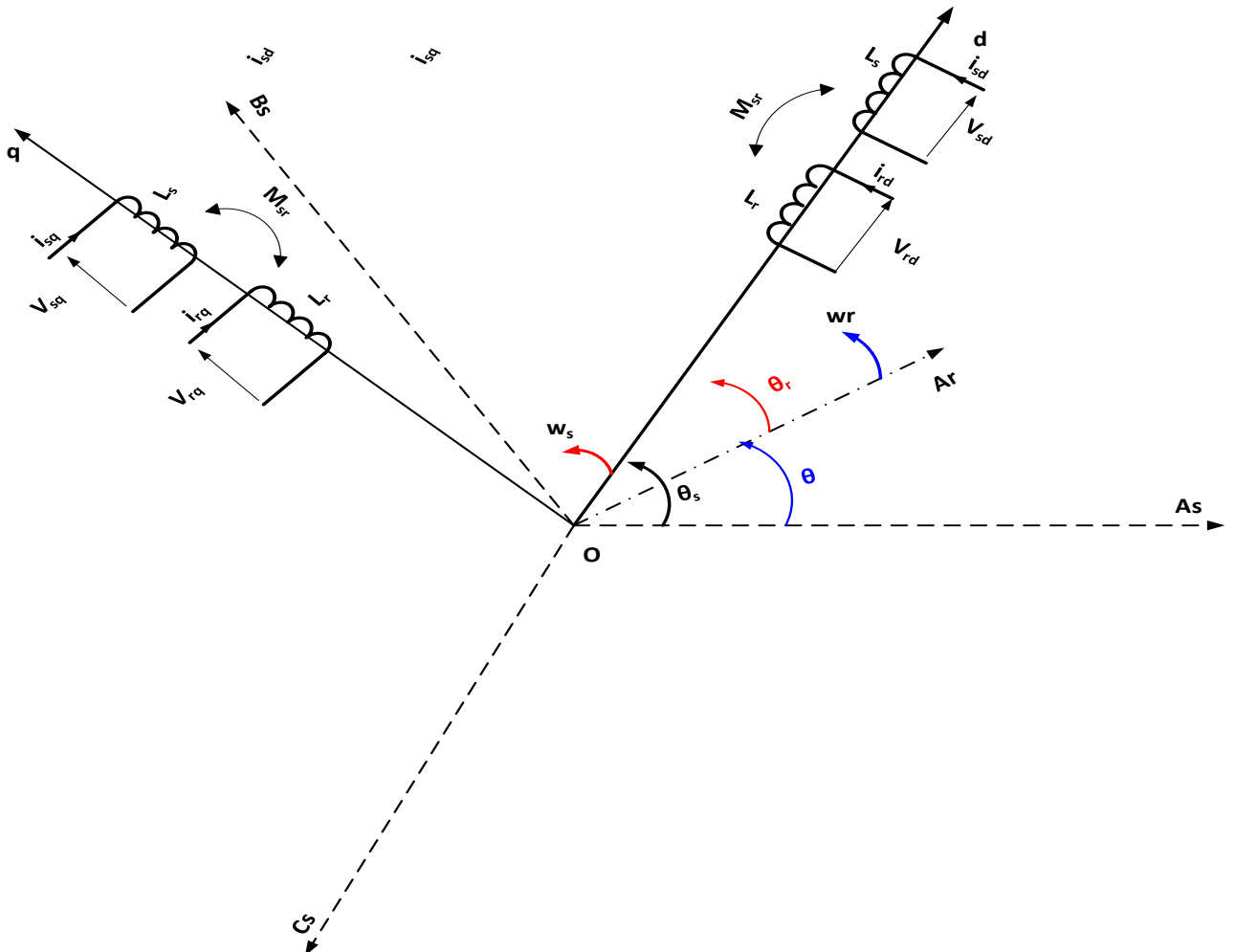


Figure 1.9 Transformation de Park des bobinages du moteur sur deux axes tournant avec le champ

Ce choix aussi fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du repère par rapport aux divers axes de flux .[5]

$$\text{les équations des tensions : } \begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{abc} \end{bmatrix}$$

$$\text{les équations des courants : } \begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix}$$

$$\text{les équations des flux : } \begin{bmatrix} \Phi_{dgo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{abc} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_{dgo} \end{bmatrix}$$

En appliquant Park à l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{abc} \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix}_s + \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} \Phi_{abc} \end{bmatrix}_s \right) \quad (1.19)$$

Nous aurons

$$\begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{abc} \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix}_s + \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_{dgo} \end{bmatrix}_s \right) \quad (1.20)$$

Comme la matrice  $\begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix}$  est le produit d'un scalaire avec la matrice identité  $\begin{bmatrix} I \end{bmatrix}$  et si on remplace les courants par ceux des axes d q nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix}_s + \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_{dgo} \end{bmatrix}_s \right) + \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dgo} \end{bmatrix}_s \quad (1.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix}_s + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dgo} \end{bmatrix}_s + \begin{bmatrix} F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dgo} \end{bmatrix}_s \quad (1.22)$$

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

repère lié au champ tournant.

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

$$\begin{bmatrix} V_{dgo} \end{bmatrix}_r = \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dgo} \end{bmatrix}_r + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dgo} \end{bmatrix}_r + \begin{bmatrix} F' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dgo} \end{bmatrix}_r \quad (1.23)$$

$$[F'] = [P] \frac{d}{dt} ([P]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -w_{rl} & 0 \\ w_{rl} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ où } w_{rl} = w_s - p\Omega \text{ est la vitesse du glissement pour}$$

le repère lié au champ tournant.  $p$  est le nombre de pair de pôle et  $\Omega$  est la vitesse mécanique du moteur  $w = p\Omega$  est la vitesse électrique.

### 1.3.6.2 Equations des tensions :

D'après les équations 1.22 et 1.23 nous aboutissons au système des tensions suivants

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

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

### Equations magnétiques :

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

Des équations 1.13 et 1.14 nous avons le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & m_{sr} \\ m_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

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

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - m_{ss} & 0 & \frac{3 Msr}{2} & 0 \\ 0 & l_s - m_{ss} & 0 & \frac{3 Msr}{2} \\ \frac{3 Msr}{2} & 0 & l_r - m_{rr} & 0 \\ 0 & \frac{3 Msr}{2} & 0 & l_r - m_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

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

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

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

### 1.3.7 Modèle d'état du moteur asynchrone :

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

Des équations des tensions 1.26 et en cherchant à remplacer les flux statoriques et les courants rotoriques par des expressions dépendant que des variables d'état choisies.

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (1.27)$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \\ \Phi_{sq} = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} \\ i_{rd} = -\frac{M}{L_r} i_{sd} + \frac{1}{L_r} \Phi_{rd} \\ i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} + \frac{1}{L_r} \Phi_{rq} \end{cases} \quad (1.28)$$

En les remplaçant dans l'équation 1.24

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \left( (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \right) - w_s \left( (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} \right) \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \left( (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} \right) + w_s \left( (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \right) \\ V_{rd} = 0 = R_r \left( -\frac{M}{L_r} i_{sd} + \frac{1}{L_r} \Phi_{rd} \right) + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (w_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r \left( -\frac{M}{L_r} i_{sq} + \frac{1}{L_r} \Phi_{rq} \right) + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (w_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (1.29)$$

Nous allons obtenir le système suivant

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{d}{dt} i_{sd} + R_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - w_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} - w_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} \\ V_{sq} = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{d}{dt} i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + w_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + R_s i_{sq} + w_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} + (w_s - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rq} - (w_s - \omega) \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (1.30)$$

Des deux dernières équations ,on remplace  $\frac{d}{dt} \Phi_{rd}$  ,  $\frac{d}{dt} \Phi_{rq}$  dans les deux premières équations du système 1.30 . en posant que  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  ,  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  ,  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}) i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} \Phi_{rd} + w \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -w_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}) i_{sq} - w \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (w_s - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (w_s - \omega) \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \end{array} \right. \quad (1.31)$$

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

$$\left[ \dot{X} \right] = [A] [X] + [B] [X]$$

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

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

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### 1.3.8 Les expressions du couple électromagnétique : [29]

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

$$p_{in} = v_{sd} \dot{i}_{sd} + v_{sq} \dot{i}_{sq} + v_{rd} \dot{i}_{rd} + v_{rq} \dot{i}_{rq}$$

En tenant compte des équations du système 1.24 nous avons

$$\begin{aligned} p_{in} = & (R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2)) + (i_{sd} \frac{d}{dt} \Phi_{sd} + i_{sq} \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + i_{rd} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} + i_{rq} \frac{d}{dt} \Phi_{rq}) \\ & + (w_s (\Phi_{sd} \dot{i}_{sq} - \Phi_{sq} \dot{i}_{sd}) + (w_s - w) (\Phi_{rd} \dot{i}_{rq} - \Phi_{rq} \dot{i}_{rd})) \end{aligned} \quad (1.32)$$

Le bilan de puissance est donné par ce qui suit :

-Pertes par effet joule au stator et au rotor :

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

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

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

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

$$P_m = (w_s (\Phi_{sd} \dot{i}_{sq} - \Phi_{sq} \dot{i}_{sd}) + (w_s - w) (\Phi_{rd} \dot{i}_{rq} - \Phi_{rq} \dot{i}_{rd}))$$

$$\text{-sachant que } P_m = C_{em} \Omega \quad \Rightarrow \quad C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} \quad \text{avec } w = p\Omega$$

$p$  est le nombre de pair de pôle

$\Omega$  est la vitesse mécanique

$C_{em}$  est le couple électromagnétique

Des équations des flux 1.28 et 1.29 en les remplaçant dans l'équation de la  $P_m$

Plusieurs expressions du couple sont obtenues :

$$\begin{aligned} C_{em} &= p(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \\ C_{em} &= pM(i_{sd} i_{sq} - i_{sq} i_{sd}) \\ C_{em} &= p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \end{aligned} \quad (1.33)$$

Cette expression qui va être utilisé dans la suite de notre travail. Il est à remarquer que le couple dépend des composantes des flux et des courants statoriques et rotoriques en quadrature ce qui démontre le couplage qui existe entre les flux et les courants dans cette machine. [18] [5] [8][10][26]

### 1.3.9 L'équation mécanique :

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

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d}{dt} \Omega \quad (1.34)$$

$C_{em}$  le couple électromagnétique du moteur

$C_r$  le couple de charge ou couple résistant

$f_r$  le coefficient de frottement

$J$  le moment d'inertie

### 1.4 Identification des paramètres du moteur asynchrone : [9] [25] [10] [21] [27]

Pour pouvoir étudier convenablement le comportement du moteur, il est indispensable d'identifier les paramètres du moteur. Pour le faire, notre moteur à les caractéristiques suivantes :

$$P_n = 1 Kw \quad \Omega_n = 2830 \frac{tr}{min} \quad \text{montage étoile } Y \quad \text{et } I_n = 2.6 A$$

Le moteur est représenté par le schéma équivalent



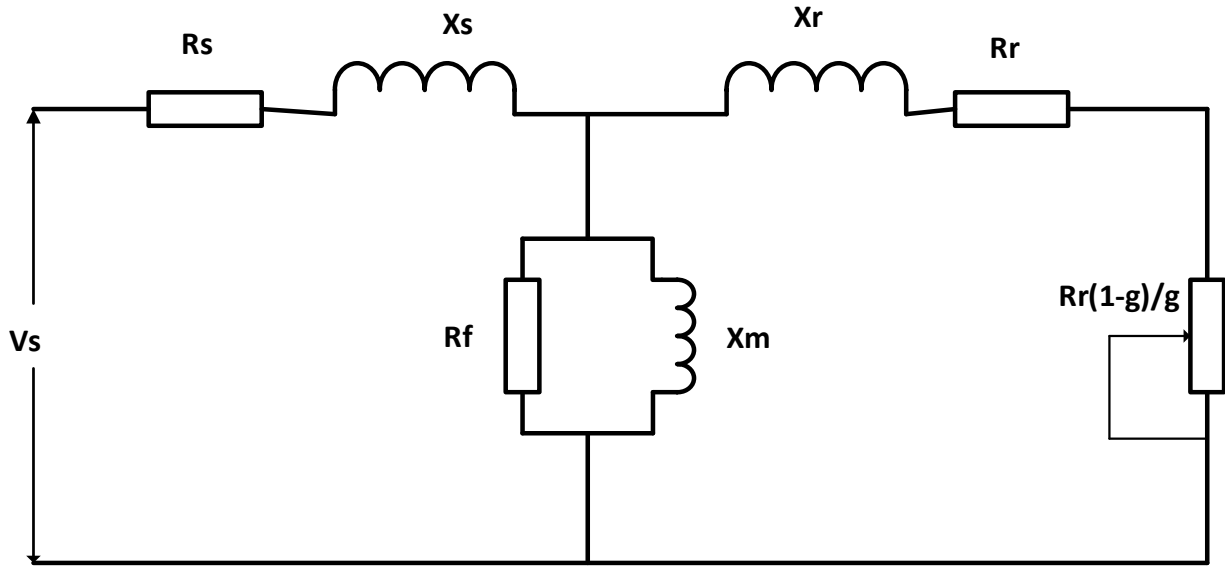


Figure 1.10 schéma équivalent d'un moteur asynchrone triphasé

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

- ✓ La résistance statorique est mesurée par l'application d'une tension continue et le relevé des valeurs des courants
- ✓  $R_f$  et  $M = \frac{X_m}{w_s}$  sont déterminés par l'essai à vide
- ✓  $L_s = L_r = \frac{X_1}{w_s}$  sont déterminés par l'essai à rotor bloqué (essai en court-circuit )
- ✓  $J$  et  $f_r$  sont déterminés par l'essai à vide et l'essai de ralentissement

Grace à l'équipement disponible dans le laboratoire et dSPACE nous avons pu effectuer ces expériences :

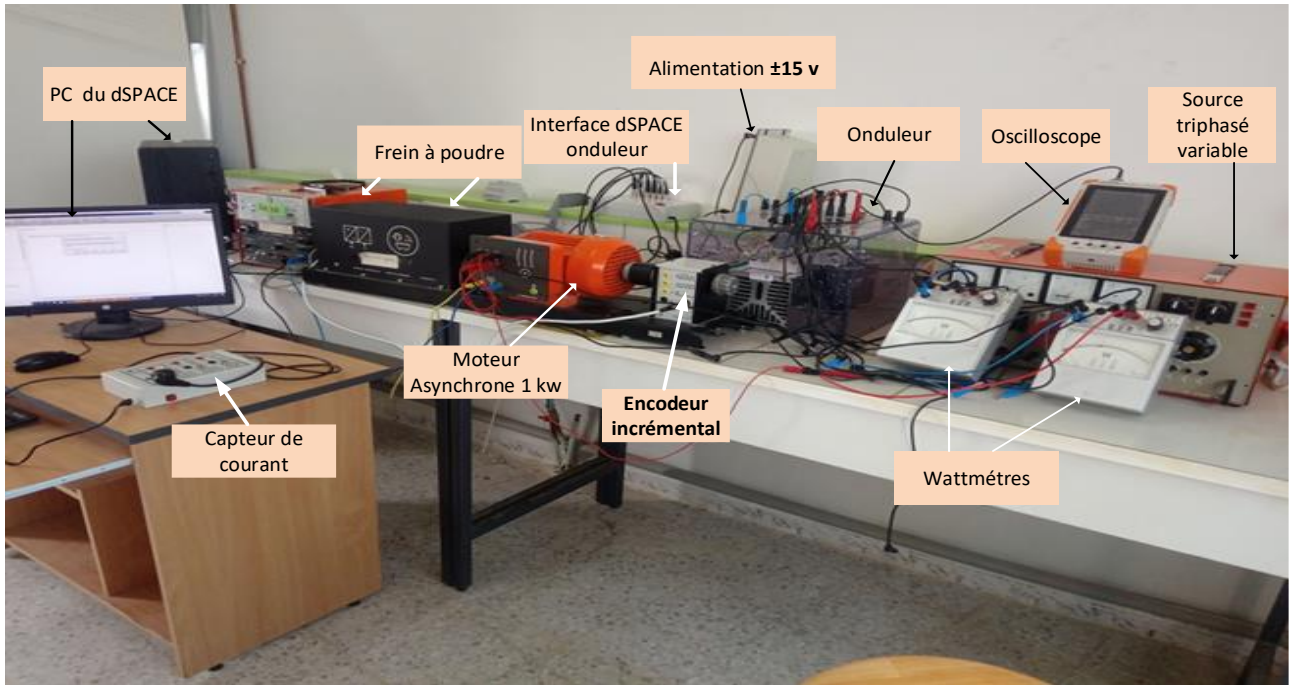


Figure 1.11 Les équipements de la plateforme d'essai du laboratoire

1.4.1 Essai volt-ampérométrique (détermination de  $R_s$ ) :

La mesure de la résistance du stator du moteur est réalisée conformément au montage de la figure 1.11. Comme le moteur est branché en étoile la résistance sera

déterminée par  $R_s = \frac{U}{2 I}$  .

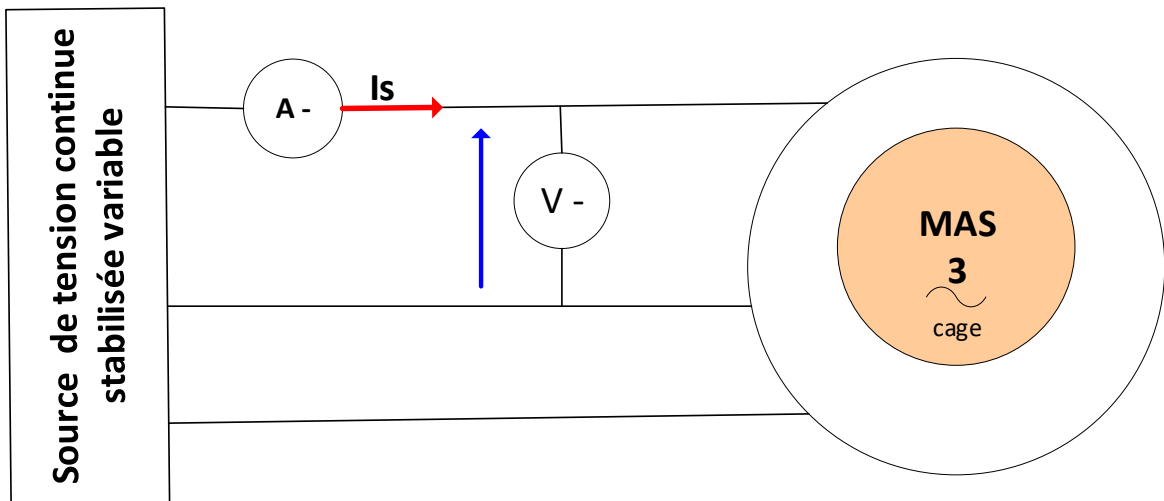


Figure 1.12 schéma du montage de mesure de la résistance statorique

Il est indispensable de prendre les mesures de cette dernière à chaud pour prendre en considération l'effet de la chaleur sur la valeur de  $R_s$  . Par le biais d'un voltmètre

branché sur la position continue et un ampèremètre branché sur la position continue, les valeurs prises sont dans le tableau suivant :

Branchement	U volt -	Is A -	R Ohm
U <sub>1</sub> V <sub>1</sub>	9,00	1,03	<b>4,369</b>
V <sub>1</sub> W <sub>1</sub>	9,10	1,04	<b>4,375</b>
U <sub>1</sub> W <sub>1</sub>	9,10	1,05	<b>4,333</b>
U <sub>1</sub> V <sub>1</sub>	10,00	1,17	<b>4,274</b>
V <sub>1</sub> W <sub>1</sub>	10,00	1,18	<b>4,237</b>
U <sub>1</sub> W <sub>1</sub>	10,00	1,19	<b>4,202</b>
la résistance statorique moyenne			<b>4,298</b>

Tableau 1 les mesures de la tension et du courant continu

#### 1.4.2 Essai à vide du moteur asynchrone ( détermination de $L_s$ et $R_f$ ) :

L'essai à vide consiste à faire fonctionner le moteur sans charge et à des tensions différentes de telle manière de rester dans la marge de (0.25 Un à 1.5 Un). Le glissement est presque nulle ce qui donne R/g est l'infinie donc nous aurons à déterminer  $L_s$  ,  $L_r$  et  $R_f$  .la puissance active est mesurée par la méthode des deux wattmètres qui ont une phase commune de référence avec l'utilisation des tensions sans le neutre car le moteur est considéré comme système équilibré.

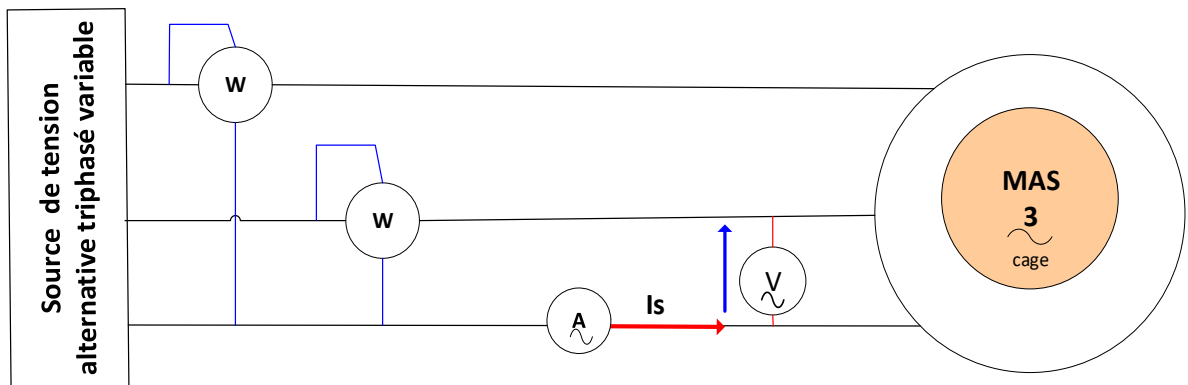


Figure 1.13 montage de l'essai à vide du moteur

Plusieurs mesures ont été effectuées pour différentes valeur de la tension avec la mesure de la vitesse angulaire à l'aide de l'encodeur et le dSPACE. Les résultats sont dans le tableau suivant.

U0 volt	I0 Amp	P1 W	P2 W	W P=P1+P2	rad/s
150	0,590	-20	67,5	47,500	311,8
200	0,805	-50	117,5	67,500	312,6
250	1,049	-90	170	80,000	312,8
300	1,295	-140	242,5	102,500	313,1
350	1,651	-210	340	130,000	313,3
380	2,045	-295	455	160,000	313,4

Tableau 2 les mesures des essais à vide

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

- La puissance réactive est obtenue par  $Q_{reacs} = \sqrt{(U_0 I_0)^2 - P_0^2}$
- Les pertes joule dans le stator sont :  $P_{js} = 3 R_s I_0^2$
- Les pertes mécaniques et fer sont données par :  $P_{mec} + P_{fer} = P_0 - P_{js}$
- Les pertes mécaniques sont obtenues par la méthode de séparation des pertes. C'est l'ordonné ( intersection avec l'axe des pertes) de la tendance de la courbe  $P_{mec} + P_{fer} = f(U_0^2)$  voir figure 1.13
- La résistance de la branche magnétisante qui représente les pertes fer est donnée par  $R_f = \frac{U_0^2}{P_{fer}}$  il est à noter que la valeur  $R_f$  est la moyenne du nombre d'essai effectué avec l'écartement de celle s'écartant sur les autres valeurs.
- Le calcul de l'inductance cyclique statorique et rotorique  $L_s = L_r$ . cette égalité est donnée sur la puissance du moteur qui est de 1 Kw et la construction de la cage d'écureuil qui est de design A ([8] [10])  $L_s = L_r = \frac{U_0^2}{Q_{reacs} (2 \pi 50)}$  avec 50 Hz est

la fréquence du réseau. La valeur moyenne de  $L_s$  est la moyenne des essais.

Les résultats obtenus sont dans le tableau suivant :

$P_{js}$ W	$P_m+P_f$ W	$U_0^2$ volt <sup>2</sup>	Q Var	$P_{mec}$ W	$P_{fer}$ W	$R_f$ $\Omega$	$L_s=L_r$ Henry
4,488	43,012	22500	145,741	35,48	7,532	2 987	0,492
8,356	59,144	40000	270,567	35,48	23,664	1 690	0,471
14,189	65,811	62500	447,13	35,48	30,331	2 061	0,445
21,624	80,876	90000	665,049	35,48	45,396	1 983	0,431
35,146	94,854	122500	992,387	35,48	59,374	2 063	0,393
53,923	106,077	144400	1336,43	35,48	70,597	2 045	0,344
les valeurs moyennes obtenues de $R_m$ et $L_s$ et $L_r$						<b>1 968</b>	<b>0,429</b>

Tableau 3 résultats de calcul de  $R_f$  et  $L_s$  et  $L_r$

NB : pour la détermination de  $R_f$  la première valeur du tableau n'a pas été prise en compte donc la moyenne est le total divisé sur 5 au lieu de 6 .

Les pertes mécaniques sont obtenues sur la courbe suivante elles sont de 35.48 Watt Cette courbe est tracée par le logiciel Matlab l'application 'Curve Fitting' en annexe

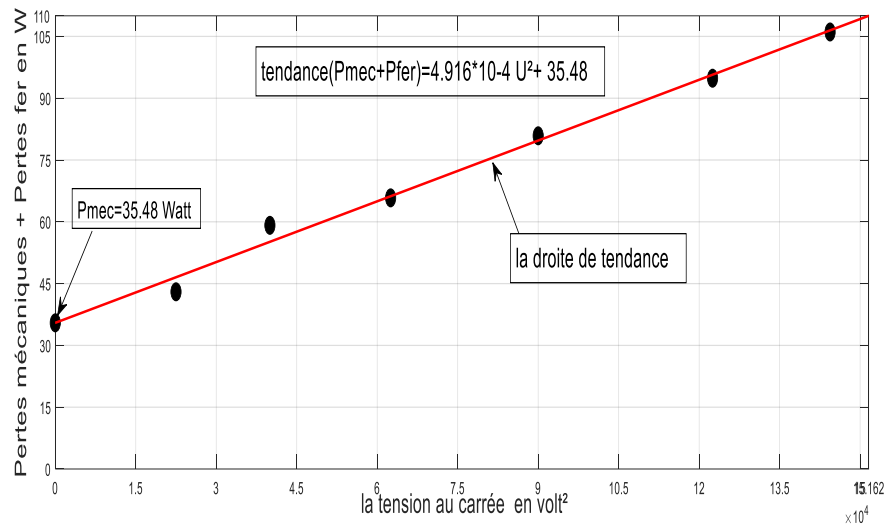


Figure 1.14 la représentation de  $P_{mec}$  et  $P_{fer}$  en fonction  $U_0^2$

### 1.4.3 Essai à rotor bloqué du MAS ( essai en C/C)( détermination de $R_r$ et M) :

Dans cette essai, il a été procédé au blocage du rotor par un frein à poudre et d'alimenter le stator par une tension réduite afin de ne pas dépasser le courant nominal du moteur soit 2.6 A comme indiqué sur la plaque signalétique. En même temps, de faire varier la fréquence d'alimentation par le biais de l'onduleur. Cette façon de faire a été dictée dans l'ouvrage [8] . les mesures effectuées sont  $P_{sc}$  ,  $I_{sc}$  et  $U_{sc}$  qui sont dans le tableau suivant :

Fréquence	U <sub>sc</sub> volt	I <sub>sc</sub> A	P1 W	P2 W	P <sub>sc</sub> =P1+P2
50	60	2,6	130	85	215
30	54	2,597	130	85	215
15	50	2,63	125	95	220

Tableau 4 les mesures de l'essai à rotor bloqué

A partir des mesures on peut calculer les éléments suivants :

- La résistance rotorique rapportée au stator :  $R_r = \frac{P_{sc}}{3 I_{sc}^2} - R_s$  avec  $R_s$  déjà déterminée dans l'essai à vide [9].

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

$$M = \frac{-N_r + \sqrt{N_r^2 + 4 L_s^2}}{2} \quad ([9]) \quad \text{où } L_s \text{ est déterminée à l'essai à vide mais } N_r$$

sera obtenue comme suit

- Le calcul  $N_r$  en fonction de l'énergie réactive :  $N_r = \frac{Q_{sc}}{3 w_s I_{sc}^2}$  avec

$$w_s = 2 \pi f \quad ([9])$$

Les résultats des calculs sont dans le tableau suivant

Fréquence	U <sub>sc</sub> V	I <sub>sc</sub> A	P=P1+P2	Q <sub>r/cc</sub> Var	N <sub>r</sub>	M	RT	R <sub>r</sub>
50	60	2,6	215	163,655	0,026	0,417	10,60	6,304
30	54	2,597	215	113,027	0,030	0,415	10,63	6,328
15	50	2,63	220	58,964	0,030	0,414	10,60	6,304
valeur moyenne de M et R <sub>r</sub>						0,415	10,610	6,311

Tableau 5 Résultats des calculs de M et de R<sub>r</sub>

#### 1.4.4 Essai de ralentissement du MAS (détermination de J et $f_r$ ) :

Dans cette expérience, le moteur est alimenté par la tension nominale indiquée sur sa plaque signalétique à la vitesse nominale. A cette vitesse, on coupe l'alimentation et on relève la vitesse par le biais du dSPACE et l'encodeur incrémentale. Par la représentation

de cette courbe, on déterminera le moment d'inertie  $J$  et le coefficient de frottement  $f_r$  avec la constante du temps tirée du graphe comme indiquée ci-dessous figure 1.14:

Selon le travail de [25]

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

$$t_2 = 19.73 \text{ s} \quad , \quad t_1 = 13.4 \text{ s} \quad , \quad N_1 = 296.35 \text{ rad / s} \quad \text{et} \quad N_2 = 81.47 \text{ rad / s}$$

**Application numérique** :  $\tau = 4.902 \text{ s}$

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

de 35.48 Watt. Comme les  $P_{mec} = f_r \Omega^2 \Rightarrow f_r = \frac{P_{mec}}{\Omega^2}$

$$\Omega = 296.35 \text{ rad / s} \quad \text{et} \quad P_{mec} = 35.48 \text{ Watts}$$

**Application numérique** :  $f_r = 4.039 \cdot 10^{-4} \text{ Nm s / rad}$

- Le calcul du moment d'inertie est  $J = \tau f_r \Rightarrow J = 0.00198 \text{ Kg m}^2$

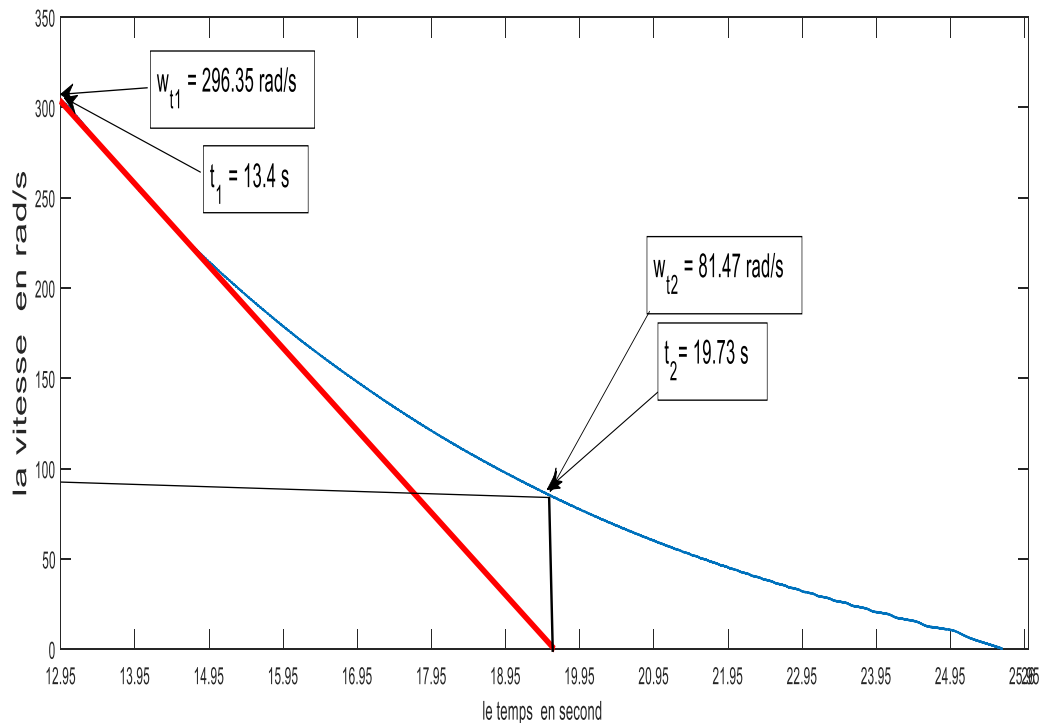


Figure 1.15 le graphe de la vitesse en fonction du temps dans l'essai de ralentissement

#### 1.4.5 Résultats de l'identification des paramètres du moteur asynchrone :

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

Désignation	valeur	Unité
Puissance nominale $P_n$	<b>1</b>	Kw
La vitesse nominale $\Omega_n$	<b>2830</b>	tr/min
La tension nominale $U_n$	<b>380</b>	volt
Le courant nominale $I_n$	<b>2.6</b>	Ampères
Nombre de pair de pôle p	<b>1</b>	Un
Résistance statorique $R_s$	<b>4.298</b>	ohm
Résistance statorique $R_r$	<b>6.311</b>	ohm
Inductance $L_s = L_r$	<b>0.429</b>	Henry
Inductance mutuelle M	<b>0.415</b>	Henry
Moment d'inertie J	<b>0.00198</b>	Kg m <sup>2</sup>
Coef. de frottement $f_r$	<b>4.039 e-4</b>	Nm s/rad

### Validation des paramètres par un essai à vide

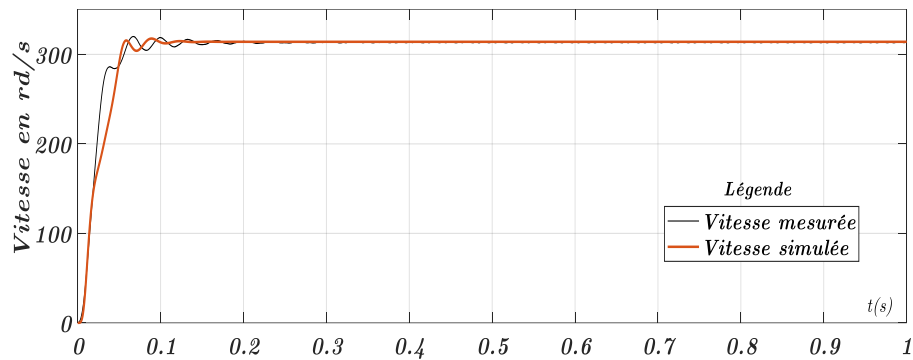


Figure 1.16 Courbe des vitesses mesurée et simulée avec les paramètres du moteur

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

## 1.5 Simulation du moteur (MAS) et association onduleur-MAS :

### 1.5.1 modèle du moteur dans le programme Simulink :



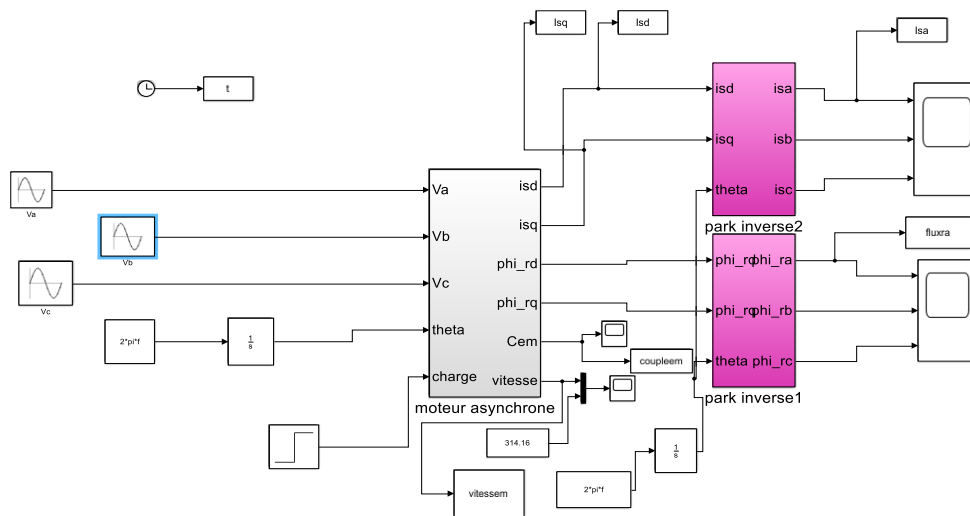
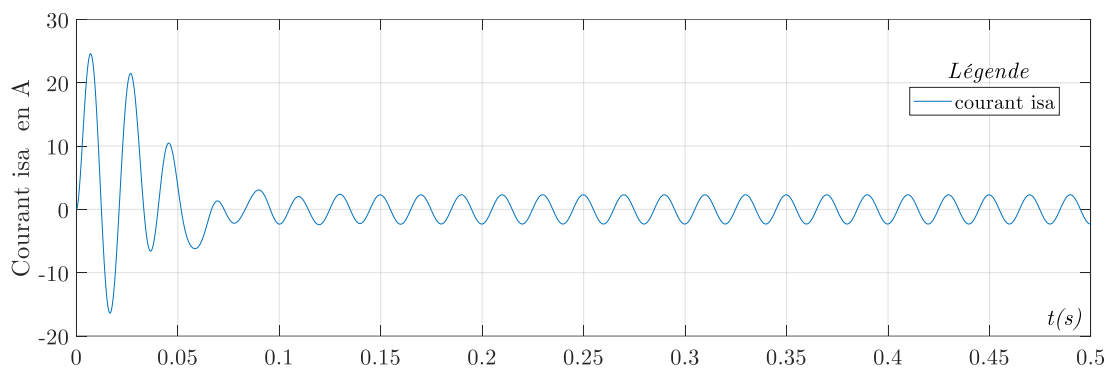
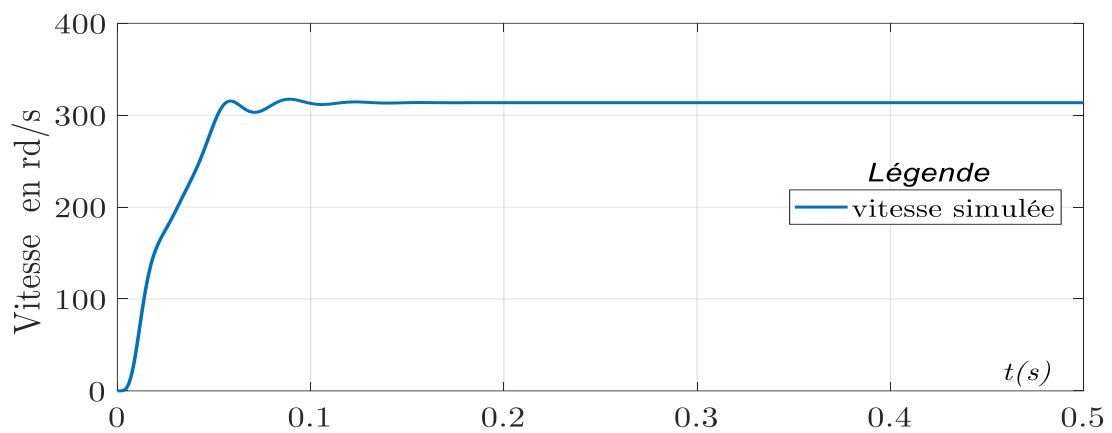


Figure 1.17 Schéma bloc de Simulink du moteur asynchrone

**Résultat de simulation à vide du moteur asynchrone  $C_r = 0 Nm$**



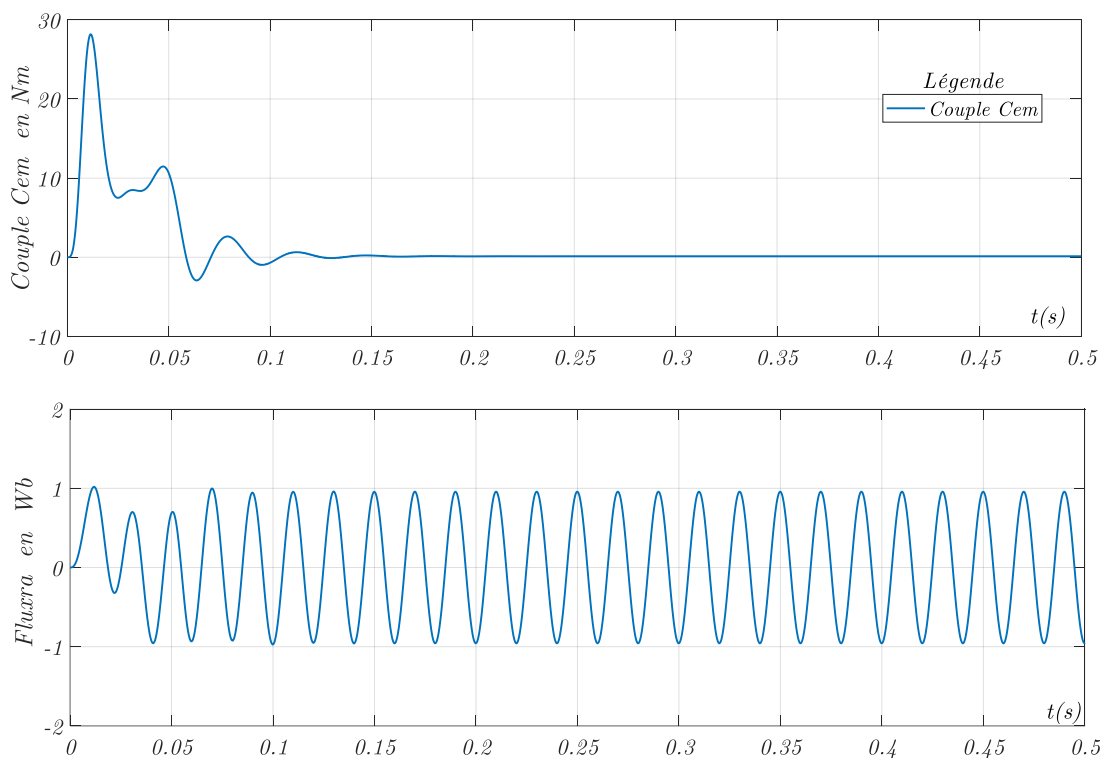
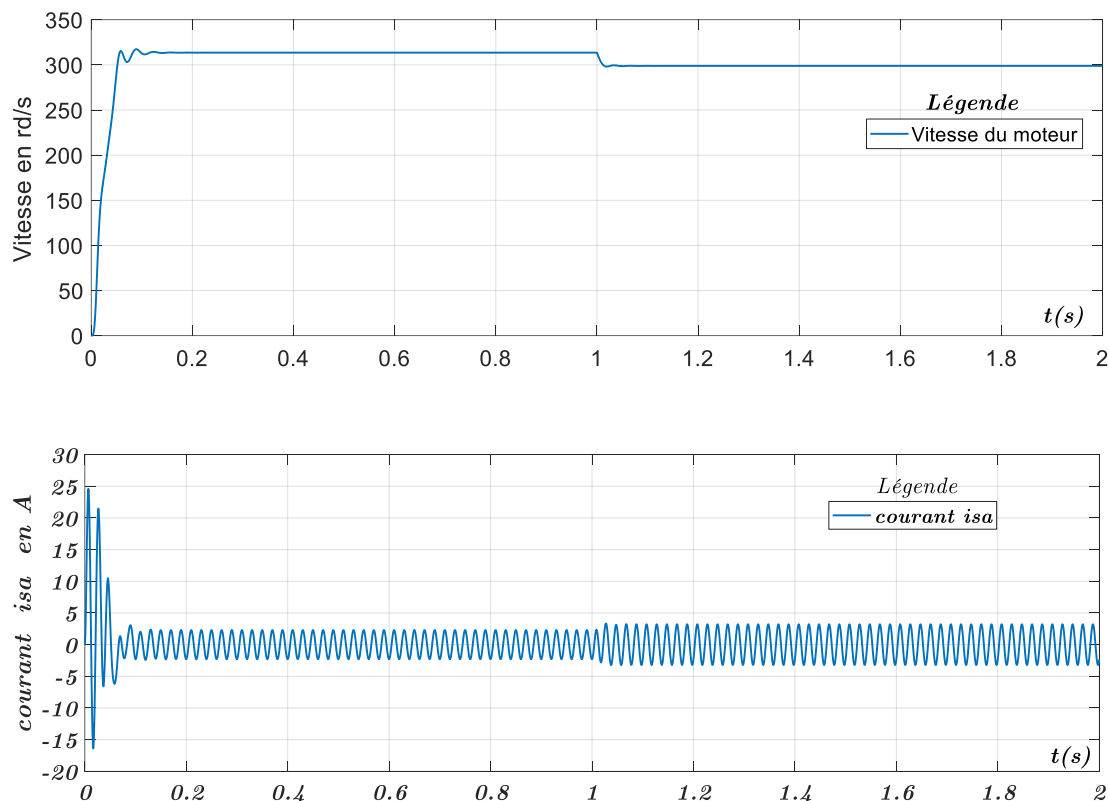


Figure 1.18 Courbes de la vitesse, courant statorique, couple et flux à vide

**Résultat de simulation en charge du moteur asynchrone  $C_r = 3 Nm$  appliqué à 1s**



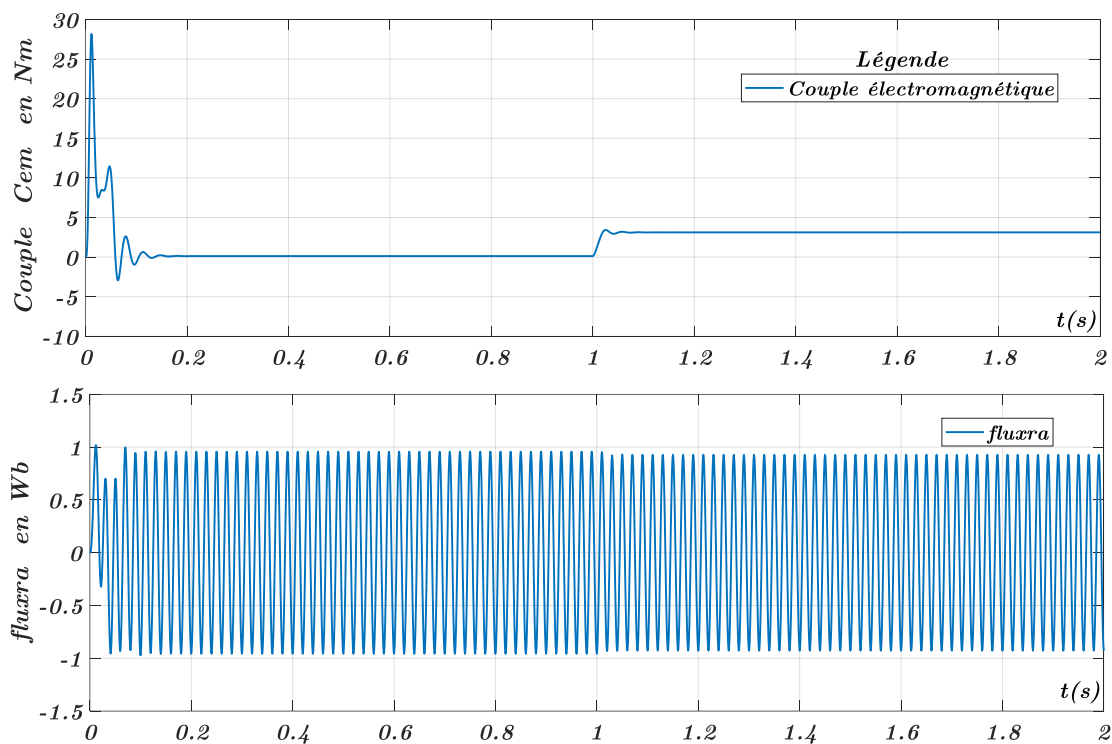
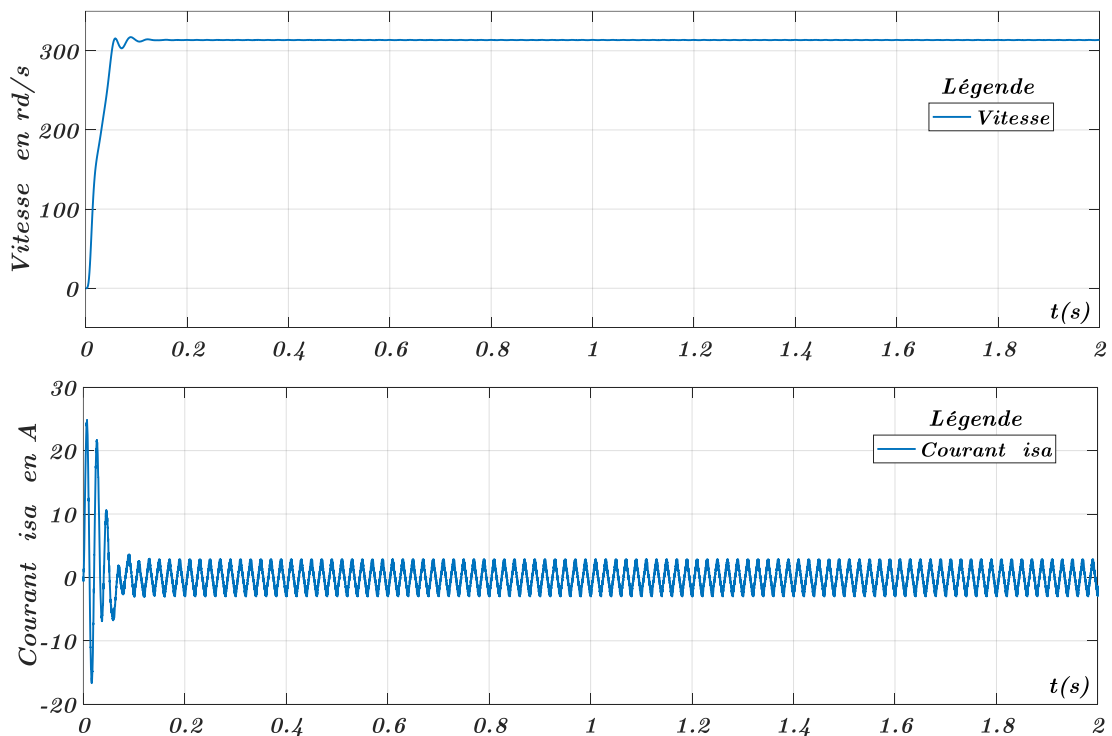


Figure 1.19 courbe des vitesse, courant isa, couple et fluxa en charge du moteur avec un couple en charge de 3 Nm à 1 sec

**Résultat de simulation à vide de l'association onduleur-moteur asynchrone  $C_r = 0 Nm$**



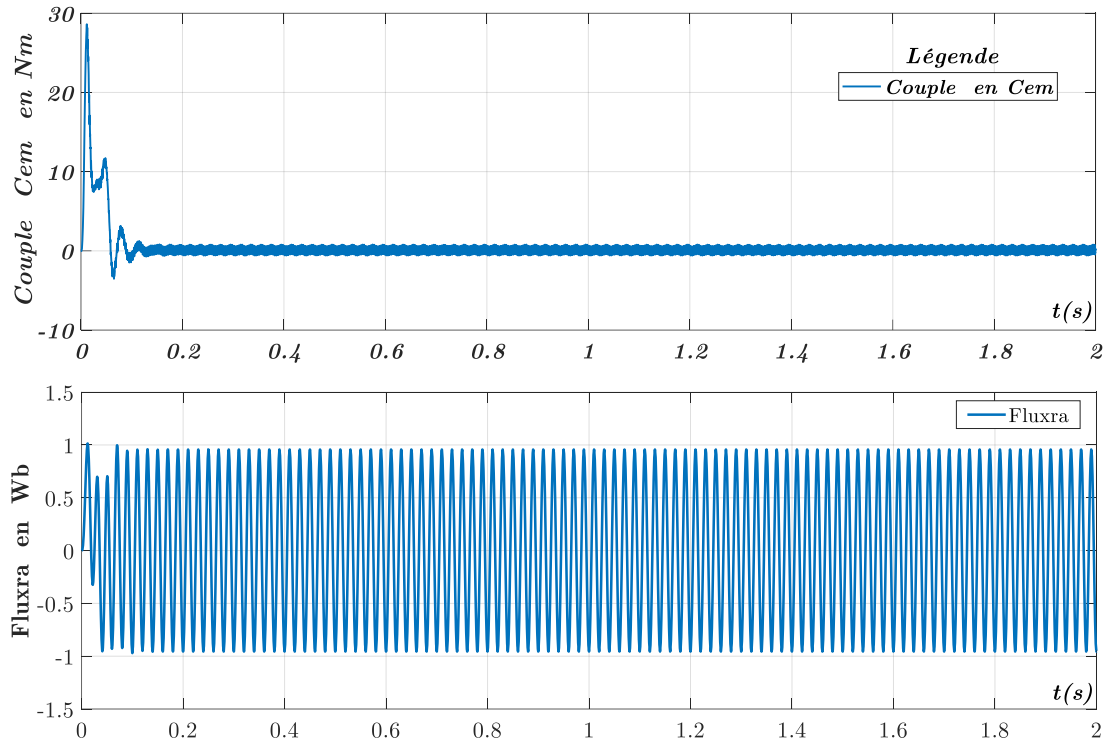
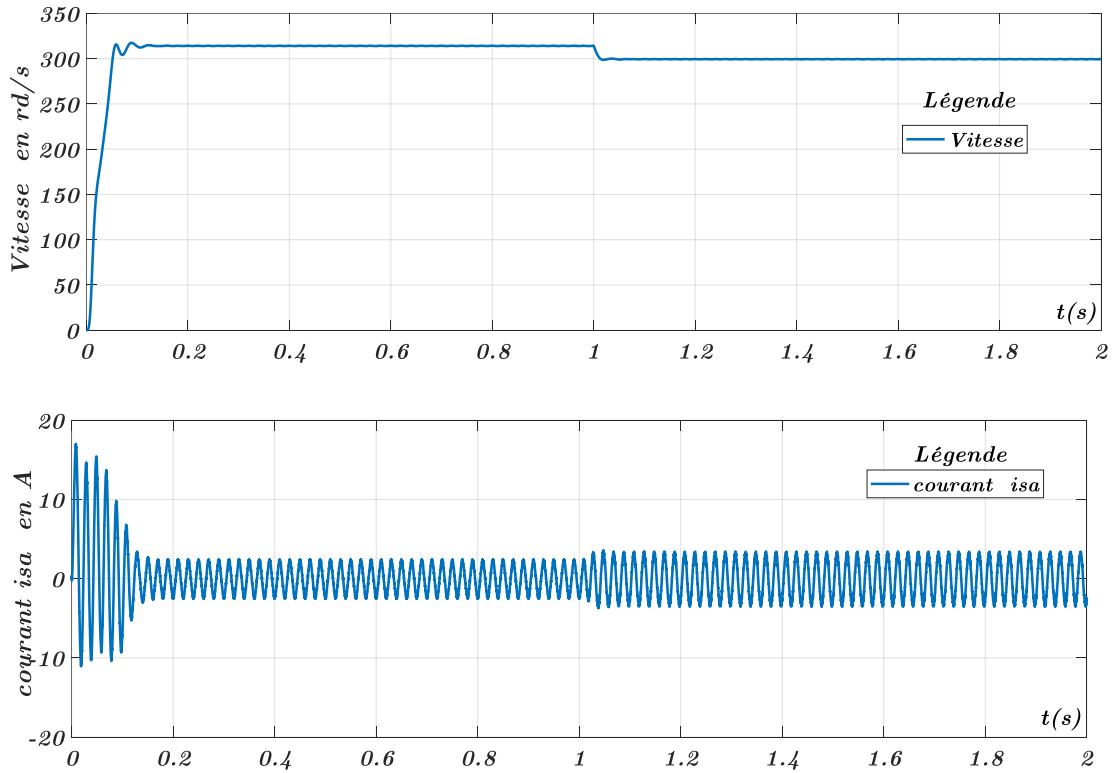


Figure 1.20 Courbes vitesse,  $i_{sa}$ ,  $C_{em}$  et Flux<sub>ra</sub> association onduleur--moteur

**Résultat de simulation en charge de l'association onduleur-moteur asynchrone  $C_r = 3 Nm$  app. à 1s**



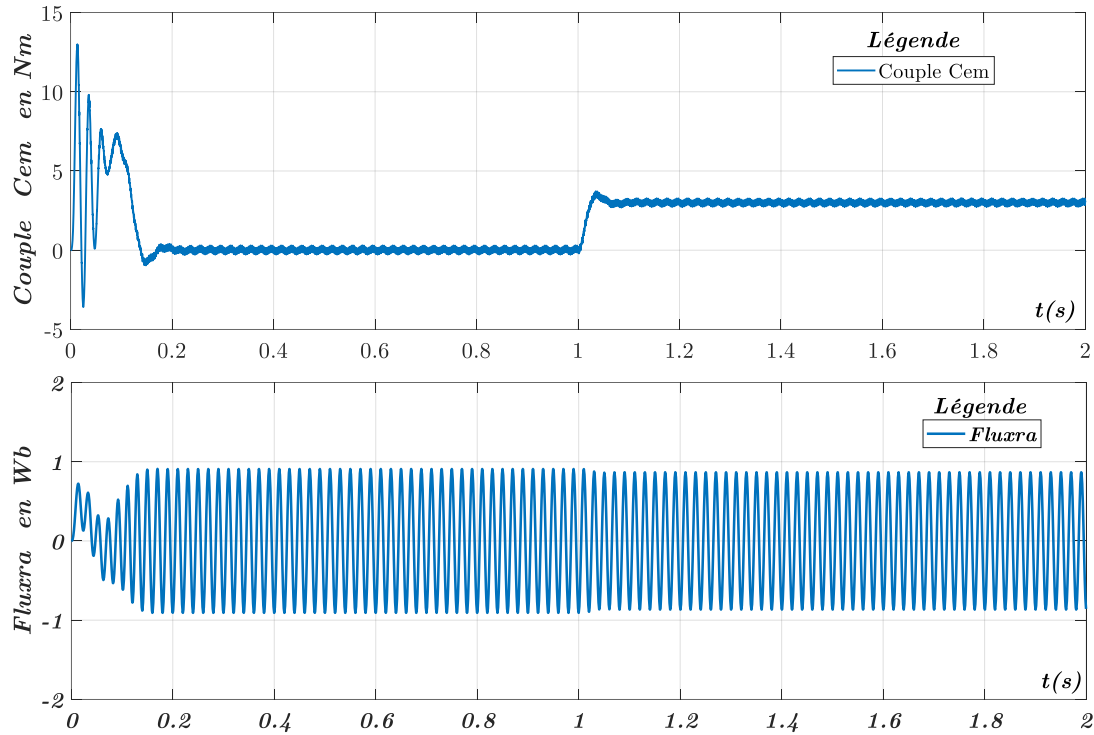


Figure 1.21 courbes vitesse,  $i_{sa}$ , couple et fluxra en charge  $C_r=3Nm$  à 1 s

### Interprétation des résultats de simulation

- ❖ à l'essai à vide, le moteur atteint sa vitesse presque nominale dans un temps de 0.12 s qui représente le temps de démarrage. Le couple est pulsatoire au démarrage ce qui engendre des bruits aux niveaux de la partie mécanique. Il atteint une valeur de 28.089 Nm comme valeur maximale soit 8 fois le couple nominale (3.374 Nm). Puis, en régime permanent le couple va se stabiliser sur une faible valeur de l'ordre de 0.1266 Nm qui est expliquée par l'existence du coefficient de frottement qui n'est pas nul. En regardant le graphe des courants, on remarque qu'il atteint l'amplitude de 24.53 A soit 9.4 fois le courant nominale ce qui menace dangereusement l'état du moteur. Il peut entraîner la destruction de ce dernier si les démarrages sont fréquents. Il démontre le besoin important du moteur en énergie dans cette phase. [5]
- ❖ Le comportement du moteur en appliquant un couple de charge de 3 NM à 1 s (une seconde) du démarrage est comme suit :
  - Le couple après un négligeable processus transitoire se stabilisera sur la valeur du couple résistant 3 Nm
  - La vitesse va chuter à l'application de ce couple de charge ce qui est normal
  - Le courant passera des valeurs de la marche à vide de (2.3 A, -2.3 A) à (3.2 A, -3.2 A) qui dénote la charge.

- ❖ Le couple dans l'association de l'onduleur au moteur asynchrone présente dans le régime permanent des oscillations qui sont dues principalement aux harmoniques véhiculées par le signal de sortie de l'onduleur.
- ❖ Les mêmes formes de la vitesse et des courants dans l'association onduleur-moteur sont obtenues accompagnées par de légères fluctuations sont dues principalement aux harmoniques induites par l'onduleur.

## 1.6 Conclusion du chapitre :

Ce chapitre a été consacré à la modélisation des composants du processus « **moteur et onduleur** » afin de pouvoir l'utiliser dans la commande vectorielle objet du second chapitre. Une identification selon les méthodes classiques a été menée au laboratoire pour cerner plus au moins les paramètres du moteur et en même temps chercher une réalisation plus fidèle de la commande de la machine asynchrone. Ces paramètres ont été validés par un essai de démarrage à vide.

---

# Chapitre 02

---

La Commande  
Vectorielle Indirecte  
de la MAS

## 2. La Commande Vectorielle Indirecte de la MAS

### 2.1 Introduction

Dans l'industrie, le moteur asynchrone est le plus utilisé. A l'apparition de la commande vectorielle en 1970, une révolution dans le domaine de la commande des moteurs à courant alternatif à savoir les moteurs asynchrone et synchrone. Elle est venue pour commander le moteur dans sa phase transitoire au contraire de celle scalaire(V/f). Elle est rapide et précise et un coût plus élevée à cause de l'encodeur incrémentale. Son but est de contrôler les grandeurs en amplitude et en phase. Au début, il existait la méthode directe qui consiste à la mesure du flux (nécessite un capteur délicat et une construction particulière). Ensuite, une nouvelle méthode qui est la commande vectorielle indirecte est apparue dont le courant statorique et la position et la vitesse sont captés [18] [8][14]. C'est l'objectif de ce chapitre.

### 2.2 Principe de la commande vectorielle :[17]

Dans les processus où il est demandé la variation de vitesse et du couple, Les ingénieurs ont toujours recours à l'utilisation du moteur à courant continu. Ce choix a été possible pour l'avantage que le couple et le flux sont découplé naturellement par le dispositif des balais [8][16]

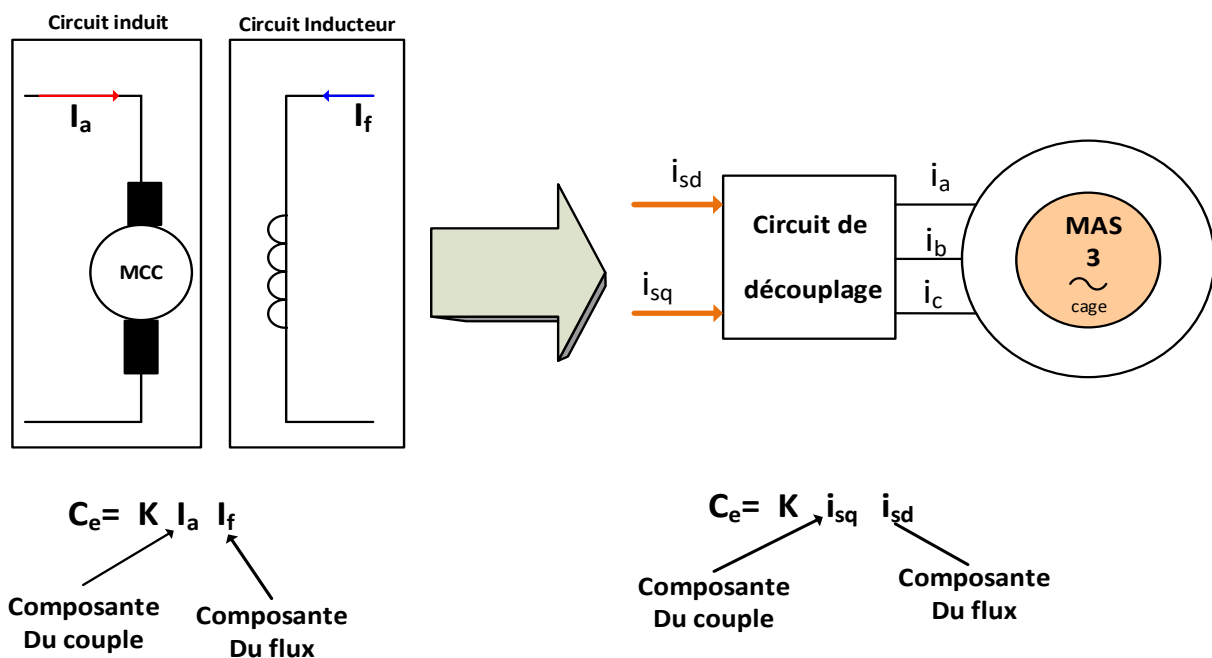


Figure 2. 1 Moteur courant continu et celui asynchrone avec démonstration de similitude



Le couple dans le MCC à excitation indépendante est donné par :

$$C_{em\_CC} = K I_f I_a \quad (2.1)$$

$I_f$  le courant de l'inducteur responsable de la création du flux

$I_a$  le courant chargé de régler le couple linéairement si  $I_f$  est constant

Donc le couple est en relation linéaire avec le courant d'induit.

Selon l'expression du couple, trois méthodes d'orientation des flux existent à savoir

- Flux statorique orienté :  $\Phi_{sd} = 0$  et  $\Phi_{sq} = \Phi_s$
- Flux de l'entrefer orienté :  $\Phi_{md} = 0$  et  $\Phi_{mq} = \Phi_m$
- Flux du rotor est orienté :  $\Phi_{rq} = 0$  et  $\Phi_{rd} = \Phi_r$

Dans la suite de notre travail nous avons opté pour le dernier choix c-à-d le flux du rotor est orienté les axes d q du champ tournant. Revenons à l'expression du couple développé dans le

chapitre 1 équation 1.33

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd})$$

Cette expression résulte d'un produit d'une différence de deux composantes en quadrature les flux rotoriques et les courants statoriques. Ce qui dénote un couplage complexe entre les grandeurs de la machine [23]. Donc on dit qu'elles sont fortement couplées. L'idée de base est de pouvoir reproduire le comportement du moteur à courant continu. Pour le réaliser, il faut chercher à annuler le deuxième terme du couple c-à-d  $\Phi_{rq} i_{sd} = 0$

Pour finalement aboutir à une équation reproduisant le même fonctionnement du MCC à excitation séparé.  $C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} i_{sq} = K_{async} i_{sq}$  ou  $K_{async}$  est constant si  $\Phi_{rd}$  est constant.

Donc  $i_{sq}$  est responsable du réglage du couple et  $i_{sd}$  est chargé de commander le flux

Ce résultat est possible de l'obtenir si on oriente le flux  $\Phi_r$  sur l'axe directe du repère lié au champ tournant comme démontré dans le diagramme suivant :

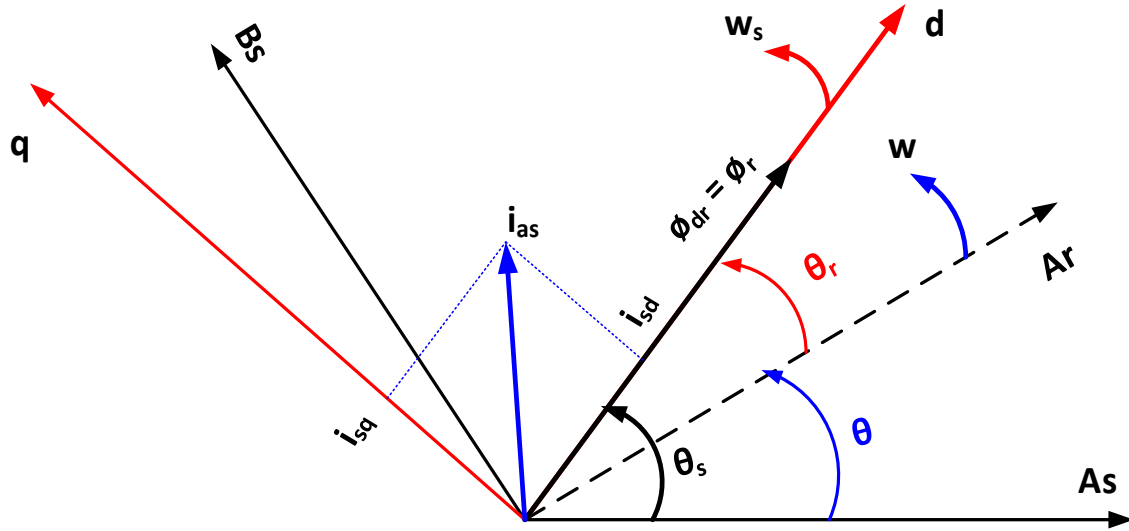


Figure 2. 2 Diagramme d'orientation du flux rotorique sur l'axe d

Un choix convenable de l'angle de Park peut donner ce résultat escompté. [18]

Si on remplace  $\Phi_{rd} = \Phi_r$  et  $\Phi_{rq} = 0$  par leurs valeurs dans l'équation 1.30 on aura les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{d}{dt} i_{sd} + R_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - w_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} \\ V_{sq} = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{d}{dt} i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + w_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + R_s i_{sq} + w_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sq} - (w_s - \omega) \Phi_{rd} = 0 \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Pour avoir des références de tension sur l'axe d et q dépendante que d'une seule composante du courant, il faut procéder à un découplage.

### 2.3 Découplage [13]

A partir du système d'équation 2.2, nous constatons que les tensions agissent en même temps sur les composantes du courants statorique directe et en quadrature. Comme il est illustré sur la figure suivante

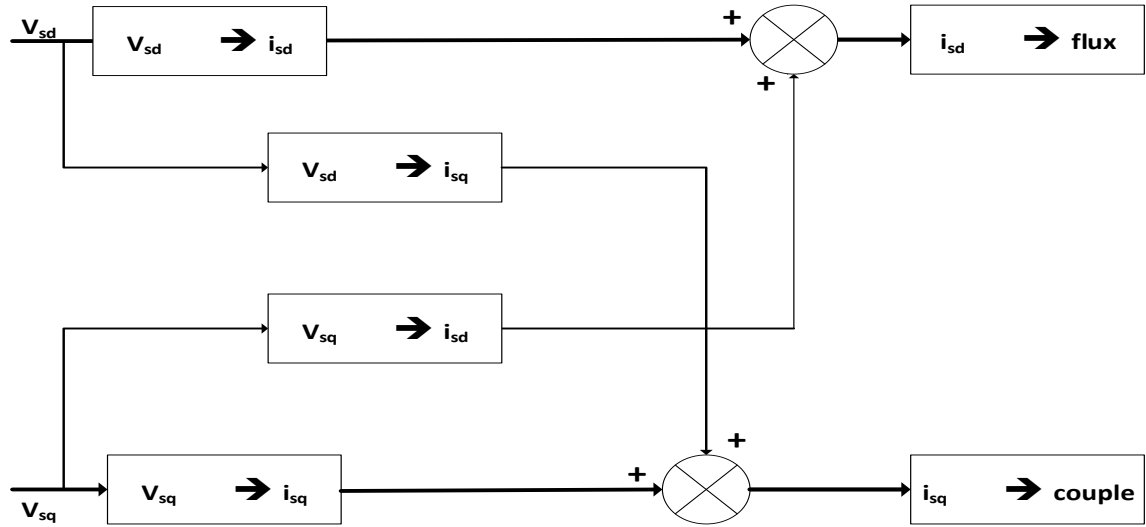


Figure 2. 3 Diagramme de couplage à l'intérieur de la machine asynchrone

En posant que le flux du rotor est orienté sur l'axe d les tensions de commande en remplaçant  $\frac{d}{dt} \Phi_{rq}$  et  $\frac{d}{dt} \Phi_{rd}$  par leurs expressions dans les équations des tensions 2.2 sont:

$$\begin{cases} V_{sd}^c = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \sigma L_s \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \right) i_{sd} \\ V_{sq}^c = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \sigma L_s \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \right) i_{sq} \end{cases} \quad (2.3)$$

Plus les termes suivants

$$\begin{cases} emf_d = -w_s \sigma L_s i_{sq} - w_s \frac{M_s}{T_r L_r} \Phi_{rd} \\ emf_q = +w_s \sigma L_s i_{sd} + w_s \frac{M_s}{L_r} \Phi_{rd} \end{cases} \quad (2.4)$$

$emf_d$  et  $emf_q$  se sont des termes à rajouter et déduire respectivement après les correcteurs des courants pour obtenir les tensions de consigne. Il s'agit de découplage par compensation ou autrement désigné découplage statique. Il est montré dans la figure suivante :

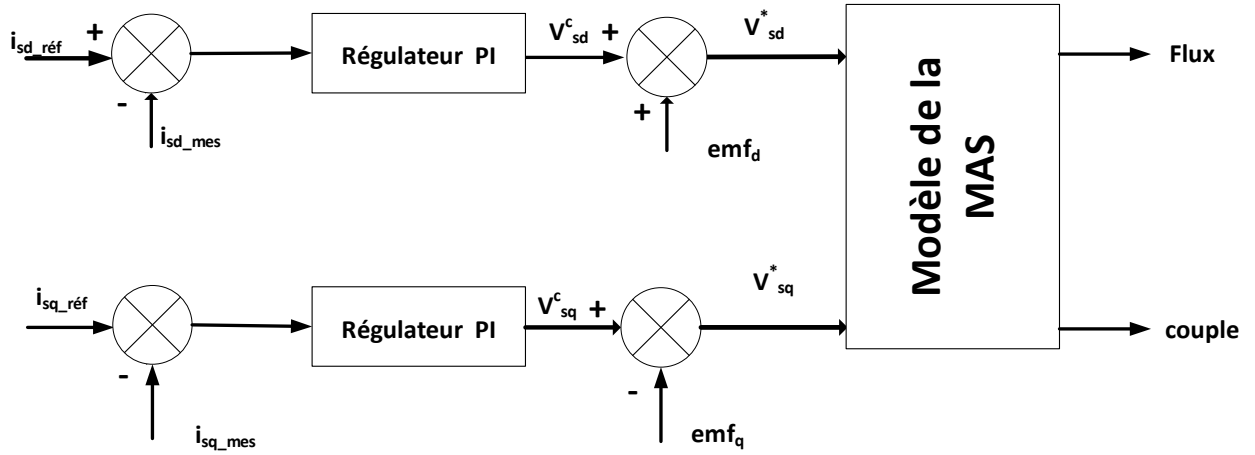


Figure 2. 4 la compensation dans la commande vectorielle

### 2.4 Défluxage :

Pour mieux contrôler le moteur et le faire fonctionner dans des plages de vitesse supérieure à la vitesse nominale, il faut insérer un bloc de défluxage (pour les survitesses) pour pallier au problème de saturation du circuit magnétique. Il permet de diminuer le flux selon un coefficient calculé par le rapport entre la vitesse nominale et celle désirée ici le moteur travaille à puissance constante [9]. Il traduit par le système suivant le système suivant :

$$\Phi_{réf} = \begin{cases} \Phi_{rn} & si \quad |w| \leq w_n \\ \frac{w_n}{|w|} \Phi_{rn} & si \quad |w| \geq w_n \end{cases} \quad (2.5)$$

Dans notre cas  $\Phi_{rn} = 0.8 \text{ Wb}$  soit une valeur inférieure à 1 Wb selon plusieurs travaux consultés.

### 2.5 Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte : [20][24][6]

Comme la commande vectorielle indirecte se base sur l'acquisition de la vitesse et les courants statoriques pour établir le schéma de principe de cette dernière doit passer obligatoirement par la détermination des grandeurs de référence et l'angle de synchronisme (angle de la transformation de Park). Le choix convenable de ce dernier placera le flux rotorique sur l'axe direct du champ tournant. [18] :

$$\checkmark \quad \theta_s = \int \left( w + \frac{M i_{sq}^*}{T_r \Phi_{réf}^*} \right) dt \quad avec \quad w_s = w + \frac{M i_{sq}^*}{T_r \Phi_{réf}^*}$$

- ✓  $\Phi_{réf}^*$  est obtenu par comparaison de la vitesse mesurée et celle nominale dans le bloc de défluxage
- ✓  $i_{sq}^*$  est donné par la relation du couple électromagnétique  $i_{sq}^* = \frac{L_r}{p M} \frac{C_{em}^*}{\Phi_{réf}^*}$
- ✓  $C_{em}^*$  est donné par le correcteur de vitesse PI à partir de  $w_{réf}^*$  fixé selon les besoins. Un couple positif si on veut augmenter la vitesse et un couple négatif si on veut diminuer la vitesse [18]
- ✓  $i_{sd}^*$  est obtenu à partir du flux de référence par la relation  $i_{sd}^* = \frac{\Phi_{réf}^*}{M}$

Les régulations de la vitesse et des courants sont garanties par des correcteurs PI dont les coefficients seront calculés dans la suite (NB : ils sont déterminés en pratique par des essais d'erreur ou tâtonnement [18]. Notre choix est porté sur ce type de correcteur pour les critères suivants :

- La simplicité de mettre en œuvre
- Il assure une erreur statique très faible grâce à l'action intégrale
- La rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle

La disposition de ces régulateurs est en cascade (La vitesse de référence donne le couple de référence et le couple de référence fixe le courant de référence  $i_{sq}^*$  et ce dernier permet de régler la tension de référence)

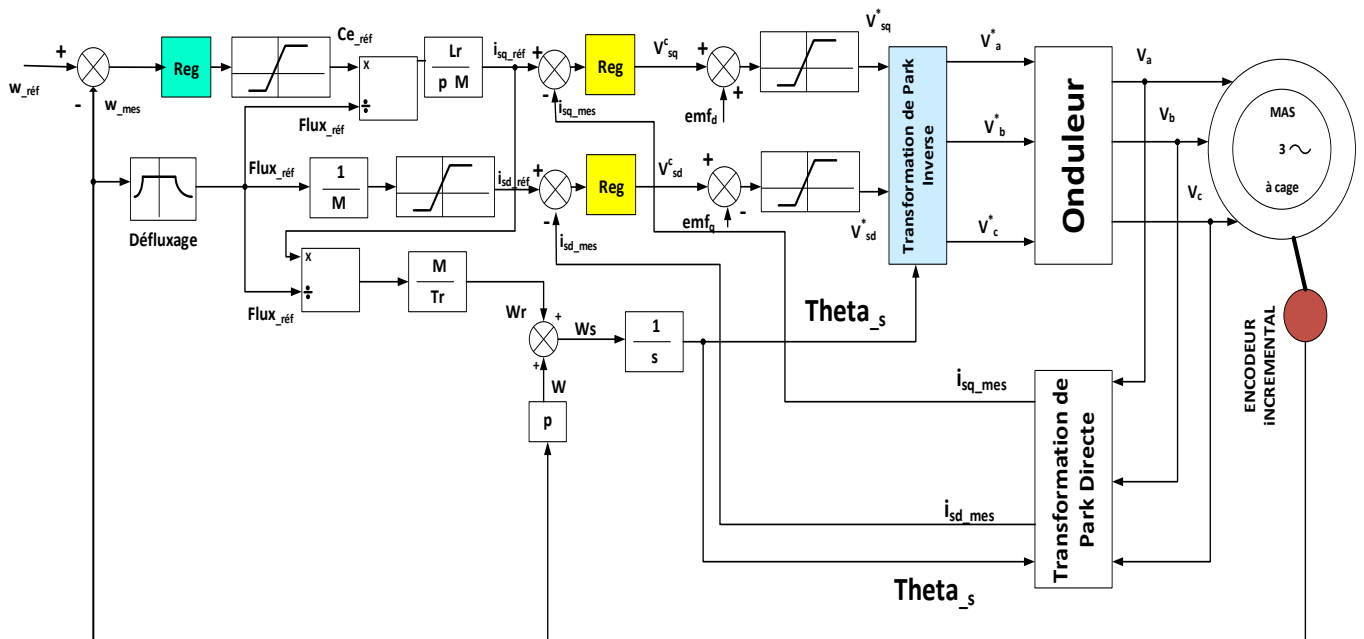


Figure 2. 5 Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte

## 2.6 Calcul des coefficients des régulateurs :

Dans la commande vectorielle indirecte, trois correcteurs sont employés pour régler les courants directe et inverse du moteur il s'agit de boucles internes et une boucle externe il s'agit de celle de vitesse [18]. La détermination des coefficients s'articule sur la technique d'emplacement des pôles.

### ❖ Régulateur de vitesse :

Afin de retrouver les coefficients du régulateur PI , on démarre de l'équation Mécanique du moteur :

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d}{dt} \Omega$$

En considérant  $C_r$  comme perturbation la fonction de transfert de la vitesse avec le couple électromagnétique est comme suit :

$$\frac{\Omega}{C_{em}} = \frac{1}{J s + f_r} \quad \text{avec } C_{em} \text{ couple électromagnétique, } \Omega \text{ vitesse mécanique du moteur}$$

$J$  le moment d'inertie et  $f_r$  coefficient de frottement

Le diagramme bloc avec la fonction de transfert de la partie mécanique est comme suit :

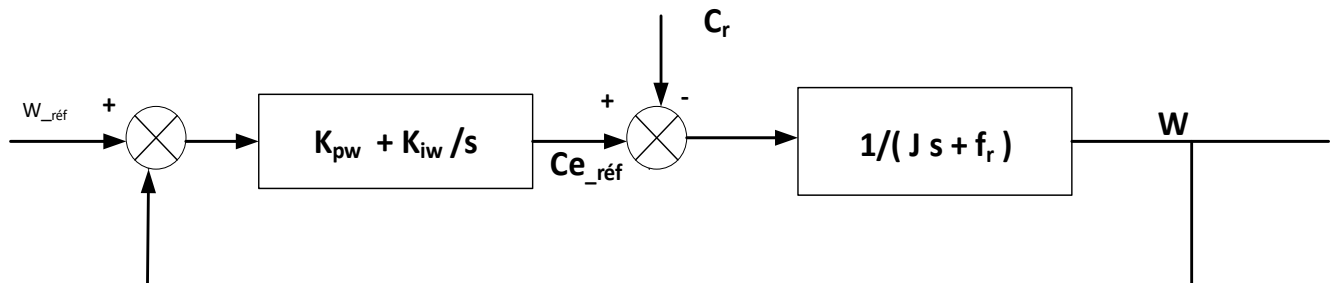


Figure 2. 6 schéma bloc de boucle de régulation de la vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte est :  $G_{Bo} = (K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s}) (\frac{1}{J s + f_r})$

$K_{pw}$  est le coefficient du PI proportionnel et  $K_{iw}$  le coefficient d'intégration du PI

En boucle fermée :  $G_{BF} = \frac{G_{Bo}}{1 + G_{Bo}}$  car le feedback est l'unité.

Après développement et simplification on aboutit au résultat suivant :

$$G_{BF} = \frac{\frac{1}{J}(K_{pw} s + K_{iw})}{s^2 + \frac{f_r + K_{pw}}{J} s + \frac{K_{iw}}{J}} \quad \text{le polynôme caractéristique } G_{BF} \text{ est du second ordre.}$$

En le comparant au système canonique du deuxième ordre ;  $P = s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2$  Où

$\zeta$  est l'amortissement choisi comme  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  et  $w_n$  est la pulsation propre calculée en du temps

de réponse comme suit  $t_{répw} = \frac{3}{w_n}$  avec  $t_{répw}$  temps de réponse fixé à 0.3 s .  $w_n = 10$

$$\text{Nous avons } \begin{cases} \frac{f_r + K_{pw}}{J} = 2\zeta w_n \\ \frac{K_{iw}}{J} = w_n^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_{pw} = 2\zeta w_n J - f_r \\ K_{iw} = w_n^2 J \end{cases}$$

Application numérique :  $f_r = 4.039 \text{ e-4 Nm s /rad}$   $J = 0.00198 \text{ kg m}^2$

$$\begin{cases} K_{pw} = 2 \cdot 0.707 \cdot 10 \cdot 0.00198 - 4.039 \text{e-4} = 0.0276 \\ K_{iw} = 10^2 \cdot 0.00198 = 0.198 \end{cases}$$

#### ❖ Régulateurs des courants :

Le découplage réalisé, les consignes des tensions  $V_{sd}^c$  ou  $V_{sq}^c$  sont données respectivement par les courants de référence  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  selon la fonction de transfert obtenues qui ont la même forme donc les régulateurs PI seront semblables conformément au schéma bloc suivant :

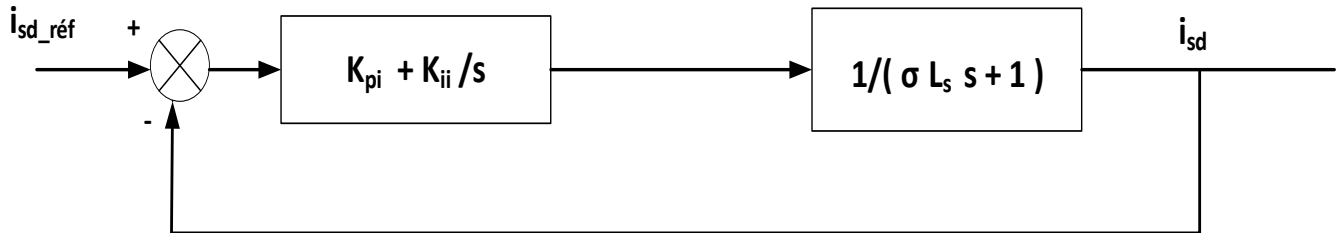


Figure 2. 7 Schéma bloc de la boucle de régulation des courants

La fonction de transfert en boucle ouverte est :  $G_{iBo} = (K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s}) (\frac{1}{\sigma L_s s + R_s})$

La fonction de transfert en boucle fermée est  $G_{iBF} = \frac{G_{iBo}}{1 + G_{iBo}}$

$$\text{Donc } G_{iBF} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s} (K_{pi} s + K_{ii})}{(s^2 + \frac{R_s + K_{pi}}{\sigma L_s} s + \frac{K_{ii}}{\sigma L_s})}$$

Le dénominateur de  $G_{iBF}$  représente le polynôme caractéristique. Il est du second ordre. En le comparant au polynôme canonique du deuxième ordre sous la forme

$$P = s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2 \text{ nous obtenons le système suivant}$$

$$\begin{cases} \frac{R_s + K_{pi}}{\sigma L_s} = 2\zeta w_n \\ \frac{K_{ii}}{\sigma L_s} = w_n^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_{pi} = 2\zeta w_n \sigma L_s - R_s \\ K_{ii} = w_n^2 \sigma L_s \end{cases}$$

Application numérique :  $R_s = 4,298 \Omega$   $L_s = 0.429$  Henry  $\sigma = 0.0629$   $t_{répi} = \frac{t_{répw}}{10}$  et  $\zeta = 0.707$

$t_{répi}$  temps de réponse de la boucle du courant  $t_{répi} = 0.03$   $w_n = \frac{3}{t_{répi}} = 100$

$$\begin{cases} K_{pi} = 2 \cdot 0.707 \cdot 100 \cdot 0.0629 \cdot 0.429 - 4.298 = -0.481 \\ K_{ii} = 100^2 \cdot 0.0629 \cdot 0.429 = 269.841 \end{cases}$$

### 2.7 Simulation de la commande vectorielle indirecte :

Conformément à la théorie développée ci-dessus concernant la commande vectorielle à l'aide du logiciel MATLAB nous avons introduit le schéma bloc suivant :

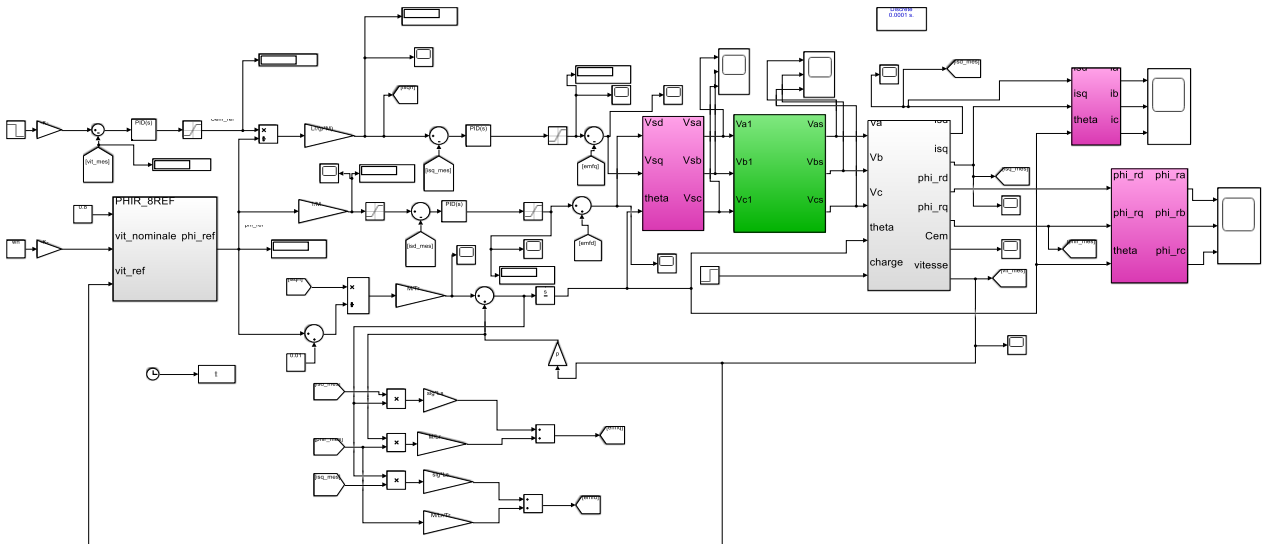


Figure 2. 8 Schéma Simulink de la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone

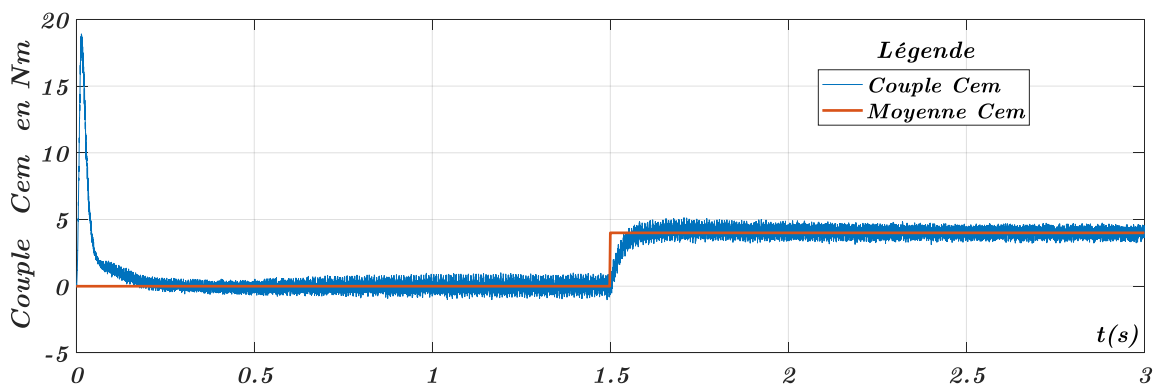
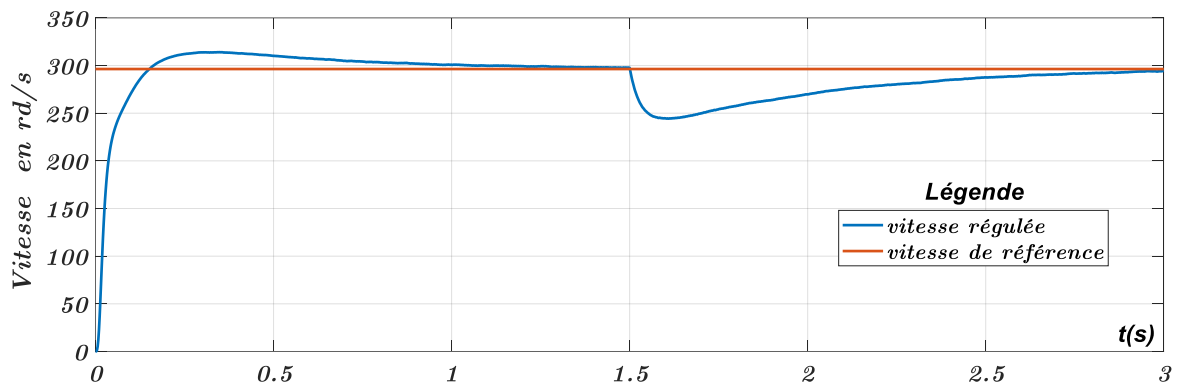
#### ❖ Résultats de simulation :

La simulation a été faite pour plusieurs possibilités à savoir



- ✓ Démarrage à vide puis l'application d'un couple de 4 Nm à une seconde (1 s)  
 $w_{\text{réf}}=2830$  tr/min. Voir **figures 2. 9**
- ✓ Inversion du sens de rotation à vide  $w_{\text{réf}}=(2830$  tr/min à  $-2000$  tr/min) voir **figures 2. 10**
- ✓ Réponse de la commande à basse vitesse  $w_{\text{réf}}=(80$  tr/min à  $-80$  tr/min) voir **figures 2.12**
- ✓ Inversion du sens de rotation et en même temps application d'un couple à 1s  
 Du démarrage :  $w_{\text{réf}}=(2000$  tr/min à  $-2000$  tr/min) et  $C_r=4$  Nm voir **figures 2.13**
- ✓ Réponse de la commande à des vitesses supérieures à la vitesse nominale  $w_{\text{réf}}=3100$  tr/min voir **figures 2.14.**

**Résultats de démarrage premier cas ( $w_{\text{réf}}=2830$  tr/min  $C_r=4$  m appliqué 1 seconde):**



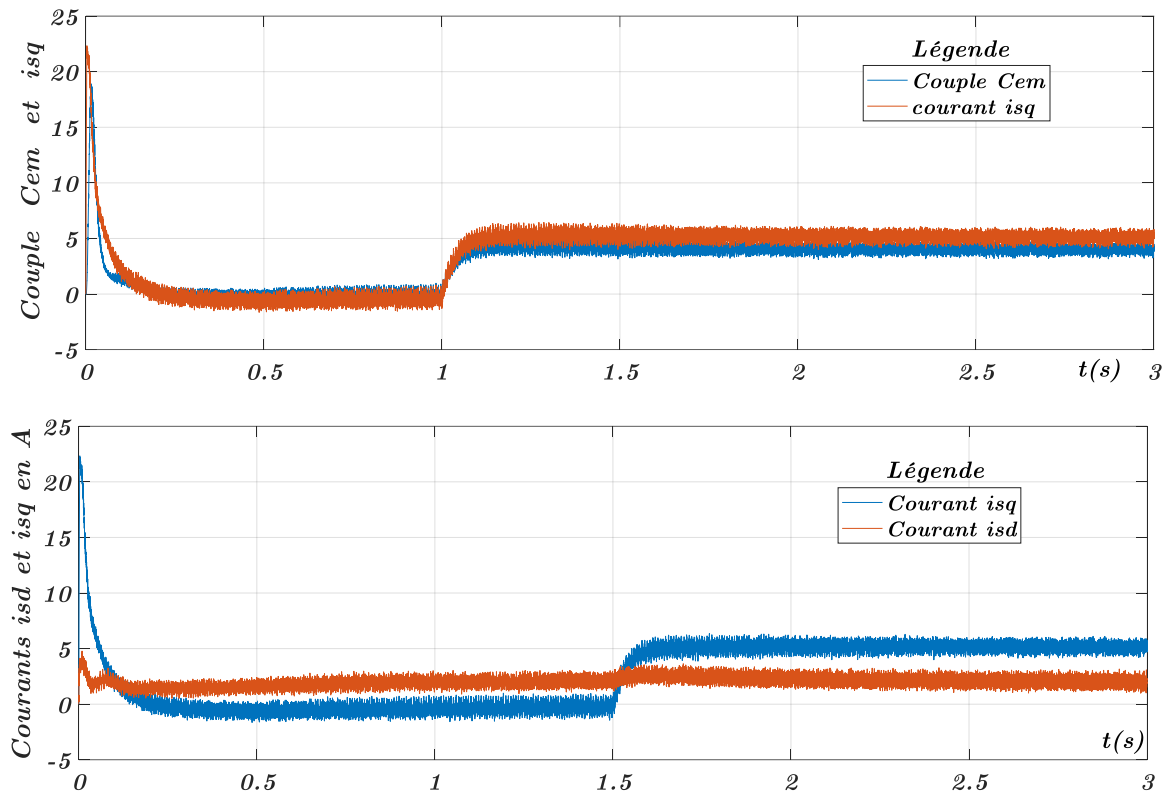
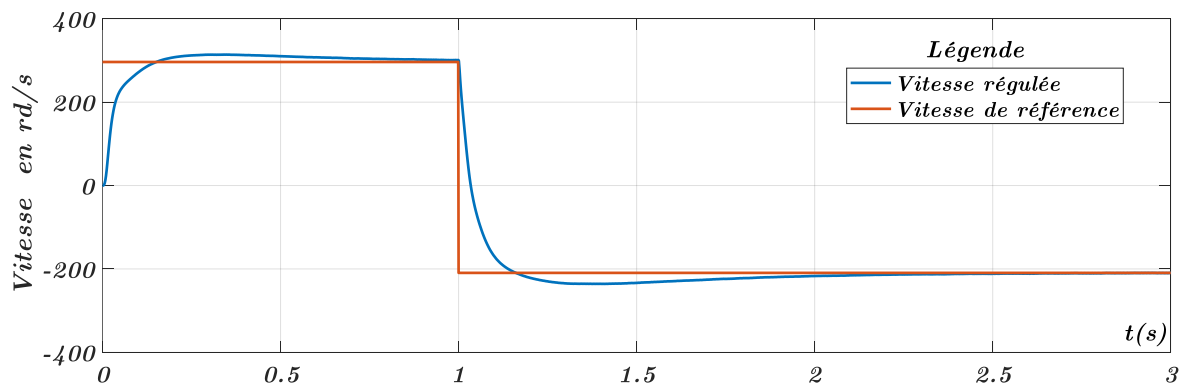


Figure 2. 10 Différents résultats pour  $W_{réf}=2830$  tr/min et  $Cr=4$  Nm appliqué à 1 s

**Résultats inversion du sens de rotation deuxième cas ( $w_{réf}=(2830$  tr/min à  $-2000$  tr/min):**



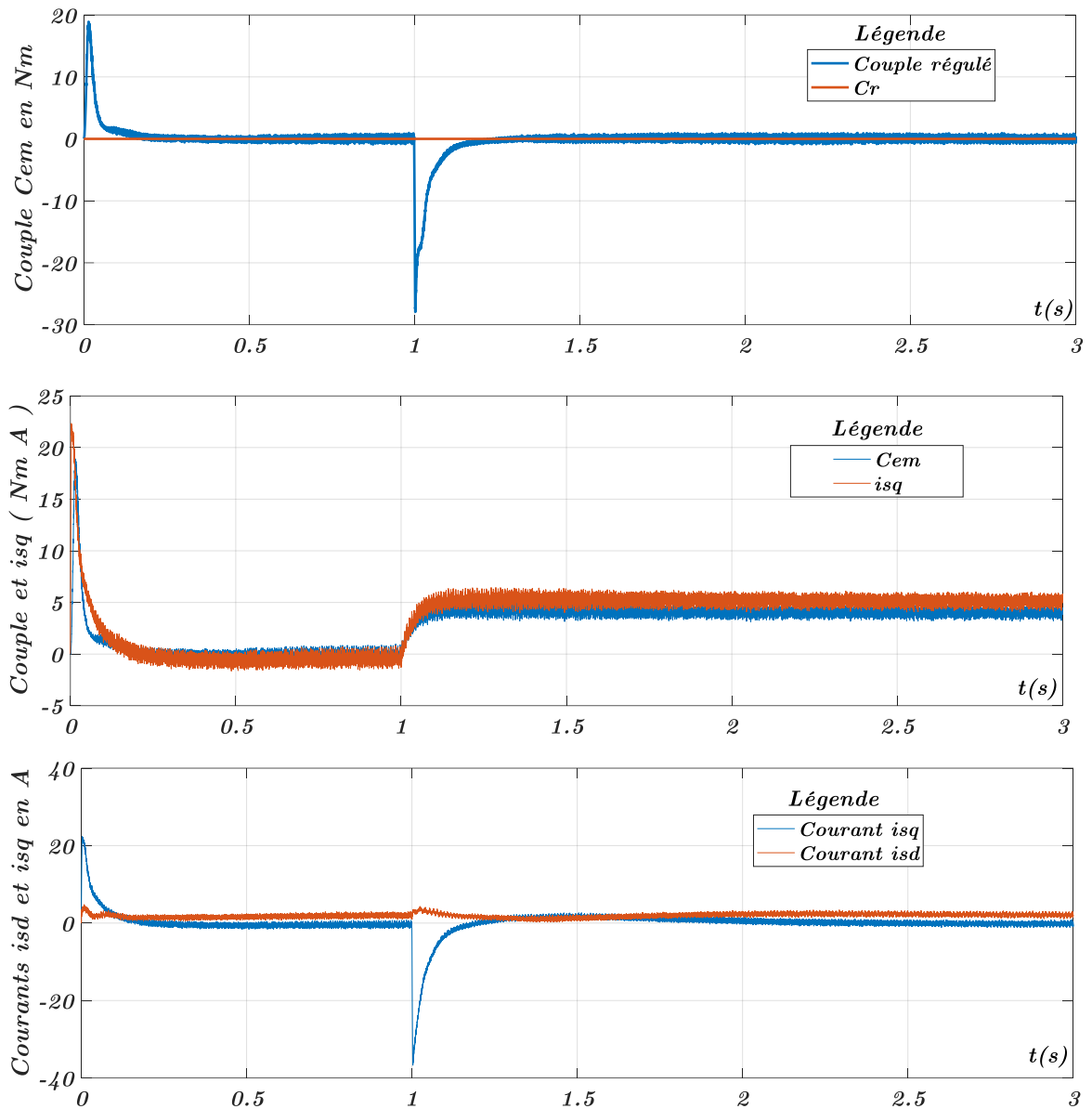


Figure 2. 11 Commande vectorielle indirecte pour changement de sens de rotation de 2830 à -2000tr/min à 1 s

**Résultats dans la plage des petites vitesses troisième cas ( $w_{\text{réf}} = (80 \text{ tr/min} \rightarrow -80 \text{ tr/min})$ ):**

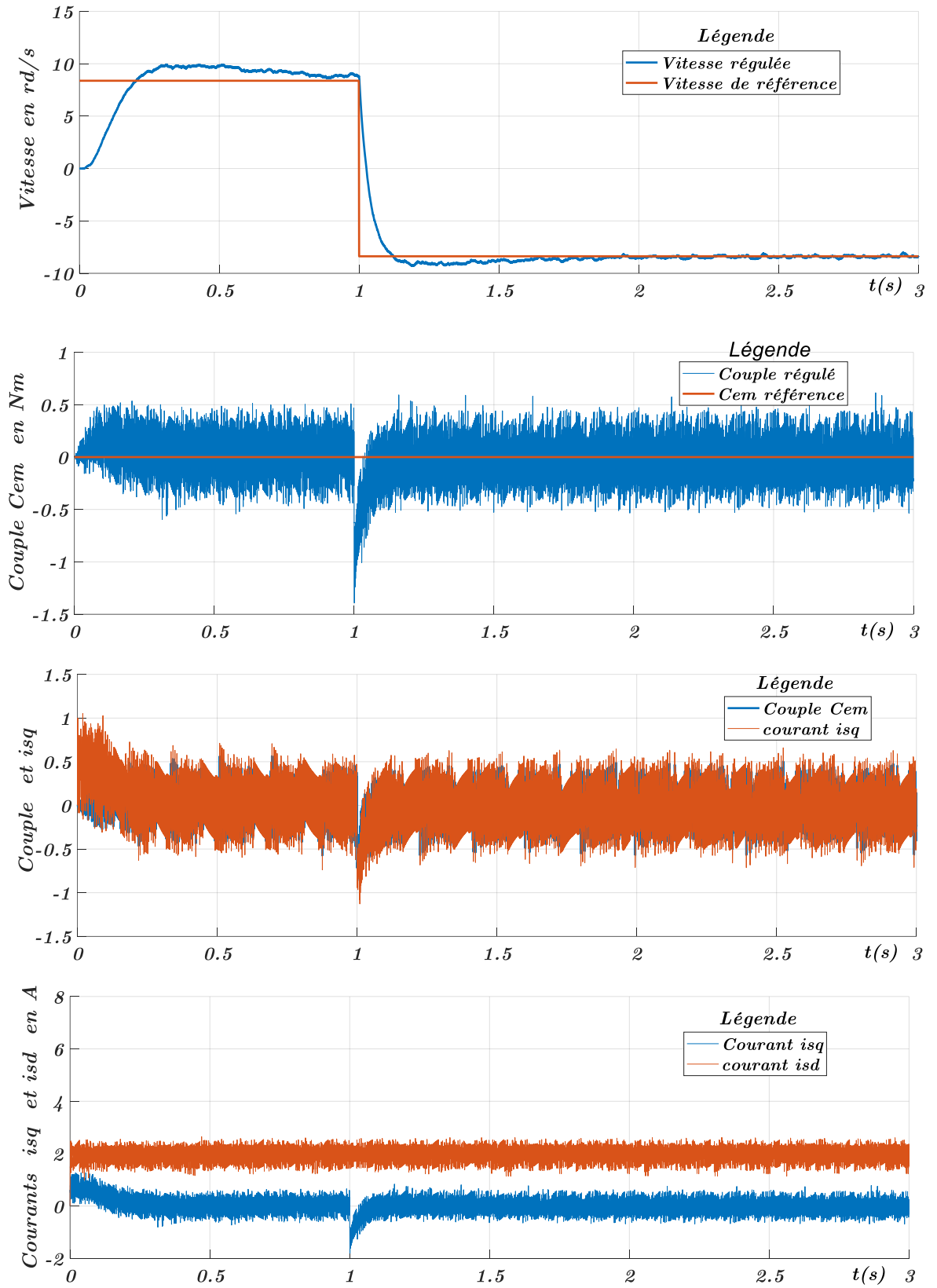
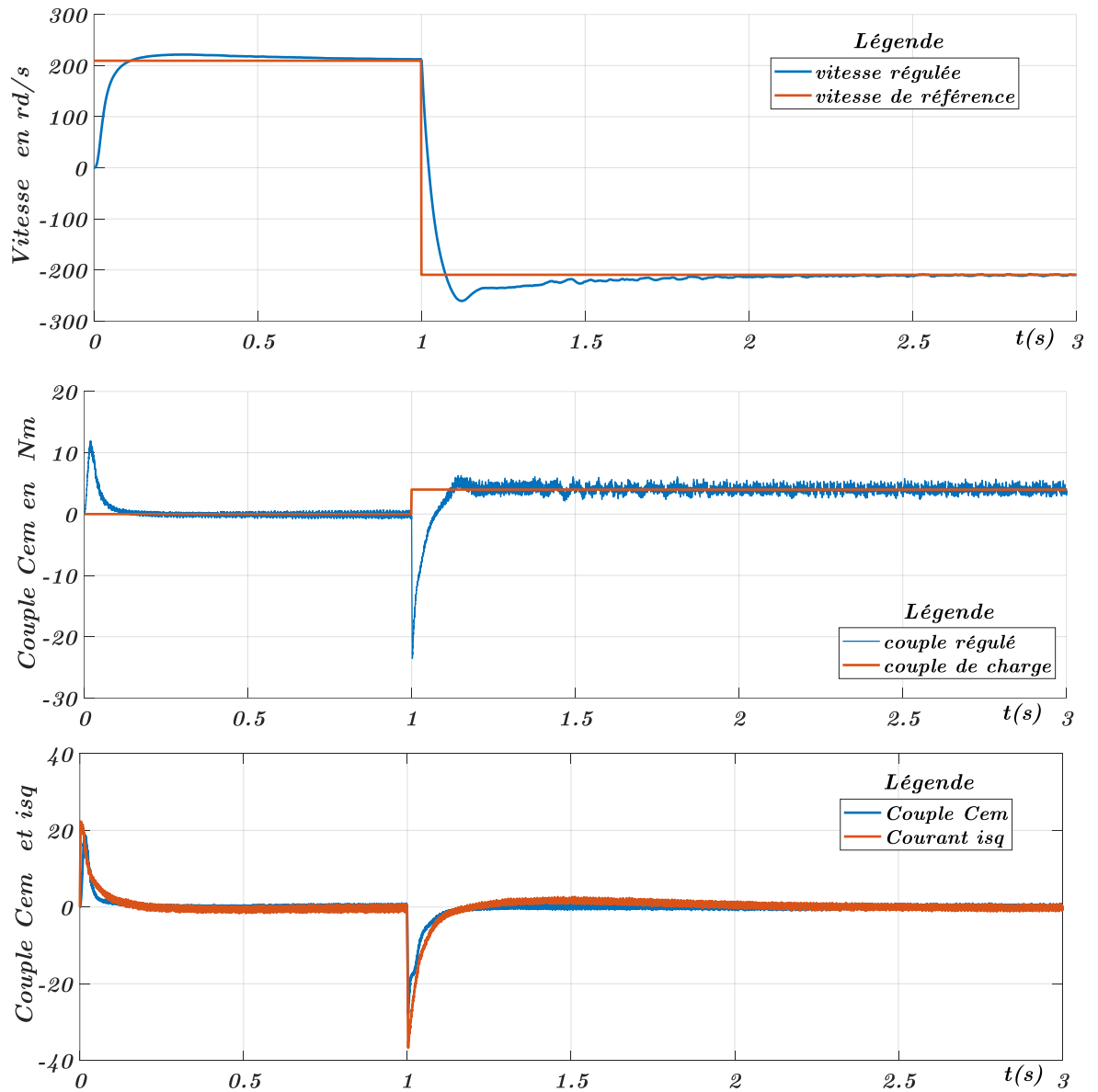


Figure 2. 12 Courbes commande vectorielle indirecte à petite vitesse Vitesse,  $C_{em}$ , isd et isq

**Résultats inversion du sens de rotation et application d'une charge quatrième cas ( $w_{réf}=(2000$   
 $tr/min$  à  $-2000 tr/min$ )  $C_r=4 Nm$  appliqué à 1 seconde :**



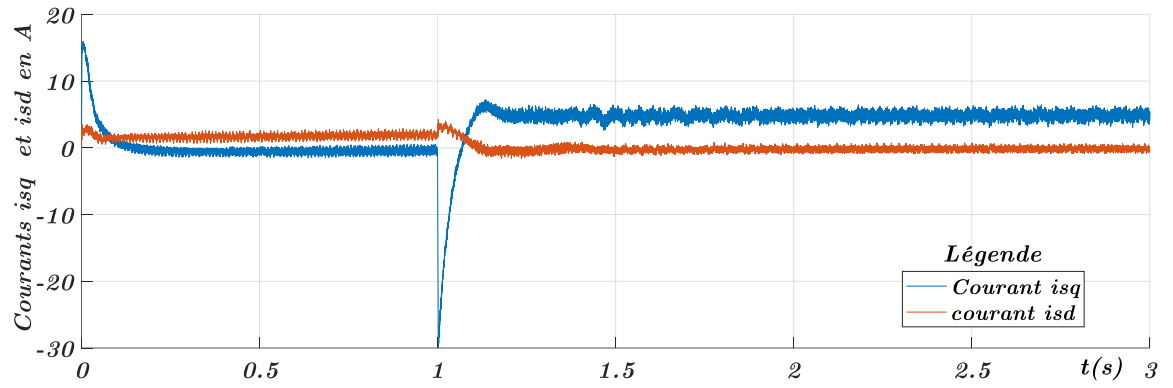
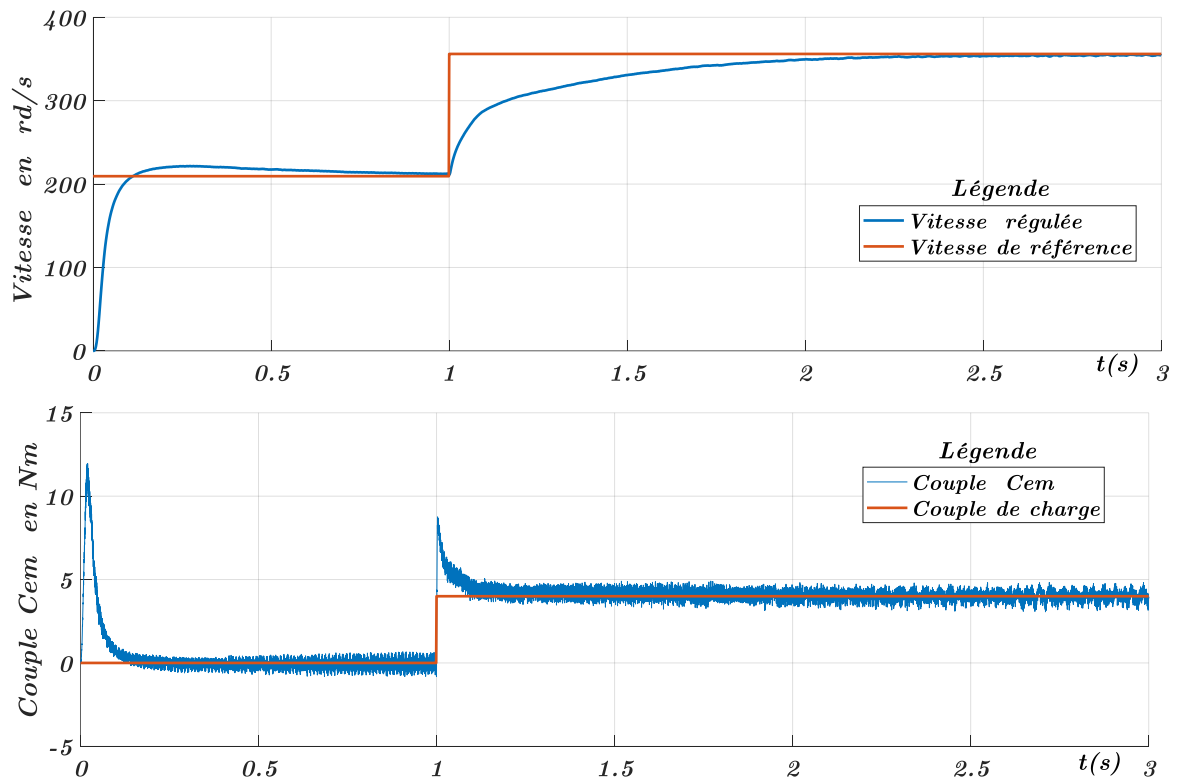


Figure 2. 13 Courbes IFOC  $w$  ,  $C_{em}$  ,  $i_{sq}$  et  $i_{sd}$   $w_{réf}$  2000 à -2000 tr/min  $Cr=4$  à 1 s

**Résultats survitesse cinquième cas ( $w_{réf}=(2000 \text{ tr/min à } -2000 \text{ tr/min})$   $Cr=4 \text{ Nm}$  appliqué à 1**

**seconde :**



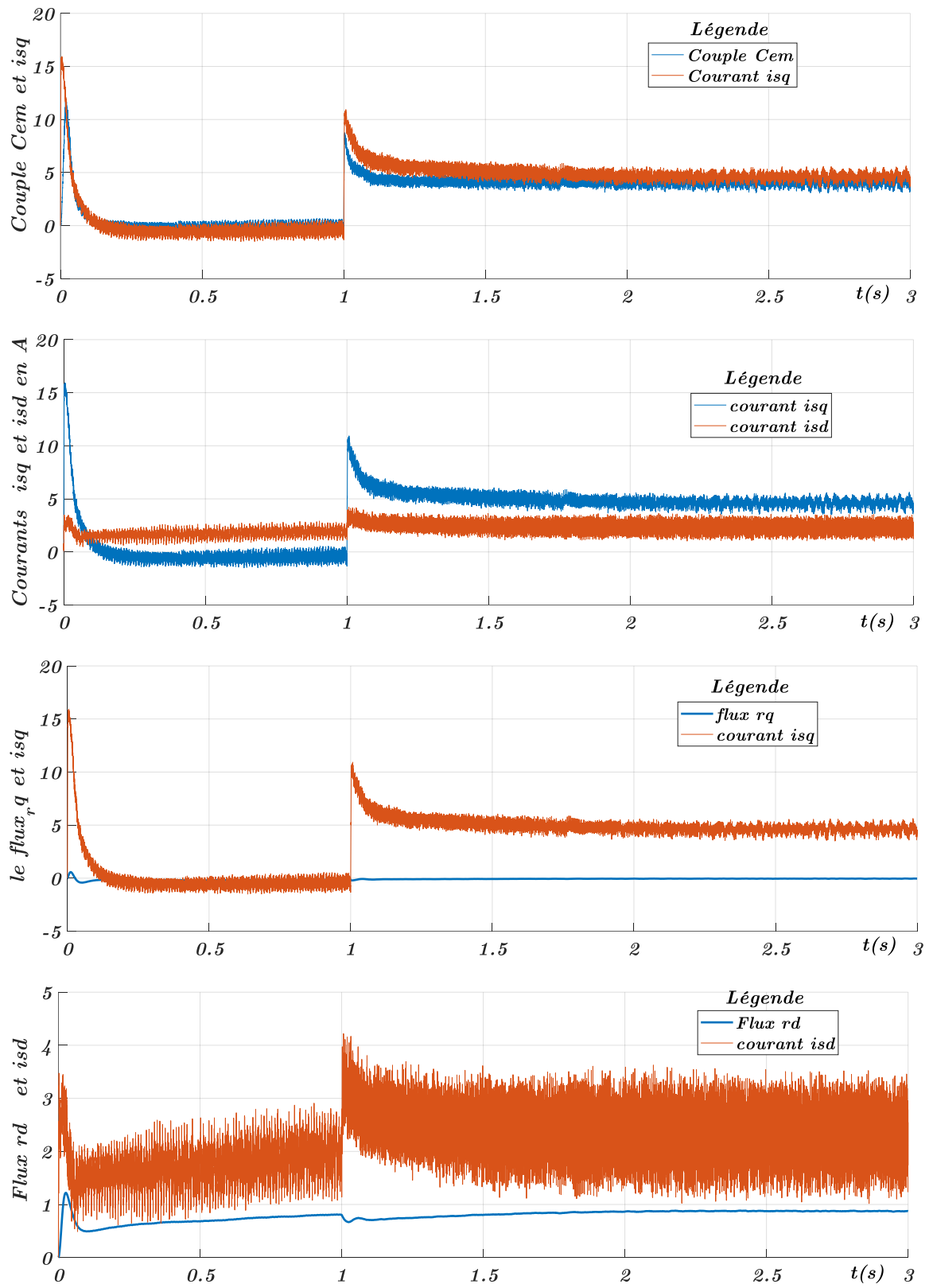


Figure 2. 14 IFOC pour les survitesse  $w$ ,  $C_{em}$ ,  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ,  $\text{flux}_{rq}$  et  $\text{flux}_{rd}$   $w_{ref}=3100$  tr/min

### ❖ Interprétation des résultats

Dans toutes ces simulations, la première chose à constater est que les courants, le couple et la vitesse suit leurs consignes.

- Cette commande garde le flux rotorique sur l'axe d constant et celui sur l'axe q nulles. Le courant  $i_{sd}$  garde la même allure sans perturbation. Le courant  $i_{sq}$  épouse la forme du couple électromagnétique avec un décalage dans l'amplitude ce qui prouve une relation linéaire entre eux c.-à-d.  $C_{em}=K*i_{sq}$ .
- Le couple électromagnétique rejoint le couple résistant dans le régime permanent.
- Les dépassements sont dans une marge acceptable de l'ordre de 5.9 %. L'erreur statique est nulle c'est un effet direct du régulateur PI.
- Elle ne présente pas de grande perturbation dans la plage des petites vitesses. La commande vectorielle indirecte se comporte normalement dans les plages des petites vitesses.
- Dans le domaine des survitesses, le flux est gardé constant par le module de défluxage. Cette action a été vérifiée elle évite la saturation du circuit magnétique du moteur.
- Les perturbations constatées sur les couples et les courants surtout en régime statique sont dues aux harmoniques véhiculées par la tension d'alimentation d'une autre manière la sortie de l'onduleur de tension.
- Le courant  $i_{sd}$  dans toutes les simulations il n'est pas perturbé dans le changement des paliers de vitesse ni dans le changement du sens de rotation ni dans le chargement du moteur.
- La simulation démontre un découplage entre les courants et les flux c'est la dernière expérience qui le démontre  $flux_{rq}=0$  et le flux sur l'axe d ne dépasse pas les 0.8 Wb

## 2.8 Conclusion du chapitre :

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la commande vectorielle du point de vue théorique. Les conditions sine qua non pour l'application de cette dernière sont

- le découplage entre le flux et le couple avec l'utilisation de la méthode de compensation statique.
- le défluxage dans la plage de survitesse pour garantir la non saturation du circuit magnétique.



- L'estimation de la vitesse de synchronise et l'angle de synchronisme appelé angle de Park pour réaliser la transformation des courants d'entrée et les tensions de sortie

Une partie a été consacrée aux calculs des régulateurs PI (vitesse et courants). La fin a été la simulation de la commande pour diverses conditions de régulation. Enfin, en se basant sur les résultats de simulation on peut constater que la commande vectorielle indirecte est un outil puissant pour la régulation du moteur asynchrone. Elle rend la MAS similaire au MCC. Elle le rend très compétitif aux autres type de moteur. Pour éventuelles confirmations de cette théorie sur un cas réel, nous allons l'appliquer au laboratoire sur un moteur réel. C'est l'objet de notre chapitre suivant.

---

# Chapitre 03

---

IMPLEMENTATION  
DE LA COMMANDE VECTORIELLE  
INDIRECTE  
SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE

## 3. Implémentation De La Commande Vectorielle Indirecte

### 3.1 Introduction

L'application de cette commande sur un moteur asynchrone réel a besoin d'une plateforme et d'un équipement adéquat. Notre banc d'essai se synthétise dans trois parties principales.[1]

- **La partie puissance** : comporte une source variable de tension en alternatif et continu un moteur asynchrone à cage d'écurieil de 1 kw didactique, un onduleur à deux niveaux Semikron de 20 Kva à base de IGBT et un frein à poudre réglable de 0 à 5 Nm pour varier le couple de charge accompagné avec un dispositif de mesure et de commande du frein.
- **La partie Commande** : Il s'agit d'un ordinateur PC équipé par un dSPACE DS1104 et un organe d'entrée et sortie. Il est exploité par un logiciel Control-Desk et Matlab/Simulink.
- **La partie mesure** : Deux capteurs sont utilisés un encodeur incrémental pour mesurer la vitesse et un capteur de courant pour mesurer les courants. Un appareil de mesure numérique multifonction peut être utilisé comme oscilloscope. Un multimètre numérique.

Dans ce chapitre nous essayons de décrire la partie commande brièvement. Et la partie mesure concernant les gains. Ensuite, des essais expérimentaux seront opérés sur le moteur avec captation de la vitesse et les courants.

### 3.2 dSPACE : [7]



Figure 3. 1 Carte DS 1104



Figure 3. 2 Panel d'interface CLP1104

Selon son guide d'utilisation, il est constitué de deux microprocesseurs l'un joue le rôle du maître et l'autre esclave. C'est un produit allemand de la maison dSPACE. Le maître s'en

charge des calculs principaux, de la communication avec l'ordinateur, des convertisseurs analogiques numériques et inverse, les encodeurs incrémentaux des interfaces série RS 232 (485) L'esclave est destiné à traiter les différents signaux (microprocesseur TMS320F240 de texas instruments) génération des PWM .Un interface responsable d'acquisition des signaux et de l'émission d'autres (CLP1104). Il est fourni par une clé spéciale en hard nécessaire pour le fonctionnement de cette carte dSPACE.

Le fonctionnement adéquat de cette carte est permis par deux logiciels soft à savoir Matlab/Simulink et Control Desk. L'architecture de la carte dSPACE est donnée sur la figure suivante :

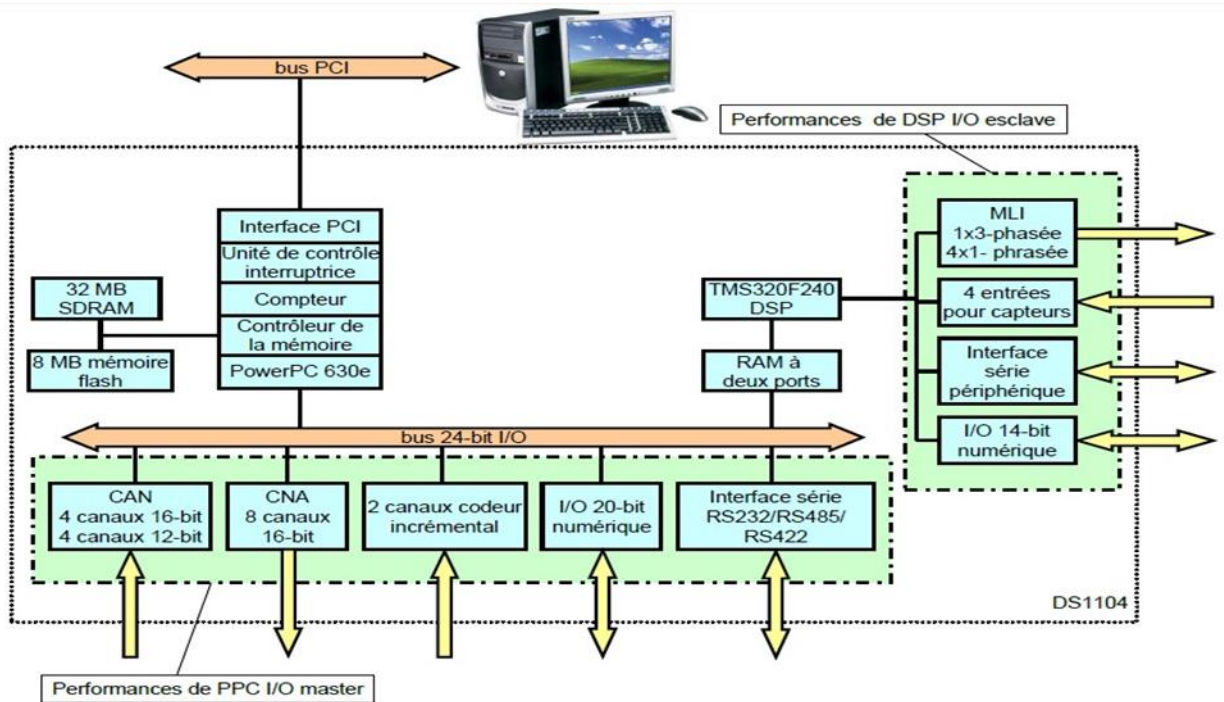


Figure 3. 3 architecture de la carte dSPACE 1104

### 3.2.1 Panel d'acquisition CLP1104 :

Ce dispositif comporte :

- Huit convertisseurs analogique/numérique (ADC) les quatre premiers en 12 bits de 1 à 4 et les autres sont de 16 bits ( de 5 à 8)
- Huit convertisseurs numérique/analogiques (DAC) de 16 bits qui délivrent une tension de  $\pm 10$  V.
- Interface entrées et sorties numériques pour les langages de programmation

- Interface d'entrées et de sorties du DSP prévue pour la génération des impulsions MLI ( PWM)
- Portes série de type RS232, RS422 et RS485 pour connecter le DSP avec d'autres appareils à titre d'exemple des automates programmables etc...
- Deux entrées pour les encodeurs incrémentaux pour capture de la position et la vitesse.
- Des LED repèrent selon les entrées et les sorties indiquant les ports activés et désactivés . il existe d'autres sans ces LEDs.

### 3.2.2 Fonctionnement de dSPACE : [28]

Pour pouvoir exploiter convenablement le dSPACE, il faut installer la carte à l'aide d'une clé hard. La bibliothèque (Toolbox) de Matlab/Simulink est mise à jour et installation du programme CONTROL DESK. Au lancement de Matlab il est demandé le type de carte installée et de lui indique RTI à installer dans notre cas RTI1104.

Après l'achèvement des diverses simulations de la commande du moteur asynchrone nous sommes passés à la manipulation en temps réel.

Dans cette expérience, nous étions amenés à utiliser les toolbox de l'encodeur, deux des convertisseurs à 16 bits pour la mesure des courants et le dernier pour la génération des impulsions de l'onduleur. Il est à noter que ces impulsions pour attaquer l'onduleur il faut insérer un dispositif d'interface qui augmente l'amplitude du signal de 0 à 5 Volts TTL à 0 à 15 volts MOS. Ce dernier a été confectionné par notre encadreur auparavant.

#### La partie raccordement des équipements

Les étapes à suivre pour concrétiser la commande vectorielle indirecte dans le raccordement des équipements sont :

- Adaptation du programme Simulink à la RTI en insérant les Toolbox déjà cités
- Détermination des gains de chaque capteur pour la lecture des mesures.
  - le courant  $K_i = \text{rapport de transformation} = 2$  cette valeur sera amplifiée par un gain de 10 car le DSP mesure le signal divisé par 10 . Nous avons identifié le rapport par plusieurs tests en absence de la documentation du capteur. Ensuite, nous avons intervenu sur les potentiomètres de gain et d' **OFFSET** pour aboutir à une lecture conforme. Nous avons utilisé deux TC en tenant compte que le moteur est une charge équilibrée. Le troisième courant a été calculé dans le programme.

- L'encodeur incrémentale  $K_w = 2 \cdot 3.14 / 1024 / T_c$ . Il fournit 1024 impulsions pour chaque tour du moteur  $T_c$  est la période d'échantillonnage. En absence de câble adéquat de connexion de l'encodeur au panel nous avons confectionné un câble avec une légère modification à la fiche de l'encodeur conformément à la documentation de dSPACE.
- Le raccordement de l'interface entre l'injection de la PWM émise par le dSPACE et l'onduleur. Ce dernier adapte les niveaux de tension. Il a été confectionné au laboratoire.
- Le raccordement de l'onduleur à la source et au moteur. Le branchement de l'alimentation continue de  $\pm 15$  V pour alimenter les circuits des auxiliaires (circuit de l'électronique intégrés dans l'onduleur en dehors des composants de puissance)
- L'emplacement des TC de mesure à l'entrée du moteur et les raccordés aux ports analogiques choisis dans notre cas le Canal 5 et 6.
- L'emplacement de la liaison de l'encodeur dans le port1.

### **La partie programmation : [4]**

Après avoir choisi l'environnement Real Time Interface dans le lancement de Matlab , la programmation sur Matlab/Simulink du diagramme bloc suivant :

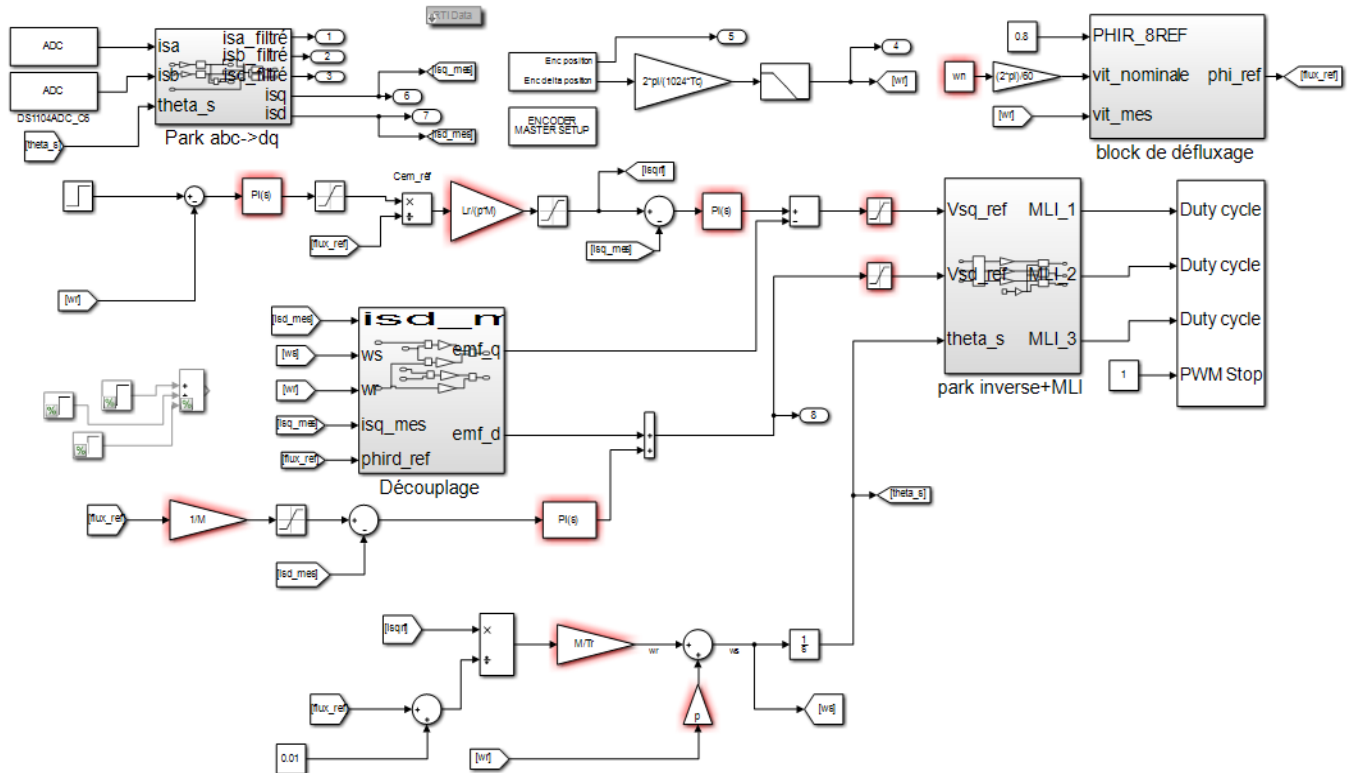


Figure 3. 4 schéma Simulink de la commande vectorielle indirect

N.B : Ce programme peut être établi par le langage C qui peut être plus rapide que Simulink. Il nécessite une maîtrise de ce langage [3] [7][11][10][18].

- + Il sera procédé à la compilation pour convertir ce fichier en langage C puis l'émission du fichier extension .sdf qui sera appelé par le logiciel Control Desk dans la création d'une nouvelle expérience qui sera dédiée au nom de cette application. Il est important de stopper control Desk lors de cette opération sinon un message d'erreur sera émis dans View Diagnostic (fenêtre d'énumération et avancement de la compilation) seront déclarés toutes les carences qu'il faut les régler avant l'obtention du message de succès de la compilation qui sera en même temps. La figure suivante indique l'icône de compilation.

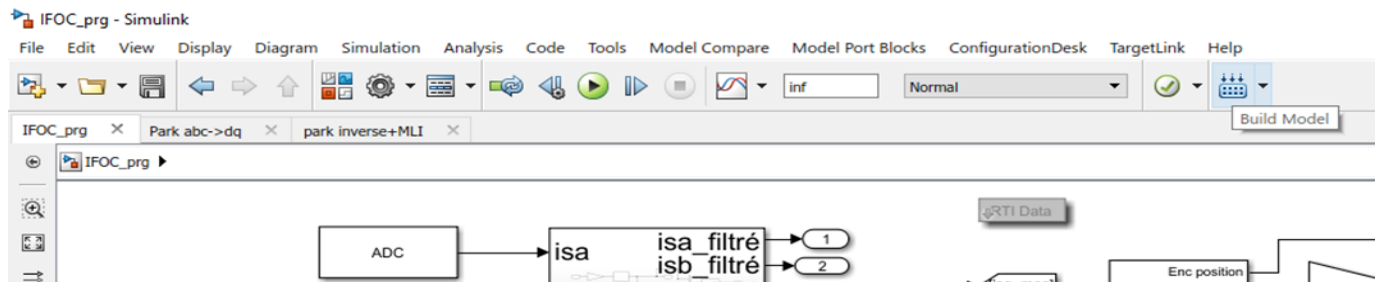


Figure 3. 5 écran montrant l'icône de compilation " Build Model "

- + Par le biais du Control Desk, il sera créé un fichier pour l'expérience selon figure suivante :
- + Dans la partie inférieure de l'écran dans l'icône « **Model Root** » Toutes les sorties sont trouvées. Pour effectuer des mesures en temps réel on choisit celle voulant la visualiser .voir figure suivante :

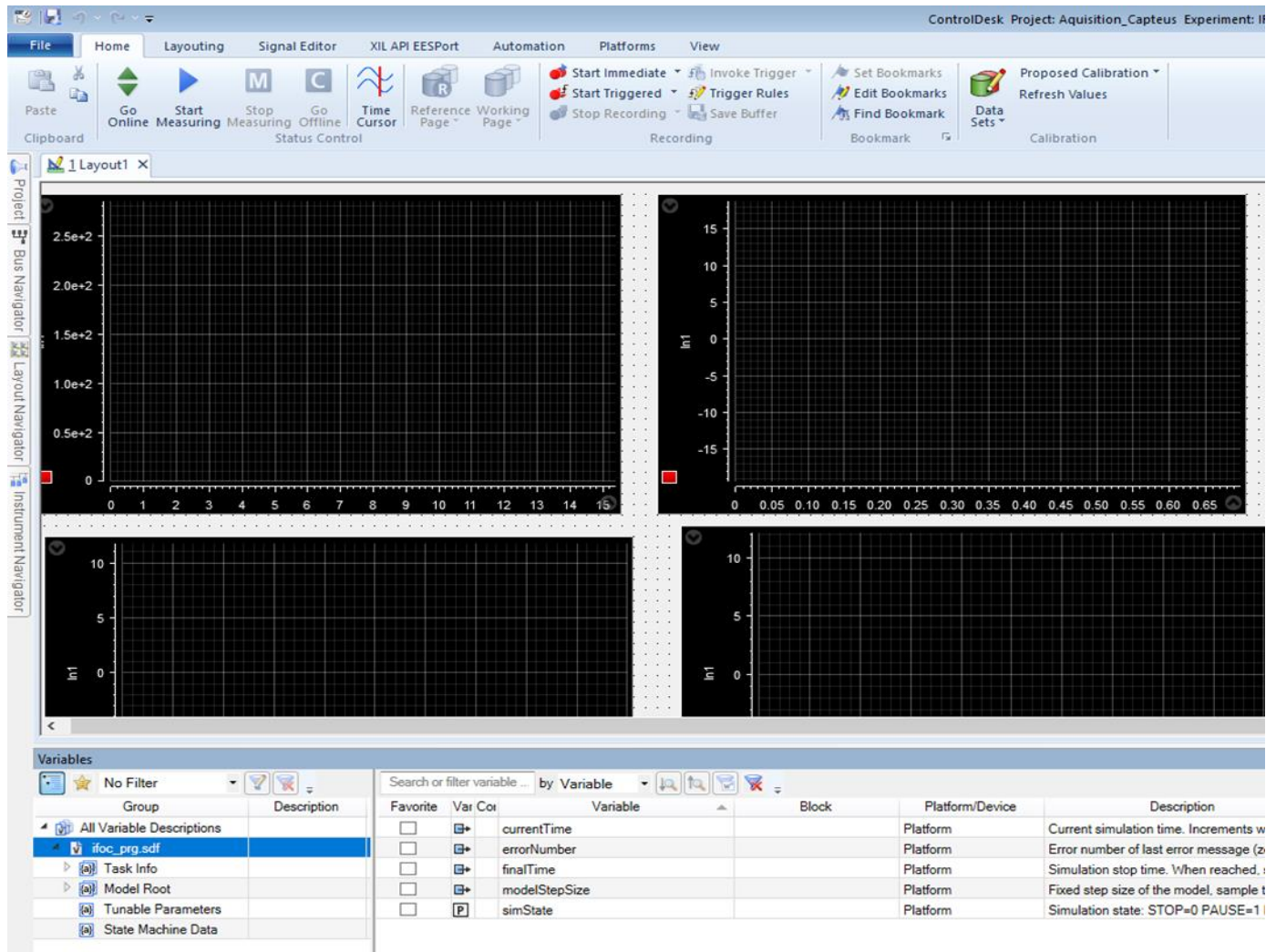


Figure 3. 6 écran de sélection de Model Root et le glissement sur le flotter

On doit choisir l'instrument avec lequel la mesure sera visualisée en général 'Plotter'. De 'Model Root' on sélectionne la sortie. Du tableau droit on glisse la sortie sur le 'plotter destiné à cette variable. Puis on lance la mesure par la touche Start Measuring puis il est possible de la stopper par l'icône en croissant stop measuring ou l'opération complète par l'icône status control. Le choix de l'appareil de mesure se fera selon la figure 3.8 sur cette liste. Il existe une possibilité de stocker les données sur un fichier .mat qui peut être selon la figure 3.9 en appuyant sur **recorder 1** et ensuite la pomme



rouge de gauche la terminée par la pomme rouge de droite il faut indiquer le chemin de sauvegarde. Nous l'avons exploité pour relever la vitesse dans l'essai de ralentissement et à vide de la partie identification du chapitre 1.

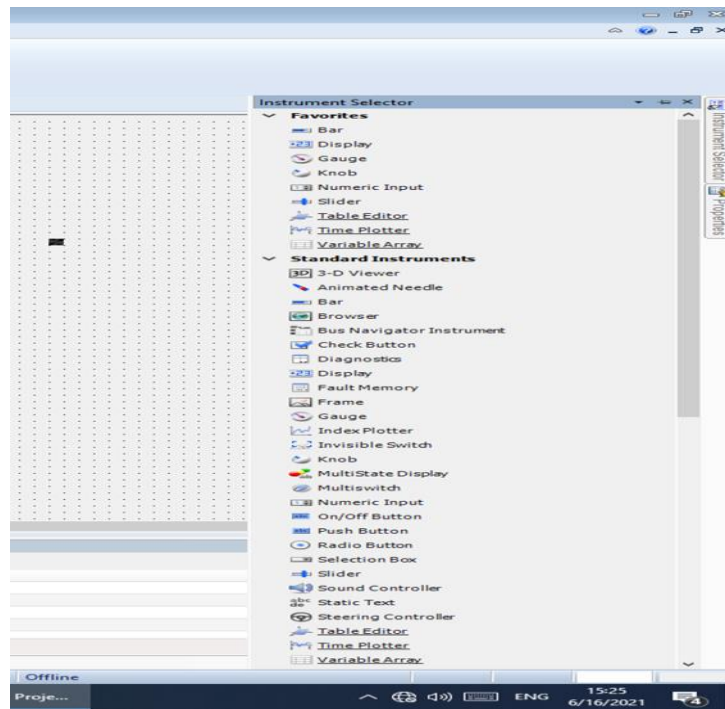


Figure 3. 7 écran du choix de l'appareil de mesure

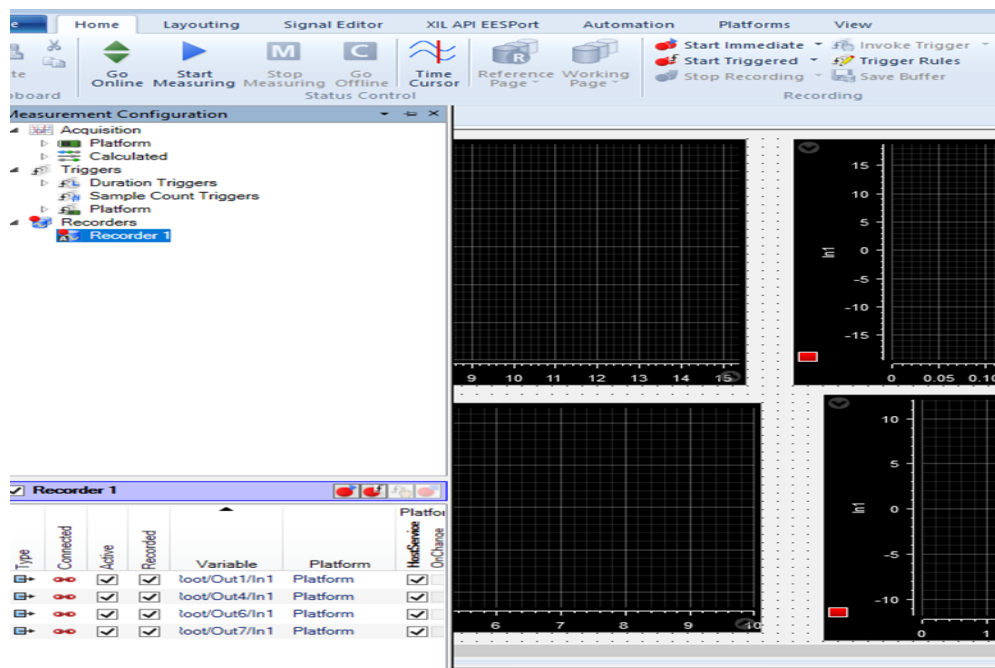


Figure 3. 8 écran d'enregistrement des sorties sur un fichier .mat de Matlab

### 3.3 Résultats expérimentaux :

Le banc d'essai est reproduit par la photo ci-après :

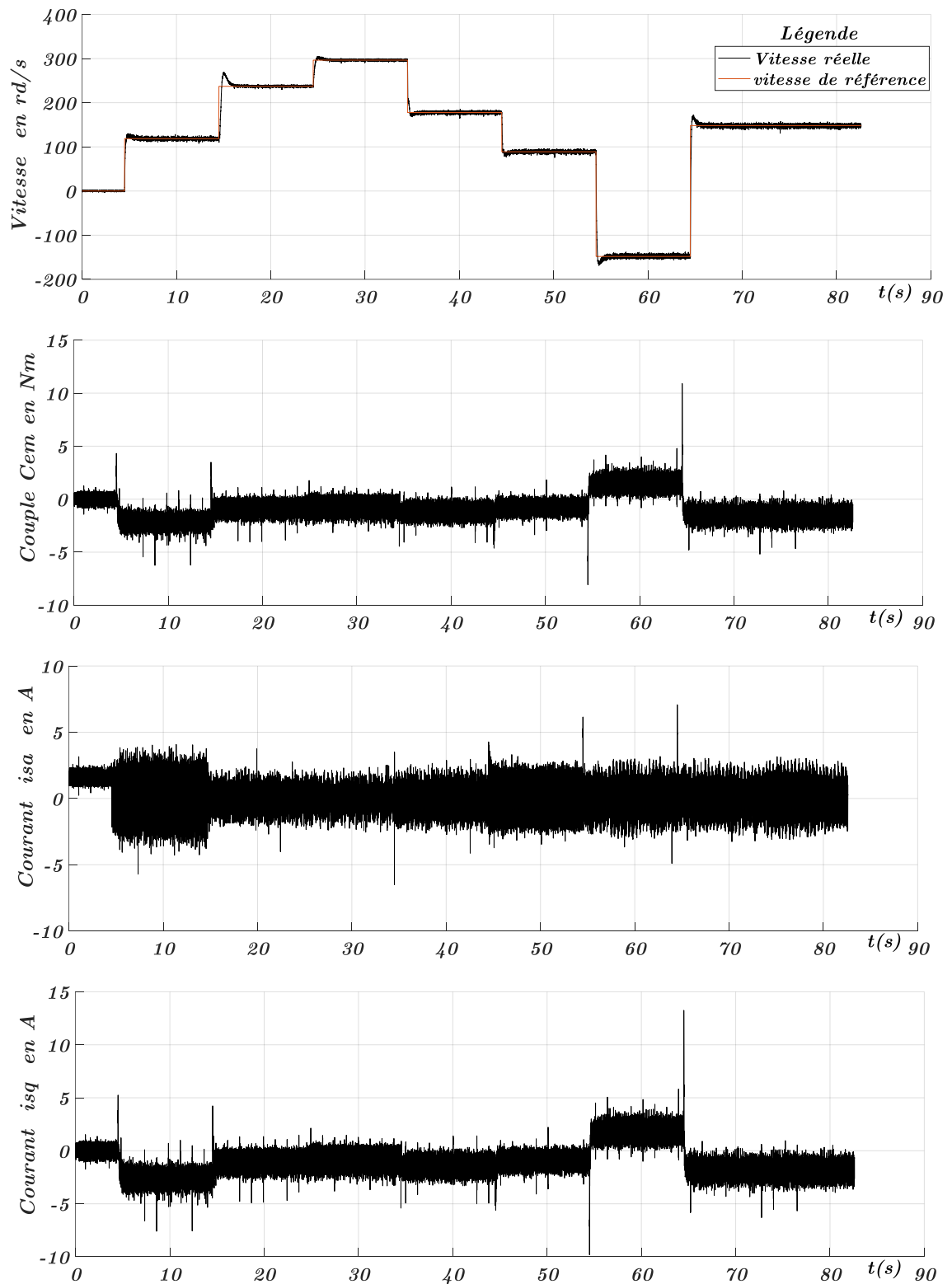


*Figure 3. 9 le banc d'essai du laboratoire d'essai*

Les expériences suivantes ont été menées à savoir : l'application d'une variation par paliers de la vitesse en augmentation de vitesse ensuite la décroissance de la vitesse avec le changement de rotation de vitesse les résultats pratiques pour l'état global est donné par la **figure 3.10**. l'application d'un échelon de vitesse à vide les résultats sont aux **figur 3.11**  $I_a=f(t)$  vitesse= $f(t)$   $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  en fonction du temps. Une autre est faite sur une plage de petite vitesse avec inversion du sens de rotation à vide **figure 3.12** . Finalement, l'essai à une plage de survitesse. Les manipulations en charge n'ont pas été possibles à cause de l'absence de la documentation du frein à poudre pour le manipuler néanmoins il a été utilisé dans l'essai d'identification des paramètres du moteur à rotor bloqué.

**N.B** :Pour qu'en puisse comparer les résultats nous avons pris la simulation sur 4s et en même temps gardé que quatre secondes de l'acquisition

**Résultats pratiques à vide pour 8 paliers la vitesse variée entre ( $\omega_{réf} = 0, 1132, 2265, 2830, 1698, 850, -1415, 1415$  tr/min)  $C_r=0$  Nm :**



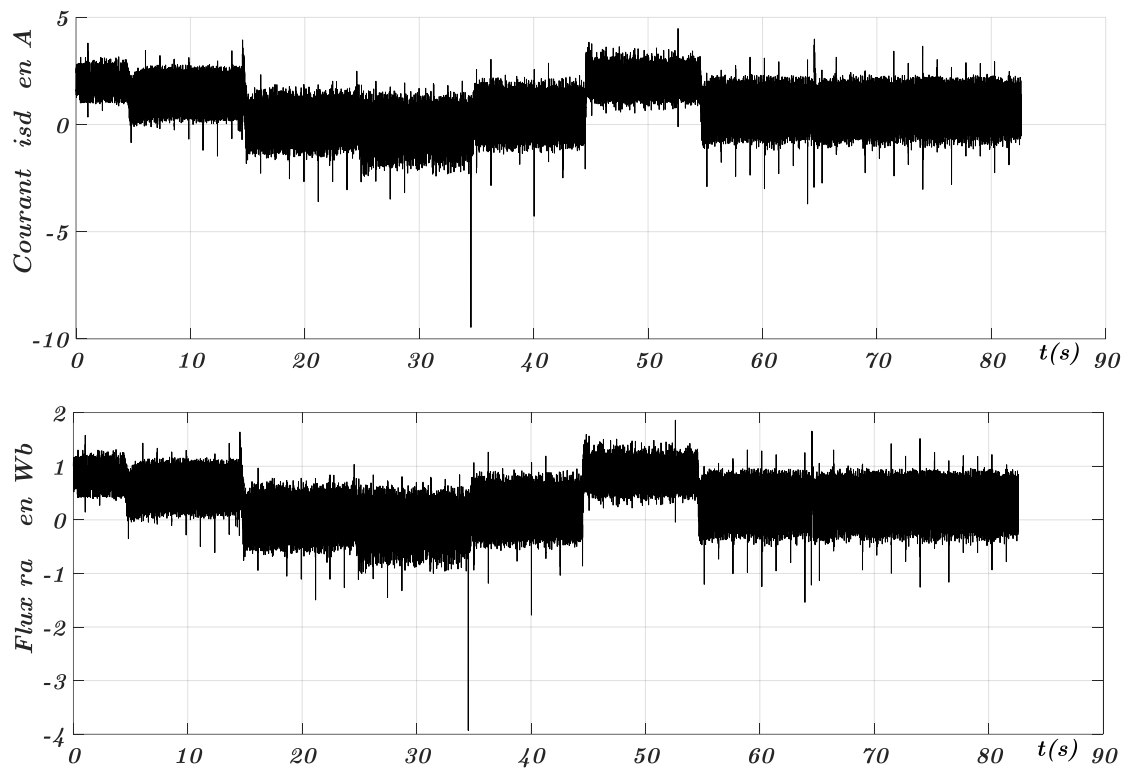
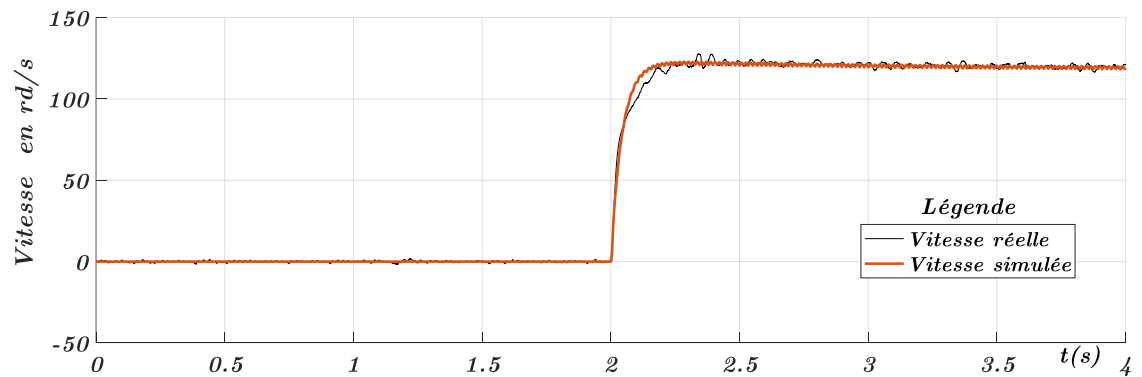
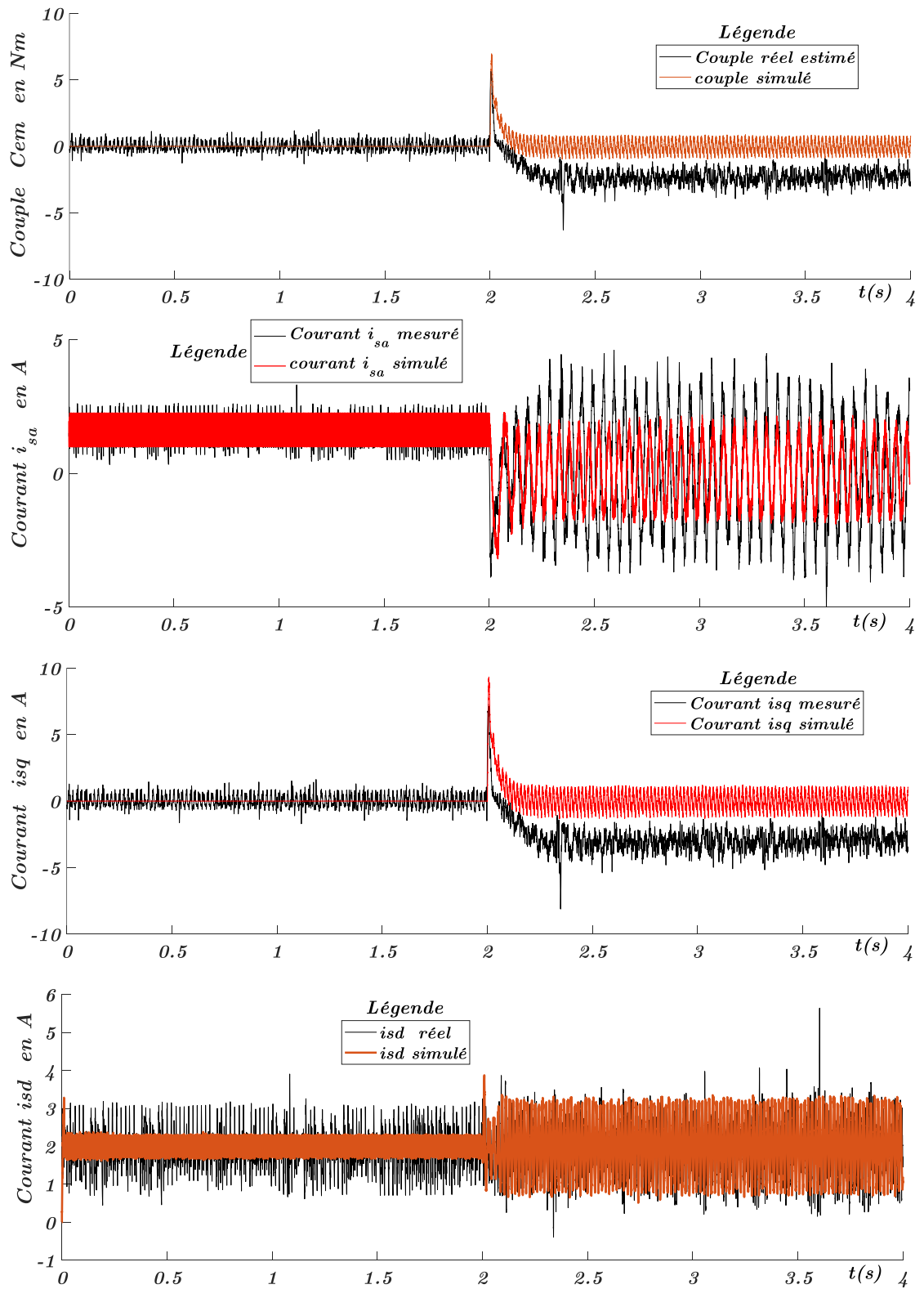


Figure 3. 10 Courbes  $w$ ,  $C_{em}$ ,  $i_{sa}$ ,  $i_{sq}$ ,  $i_{sd}$  et le flux\_rotorique pour l'essai global

**Résultats pratiques à vide pour la vitesse variée entre ( $w_{réf} = 0, 1165$  tr/min)  $C_r = 0$  Nm :**





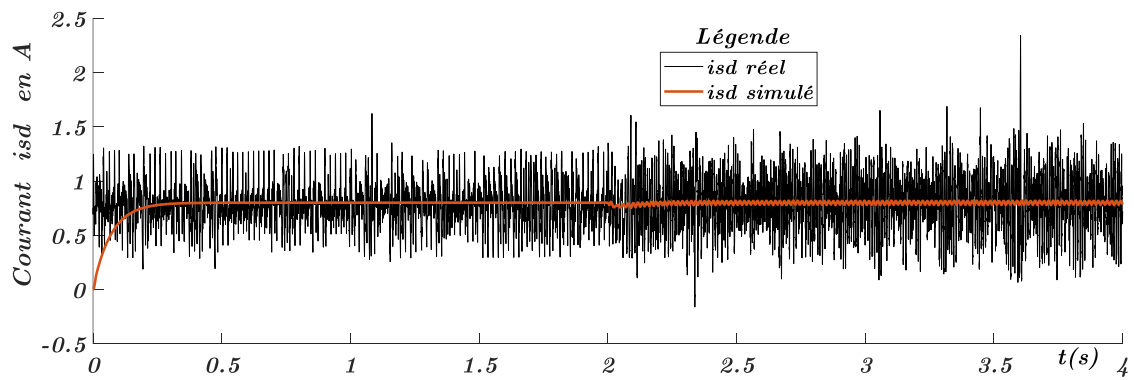
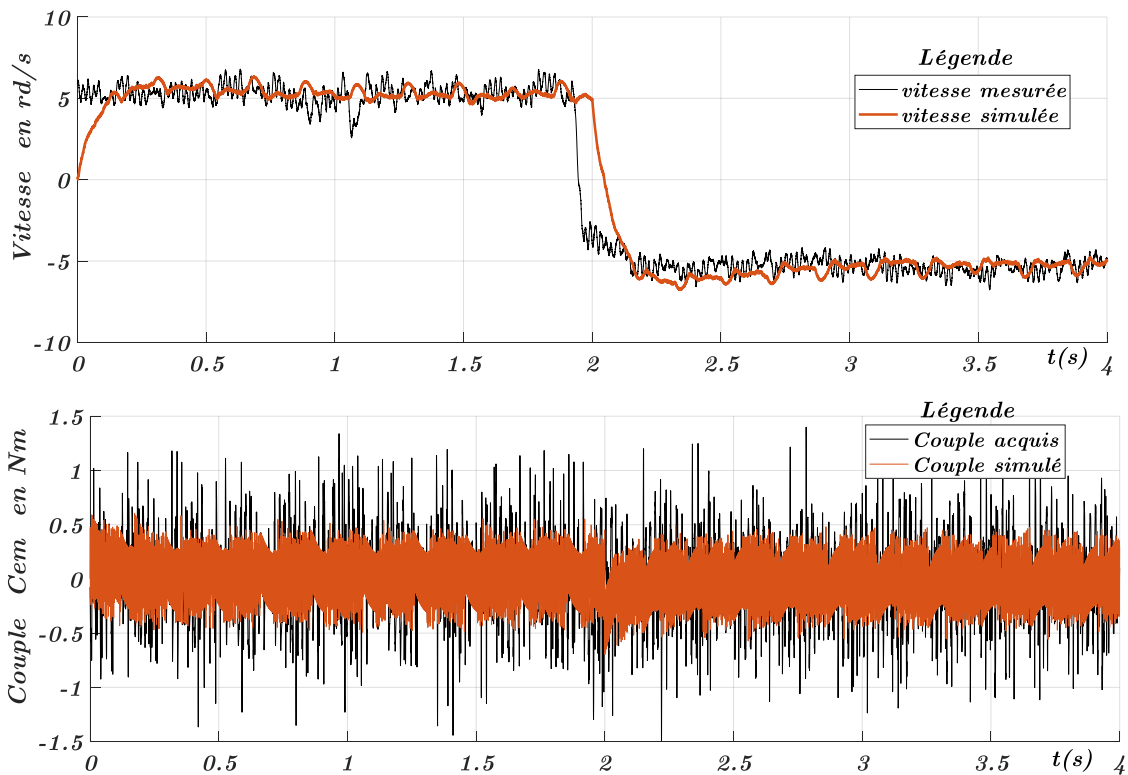


Figure 3. 11 Courbes de comparaison entre les grandeurs acquises sur la plateforme et celles mesurées  $w, C_{em}, i_{sa}, i_{sq}, i_{sd}$  et le flux pour un échelon de vitesse

**Résultats pratiques à vide pour la plage petite vitesse qui varie entre ( $w_{réf} = 50, -50$  tr/min)**

**Cr=0 Nm :**



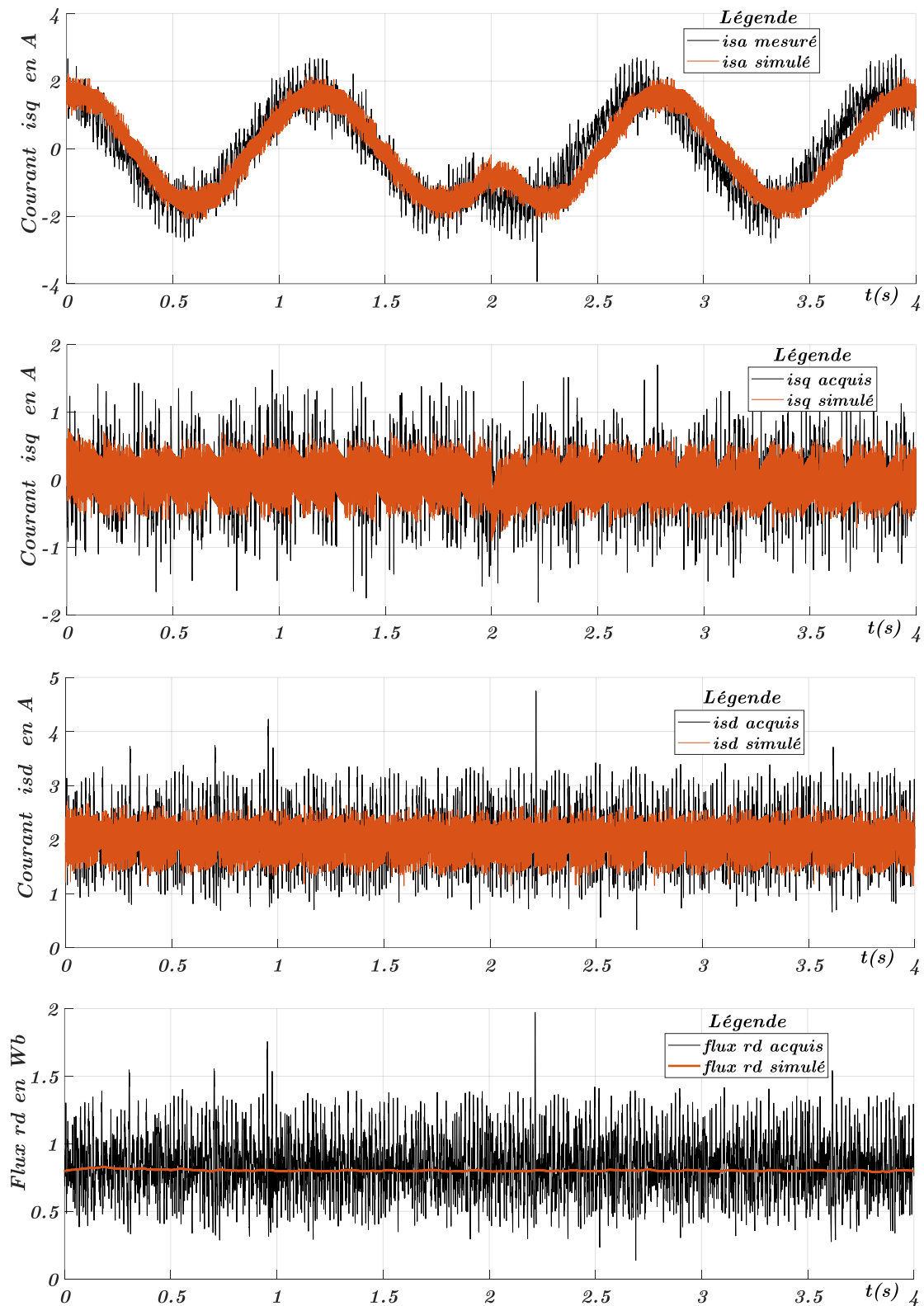
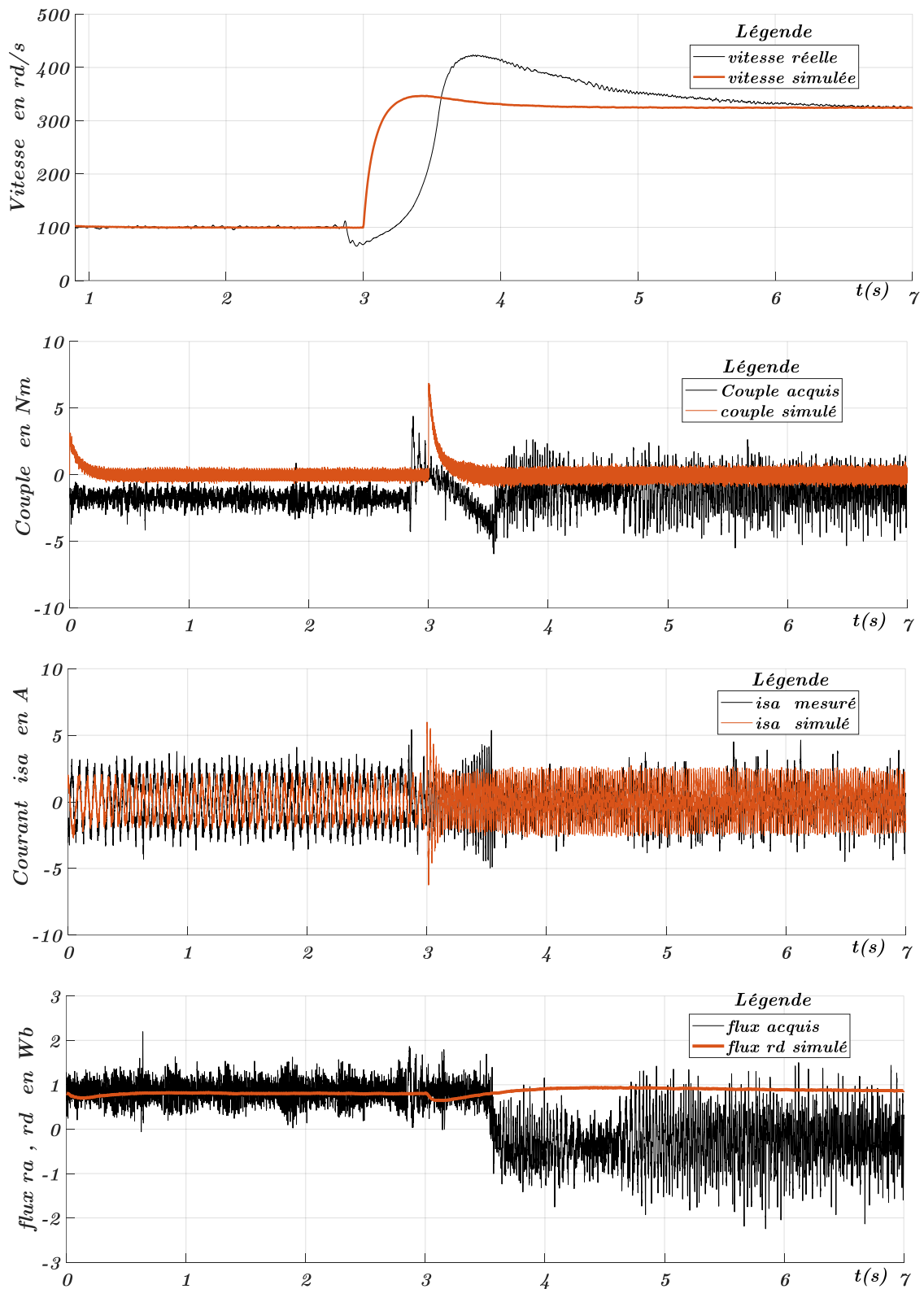


Figure 3. 12 Courbes  $w$ ,  $C_{em}$ ,  $i_{sq}$ ,  $i_{sd}$  et  $\text{flux}_{rd}$  de comparaison entre valeurs acquises et simulées dans la plage de petite vitesse

**Résultats pratiques à vide pour la plage de survitesse qui varie entre ( $w_{réf} = 0, 1165 \text{ tr/min}$ )**

**$C_r = 0 \text{ Nm}$  :**





### Interprétation des résultats en les comparant à ceux obtenus par simulation

Les différents résultats obtenus montrent clairement que la théorie de la commande vectorielle indirecte et son implémentation sont d'une similarité presque parfaite. Néanmoins, il reste des contraintes physiques réelles non prises en considération et des hypothèses simplificatrices qui engendrent ces écarts.

- ❖ Dans l'état global de la vitesse on constate un dépassement allant de 13 à 15 % de la consigne lorsqu'il s'agit d'un changement de vitesse important. En plus, la vitesse suit la consigne. Par contre les courants gardent des valeurs dans la marge admissible de fonctionnement du moteur soit une surcharge de 15 %. Le flux suit le courant direct du moteur.
- ❖ Dans l'essai d'un échelon de vitesse, la vitesse mesurée et celle simulée ont la même allure et suivent la consigne appliquée. Le Couple et le courant isq ont la même forme ce qui prouve le comportement linéaire entre eux. Le flux rd et le courant isd se comportent de la même façon. Leurs valeurs simulées sont dans le même ordre de celles captées. Il est à constater que lors du changement de vitesse. Le courant isq mesuré et celui calculé présente un léger écart expliqué par l'incertitude dans l'identification et les hypothèses simplificatrices.
- ❖ Pour le cas des petites vitesses, la commande vectorielle indirecte se comporte normalement où la vitesse suit la consigne assignée. Le flux est presque constant. Le courant et le couple sont dans des limites admissibles. Cette acquisition des différentes grandeurs et celles obtenues par simulation ont les mêmes comportements à des erreurs près.
- ❖ Dans le cas des survitesses, il y a une nette différence entre la valeur mesurée et celle calculée pour la vitesse mais la forme est la même. Cette écart est justifié par le temps alloué à la simulation et celui pratique (il est difficile de coïncider le temps de changement de vitesse). Un dépassement de 30 % est constaté qui peut être atténué par un réglage par tâtonnement des régulateurs ou par l'emploi d'une technique de réglage à titre d'exemple la logique floue. Mais, les formes de variation sont les mêmes. Avec le suivi des consignes.

### 3.4 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons décrit succinctement l'utilisation du dSPACE en mode et programmation ou informatique et le côté Hard ; mais il reste beaucoup d'artifices que DS1104 capable de les exécuter qui n'ont pas été utilisés. Il est a été mis l'accent sur l'essentiel de sa manipulation dans notre cas. L'acquisition des signaux et leurs traitements ont permis des comparaisons entre le côté théorique et celui lié à la pratique et les diverses divergences entre les deux. L'analyse des graphes des différentes expériences, nous a révélés la grande ressemblance entre la théorie et le réel et l'impact des hypothèses de simplification. L'utilité de la commande vectorielle indirecte a été démontrée par ces essais ; mais l'absence d'un dispositif de variation du couple de charge a cerné cette confirmation que sur le cas du moteur à vide. L'utilisation des régulateurs PI a donné un dépassement d'environ 30% qu'il peut être réduit en agissant sur les gains d'une façon tâtonnée. Il est possible pour des perspectives de ce travail de faire recours aux techniques de l'intelligence artificielle ou à des régulateurs non linéaire car dans la réalité il n'existe pas d'évolution linéaire des grandeurs. Le But de notre travail, d'implémenter cette technique sur la plateforme dSPACE, est atteint.

---

# Conclusion générale

---

## 4. Conclusion générale :

Le but tracé dans l'introduction est atteint mais malheureusement en absence du frein à poudre responsable de la variation du couple les essais en charge n'ont pas été possibles. La partie théorique de cette commande du moteur asynchrone a été mise en évidence par la simulation et l'implémentation et l'acquisition des signaux principalement la vitesse et les courants qui sont le cœur de cette commande vectorielle indirecte. Les comportements de cette dernière dans diverses situations du changement de vitesse, à celui des petites vitesses et l'inversion du sens de rotation et dernièrement la survitesse.

Notre travail nous souhaitons qu'il amorce la naissance des tests pratiques sur l'applications des différentes méthodes de commande sur des plateformes réelles et de préférences conçues par un ensemble d'étudiants sous l'égide des encadreurs chercheur de notre université.

Des dépassements sont enregistrés dans la partie de simulation et dans la pratique qui sont une conséquence de l'utilisation des régulateurs PI. Pour cette raison , les perspectives qui peuvent être envisagées sont :

- L'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle ( de la logique floue aux réseaux de neurones et les algorithmes génétiques )
- Les méthodes des régulateurs non linéaires (mode glissant, Backstepping) car les paramètres sont non linéaires.
- La commande adaptative par le modèle de référence 'MRAC' pour l'adaptation des paramètres en tenant compte des littératures existantes concernant le traitement de la commande vectorielle indirecte et ses avantages qui se détériorent lors du changement de la résistance du rotor qui varie en fonction de la température.

## Annexe B :

$$[P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -w_s & 0 \\ w_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Démonstration de la relation :

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

La matrice de Park utilisé est

Les matrices  $[P]$  et  $[P]^{-1}$  sont orthogonales donc  $[P]^{-1} = [P]^t$   $t$  désigne la matrice transposée

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \text{ et } \theta = w_s \times t \text{ avec } w_s \text{ pulsation de synchronisme}$$

$t$  est le temps

$$\frac{d[P]^{-1}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -w_s \sin(w_s t) & -w_s \sin(w_s t) & 0 \\ -w_s \sin(w_s t - \frac{2\pi}{3}) & -w_s \sin(w_s t - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -w_s \sin(w_s t + \frac{2\pi}{3}) & -w_s \sin(w_s t + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} = \frac{2}{3} [A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}$$

Le calcul des coefficients est comme suit :  $a_{13} = a_{23} = a_{33} = 0$  car la dernière colonne de  $\frac{d[P]^{-1}}{dt}$  est nulle

$$a_{11} = -w \cos(w_s t) \sin(w_s t) - w_s \cos(w_s t - \frac{2\pi}{3}) \sin(w_s t - \frac{2\pi}{3}) - w_s \cos(w_s t + \frac{2\pi}{3}) \sin(w_s t + \frac{2\pi}{3})$$

En utilisant la relation trigonométrique suivante :  $\cos(x)\sin(x) = \frac{\sin(2x)}{2}$  et en développant la relation de  $a_{11}$  nous aurons

$$a_{11} = -w_s \left( \frac{\sin(2w_s t)}{2} + \frac{\sin(2w_s t - \frac{4\pi}{3})}{2} + \frac{\sin(2w_s t + \frac{4\pi}{3})}{2} \right)$$

en développant les deux derniers termes de sinus on aura :

$$a_{11} = -\frac{w_s}{2} \left( \sin(2w_s t) + \sin(2w_s t) \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) - \cos(2w_s t) \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \sin(2w_s t) \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \cos(2w_s t) \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right)$$

Après simplification on aura

$$a_{11} = -\frac{w_s \sin(2w_s t)}{2} (1 + 2 \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)) \quad \text{avec} \quad \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} \quad \text{donc} \quad a_{11} = 0 \quad \text{avec} \quad a_{22} = -a_{11} = 0$$

Evaluation de  $a_{12}$

$$a_{12} = -w_s \cos^2(w_s t) - w_s \cos^2\left(w_s t - \frac{2\pi}{3}\right) - w_s \cos^2\left(w_s t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

en développant cette équation

$$a_{12} = -w_s \cos^2(w_s t) - w_s \left( \cos^2(w_s t) \cos^2\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2(w_s t) \sin^2\left(\frac{2\pi}{3}\right) - 2 \cos(w_s t) \sin(w_s t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) - w_s \left( \cos^2(w_s t) \cos^2\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2(w_s t) \sin^2\left(\frac{2\pi}{3}\right) + 2 \cos(w_s t) \sin(w_s t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right)$$

En remplaçant  $\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}$  et  $\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}$

$$a_{12} = -w_s \cos^2(w_s t) - w_s \left( \frac{\cos^2(w_s t)}{4} + \frac{3 \sin^2(w_s t)}{4} + \frac{\cos^2(w_s t)}{4} + \frac{3 \sin^2(w_s t)}{4} \right)$$

$$a_{12} = -\frac{3}{2} w_s (\cos^2(w_s t) + \sin^2(w_s t)) \quad \text{avec la relation} \quad \cos^2(w_s t) + \sin^2(w_s t) = 1 \quad \text{donc} \quad a_{21} = -\frac{3}{2} w_s$$

Evaluation de  $a_{21}$  donc

$$a_{21} = -w_s \cos^2(w_s t) - w_s \cos^2\left(w_s t - \frac{2\pi}{3}\right) - w_s \cos^2\left(w_s t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

le développement avec le remplacement de cosinus et sinus de l'angle  $2\pi/3$  nous aurons

$$a_{21} = w_s \left( \sin^2(w_s t) + \frac{1}{4} \sin^2(w_s t) + \frac{3}{4} \cos^2(w_s t) + \frac{1}{4} \sin^2(w_s t) + \frac{2\pi}{3} + \frac{3}{4} \cos^2(w_s t) \right)$$

$$a_{21} = \frac{6}{4} w_s (\sin^2(w_s t) + \cos^2(w_s t)) = \frac{3}{2} w_s$$

Evaluation de  $a_{31}$  est comme suit :

$$a_{31} = -w_s \frac{\sin(w_s t)}{\sqrt{2}} - w_s \frac{\sin(w_s t - \frac{2\pi}{3})}{\sqrt{2}} - w_s \frac{\sin(w_s t + \frac{2\pi}{3})}{\sqrt{2}}$$

$$a_{31} = -\frac{w_s}{\sqrt{2}} (\sin(w_s t) + \sin(w_s t) \cos(\frac{2\pi}{3}) - \cos(w_s t) \sin(\frac{2\pi}{3}) + \sin(w_s t) \cos(\frac{2\pi}{3}) + \cos(w_s t) \sin(\frac{2\pi}{3}))$$

$$a_{31} = -\frac{w_s}{\sqrt{2}} \sin(w_s t) (1 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2}) = 0$$

Evaluation de  $a_{32}$  est comme suit

$$a_{31} = -w_s \frac{\cos(w_s t)}{\sqrt{2}} - w_s \frac{\cos(w_s t - \frac{2\pi}{3})}{\sqrt{2}} - w_s \frac{\cos(w_s t + \frac{2\pi}{3})}{\sqrt{2}} \text{ en développant cette équation avec}$$

remplacement de cosinus et sinus  $120^\circ$  on aboutit à

$$a_{31} = -\frac{w_s}{\sqrt{2}} (\cos(w_s t) + \cos(w_s t) \cos(\frac{2\pi}{3}) + \sin(w_s t) \sin(\frac{2\pi}{3}) + \cos(w_s t) \cos(\frac{2\pi}{3}) - \sin(w_s t) \sin(\frac{2\pi}{3}))$$

$$a_{31} = -\frac{w_s}{\sqrt{2}} (\cos(w_s t) - \frac{1}{2} \cos(w_s t) - \frac{1}{2} \cos(w_s t)) = 0$$

Le calcul des coefficients est terminé donc le système devient :

$$[P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} = \frac{2}{3} [A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} w_s & 0 \\ \frac{3}{2} w_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ en sortant } \frac{3}{2} \text{ en facteur avec sa}$$

simplification avec  $\frac{2}{3}$  on aboutit à la démonstration de la relation

$$[P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -w_s & 0 \\ w_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

## Références Bibliographiques

---

- [1] N. B. et B. F. C. G.-A. Hénao H., «Une maquette modulaire pour l'initiation à la commande vectorielle des machines à induction,» n° 1 Actes du 4ème Colloque sur l'Enseignement des Technologies et des Sciences de l'Information et des Systèmes (CETSISCETSISEEA'03, pp. 301-304, 2013.
- [2] L. Baghli, Thèse Doctorat "Contribution à la commande de la machine asynchrone , utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétique, Nancy-I: université Henri Poincaré, 1999.
- [3] G. Buche, Commande Vectorielle De Machine Asynchrone En Environnement Temps Réel Matlab/Simulink, france: Mémoire d'ingénieur , 2001.
- [4] C.versèle et e. J. O.Dablecker, «Identification de paramètres et controle vectoriel en temps réel d'un moteur asynchrone dans l'environnement MATLAB/Simulink/dSPACE,» 2009.
- [5] J. Caron et J.P Hautier, Modélisation et commande le machine asynchrone, TECHNIP, 1995.
- [6] A. M. K. a. J. Holtz, «Vector-Controlled Induction Motor Drive with a Self-Commissioning Scheme,» *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 38, n° 15, pp. 322-327, octobre 1991.
- [7] T. S. Imed, Commande Vectorielle d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation Couplée au Réseau (Implémentation sous une carte dSPACE 1104), Université de constantine 1: Memoire Master 2, 2014.
- [8] B. K.Bose, Modern Power Electronics And AC Drives, Prentice Hall, 2002.
- [9] B. Kamel, titre "Conception de la commande d'une machine asynchrone " université des sciences et la technologie d'Oran "Mohamed Boudiaf", Oran: Mémoire Magistère , 2015.
- [10] S.-H. Kim, Electric Motor Control DC, AC, and BLDC Motors, Elsevier, 2017.



## *Références Bibliographiques*

---

- [11] M. B. Lilia et Adrar Hamza, Contrôle Direct du couple d'une machine asynchrone en utilisant la carte dSPACE 1104, Béjaia: universit& de Béjaia Abderahmane Mira, 2013.
- [12] N. Mohan, Advanced Electric Drives Analysis , Control , and Modeling Using MATLAB:Simulink, New Jersey and in Canada: Wiley, 2014.
- [13] N. P. Quang et Jorg-Andree Dittrich , Vector Control of three-phase AC Machines, Springer second édition , 2015.
- [14] R.Krishnan, "Electric Motor Drives " Modeling , Analysis, and Control, Virginia: Prentice Hall, 2001.
- [15] B. I. Rabah, Commande d'un onduleur triphasé « Etude Expérimentale », Msila: Université de M'SILA, 2014.
- [16] P. BRUNET, cours "Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones", Lycée Benjamin Franklin, 2013.
- [17] M. Khalfa et A. S. e. R. M. R. Andoulsi, «Commande vectorielle indirecte d'une pompe centrifuge photovoltaïque au fil de soleil,» *Revue des Energies renouvelables CICME'08 Sousse*, pp. 163 - 175, 2008.
- [18] L. BAGHLI, Cours "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Tlemcen: Université Aboubekr Belkaid, 2020.
- [19] M. D. A. Allah, Mémoire Master 2 "Implantation de la Commande FOC Optimisée d'une Machine asynchrone en vue d'explorer le variateur defréquence VECTOR 8200 de Lenze", Oum El Bouaghi: Université Larbi Ben M'Hidi, 2009.
- [20] A. ONEA et M. R. VASILE HORGA, «Indirect Vector Control of Induction Motor,» *Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Simulation, Modelling and Optimization*, n° %1Lisbon, Portugal, pp. 98-103, 2006.
- [21] M. Pinard, La commande électronique des machines, FRANCE: DUNOD, 2013.

## *Références Bibliographiques*

---

- [22] S. W. e. Y. LUO, Modélisation d'une machine asynchrone sous Matlab en vue sa commande, Lille EN FRANCE : Polytech Lille Département Informatique Microélectronique et Automatique, 2014.
- [23] A. Salim et Guedda Smail, Mémoire Master "Commande Vectorielle d'une Machine à Induction", EL OUED: Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2018.
- [24] L. Abderezak., Mémoire "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone sous la Carte DS1104", Constantine : Université Mentouri Constantine, 2012.
- [25] R. LAKHDAR, Mémoire "Modélisation, identification expérimentale et commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé à cage, OUARGLA: UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2015.
- [26] M. NADHIR, Thèse de Magister " Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone", ANNABA: UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA, 2007.
- [27] M. Mohamed et MOUSSI Rafik, Mémoire Master "Identification d'une machine asynchrone à cage", TIZI-OUZOU: UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU, 2017.
- [28] R. S. EDDINE, Thèse de Magister "Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS", Constantine: Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [29] J.-M. RETIF, Cours "Commandes Vectorielles Des Machines Asynchrones Et Synchrones", Lyon: Institut Nationale des sciences appliquées de Lyon, 2008.