MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU

FACULTE DE : GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE

DEPARTEMENT : ELECTROTECHNIQUE

THESE DE DOCTORAT

SPECIALITE : ELECTROTECHNIQUE

Présentée par :

Mr SEDIKI Hamid

Sujet :

CONTRIBUTION A LA SYNTHESE D'OBSERVATEURS DES SYSTEMES NON LINEAIRES. APPLICATION A LA COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES ET REALISATION D'UN BANC D'ESSAI

devant le jury composé de :

Mr BENAMROUCHE	Nacer Eddine ;	Professeur ;	U.M.M.T.O ;	Président
Mr DJENNOUNE	Said ;	Professeur ;	U.M.M.T.O ;	Rapporteur
Mr HADDAD	Salah ;	Professeur ;	U.M.M.T.O ;	Examinateur
Mr MENDIL	Boubeker ;	Professeur ;	U.A.M, Bejaia ;	Examinateur
Mr BOUKHETALA	Djamel ;	Professeur ;	E.N.S.P, Alger ;	Examinateur
Mr ZEROUG	Houcine ;	Maître de conférences ;	U.S.T.H.B, Alger	Examinateur

Soutenue le : 01 / 07 /2010

Remerciements

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à :

- Mr. DJENNOUNE Said, mon directeur de thèse, pour avoir dirigé et accordé beaucoup d'intérêts à mes travaux. Je lui suis très reconnaissant pour la confiance qu'il m'a témoignée tout le long de mes travaux de recherche.

- Mr HARMIM Said et Mr BOUKAIS Boussad, amis et collègues, qui, par leurs conseils, leurs remarques et interrogations judicieuses m'ont été d'un grand apport. La pertinence de leurs critiques et la finesse de leurs suggestions ne peuvent égaler aussi leurs qualités humaines. Leur implication directe dans la partie expérimentale, a contribué, de grande part, à la validation expérimentale de ce travail.

- Toute l'équipe de notre axe de recherche et à leur tête Mr OTMANE CHERIF Tahar et Mr MUFIDZADA Nahid pour leur soutien moral et matériel durant tout le déroulement de ma thèse. Sans oublier tous les membres de notre laboratoire L2CSP.

- Le jeune doctorant, du laboratoire, Mr BECHOUCHE Ali à qui je souhaite bonne continuité.

- L'informaticien de la faculté du génie électrique Mr AOUDJ Azouaou qui part sa disponibilité, sa serviabilité et ses compétences nous a permis de résoudre de nombreux problèmes liés à l'outil informatique.

- Mr le chef de département d'électrotechnique HADDAD Salah, pour sa disponibilité et ses encouragements tout au long de ce travail.

- Je tiens également à remercier tout les membres de jury d'avoir accepté d'examiner ce travail.

A mes deux adorables enfants Céline et Ghilès

SOMMAIRE

Chapitre 1 : MISE ŒUVRE DES CAPTEURS

1-Introduction……4

2-Capteurs de courant à effet Hall ……. 5

2.1-Le capteur de courant LA55-P. Calcul de la résistance de mesure R_m . . . . . …….6

3-Capteurs de tension à effet Hall…….. 8

3.1- Le capteur de tension LV25-. Calcul des résistances R_1 et R_m . . …….....9

4- Le filtre passe - bas de Butterworth…….……..…..10

4.1- Expression de la fonction de transfert . . . . . ……10

4.2- Cas du filtre de Butterworth d'ordre 4 . . . . ……..... . . 11

5- Le filtre universel à capacité commutées MF10 ……..13

5.1- Mode opératoire du MF10 . . . . . ……... 14

5.2- Calcul des valeurs numériques des résistances R_1, R_2, R_3, R_4 . . . . . …….15

5.3- Circuit d'horloge le circuit 74LS624 . . . . . ……. 16

5.4- Adaptation des tensions . . . . . ……. . . . 17

6- Application à la mesure et à l'extraction du fondamental du courant et de la tension à la sortie de l'onduleur…… 17

6.1- Cas d'un onduleur à commande décalée …….. .. . . . . ……..... . 17

6.2- Cas d'un onduleur à commande MLI . . . . . ……... 18

7- Mise en œuvre du codeur incrémental pour la mesure de la vitesse et de la position 20

7.1- Vitesse maximale et minimale détectable . . . . . ……... 20

7.2- Erreur commise sur la mesure de la vitesse . . . . . …….21

7.3- Le filtrage de la vitesse . . . . . ……. . . . 21

8- Conclusion……...……21

Chapitre 2 : CONCEPTION ET REALISATION DE L.ONDULEUR A MLI

1- Introduction…… 22
2- Conditionnement, isolation et amplification des signaux de commande……. 23
2.1- Le circuit driver d'amplification des signaux : le IR 2130…… . 23
2.2- La technique Bootstrap…… 24
2.3- Isolation galvanique……...26
2.4- Génération du temps mort et temps minimum de conduction……...26
3- Présentation de l'axe de puissance……27
3.1- Bloc source .redresseur…….....27
3.2- Le convertisseur statique……...……27
3.3- Module de dissipation de l'énergie de freinage…….27
3.4- Choix de la résistance de grille et protection en tension……28
4- Essais expérimentaux sur l'onduleur réalisé……... 29
4.1- Commande MLI…….29
4.2- Injection de l'harmonique 3……...30
4.3- Essais sur l'onduleur dans les deux cas de MLI……31
4.3.1- MLI naturelle, Schéma Simulink……31
4.3.2- MLI avec injection de l'harmonique 3……...33
5- Compensation en ligne des non-linéarités de la tension délivrée par l'onduleur 37
5.1- Analyse de la chute de tension et compensation……38
5.2- Analyse du temps mort et compensation……...41
5.3- Validation expérimentale……...44
5.4- Résultats de la compensation de la chute de tension…….45
5.4.1- Résultats sans compensation……...45
5.4.2- Résultats avec compensation……..46
5.5- Résultats de la compensation du temps mort…….46
5.5.1- Résultats sans compensation…….. 46
5.5.2- Résultats avec compensation……..47
5.6- Les résultats de compensation dans la commande à flux orienté de la machine à induction
……...47
6- Conclusion.....49

Chapitre 3 : MODELISATION ET IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1- Introduction…… 51
2- Modélisation de la machine asynchrone triphasée…… 52
2.1- Description de la machine asynchrone……..52
2.1.1- Principe de fonctionnement……53
2.2- Modélisation dans le repère triphasé abc……. …53
2.2.1- Description…….53
2.2.2- Définition des angles……..54
2.2.3- Hypothèses simplificatrices. Conventions de signe……55
2.2.4- Mise en équation du fonctionnement de la machine……...55
2.3- Modèle de Park de la machine asynchrone……56
2.3.1- La transformation de Park……..56
2.3.2- Equations de la machine dans les axes dq……..57
2.4- Modélisation de la machine alimentée en tension…….60
2.4.1- Choix de référentiel……61
3- Identification des paramètres électriques de la machine asynchrone triphasée…… 62
3.1- Identification par les essais classiques……..63
3.1.1- Mesure de la résistance R_s d.une phase statorique…….63
3.1.2- Essai à vide au synchronisme et calcul de R_{fer} et L_s 63
3.1.3- Essai à rotor bloqué: détermination de σ et T_r……64
3.2- Détermination de Tr par l'essai de coupure……...65
3.3- Identification des paramètres mécaniques…….69
3.3.1- Mesure du moment d'inertie J……69
3.3.2- Couple de frottement sec C_s et coefficient de frottement visqueux f…….70
3.4- Validation des paramètres identifiés……..70
4- Conclusion…… 70

Chapitre 4 : OBSERVABILITE, OBSERVATEURS NON LINEAIRES. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE

1- Introduction…… 74
2- Rappels sur l'observabilité des systèmes linéaires stationnaires……... 75
2.1- Définitions et caractérisation ……...…… 75
3- Rappels sur l'observabilité des systèmes non linéaires……76
3.1- Définitions et concepts d'observabilité……76
3.2- Condition de rang d'observabilité……78
4- Observabilité de la machine asynchrone……..79
4.1- Choix du référentiel d'observation……79
4.2- Observabilité de la machine avec mesure de la vitesse……80
4.3- Observabilité de la machine sans mesure de la vitesse……..81
4.4- Droite d'inobservabilité……83
5- Linéarisation de la machine asynchrone autour d'un point d'équilibre……...84
5.1- Introduction sur les systèmes linéarisés tangents……..84
5.1.1- Système linéaire commandé tangent……..85
5.1.2- Notion d'équivalence topologique……..86
5.1.3- Observateur pour le système linéarisé……87
5.2- Modèle linéarisé de la machine asynchrone……..87
5.2.1- Points d'équilibre……87
5.2.2- Système linéarisé tangent……...88
5.2.3- Simulation du modèle linéarisé et comparaison avec le modèle réel……89
5.3- Etude de la stabilité des équilibres……94
5.3.1- Vérification de la stabilité par calcul des valeurs propres……..94
5.4- Observabilité du système linéarisé tangent……96
5.4.1- Observabilité avec mesure de la vitesse ……97
5.4.2- Observabilité sans mesure de la vitesse……..97
6- Synthèse de l'observateur pour le système linéarisé avec mesure de la vitesse……98
6.1- Forme observable de Luenberger……..98
6.2- Détermination du gain de l'observateur……...101

Chapitre 5 : COMMANDE VECTORIELLE + OBSERVATEURS. SIMULATION ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

1- Introduction…….. 113
2- Commande à flux rotorique orienté……... 114
2.1- Découplage entrée-sortie…….114
2.2- Schéma d'implémentation de la commande vectorielle direct à flux rotorique orienté 116
2.3- Calcul des régulateurs……..117
2.3.1- Régulateur de courant magnétisant……...117
2.3.2- Régulateur de couple……118
2.3.3- Régulateur de vitesse……118
3- Simulation numérique de la MAS en commande vectorielle + observateur grand gain
…….119
3.1- Définition des pro.ls de poursuite et de régulation de vitesse…….119
3.1.1- Profil de poursuite en charge……119
3.1.2- Profil de régulation de vitesse ……..120
3.1.3- Courant magnétisant de référence…….120
3.1.4- Couple nominal C_n ……...120
3.1.5- Courant nominal I_{sqn}……120
3.1.6- Valeurs numériques des régulateurs…….120
3.2- Résultats de simulation numérique……..121
4- Implémentation sur banc d'essai et résultats expérimentaux …….128
4.1- Description de la carte dSPACE : DS1102……..128
4.2- Adaptation du schéma Simulink pour l'implémentation en temps réel……...130
4.2.1- Compensation du déphasage introduit par le filtrage des courants captés……...130
4.2.2- Correction du gain de l'onduleur …….130
4.2.3- Filtrage de la vitesse mécanique……...131
4.3- Résultats expérimentaux……..131
5- Conclusion…….138

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur dont l'utilisation industrielle est de plus en plus importante. Un tel intérêt a été suscité d'une part, grâce aux caractéristiques de la machine asynchrone : faible coût d'achat, maintenance simplifiée et robustesse mécanique et d'autre part, grâce à l'essor de l'électronique de puissance et au développement de processeurs des signaux très puissants. Il est incontestable qu'il y a une demande certaine pour intégrer cet actionneur dans la commande des procédés. Néanmoins, la simplicité dans la conception mécanique de ce type de machine cache une grande complexité physique.

Les performances demandées à ces variateurs deviennent de plus en plus élevées, la sophistication des commandes n'a fait que croître. La commande par retour d'état permet d'atteindre des performances presque complètes du faite qu'elle fait intervenir l'ensemble des variables d'état. Ces dernières décrivent de manière complète le comportement du système physique. Cependant ce type de commande nécessite la mesure et l'acquisition des variables en plaçant en amont de la commande des capteurs électriques ou mécaniques. Ce sont des éléments encombrants, fragiles, nécessitant un traitement des signaux captés et qui, pour certaines applications, sont à proscrire. Ainsi certaines grandeurs sont difficiles à mesurer (flux, couple,...), d'autres nécessitent des capteurs coûteux. Pour palier à ces inconvénients, on fait appel aux estimateurs ou aux observateurs qui ont été développées en automatique et utilisées dans de nombreux domaines d'application.

Les estimateurs, fonctionnant en boucle ouverte, présentent l'inconvénient de manquer de robustesse lors d'une mauvaise évaluation initiale ou d'une variation au cours du fonctionnement des paramètres de la machine. Pour obtenir une amélioration du fonctionnement il faut faire appel à des observateurs d'état possédant, en leur sein, une boucle de contre réaction qui agit sur l'entrée en fonction d'une erreur due à une variation paramétrique ou à une mauvaise initialisation du processus.

En Electrotechnique, ces techniques n'ont été considérées que récemment car les microprocesseurs, nécessaires pour réaliser de tels algorithmes d'observation en de faibles temps d'échantillonnage, ne sont apparus que récemment sur le marché.

La méthode la plus répandue actuellement pour le contrôle de la machine asynchrone est la méthode du flux orienté. Le grand intérêt de cette méthode est d'assurer un découplage entre le contrôle du flux et celui du couple comme cela existe naturellement dans une machine à courant continu. Les principales variables, nécessaires à la commande et pour lesquelles on cherche souvent à s'affranchir de capteurs, sont le flux magnétique, le couple électromagnétique, le couple de charge, la vitesse de rotation et certains angles utilisés dans la commande vectorielle.

La machine asynchrone présente un grand intérêt pour l'automaticien et l'électrotechnicien : c'est un procédé non-linéaire, multi-variable, et fortement couplé. La validation des algorithmes de commande et d'observation sur un banc d'essai est une étape très importante dans le développement des lois de commande et nécessite des compétences variées. Cependant, la mise en œuvre doit faire face à de nombreuses difficultés : discrétisation des algorithmes, incertitude de modélisation, bruit de mesures, imperfection de l'onduleur, complexité de l'algorithme de commande et d'observation qui impose l'utilisation de calculateurs rapides. La commande de ce type de machine nécessite

également l'utilisation de variateurs performants capables de générer des signaux variables aussi bien en fréquence qu'en amplitude via une Modulation de Largeur d'Impulsion.

Notre travail a pour objectif, dans un premier temps, de présenter les différentes étapes de conception d'un environnement matériel permettant l'implémentation, en temps réel, des algorithmes de commande de machines électriques. Le caractère flexible de cette plateforme permettra une adaptation rapide des intervenants et servira de point de départ pour toute étude de chaîne de commande pour machine électriques. Les caractéristiques que nous sommes données à satisfaire sont intéressantes : forts courants, tensions élevées, fréquence de commutation enlevée des transistors. La commande algorithmique en temps réel, conçue sous l'environnement Matlab/Simulink/dSPACE, est conviviale et accepte d'éventuelles modifications d'une façon simple et efficace.

Dans un second temps, nous traitons des observateurs d'états avec une application sur la machine asynchrone. Comme le couple électromagnétique de la machine dépend directement du flux, on comprend aisément qu'une commande performante nécessite une régulation du flux. Ceci nécessite une mesure ou une observation du flux. La mesure directe du flux est très rarement utilisée car la mise en œuvre de capteurs dans l'entrefer de la machine pose des problèmes. Alors on fait appel aux observateurs pour palier à cette contrainte. Cependant avant de passer à la synthèse de l'observateur, il est primordial de vérifier l'observabilité du système. Ce qui nous amène à aborder la notion complexe d'observabilité dans le cas des systèmes non linéaires.

Souhaitant traiter, d'une façon complète, le sujet de la conception du banc d'essai et de l'observation, nous aborderons tous les problèmes associés aux chapitres suivants :

Le premier chapitre est consacré à la conception des capteurs assurant la mesure des grandeurs suivantes : courant, tension, et position angulaire (ou vitesse de rotation). A chacun des modules est associé un filtre, adéquatement dimensionné, permettant d'extraire uniquement le fondamental de chacun des signaux. On y trouvera à la fin du chapitre les résultats démontrant la fiabilité des dispositifs réalisés.

Dans le cadre du deuxième chapitre, nous mettrons en œuvre le convertisseur statique à transistor IGBT. A la première section, il est décrit les différentes étapes pour réaliser la carte de commande. Cette dernière aura pour rôle de produire des impulsions adéquates pour les trois bras d'onduleur. Nous y avons décrit les circuits utilisés et leurs fonctionnalités. A la deuxième section, pour tester le dispositif réalisé, nous donnons les allures des courants et tensions dans le cas de la MLI naturelle et dans le cas de la MLI optimisées.

La variation de vitesse des moteurs à induction dans le domaine de la basse vitesse pose problème pour différentes raisons : le variateur de vitesse possède des imperfections dans cette zone de fonctionnement (faible tension), de plus la machine asynchrone possède des propriétés intrinsèques qui rendent difficile sa commande. Pour corriger les altérations de tension, aux basses vitesses, nous avons proposé une méthode de compensation à la troisième section du chapitre.

Au sein du troisième chapitre, nous traitons de l'identification des paramètres électriques et mécanique de la machine asynchrone. Cette phase d'identification a pour but de fournir les paramètres électriques et mécaniques d'un modèle standard utilisé par la suite dans le contrôle. Obtenir un haut niveau de performance dans le domaine de la vitesse nécessite une très bonne connaissance des paramètres du modèle du moteur. Le chapitre est complété à la fin par des résultats de validation des paramètres déterminés.

Le quatrième chapitre introduit les notions courantes sur l'observabilité des systèmes linéaires

et non linéaires. Par suite, une analyse détaillée sur l'observabilité de la machine asynchrone est donnée. Nous montreront, entre autres, que cette machine est inobservable sur une droite de glissement du plan couple-vitesse quand le capteur mécanique est supprimé. Un modèle au premier ordre, autour de points d'équilibre, de la machine asynchrone est aussi présenté. Nous proposons également un observateur de Luenberger pour ce modèle dans le but de reconstituer le courant magnétisant rotorique (image du flux). Pour palier aux inconvénients du modèle linéarisé, un observateur grand gain est synthétisé puis validé, par simulation numérique, à l'achèvement du chapitre.

Le cinquième et dernier chapitre est consacré à l'évaluation expérimentale de la commande vectorielle à flux orienté associé à l'observateur grand gain. Apres avoir procédé au calcul des différents régulateurs, nous avons présenté certaines contraintes et conditions liées à l'expérience. Un panorama de résultats expérimentaux est donné pour confirmer l'étude théorique et surtout que le banc d'essai mis en œuvre est opérationnel.

Nous terminerons ce thèse par une conclusion générale et perspectives.

CHAPITRE 1

MISE EN ŒUVRE D'UN CAPTEUR DE COURANT, DE TENSION A EFFET HALL ET D'UN CAPTEUR INCREMENTAL DE POSITION

1 Introduction

Certaines stratégies de contrôle des machines supposent bien souvent l'acquisition des grandeurs électriques telles que les courants ou les tensions. Ces dernières peuvent êtres soit alternatives, dans le cas par exemple de la machine asynchrone et synchrone, ou continues comme dans le cas d'une machine à courant continu. Mais le problème qui se pose est toujours le même et qui se traduit par la sensibilité des lois de commande par rapport à la qualité des signaux acquis. Une précision sur les fondamentaux est nécessaire pour assurer la stabilité au système commandé. Dans le cas d'une acquisition des grandeurs continues, la mesure des valeurs moyennes est d'une grande importance sur le comportement de la commande.

Deux problèmes alors se posent :

• Le premier concerne l'isolation galvanique entre l'électronique de puissance et l'électronique de commande.

• Le second concerne le filtrage de ces signaux, isolés galvaniquement, qui sont souvent à des fréquences variables.

En effet, les techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI), souvent utilisées pour la génération des courants ou des tensions de fréquences et d'amplitudes désirées, induisent des ondulations sur les courants qui les rendent difficilement exploitables par la commande. Dans les stratégies de contrôle utilisant les tensions, généralement nous approximons les tensions par leurs références imposées par la commande. Cette approximation est souvent néfaste à très basses vitesses où le temps mort de l'onduleur n'est plus négligeable et par conséquent les erreurs faites sont importantes.

Etant donné l'importance de la qualité de ces grandeurs et la précision de leur mesure sur la stabilité ainsi que les performances du contrôle, il est nécessaire de les conditionner et les mettre en forme pour la commande afin qu'ils ne causent pas une dégradation ou un dysfonctionnement du système [1]. Pour prélever les courants ou les tensions, on se sert souvent de capteurs à effet Hall, dont le rôle consiste à isoler l'électronique de commande de l'électronique de puissance.et à traduire les grandeurs captées en signaux analogiques exploitables par la commande.

Avant d'exploiter les signaux issus de ces capteurs, il est nécessaire de les filtrer afin d'éliminer les harmoniques et ne garder que le fondamental. Cet étage de filtrage ne doit pas engendrer des déphasages trop élevés pouvant conduire à une détérioration du fonctionnement. Etant donné

les fréquences de fonctionnements des variateurs, qui sont souvent comprises entre quelques Hertz et une centaine d'Hertz, l'étage de filtrage doit imposer une fréquence de coupure programmable dépendant directement de la fréquence de fonctionnement et de la nature des signaux MLI.

Dans ce chapitre, nous proposons une solution matérielle, très accessible, permettant une extraction des fondamentaux des courants et des tensions avec une isolation galvanique entre la partie puissance et la partie commande.

Nous présentons donc les différentes étapes allant du choix des composants et de leur dimensionnement jusqu'aux essais expérimentaux. Le but final est d'aboutir à une maquette expérimentale opérationnelle répondant aux exigences déjà citées.

Le dispositif réalisé est subdivisé en cinq sous blocs comme le montre la figure.1.1 et qui sont :
- Un capteur de courant (ou de tension) à effet Hall (bloc I).
- Deux étages d'adaptation des niveaux de tension (bloc II et bloc IV).
- Un filtre passe bas de Butterworth à capacités commutée (bloc III).
- Un circuit d'horloge pour fixer la fréquence de coupure du filtre programmable (bloc V).

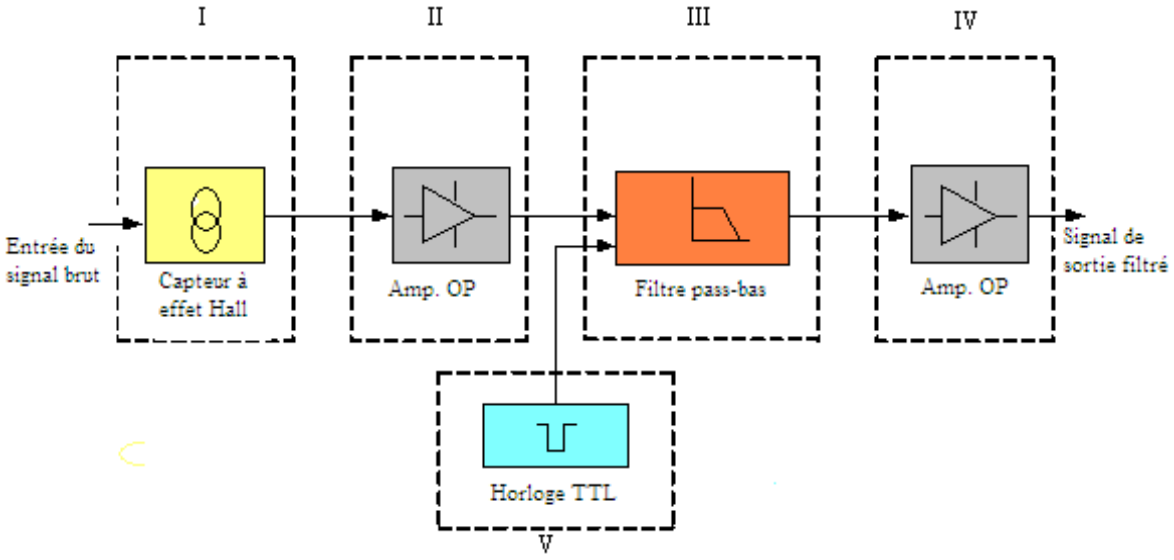


Figure 1.1 : Schéma synoptique du dispositif

2 Capteurs de courant à effet Hall

Lorsqu'un métal ou un semi-conducteur parcouru par un courant I_c est placé dans une induction magnétique B perpendiculaire à la direction de ce courant, il apparaît une différence de potentiel dans le matériau appelée «tension Hall» dont l'expression est donnée par :

$$V_H = K_H I_c B + V_{OH} \tag{1.1}$$

K_H: Constante de Hall du matériau utilisé.

V_{OH} : Tension d'offset de la cellule en l'absence de B

L'induction magnétique B nécessaire à l'apparition de la tension de Hall est générée par le courant primaire I_P à mesurer. L'utilisation d'un circuit magnétique permet d'amplifier le flux et

de le concentrer sur la cellule de Hall. Le courant de commande I_c est fourni par une source de courant constant intégrée au capteur.

Dans la zone linéaire du cycle d'hystérésis du matériau composant le circuit magnétique, B est proportionnelle à I_P et la tension de Hall V_H est donc proportionnelle au courant à mesurer. Le signal de mesure V_H est amplifié et traité pour fournir le type de signal souhaité par l'utilisateur.

Les capteurs dits à boucle fermée (dits également à compensation ou à flux nul) utilisent la tension de Hall comme signal de contre-réaction. (Figuure 1.2.)

Ce signal pilote le courant I_s d'un bobinage secondaire de manière que ce flux secondaire compense exactement le flux crée par le courant primaire. Le flux total dans le noyau et dans la cellule de Hall reste alors toujours théoriquement nul.

Le courant secondaire I_s réduit en proportion du rapport de transformation, est nettement inférieur au courant à mesuré I_p dans le cas où le nombre de spires N_s du secondaire est supérieur à celui de primaire N_p . Lorsque les ampères-tours des deux bobines sont égaux, le flux magnétique est compensé (flux total=0)

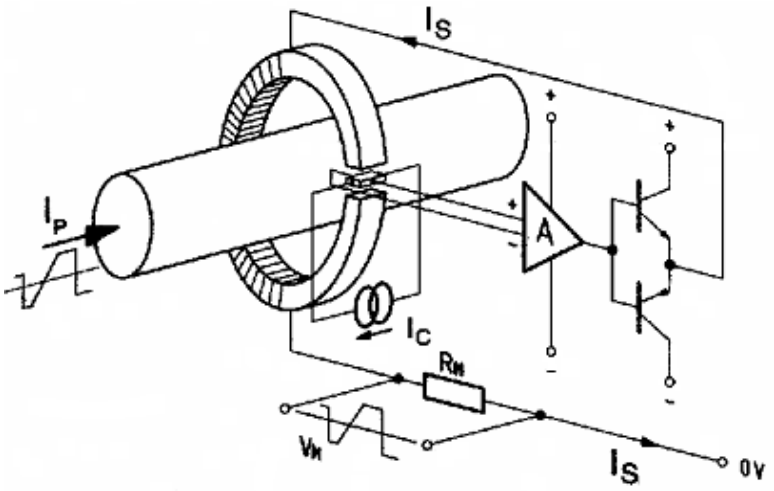


Figure 1.2 : Schéma synoptique du capteur à boucle fermée [3].

Réellement le capteur de courant fonctionnant en boucle fermée intègre, en plus du bobinage secondaire [4], un amplificateur différentiel qui convertit la tension hall V_H en un courant I_s qui parcourt le bobinage secondaire. Le courant secondaire I_s est donc l'image exacte du courant I_p à mesurer. L'insertion d'une résistance de mesure R_m en série avec l'enroulement secondaire permet de récolter une tension à l'image du courant à mesurer [2]. On en déduit alors la relation :

$$V_m = R_m.I_s = R_m\frac{N_p}{N_s}I_p \tag{1.2}$$

2.1 Le capteur de courant LA55-P. Calcul de la résistance de mesure R_m

Le LA55-P, commercialisé par la société LEM, est un capteur de courant à effet Hall à boucle fermée permettant de mesurer des courants alternatifs, continus ou impulsionels. Les principales caractéristiques données par le constructeur pour une alimentation symétrique de $\pm 15V$ sont les suivantes :

- un courant nominal : $I_{Pn} = 50A$
- rapport de transformation : $\frac{1}{100}$
- résistance de mesure : $135 < R_m < 155\Omega$ $(T = 90°C)$
- bande passante : $200kHz$

Les fiches techniques [11] des capteurs LEM précisent les conditions d'utilisation pour une plage de mesure de courant généralement de 1.5 à 2 fois le courant nominal I_{Pn}. Il est toute fois possible de mesurer des courants plus élevés pour autant qu'on tienne compte des deux paramètres suivants:

• La résistance de mesure ne doit pas être inférieure à la valeur R_{mmin} indiquée sur la fiche technique, cela afin de limiter la puissance dissipée par l'électronique du capteur.

• La température maximale du conducteur primaire ne doit pas dépasser la valeur indiquée sur la fiche technique afin de ne pas endommager les différents éléments du capteur.

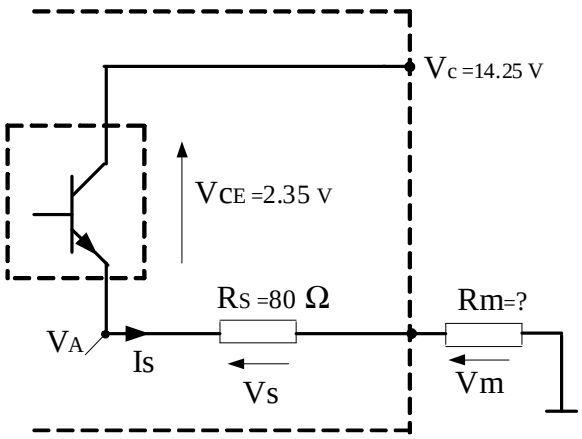


Figure 1.3 : Schéma équivalent pour le calcul de la résistance de mesure R_m

Dans notre cas, puisque nous disposons d'une alimentation $\pm 15V$ et nous avons fixé le courant de mesure maximal à $50A$, la résistance minimale indiquée par le constructeur est de $R_m = 50\Omega$. Par contre la résistance maximale indiquée est de 160Ω. Lors de l'implantation des composants, la résistance normalisée disponible et utilisée est de 180Ω.

D'après le schéma de la figure 1.3 le courant secondaire maximal I_{smax} qui va parcourir la résistance R_m est donné par :

$$I_{s\,\max} = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{(R_s + R_m)} = \frac{11.9}{260} = 0.045A$$

Le courant primaire maximal que l'on peut donc mesurer est de $45A$ $(\frac{I_s}{I_p} = \frac{1}{1000})$

La tension maximale aux bornes de Rm est : $V_{mmax} = R_m.I_{s\,\max} = 50 \times 0.045 = 8.1V$.

Une fois le choix de R_m est fait, nous avons relevé, pour différentes valeurs du courant primaire I_p, la valeur de la tension V_m. ce qui nous a permis de tracer expérimentalement la caractéristique de transfert $I_p(V_m)$ donnée à la figure 1.4.

La figure 1.4 montre que la caractéristique $Ip(Vm)$ est une droite de forme $I_p = k.V_m$; avec k= constante 5.96 ; ce qui nous permet de conclure que la tension V_m est bien l'image du courant d'entrée I_p.

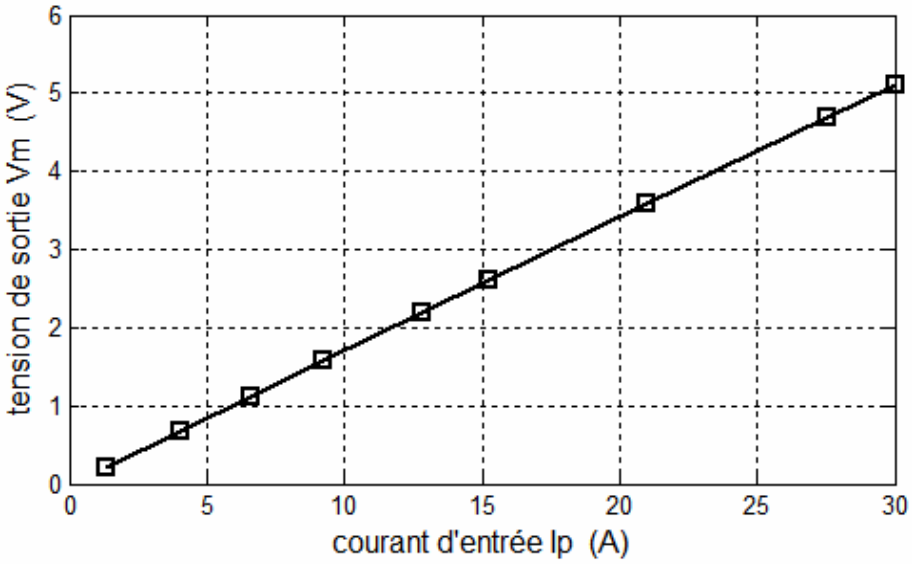


Figure 1.4 : Caractéristique de transfert $V_m(I_p)$ obtenu par expérience

3 Capteurs de tension à effet Hall

Les capteurs de tension à effet Hall reposent sur les mêmes principes que leurs homologues capteurs de courants présentés au paravent. La mesure d'une tension passe par la collecte d'un petit courant I_p qu'il lui est proportionnel, lui-même mesuré par un capteur de courant adapté. La principale différence est l'adjonction d'un bobinage primaire à nombre de spires élevé, permettant de produire les ampères -tours nécessaires à la création d'une bonne induction primaire au moyen d'un courant I_p, de faible intensité, dévié du circuit primaire sous tension. Une résistance R_1 est généralement monté en série avec l'enroulement primaire afin d'ajuster le courant I_p et également réduire la constante de temps électrique. En pratique, cette résistance est souvent formée par une combinaison de deux résistances placées de part et d'autre du capteur afin de limiter la sensibilité au mode commun. (Figuure 1.5)

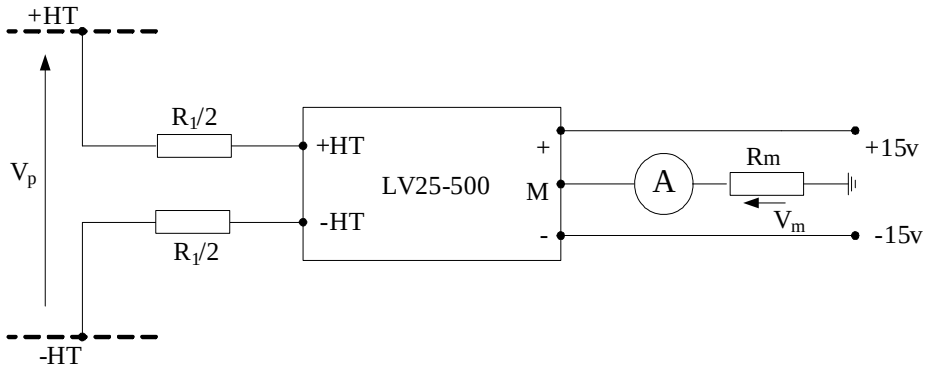


Figure 1.5 : Principe du capteur de tension à effet Hall

3.1 Le capteur de tension LV25-. Calcul des résistances R_1 et R_m

Le dimensionnement des éléments du capteur de tension revient au calcul de la résistance placée au primaire R_1 et de la résistance de mesure secondaire R_m. Le choix de la résistance R_1, montée en série avec l'enroulement primaire dépend surtout de la tension maximale à mesurer et cela en ajustant le courant I_{pn}.

Les principales caractéristiques données par le constructeur [12], pour une alimentation symétrique de ±15V, sont les suivantes :

- Courant nominal $I_{pn} = 10mA$.
- Rapport de transformation de 2.5.
- Résistance de mesure $100 < R_m < 320\Omega$.
- Tension nominale $V_{PN} = 500V$.

Dans notre cas, la résistance R_1 choisie est égale à $50k\Omega$, cela dans le but de mesurer des tensions allant jusqu'à $500V$.

Afin d'éviter une dérive thermique excessive de R_1 et dans un souci de fiabilité, l'utilisateur choisira généralement une résistance R_1 ayant une gamme de puissance 3 à 4 fois supérieure à la puissance nominale à dissiper. La puissance nominale dissipée dans R_1 est : $P_N = (I_{PN})^2.R1 = 0.01^2.50 = 5W$. La gamme de puissance de la résistance $R_1/2$ doit être d'au moins d'une puissance de $3P_N/2 = 2.5 \times 3 = 7.5W$.

Le calcul de la résistance secondaire R_m du capteur de courant reste valable pour capteur de tension. La valeur de cette dernière est choisie égale à 290Ω. Ce qui donnera une tension analogique à la sortie du capteur de valeur maximale $V_{max} = R_m I_{max} = 290 \times 25 \times 10^{-3} = 7.25V$.

Le relevé expérimental de la tension d'entrée à mesurer V_p en fonction de la tension de sortie V_m a permis de tracer la caractéristique de transfert donnée à la figure 1.6

La figure 1.6 montre que la caractéristique $V_p(V_m)$ est une droite de forme $V_p = K'.V_m$; avec $K' = 57.98$

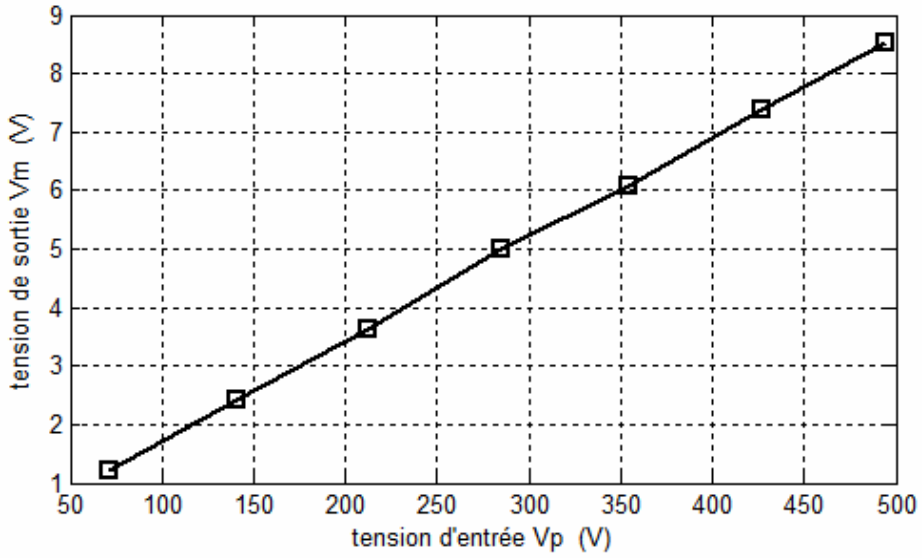


Figure 1.6 : Caractéristique de transfert $V_p(V_m)$ obtenu par expérience

4 Le filtre passe - bas de Butterworth

Le filtre dit de Butterworth est très utilisé dans le filtrage des grandeurs en électrotechnique. La cellule de base est un filtre de second ordre dont le facteur de qualité vaut $\sqrt{2}$. Celui-ci représente la limite inférieure pour laquelle le maximum du module disparaît. Dans la pratique, un filtre de Butterworth est souvent obtenu avec la mise en cascade de plusieurs cellules dont la fonction de transfert globale a pour module une courbe dite optimum plate dans la bande passante.

Le filtre de Butterworth est caractérisé par une fonction de réponse dite de Butterworth. Cette fonction d'ordre n est définie par une relation fixant le module de sa réponse harmonique [5] :

$$||H_B(\Omega)|| = \frac{1}{[1+\Omega^{2n}]^{\frac{1}{2}}} \qquad n = 1, 2.... \tag{1.3}$$

Avec $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$, ω_0 : la pulsation de coupure en rd/s

4.1 Expression de la fonction de transfert

Pour trouver l'expression de la fonction $H_B(s)$, connaissant celle de sont module, on l'écrit sous la forme suivante :

$$H_B(\Omega) = H_B(-j\Omega) = \frac{1}{[1+\Omega^n]}$$

La résolution de cette équation montre que $H_B(s)$ est une fonction rationnelle de degré n de la forme suivante:

$$H_B(s) = \frac{1}{(s-s_1)...(s-s_i)...(s-s_n)} \tag{1.4}$$

Dont les pôles s_1 à s_n sont situés sur un cercle unité dans le plan et valent :

$$s_i = e^{(j\varphi_i)} = \cos\varphi_i + j\sin\varphi_i \;\text{ avec }\; \varphi_i = \frac{\pi}{2n}(n+2i-1)$$

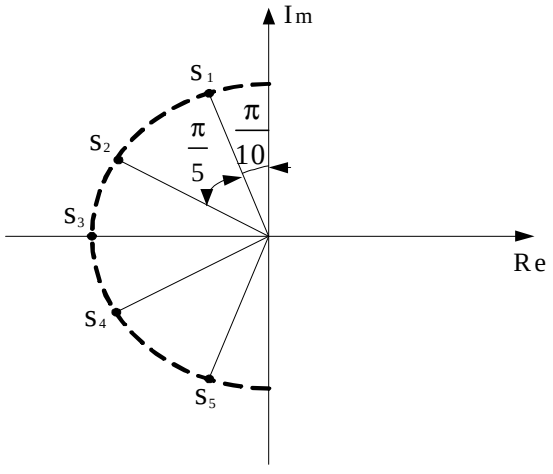


Figure 1.7 : Position des pôles dans le plan complexe pour n=5

La figure 1.7 illustre la position des pôles pour $n = 5$.

On constate que ces pôles se présentent sous forme de q paires de pôles conjugués s_i et s_i^* ($q = n/2$ si n pair, $q = (n-1)/2$ si n impair) avec en plus un pôle réel négatif si n est impair.

Or pour chaque paire de pôles conjuguées complexes correspond une fonction de transfert du deuxième degré qui n'est autre que celle d'un filtre passe-bas, celle-ci est donnée par :

$$H_i(s) = \frac{1}{(s - s_i).(s - s_i^*)} = \frac{1}{s^2 + d_i s + 1} \tag{1}$$

Avec : $d_i = -(s + s_i^*) = -2\cos\varphi_i \qquad i = 1, 2, ...q.$

La fonction de transfert de Butterworth peut alors s'écrire sous la forme d'un produit de fonctions du deuxième et du premier degré :

$$H_B(s) = \prod_{i=1}^{q=n/2} \left(\frac{1}{s^2 + d_i s + 1}\right) \qquad n \text{ pair} \tag{1.5}$$

$$H_B(s) = \prod_{i=1}^{q=(n-1)/2} \left(\frac{1}{s^2 + d_i s + 1}\right)\left(\frac{1}{s+1}\right) \qquad n \text{ impair} \tag{1.6}$$

4.2 Cas du filtre de Butterworth d'ordre 4

Pour : $n = 4 \rightarrow i = 1, 2, 3, 4$ on obtient :

$$\begin{aligned}
\varphi_1 = \frac{5\pi}{8} &\longrightarrow s_1 = \cos\frac{5\pi}{8} + j\sin\frac{5\pi}{8} = -0.382 + j0.923 \\
\varphi_2 = \frac{7\pi}{8} &\longrightarrow s_2 = \cos\frac{7\pi}{8} + j\sin\frac{7\pi}{8} = -0.923 + j0.382 \\
\varphi_3 = \frac{9\pi}{8} &\longrightarrow s_3 = \cos\frac{9\pi}{8} + j\sin\frac{9\pi}{8} = -0.923 - j0.382 \\
\varphi_4 = \frac{5\pi}{8} &\longrightarrow s_4 = \cos\frac{11\pi}{8} + j\sin\frac{11\pi}{8} = -0.382 - j0.923
\end{aligned}$$

En remarque bien que s_3 est le conjugué de s_2 et s_4 est le conjugué de s_1 d'où :

$$\begin{aligned}
d_1 &= -(s_1 + s_1^*) = 1.848 \\
d_2 &= -(s_2 + s_2^*) = 0.765
\end{aligned}$$

La fonction de transfert du filtre de Butterworth $H_B(s)$ d'ordre 4 s'obtient par la mise en cascade de deux fonctions de transfert $H_1(s)$ et $H_2(s)$ tel que :

$$H_B(s) = H_1(s).H_2(s) \quad \text{avec} : \begin{cases} H_1(s) = \frac{1}{s^2+0.765s+1} = \frac{1}{s^2+\frac{1}{Q_1}s+1} \\ H_2(s) = \frac{1}{s^2+1.848s+1} = \frac{1}{s^2+\frac{1}{Q_2}s+1} \end{cases} \tag{1.7}$$

$Q1 = 1.307$ et $Q2 = 0.541$ appelés facteur de qualité.

Le tracé du diagramme de Bode de $H_B(s)$ est donné à la figure 1.8. On constate que l'amplitude du signal est garantie sur la quasi-totalité de la bande passante. Au voisinage de la fréquence de coupure on remarque une atténuation de 80 $dB/décade$.

Par contre le filtre introduit un déphasage ϕ dont il faut tenir compte dans les systèmes de commande. Aux basses fréquences allant de 0 à 200 Hz et pour une fréquence de coupure de 500 Hz le déphasage peut être approximé par une droite d'équation :$\phi(rd) = 0.000833\omega$

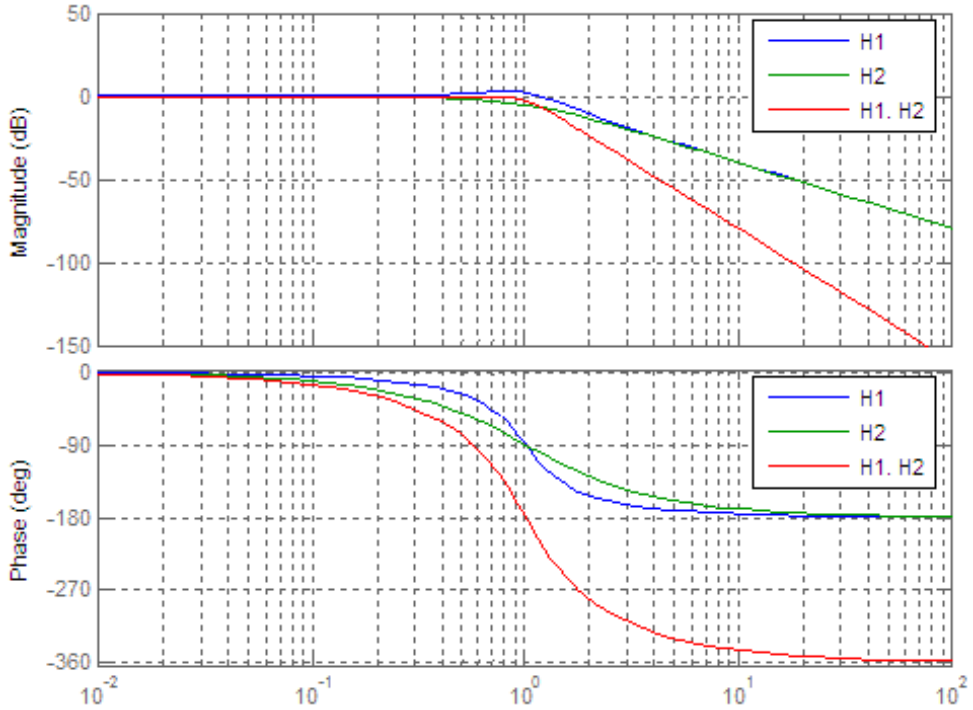


Figure 1.8 : Courbes de Bode pour le filtre de Butterworth d'ordre4

5 Le filtre universel à capacité commutées MF10

Le MF10 est un circuit intégré de technologie $CMOS$ [13]. Il est constitué de deux blocs de filtres identiques et indépendants, permettant chacun de réaliser différents types de filtre du 2éme ordre. Le montage nécessite juste une horloge et 3 à 4 résistances externes.

La fréquence de coupure f_0 d'un filtre passe-bas du 2^{eme} ordre, réalisé à base du MF10, dépend directement de la fréquence d'horloge ainsi que du rapport des résistances externes.

La mise en cascade de deux blocs permet d'aboutir à différents filtres du 4^{eme} ordre. On peut réaliser des filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande, ...On peut aussi calculer les filtres classique tels que Butterworth, Chebyshev, Bessel, ...etc. La fonction de transfert donné par le constructeur dans le cas d'un filtre passe-bas est donnée par :

$$H_{LP}(p) = \frac{H_{OLP}\omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

H_{OLP} : Le Gain de la fonction de transfert.
Q : Facteur de qualité.

ω_0: La pulsation propre.

Dans le cas ou le facteur de qualité $Q > 0.707$, on définit les trois paramètres suivants : (figure 1.9.)

- Le pic du module H_{OP}.
- La fréquence de résonance f_p.
- La fréquence de coupure f_c pour laquelle le module vaut $0.707 H_{OLP}$.
- La fréquence propre f_0.

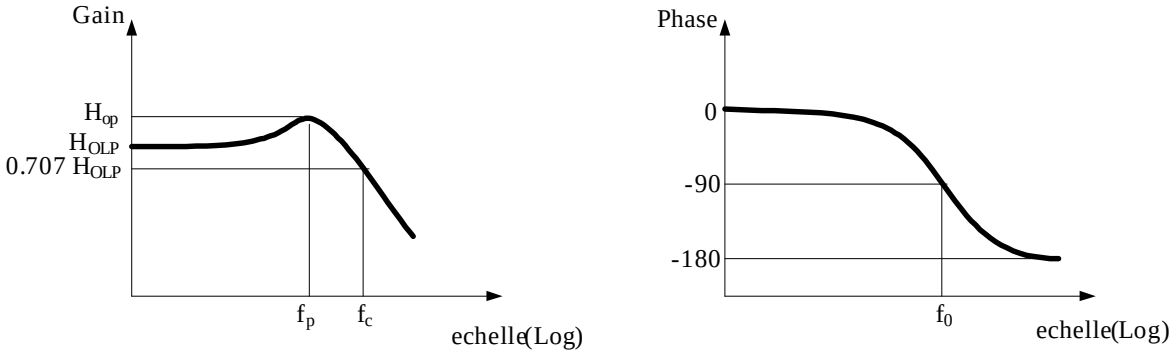


Figure 1.9 : Courbes de Réponses d'un filtre passe bas de 2°ordre à base du MF10

Ces paramètres sont données en fonction de de Q et de f_0 par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} f_p &= f_0\sqrt{\left(1-\frac{1}{2Q^2}\right)} \\ f_c &= f_0\sqrt{\left(1-\frac{1}{2Q^2}\right)+\sqrt{\left(1-\frac{1}{2Q^2}\right)^2+1}} \\ H_{OP} &= H_{OLP}\frac{1}{\frac{1}{Q}\sqrt{\left(1-\frac{1}{4Q^2}\right)}} \end{aligned} \tag{1.8}$$

5.1 Mode opératoire du MF10

Sur la fiche technique du MF10, plusieurs variantes de brochage du circuit appelé « modes opératoires » sont données. A chaque mode correspond des caractéristiques particulières selon le type de filtre utilisé ou le réglage souhaité. Le brochage le plus utilisé correspond au « mode 3 » dont le schéma est donné par la figure 1.10.

On remarque que ce mode nécessite uniquement une alimentation , un signal d'horloge et 04 résistances extérieures R_1 , R_2 , R_3 , R_4 qui permettent de fixer le gain, le facteur de qualité Q et le rapport entre la fréquence f_0 et la fréquence d'horlogef_{clk}.

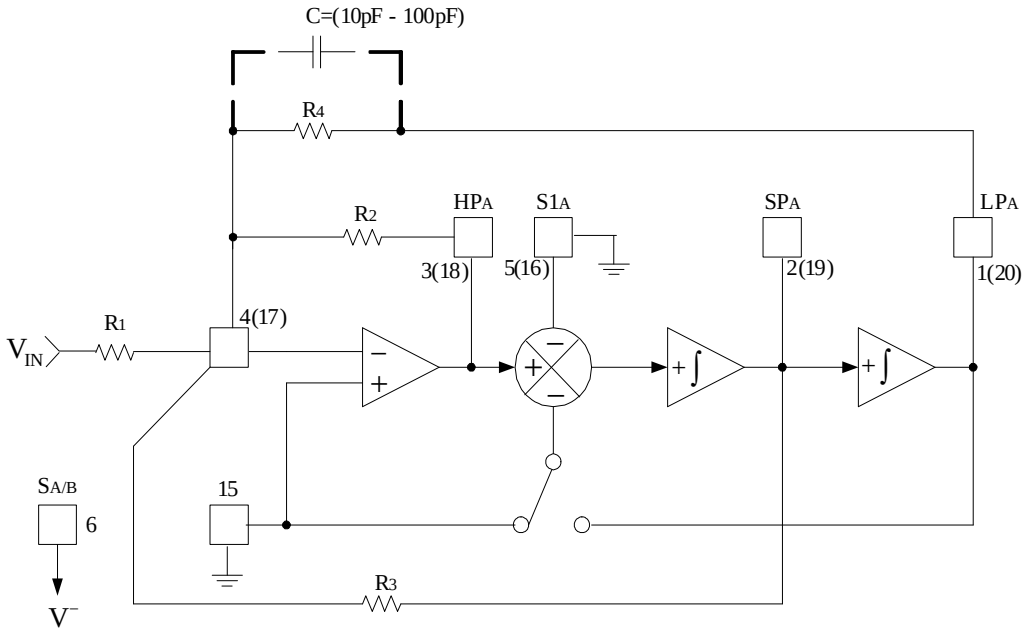


Figure 1.10 : Brochage du MF10 en mode 3

5.2 Calcul des valeurs numériques des résistances R_1, R_2, R_3, R_4

Gain du filtre : il est fixé par les résistances R_1 et R_4. Il est donné par la relation suivante :

$$H_{OLP} = -\frac{R_4}{R_1} \tag{1.9}$$

On a choisi un gain statique égal a -1, ce qui donne $R_4 = R_1$ (la valeur numérique est égale à $20k\Omega$).

Rapport entre la fréquence de coupure et la fréquence d'horloge : selon le brochage du circuit, on peut avoir deux rapports distincts 1/100 et 1/50. Nous avons choisi le rapport de 1/100 pour garantir la qualité du signal.

En fonction des résistances, ce rapport peut être calculé de la manière suivante :

$$\frac{f_0}{f_{clk}} = \frac{1}{100}\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \tag{1.10}$$

En gardant toujours le rapport 1/100 on aura $R_2 = R_4 = 20k\Omega$

Le facteur de qualité : il est fixé par la résistance R_3 ; (R_2, R_4 étant déjà fixées) ; il est donné par la relation suivante :

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}.\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_3}{R_2} \tag{1.11}$$

Dans notre cas, le filtre de $4^{éme}$ ordre comprend deux facteurs de qualité Q_A et Q_B ayant comme valeurs respectives 1.307 et 0.541

La valeur de la résistance R_3 dans les deux cas est donnée par :

-Pour le filtre A on a : $\begin{cases} Q_A = 1.307 \\ R_{3A} = 1.307 \times 20 = 26.14\ k\Omega \end{cases}$

-Pour le filtre B on a : $\begin{cases} Q_B = 0.541 \\ R_{3B} = 0.541 \times 20 = 10.82\ k\Omega \end{cases}$

5.3 Circuit d'horloge le circuit 74LS624

Les filtres à capacités commutées nécessitent un circuit de commande représenté par une horloge pour actionner les commutateurs. Cette horloge joue un rôle très important, car les performances de ces filtres sont strictement liées à la qualité des signaux de commande générés par cette horloge, en termes de forme, de stabilité et de pureté.

Pour générer ce signal d'horloge nous avons utilisé le circuit intégré : 74LS624 qui est un oscillateur contrôlé en tension (VCO). Celui- ci peut générer des signaux carrés de fréquence pouvant atteindre $20MHz$ [10].

Le branchement du circuit est très simple en pratique car il ne nécessite qu'une capacité entre les deux bornes 3 et 4 et deux potentiomètres, l'un pour fixer le calibre de la fréquence et l'autre pour régler la valeur de cette dernière. Le circuit dispose d'une pin de validation et d'une sortie Y et une autre inverseuse Z.

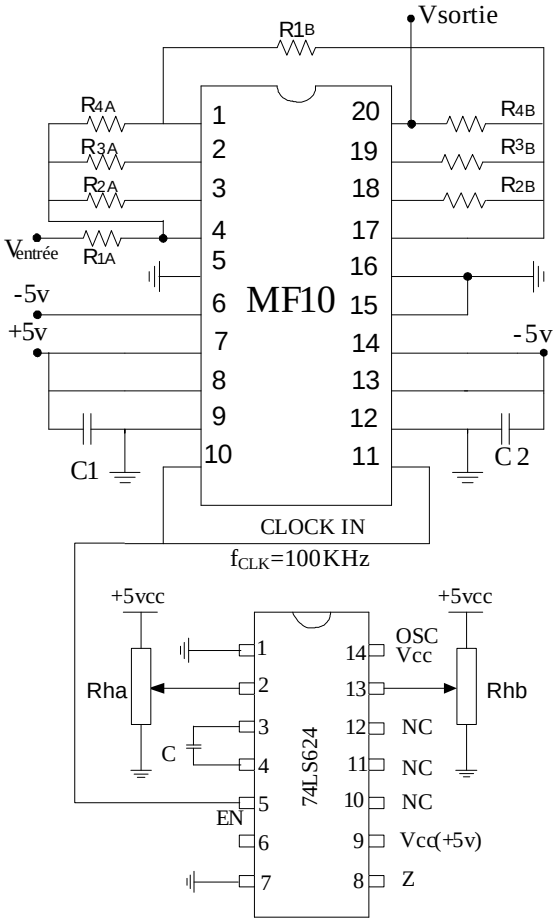


Figure 1.11 : Circuit d'horloge pilotant le filtre MF10 opérant en mode 3

Le choix du condensateur se fait selon la fréquence du signal souhaité. Dans notre cas une capacité de 6.2 nF a été choisie car elle répond bien à la gamme de fréquence de coupure utilisée lors du filtrage.

Le brochage de circuit associé au filtre MF10 est donné par la figure 1.11 :

5.4 Adaptation des tensions

La tension V_m délivrée par le capteur de courant ou de tension avoisine les $10V$. Cette tension n'est pas acceptable pour le filtre MF10 qui ne tolère pas des tensions dépassant $5V$. La tension V_m est donc réduite avec un rapport bien calculé avant d'être injectée à l'entrée du filtre.

Après filtrage cette tension subira l'opération inverse pour garder la même valeur de tension à la sortie du capteur. Ces deux opérations d'adaptation sont réalisées avec des amplificateurs opérationnels TL081 utilisés, en amplificateurs inverseurs (voir shémé complet du circuit en annexe 1). Ce dernier offre l'avantage d'avoir une large bande passante et permet le réglage de la tension d'offset.

6 Application à la mesure et à l'extraction du fondamental du courant et de la tension à la sortie de l'onduleur

Apres avoir réalisé deux maquettes, l'une pour le capteur de courant et l'autre pour le capteur de tension, nous avons procédé à trois essais d'applications concernant l'acquisition et le filtrage des grandeurs suivantes :

- courant à la sortie d'un onduleur à commande décalée 120°.
- courant à la sortie d'un onduleur MLI.
- tension à la sortie d'un onduleur à MLI

6.1 Cas d'un onduleur à commande décalée 120°

L'onduleur est commandé d'une manière décalée de 120°. On s'intéresse au courant traversant une charge résistive. Théoriquement la forme du courant à travers la charge est donnée par la figure 1.12.

Le développement en série de Fourrier permet de connaître l'ensemble de ses harmoniques existants ainsi que leurs amplitude respectives. Cela est très intéressant pour le choix de la fréquence de coupure du filtre. Cette dernière doit être choisie de manière à atténuer fortement les harmoniques sans pour autant affecter le fondamental.

Le développement en série de fourrier donne [8] :

$$I(\theta) = \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I\right) \left[\sin\theta - \frac{1}{5}\sin 5\theta - \frac{1}{7}\sin 7\theta + \frac{1}{11}\sin 11\theta.....\right] \tag{1.12}$$

On constate que le signal comporte les harmonique d'ordre $5, 7, 11, \ldots$ avec les amplitudes respectives de $1/5, 1/7$ et $1/11$. Il est clair que pour extraire le fondamental, il faut éliminer le premier harmonique (d'ordre 5). Les autres seront automatiquement atténués.

Dans le cas de notre expérience le courant présente une fréquence de $25Hz$. La fréquence de l'harmonique le plus prépondérant est donc de $125Hz$. Une lecture précise sur le diagramme de Bode du filtre de Butterworth d'ordre 04 (figure 1.8), nous a permis de placer la fréquence de coupure à $75Hz$.

Avec ce choix, le premier harmonique sera atténué de 90%. Le deuxième harmonique (de $175Hz$) est atténué à 98%, et le troisième harmonique (de $275Hz$) est atténué à 100%.

Nous remarquons que le filtre n'affecte pas l'amplitude du fondamental mais il introduit théoriquement un déphasage de $-45°$.

Résultats expérimentaux Sur la figure 1.13, nous présentons une forme d'onde, obtenu par expérience, du courant de fréquence $25Hz$. Elle correspond à une alimentation par onduleur pour une commande rectangulaire décalée de 120°. Sur la même figure nous présentons aussi le fondamental de ce signal obtenu à la sortie du filtre programmable, avec une fréquence de coupure choisie à $75Hz$.

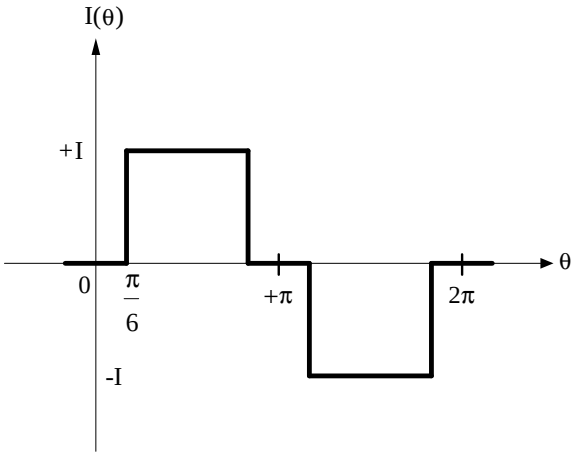


Figure 1.12 : Forme d'onde rectangulaire décalée de 120°

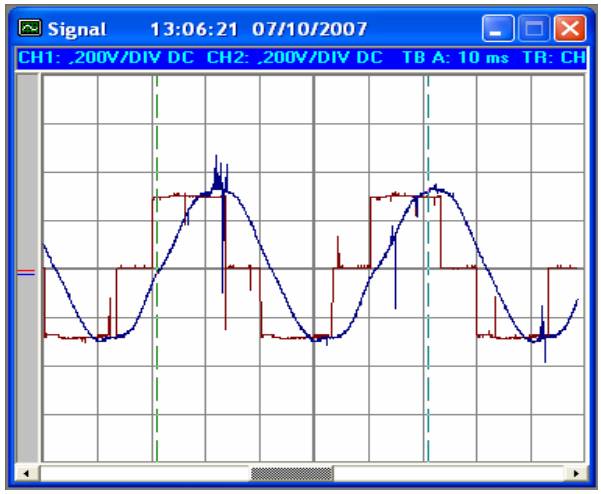


Figure 1.13 : Visualisation simultanée du courant avant (rouge) et après (bleu) filtrage.

Nous pouvons remarquer, sur la figure 1.13, la bonne qualité du signal filtré qui est quasi sinusoïdal et exploitable pour une éventuelle commande. Il présente, comme prévu, un déphasage d'environ $-45°$par rapport au fondamental du signal réel.

Nous constatons aussi que le fondamental du signal obtenu après filtrage n'a pas été atténué puisque le maximum de celui-ci est égal à $2\sqrt{3}I/\pi$

6.2 Cas d'un onduleur à commande MLI

La méthode de modulation la plus connue est celle utilisant l'échantillonnage naturel où les instants d'échantillonnage, ainsi que les largeurs des impulsions de commande, sont déterminés par la comparaison d'une tension sinusoïdale (modulante) avec un signal triangulaire (porteuse). L'objectif principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables vers les fréquences élevées. Ainsi, leur influence devient alors négligeable. Quand l'indice de modulation $m = f_p/f_d$ (rapport entre la fréquence du signal triangulaire et la fréquence de la sinusoïde de référence) est très grand (> 15), les premiers termes du développement en série de la tension de phase, sont donnés comme suit [09] :

$$v(t) = \hat{V}_1 \sin\omega t + \hat{V}_{m\pm2}\left[\sin(m-2)\omega t + \sin(m+2)\omega t\right] + \hat{V}_{2m\pm1}\left[-\sin(2m-1)\omega t + \sin(2m+1)\omega t\right] \tag{1.13}$$

$\widehat{V}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r U_c$: Valeur maximal du fondamental
r : Rapport de réglage.(ou profondeur de modulation)
U_c: Tension du bus continu

On remarque d'après la formule 1.13 que le premier harmonique se trouve à une fréquence très éloignée du fondamental quand m est grand.

On peut déduire que le filtrage (ou l'extraction du fondamental) d'une tension délivrée par un onduleur à MLI ne pose aucun problème si l'indice de modulation m est grand.

Résultats expérimentaux

Cas de la tension La figure 1.14 montre l'allure de la tension simple délivrée par un onduleur à MLI. Le rapport de réglage est réglé à 1. La tension du bus continu est fixée à $220V$. La fréquence de hachage vaut $5KHz$. La fréquence de la modulante est de $32Hz$ ce qui donne un indice de modulation $m = 150$. Pour éviter tout déphasage important on a fixé la fréquence de coupure à $500Hz$. Avec ce choix, théoriquement tout les harmoniques seront totalement atténués. Le déphasage introduit sera seulement de $-10°$.

La figure 1.14 illustre l'extraction du fondamental. On a vérifié aisément que le filtre n'a pas affecté l'amplitude du fondamental. Une observation minutieuse des deux courbes, montre qu'effectivement un déphasage d'environ $-10°$ a été introduit entre le signal filtré par rapport au fondamental du signal non filtré.

Cas du courant La figure 1.15 présente la forme d'onde du courant délivré par un onduleur MLI alimentant un moteur asynchrone triphasé.

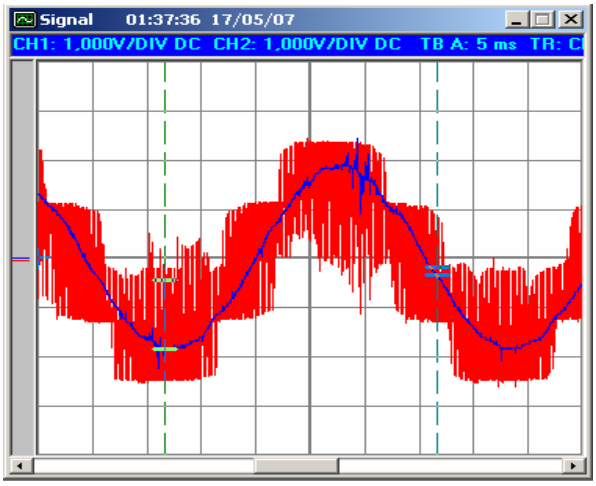


Figure 1.14 : Visualisation simultanée de la tension avant et après filtrage. Onduleur MLI alimentant une machine asynchrone

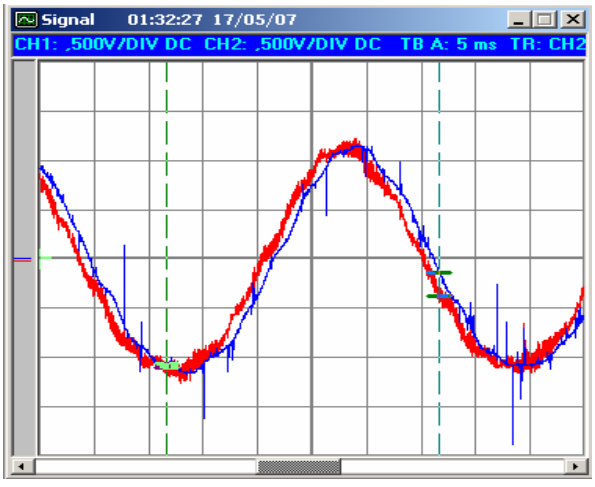


Figure 1.15 : Visualisation simultanée du courant avant et après filtrage.Onduleur MLI alimentant une machine asynchrone

On remarque que l'amplitude des harmoniques est très faible devant le fondamental. En effet les harmoniques de tension vont générer des harmoniques de courant mais ces derniers seront atténués

par l'inductance de fuite globale de la machine. Le module de l'harmonique n du courant peut être estimé par la relation suivante [7] :

$$I_n = \frac{V_n}{n\omega_s(L_{\sigma s} + L_{\sigma r})} \tag{1.14}$$

Dans notre cas le premier harmonique est à environ $n = 100$. Donc, on peut régler la fréquence de coupure loin de la fréquence de travail. Par conséquent le filtrage d'un courant MLI est aussi très simple dans le cas ou on a un indice de modulation m important.

De la même façon, le filtrage du courant est effectué à une fréquence de coupure de $500Hz$. On obtient l'allure du courant filtré à la figure 1.15. On constate que le signal est très proche d'un signal sinusoïdal.

Une observation simultanée des deux courbes de la figure 1.15, montre qu'effectivement un déphasage d'environ $-10°$ a été introduit entre le signal filtré et le fondamental du signal non filtré.

7 Mise en œuvre du codeur incrémental pour la mesure de la vitesse et de la position

La position angulaire et la vitesse de l'arbre du moteur sont données par un capteur de position qui est un codeur incrémentale. Une lumière, émise par une diode électroluminescente, est réfléchie par les graduations d'un disque vers un phototransistor qui se bloque à la cadence de défilement des graduations. A chaque blocage du transistor, un point de position est pris.

Dans notre cas, on utilise un codeur incremental à deux pistes. Chaque piste a une résolution de $n_p = 1000$ points par tour. La bibliothèque RTI de dSPACE dispose d'un bloc appelé ENC_DPOS (voir figure 1.16) qui permet de fournir un accès à une différence de points ΔP entre deux positions captées et ce pendant une période d'échantillonnage ΔT. Afin d'augmenter la résolution, ce dernier fait appel à un compteur 24 bits qui s'incrémente à chaque front montant ou descendant. Cela signifie que pour un tour, il aura 4000 incréments à faire. [14]

Le bloc ENC_DPOS donne, en SIMULINK, les valeurs $-1...+1$ pour une différence de position ΔP correspondant à $-2^{23}...+2^{23}-1$. Pour avoir la vitesse en [rad/s], il faut introduire un gain G_Ω, à la sortie du bloc, de valeur :

$$G_\Omega = \frac{(2^{23}-1)2\pi}{4000\Delta T} \tag{1.15}$$

ΔT : Cadence du calcul numérique

7.1 Vitesse maximale et minimale détectable

La vitesse maximale $\Omega_{\max}$ qui peut être mesurée est déterminée par la fréquence maximale du codeur f_{max} en liaison avec sa bande passante. L'expression de la vitesse maximale est donnée par [13] :

$$\Omega_{\max}(tr/s) = \frac{f_{\max}}{n_p}$$

Pour le codeur utilisé (fabriqué par la société OMRON) $f_{max} = 100KHz$. Ce qui donne $\Omega_{\max}(tr/s) = 100tr/s$ (soit $6000tr/min$) [14].

La vitesse minimale est théoriquement nulle. Tant qu'aucune nouvelle impulsion ne se produit, l'estimation de la vitesse est déterminée par la dernière mesure de periode T_p qui a été réalisée. En réalité si cette situation se prolonge, à moins que la vitesse ne soit réellement constante, la valeur de T_p devient trop ancienne pour être réaliste.

7.2 Erreur commise sur la mesure de la vitesse

L'incertitude sur la mesure est due à l'erreur sur la mesure de la position initiale et finale. Celle-ci se compose des erreurs de quantification et de gravure ε_g sur la première et la dernière impulsion. Dans notre cas, seule subsiste l'erreur de gravure puisque l'erreur de quantification est négligeable par utilisation de la mesure de position extrapolée. L'erreur absolue commise $\Delta\Omega$ est donnée par l'expression suivante [13] :

$$\Delta\Omega(tr/s) = \frac{2\varepsilon_g}{4n_p\Delta T} \tag{1.15}$$

Pour $\Delta T = 300\mu s$, $n_p = 1000pts$ et $\varepsilon_g = 20\%$ (pour un codeur standard) on trouve $\Delta\Omega(tr/s) = 0.33tr/s$ (soit $20tr/min$!)

7.3 Le filtrage de la vitesse

La vitesse de rotation ne peut pas être exploitée tel qu'elle est donnée par le capteur car le bruit de mesure est d'autant plus important que ΔT est faible. Aux faibles vitesses, l'erreur devient plus significative par rapport à la mesure. Pour étendre la plage de mesure vers les basses vitesses et réduire l'erreur commise, la solution consiste à filtrer la mesure en utilisant un filtre de premier ou second ordre ou faire une simple moyenne sur M mesures [13].

La solution que nous avons retenue consiste en l'insertion d'un filtre de premier ordre de constante de temps $T_\Omega = 10\Delta T$ ($M = 10$). Dans ces conditions, l'erreur commise devrait être réduite dans un rapport de 10. De même, on peut descendre sans contrainte en deçà de la vitesse de $5tr/min$.

Le schéma Simulink d'implantation pour l'acquisition en temps réel de la vitesse de rotation avec l'insertion du filtre de premier ordre de fonction de transfert :$H_\Omega(p) = \frac{1}{T_\Omega p+1}$ est donné à la figure 1 16:

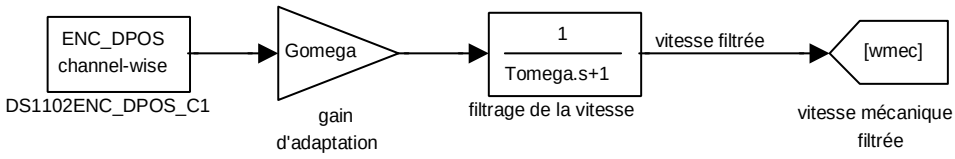


Figure 1.16 : Schéma Simulink d'acquisition et filtrage de la vitesse mécanique

Le relevé expérimental de la vitesse de rotation avant et après filtrage est donné à la figure 1.17. On constate que la valeur donnée par le capteur est comprise dans la plage de mesure $\Delta\Omega = \pm 0.33tr/s$ (soit $\Delta\Omega = \pm 20tr/\min$!). Après filtrage, cette dernière est donnée dans la plage $\Delta\Omega = \pm 2.5tr/\min$

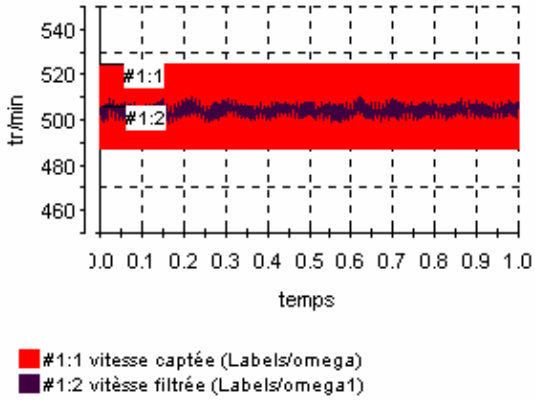


Figure 1.17 : Allure de la vitesse délivrée par le codeur incrémental avant (en rouge) et après filtrage (noir).

8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en œuvre une solution matérielle aux problèmes d'acquisition des signaux de courant et de tension, nécessaires dans les systèmes de commandes. Ces derniers sont généralement délivrés par les convertisseurs statiques alimentant des machines asynchrones, synchrones, etc .

Ces signaux, courants, tensions et vitesse, sont souvent très bruités et ne peuvent pas être exploites directement par la commande. En effet, les performances des lois de commande sont directement liées à la précision de mesure de ces signaux.

L'utilisation de deux capteurs à effet Hall pour mesurer les courants et les tensions permet de résoudre les problèmes d'isolation avec une assez bonne précision de mesure.

Concernant l'extraction des fondamentaux, le problème est plus délicat car la fréquence des signaux est en général variable. Le choix de la fréquence de coupure du filtre est donc étroitement lié à la fréquence de fonctionnement de système. Un filtrage avec une fréquence de coupure programmable est alors indispensable pour l'extraction des fondamentaux. Nous avons proposé une solution basée sur le filtre universel à capacité commuté MF10.

Avant d'entamer la réalisation, nous avons d'abord présenté une étude théorique concernant les capteurs à effet Hall. Puis nous avons abordé la notion de filtrage. Une étude plus au moins détaillée sur le filtre de Butterworth a été également rappelée.

Après avoir présenté tous les circuits utilisés, nous avons procédé à la réalisation expérimentale des maquettes. Cela nous a permis d'aboutir à une maquette expérimentale répondant aux objectifs visés.

Des tests expérimentaux ont été effectués sur les dispositifs réalisés pour vérifier leur fonctionnement. On s'est intéressé à la mesure et au filtrage des tensions et courants délivrés par un onduleur à commande 120° et un onduleur MLI. Ces essais nous ont permis de vérifier la conformité entre les résultats prédis théoriquement et les résultats expérimentaux. Nous avons ainsi constaté, une bonne précision sur l'extraction des fondamentaux à la sortie du filtre programmable. Ce filtre introduit un déphasage mais qui peut être compensé à l'implantation de la commande.

CHAPITRE 2

CONCEPTION ET REALISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE A MLI

1 Introduction

Depuis quelques années, la tendance en électronique de puissance est à l'utilisation du composant associant les avantages des technologies MOS et bipolaires. L'IGBT est probablement le composant de ce genre le plus répandu car il présente de faibles pertes en conduction du fait du bipolaire et une commande peu dissipative grâce au MOS.

En régime permanent, un IGBT ne nécessite pas de courant de grille, mais seulement le maintien d'une tension. Toutefois la capacité de grille est importante et requiert, de point de vu dynamique, un courant de valeur efficace non négligeable lors des commutations. Le composant IR 2130 de la société International Rectifier peut bien répondre à cette exigence. En effet, ce dernier peut fournir une pointe de courant de $500mA$ à la mise en conduction de l'interrupteur [18]. Plusieurs autres avantages sont liés à ce composant, entres autres, le décalage de niveau indispensable lors de la commande d'un bras. Le recours à ce composant est à notre égard, bien justifié.

La commande doit aussi éviter tout chevauchement des signaux au niveau d'un bras, il est alors fondamental d'imposer un temps de retard entre la commande effective du transistor du haut d'un bras d'onduleur et celle du transistor du bas du même bras. Ce temps mort doit aussi correspondre au temps minimum de conduction de chaque transistor. Des portes logiques seront utilisées pour aménager ce temps.

Quand l'isolement de la commande par rapport à la puissance n'est pas obligatoire, Il est toujours souhaitable d'avoir un isolement complet en entrée et en sortie de la carte de commande. Pour des raisons de sécurité pour l'opérateur, la masse M_c de la commande n'est pas définie par rapport au secteur. De plus pour chercher une certaine insensibilité à certains parasites et aux courants de fuite du circuit de puissance une isolation s'impose. Toutefois il faut mettre en œuvre des composants appropriés à transmission fidèle de signaux [17].

Le rôle de l'onduleur est de transmettre à la machine des tensions triphasées élaborées à partir des signaux de référence de l'unité de commande et d'allumage. Cette dernière est souvent un dispositif numérique temps réel. Face à la complexité des algorithmes qui peuvent être élaborés, les circuits numériques les plus adaptés sont les DSP. Ils offrent des performances qu'aucun autre circuit numérique ne peut offrir en matière de traitement de signal. La société dSPACE a rendu encore plus attractif l'utilisation des DSP. Le processeur est rendu entièrement programmable à partir d'un langage type schémas bloc (Matlab/Simulink). Grâce à son processeur, il permet de faire l'acquisition des différentes mesures, d'élaborer une commande et de transmettre les signaux au convertisseur [19].

Dans ce chapitre, nous montrons d'une manière plus ou moins détaillée, comment nous pouvons arriver à réaliser un onduleur triphasé, à transistors IGBT, de quelques KW à partir de composants électroniques simples et peu coûteux. La structure générale du système comporte essentiellement trois parties qui sont :

• un vecteur de commande, composé par les trois variables logiques C_1, C_2, C_3, décalées de 120° est généré par la carte dSPACE DS1102. Nous présentons le fichier de Matlab/Simulink qui permet de générer ces trois variables par le bloc DS1102PWM. Dans le but d'augmenter la valeur efficace de la tension de sortie on montre comment, d'une manière aisée, opérer sous Matlab/Simulink pour arriver au résultat.

• Une électronique adéquate permettant d'obtenir les 6 signaux logiques de commande par inversion des signaux $C_1, C_2, et\ C_3$, comme elle permet aussi de générer un temps mort et d'assurer une isolation galvanique. Elle comprend entre autre, un circuit important : Le IR2130 de la société International Rectifier, jouant le rôle de circuit driver en assurant une bonne commutation des transistors IGBT.

• Un circuit de puissance constitué par 03 modules en demi-pont de transistor IGBT muni de diodes en anti-parallèle. L'ensemble est alimenté par un pont redresseur fournissant une tension continue U_c filtrée par un réseau capacitif.

2 Conditionnement, isolation et amplification des signaux de commande

Cette partie électronique assure la liaison entre les signaux délivrés par l'unité numérique DS1102 et les cellules de commutation constituées par des transistors IGBT. Les signaux de commande C_1, C_2, C_3 subissent certaines modifications qui sont résumées à la figure.2.1.

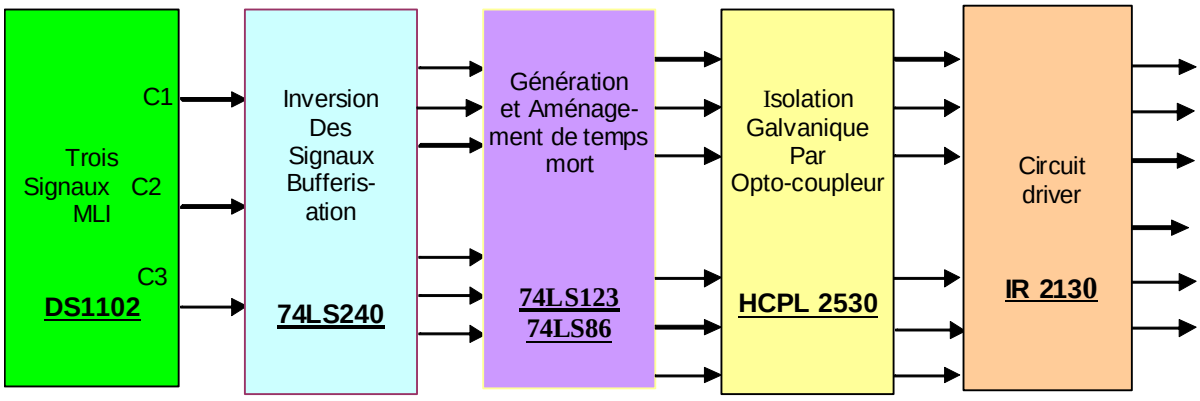


Figure 2.1 : Structure de l'électronique de commande et circuits

2.1 Le circuit driver d'amplification des signaux : le IR 2130

Ce circuit, de la société International Rectifier [27], offre la possibilité de commander trois demi-ponts d'IGBT par des niveaux de tension TTL. Ce circuit utilise la technique bootstrap et tolère une tension d'isolement entre l'émetteur de l'IGBT et la masse de $600V$.

L'étage de sortie haut 'highside ' délivre une pointe de courant de $250mA$ et l'étage du bas délivre $500mA$ avec génération d'un temps mort fixé à $2\mu s$.

Les entrées du IR2130 intègre des portes logiques à seuil (triggers de Schmitt) et accroissent en conséquence l'immunité aux bruits.

Le circuit dispose d'un contrôle de courant I_{trip} et d'un blocage individuel de chaque transistor ' highside ' en cas d'une alimentation flottante trop faible. De plus il bloque toutes les sorties au démarrage tant que son alimentation basse tension en sortie V_{cc} n'a pas atteint au moins la valeur de $9.8V$ et, au cours de fonctionnement, si V_{cc} venait à descendre en dessous de $8.8V$.

3 La technique Bootstrap

La commande directe de deux IGBT, montés en configuration demi-pont, pose de sérieux problèmes dans les applications mettant en œuvre de hautes tensions, ce qui est fréquent.

La différence de potentiel existant entre les deux grilles des transistors à commander peut atteindre des valeurs élevées qui interdisent à un circuit classique d'attaquer simultanément ces deux composants de puissance.

Le circuit intégré IR2130 permet d'éliminer ce problème en rendant l'une de ces deux sorties flottantes. La technique Bootstrap [24] utilisée en demi-pont est illustrée par le schéma ci dessous :

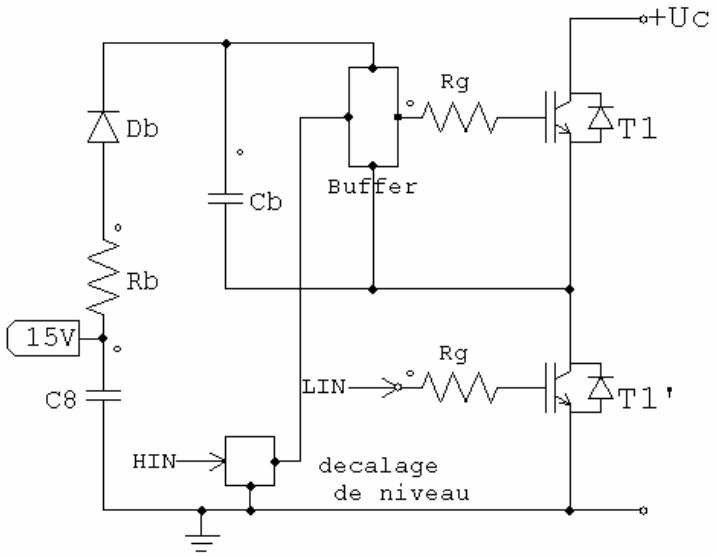


Figure 2.2 : Schéma de principe de la technique bootstrap utilisée par circuit intégré IR 2130 commercialisé par International Rectifier.

Durant le temps où T_1' est conducteur, le condensateur C_b est chargé à $+15V$ $(+Vcc)$ à travers la diode D_b et le transistor T_1'.

Lorsque T_1' se bloque et que T_1 devient conducteur, le point commun (source T_1 - drain T_1') passe du potentiel de masse à celui de $+U_c$. Le pôle positif du condensateur C_b se trouve porté à un potentiel positif d'environ $+U_c + 15V$, la diode D_b est alors polarisée en inverse et bloquée. On obtient donc une tension susceptible de maintenir T_1 saturé (la commande complète utilise un buffer et un étage de changement de niveau)

Il faut tout de même signaler que le système ne fonctionne qu'en commutation puisqu'il faut régulièrement charger C_b.

a) Choix de la diode de boot D_b : La diode D_b doit être très rapide pour permettre à C_b de se charger rapidement même dans un temps minimal de quelques microsecondes. Le choix s'est porté sur la diode référencé STTA 1206 qui présente un temps total de commutation de $500ns$.

b) Choix du condensateur de boot C_b : Pour calculer C_b, il faut d'abord déterminer la charge Q_{bT} qui est nécessaire pour saturer le transistor du haut T_1 et la charge Q_{bs} pour l'alimentation du buffer et de l'étage de décalage de niveau. La charge totale que doit fournir le condensateur est donc :

$$\begin{aligned} Q_b &= Q_{bT} + Q_{bs} \\ Q_{bs} &= i_{Qbsmax}.t_c \end{aligned}$$

avec :

I_{Qbsmax} : le courant maximal consommé au niveau du driver, égale à $30\mu A$ dans le cas de IR2130.

t_c : le temps maximal de conduction du transistor du haut T_1.

Si T_H est la période de hachage du signal MLI on peut considérer que $t_c = 0.95T_H$. Pour $T_H = 200\mu s$ ($f_H = 5kHz$) ce qui donne $t_c = 190\mu s$.

D'où $Q_{bs} = 190.10^{-6}.30.10^{-6} = 5.7nC$.

La charge Q_{bT} nécessaire pour saturer le transistor est donnée par le constructeur. Dans le cas du transistor de la société SEMIKRON SKM 75GB123D, $Q_{bT} = 400nC$.

La charge totale Q_b est donc $406nC$.

$$Q_b = \Delta u.C_b$$

La tension aux bornes de C_b est environ $U = 14V$. On souhaite que cette tension reste supérieure à $13V$, on a donc $\Delta U = 1V$.d'où $C_b = 406nF$. On choisit la valeur $C_b = 1\mu F$.

c) Choix de la résistance de boot R_b : Cette résistance doit assurer les deux conditions suivantes:

• La croissance de la tension aux bornes de C_b ne doit pas dépasser $50V/\mu s$ (valeur donnée par le constructeur du driver)

• La charge de C_b doit être suffisamment rapide pour que la tension à ses bornes ait atteint au moins 70% ($9.8V$) de sa valeur finale ($14V$) pendant le temps minimum de conduction. ($0.05\mu s$).

Le condensateur se charge à travers la résistance R_b suivant une loi exponentielle

$$\begin{aligned} v(t) &= V_{cc}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \longrightarrow (\frac{dv}{dt})_{\max} = \frac{V_{cc}}{\tau} = \frac{V_{cc}}{R_b C_b} \leq 50V/\mu s \\ &\rightarrow \quad R_b \geq 0.28\ \Omega \end{aligned}$$

On souhaite atteindre 70% de V_{cc} dans un temps minimal de conduction

$$\begin{aligned} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) &= 0.7 \rightarrow t = 1.2\tau \leq t_{c\min} \rightarrow R_b \leq \frac{t_{c\min}}{1.2C_b} = \frac{0.05T_H}{0.2C_b} \\ R_b &\leq 8.3\Omega \end{aligned}$$

On prend $R_b = 5\Omega$.

3.1 Isolation galvanique

Dans les montages d'électronique de puissance, il faut assurer le fonctionnement correct des interrupteurs électroniques commandés. Les signaux de commande sont issus de cartes électroniques alimentées sous basse tension, alors que le circuit de puissance est soumis à de fortes tensions continues ou alternatives. Alors pour éliminer tout parasitage de la commande il faut réaliser une isolation galvanique à base d'opto-coupleur. Notre choix s'est porté sur le composant HCPL 2530 de la société HP, un double opto-coupleur dont les caractéristiques semblent intéressantes du point de vue temps de réponse et consommation [25].

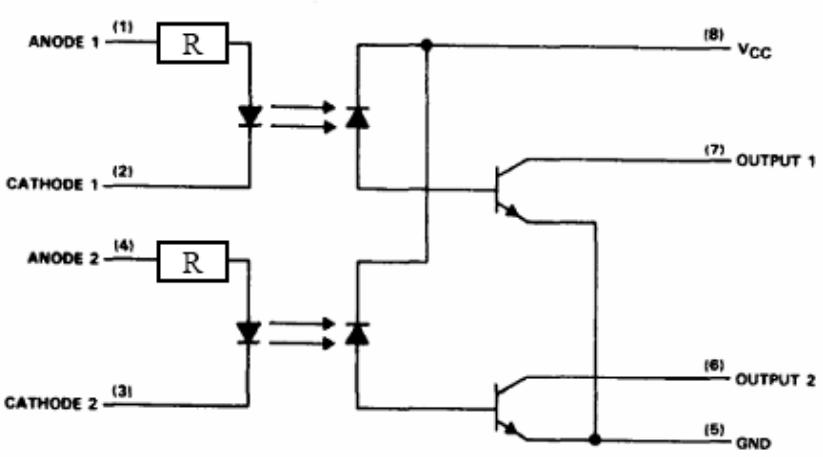


Figure 2.3 : Mise en œuvre de l'opto-coupleur HCPL 2530

Une résistance d'entrée R est choisie de telle sorte à limiter le courant d'entrée et de sortie de l'opto-coupleur

$$R = \frac{V_{DD} - V_0}{I_{d\max}} = \frac{5 - 1.7}{8.10^{-3}} = 412\ \Omega$$

V_{DD} : alimentation basse tension des circuits logiques
V_0 : chute de tension dans la diode
I_{dmax} : courant direct admissible dans la diode émettrice

3.2 Génération du temps mort et temps minimum de conduction

Pour améliorer la fiabilité de l'onduleur de tension et éviter les court-circuits, on raccourcit légèrement la durée du niveau haut des créneaux de commande par rapport à leur forme théorique. Le signal réellement utilisé pour la commande de chaque transistor sera obtenu à la sortie d'une porte logique 'ou exclusif' 74LS86. Les signaux d'entrée de cette dernière sont : le signal représentant le temps mort, généré par le circuit 74LS123, et le signal théorique fourni par la commande, voir figure 2.4.

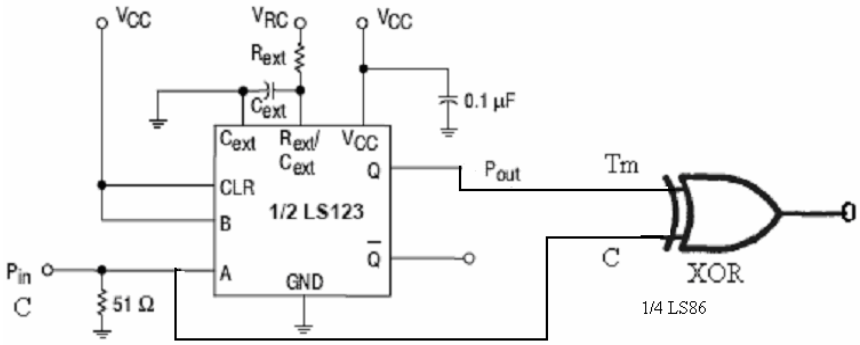


Figure 2.4 : Principe de génération et aménagement du temps mort

La durée de Δt du temps mort est donnée par l'expression suivante : $\Delta t = 0.45 R_{ext}.C_{ext}$.

R_{ext} : est une résistance variable qui permet de varier le temps mort entre deux limites fixées.

Les signaux de commande et le temps mort sont ainsi donc aménagés pour prévoir un temps minimal de conduction de chaque transistor. Celui–ci doit être relativement supérieur au temps d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur.

Le schéma complet de la commande des transistors IGBT, est donné en annexe 2.

4 Présentation de la partie puissance

4.1 Bloc source – redresseur

En amont de l'axe de puissance se trouve le réseau triphasé d'alimentation $230/400V$ que nous représentons comme une source de tension alternative en série avec une inductance l_s. Celle-ci est essentiellement due à la présence d'un autotransformateur permettant des essais sous tension réduite lors des étapes de mise au point.

Ensuite, on trouve un redresseur triphasé à 6 diodes dont les contraintes de tension et de courant sont respectivement $1200V$ et $30A$. En raison du niveau de tension à la sortie du redresseur, deux condensateurs, supportant chacun $350V$ ont dû être mis en série. Ces deux condensateurs C_1 et C_2 de capacité $3300\mu F$ chacun, réalisent le filtrage de la tension continue U_c.

Deux résistances R_1 et R_2 assurent alors l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 (Figure.2.5).

4.2 Le convertisseur statique

Le choix de l'interrupteur de puissance s'est porté sur le module d'IGBT SKM75GB123D de la société SEMIKRON. Ce module a les qualités reconnues au niveau industriel telles que la rapidité, la robustesse, une bonne dissipation thermique, et la présence d'une diode en antiparallèle rapide avec un recouvrement doux.

L'interrupteur choisi peut drainer un courant collecteur I_c de $75A$ sous une tension collecteur-émetteur V_{ce} de $1200V$ [26].

4.3 Module de dissipation de l'énergie de freinage

Le redresseur à diode étant irréversible, le transfert de l'énergie ne peut se faire que de la source vers le convertisseur. Or le moteur asynchrone est amené à restituer de l'énergie à sa source

lors des phases de freinage. Cette énergie serait donc stockée dans les condensateurs, dont la tension risquerait alors d'augmenter dangereusement. Afin d'éviter leur détérioration, un module de dissipation de l'énergie de freinage a été installé en parallèle sur la source continue U_c.

Ce dispositif est constitué d'un transistor IGBT accompagné de sa diode en antiparallèle, mis en série avec une résistance de dissipation R_c.

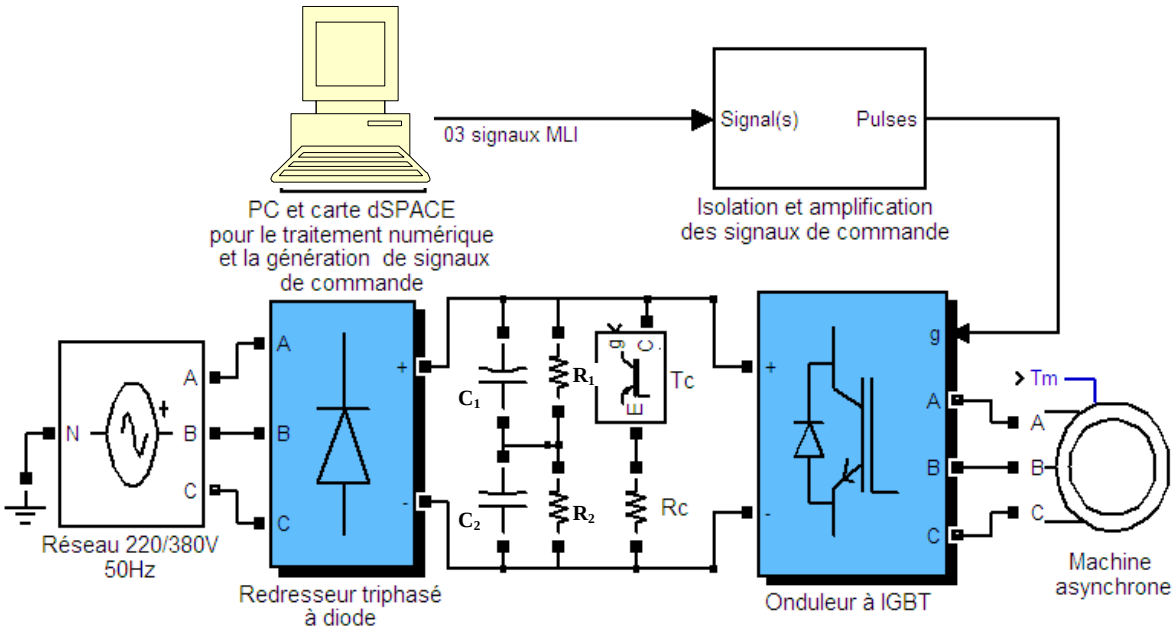


Figure 2.5 : Schéma descriptif de l'axe de puissance

4.4 Choix de la résistance de grille et protection en tension

En règle générale, à température donnée, le comportement dynamique de l'interrupteur de puissance dépend intrinsèquement de la valeur de sa résistance de grille. La valeur choisie a une influence directe sur la rapidité de commutation et donc sur les contraintes auxquelles est soumis le composant.

La valeur de R_g conseillée par SEMIKRON est de 22Ω et on peut noter sur la notice du constructeur que pour cette valeur, la pente du courant est voisine de $500A/\mu s$. Cette variation rapide de courant serait une contrainte pour le composant si on est en présence d'une inductance parasite même de l'ordre de quelques μH [18].

Pour limiter la tension V_{CE} au blocage, nous avons inséré des diodes zener (dites aussi diodes transil) entre collecteur–émetteur de chaque transistor. La tension nominale de ces diodes doit être supérieure à la tension continue U_c mais inférieur à la tension considéré comme dangereuse pour le transistor. Ces diodes très rapides, vont écrêter la tension V_{CE} et donc interdire au transistor d'entrer dans la zone de claquage [20].

La diode utilisée est de type 1.5KE160P de SGS THOMSON cette dernière peut résorber un pic de puissance de $1500W$.

Remarque : Le schéma complet de la partie puissance, avec le système de protection, est donnée en annexe 2.

5 Essais expérimentaux sur l'onduleur réalisé

5.1 Commande MLI naturelle

La commande des interrupteurs est réalisée par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Le principe consiste à comparer le signal de référence (modulante), à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence largement supérieure [16]. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse,(voir figure.2.8).

La référence sinusoïdale, pour la phase "a" par exemple, s'écrit de la forme :

$$V_{aref} = \frac{1}{2}\left[1 + (V_{ref})_{\max} \sin(\omega_{ref}.t)\right] \tag{2.1}$$

L'amplitude du fondamental (et des harmoniques aussi) dépend du rapport de réglage r (appelé aussi profondeur de modulation) entre les amplitudes des ondes de référence $(V_{ref})_{\max}$ et de la porteuse$(V_{por})_{\max}$:

$$r = \frac{(V_{ref})_{\max}}{(V_{por})_{\max}} \tag{2.2}$$

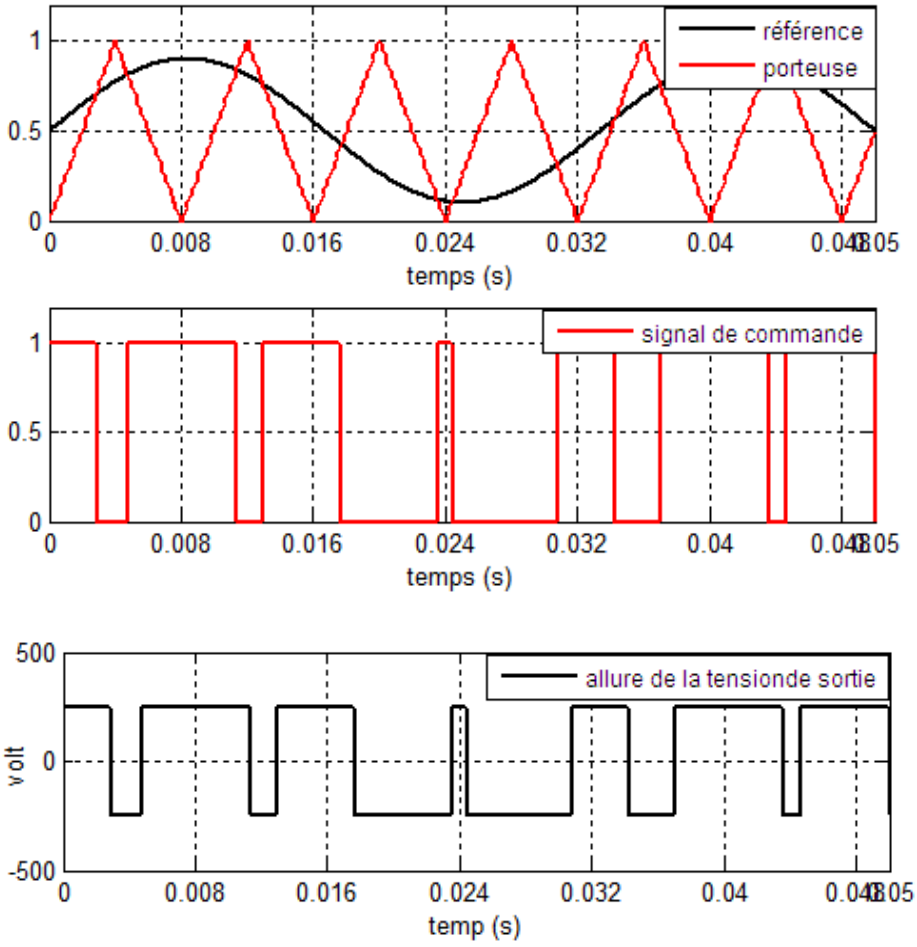


Figure 2.8 : Principe de la MLI intersective à échantillonnage naturel

Si, on travaille dans la zone linéaire, la relation entre l'amplitude du signal de référence et la valeur efficace du fondamental de la tension simple est :

$$V_{eff} = r.\frac{U_c}{2\sqrt{2}} \tag{2.3}$$

Pour une alimentation par un réseau triphasé $230V/400V$ d'un redresseur à diodes PD3 avec filtrage on obtient $U_c = 538V$. La valeur maximale efficace de la tension simple obtenue pour $r = 1$ vaut : $V_{eff} = \frac{Uc}{2\sqrt{2}} = \frac{538}{2\sqrt{2}} = 190.2V$ ou $330V$ entre phase. Ce moyen de modulation ne permet pas la restitution de la tension secteur d'origine.

Remarque : si on travaille dans la zone non linéaire ou de sur-modulation ($r > 1$), les tensions simples passent partiellement en limitation. Par conséquent, les tensions composées ne sont plus sinusoïdales et il y a des harmoniques basse fréquence non souhaités qui s'ajoutent à la tension de sortie. En plus, la relation entre le fondamental de la tension et le signal de référence n'est plus linéaire.

5.2 Commande MLI avec injection de l'harmonique 3

Si le neutre n'est pas raccordé, on peut augmenter l'amplitude de la tension de sortie pour une tension continue U_c donnée, sans dégrader sa qualité spectrale, en utilisant une méthode d'injection des harmoniques sur la référence; c'est à dire en appliquant un signal non sinusoïdal sur la référence. Par exemple, on peut injecter l'harmonique 3 au signal de référence en profitant du fait que les harmoniques multiples de 3 présents dans la tension simple disparaissent sur la tension composée. La tension de référence s'écrit alors :

$$V_{aref} = \frac{1}{2}\left[1 + (V_{ref})'_{\max}\sin(\omega_{ref}.t) + (V_{har})_{\max}\sin(3\omega_{ref}.t)\right] \tag{2.4}$$

Le but de la commande est de générer une valeur de la tension fondamentale la plus élevée possible, c'est à dire avec un coefficient $(V_{ref})'_{\max}$ le plus élevé possible. On ne peut pas donc appliquer n'importe quelle valeur pour les coefficients $(V_{ref})'_{\max}$ et$(V_{har})_{\max}$: il faut trouver la combinaison optimale.

On démontre que la combinaison optimale est obtenue quand on satisfait les deux conditions suivantes :

$$\frac{(V_{har})_{\max}}{(V_{ref})'_{\max}} = \frac{1}{6} \quad \text{et} \quad (V_{ref})'_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \implies (V_{har})_{\max} = \frac{1}{3\sqrt{3}}$$

La tension de référence de la phase 'a' s'écrit alors :

$$\begin{aligned} V_{aref} &= \frac{1}{2}\left[1 + \frac{2}{\sqrt{3}}(V_{ref})_{\max}\left[\sin(\omega_{ref}.t) + \frac{1}{6}\sin(3\omega_{ref}.t)\right]\right] \\ avec &: (V_{ref})_{\max} \in \{0, 1\} \end{aligned} \tag{2.5}$$

Cette commande permet d'obtenir une augmentation de 15.4% sur la tension de sortie soit une valeur efficace maximale de $220V$ pour la tension simple et $380V$ pour la tension composée et toujours dans le cas d'une alimentation continue $U_c = 538V$.

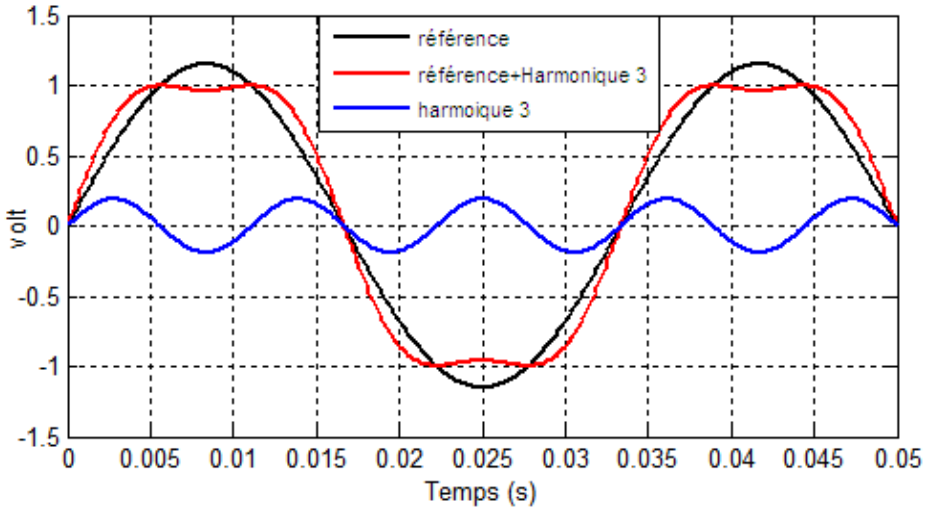


Figure 2.9 : Différentes formes d'ondes de références dans le cas de l'injection de l'harmonique 3

5.3 Essais sur l'onduleur dans les deux cas de MLI :

5.3.1 MLI naturelle, Schéma Simulink

Nous présentons dans ce paragraphe le schéma Simulink servant à développer un algorithme de commande destiné à piloter l'onduleur triphasé. (Figure.2.10).

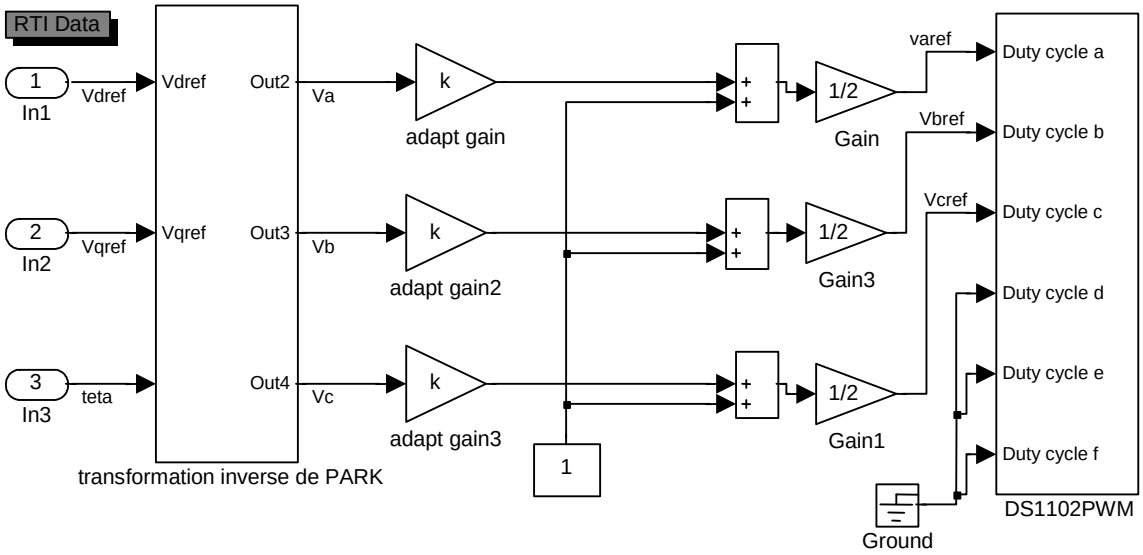


Figure 2.10 : Schéma d'implémentation, sous Simulink, pour la génération du signal MLI

Le bloc DS1102PWM de la bibliothèque RTI (Real Time Interface) permet la génération des trois MLI indépendantes correspondant aux tensions de références $V_{a.b.cref}$ (le nombre de MLI peut

aller jusqu'à 6). Ce bloc admet, en Simulink, des entées de références de valeurs comprises entre 0 et 1 et génère respectivement un rapport cyclique variant entre 0 et 100%.

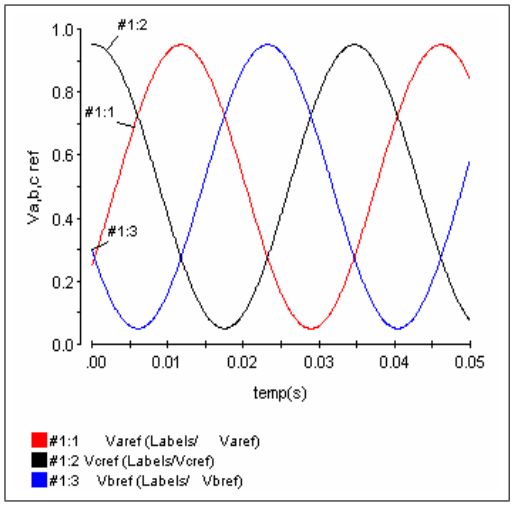
Un double clique sur ce bloc ouvre une boite de dialogue. On peut introduire alors la valeur à donner pour la fréquence de découpage de la MLI. La plage de fréquence peut aller de $0.01Hz$ à $1MHz$. Le bloc offre aussi la possibilité de donner cette fréquence par une expression mathématique où les variables sont définies préalablement sous l'invité de MATLAB.

Allures des signaux obtenus et interprétations : Pour l'implantation des deux algorithmes de MLI et des essais sur le convertisseur, on a utilisé, comme charge, une machine asynchrone triphasée fonctionnant à vide. L'onduleur est alimenté par un pont redresseur, via un autotransformateur, fournissant une tension redressée U_c. Cette dernière est fixée pour les essais à $430V$. Le temps mort étant réglé à $5\mu s$.

Les images du courant et de la tension sont respectivement obtenues par des capteurs de courant et de tension à effet hall LA 50 et LV 100. Nous assurons ainsi une isolation galvanique pour les deux grandeurs électriques.

La figure.2.11 montre les tensions $V_{a.b.cref}$ de référence générées en temps réel. Ces tensions sont visualisées sous control desk de dSPACE.

Les figures 2.12, 2.13 et 2.14 montrent l'allure du courant, de la tension simple et de la tension composée délivrée par l'onduleur pour $r = 0.9$. Lorsqu'on envoie des rapports cycliques triphasés parfaitement sinusoïdaux vers le convertisseur, et en faisant abstraction des bruits haute fréquence dus au découpage de l'onduleur, les signaux obtenus présentent un faible taux de distorsion. La forme de ces courants est presque sinusoïdale.



Fgure 2.11 : Allure des tensions de références générées en temps réel par la carte dSpace DS1102 (r = 0.9)

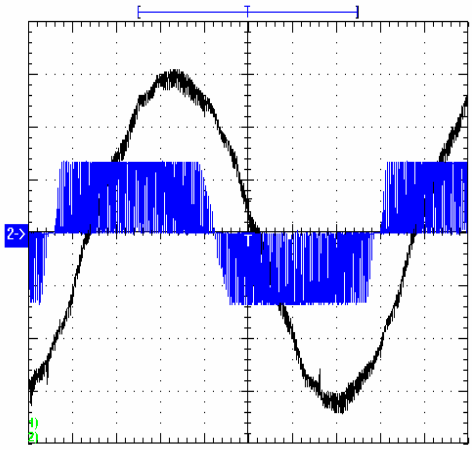


Figure 2.13 : Allure du courant et de la tension composée. Echelle : 1div. . . . . 2A, 1div. . . .320V

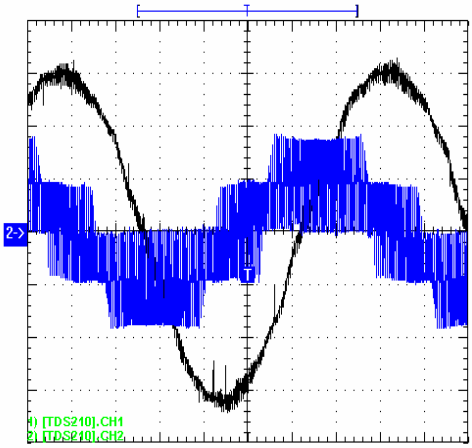
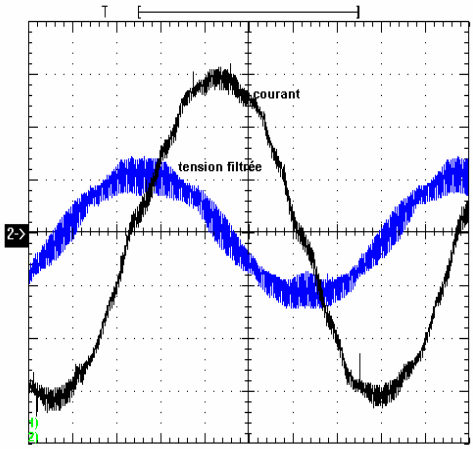


Figure 2.12 : Allure du courant et de la tension composée aux bornes de la machine asynchrone. Echelle : 1div. . . . . 2A, 1div. . . .320V



Fgure 2.14 : Allure du courant et de la tension composée aux bornes de la machine asynchrone. Echelle : 1div. . . . . 2A, 1div. . . .320V

Cependant, on constate un léger plat à chaque passage par zéro du courant. Ce phénomène classique est causé par les temps morts de déconnexion des transistors. La tension de sorties se voit tronquée (du fait du temps mort) quand la référence passe par zéro et arrive moins à assurer la forme désirée du courant. Signalons que ce phénomène est d'autant plus important que le temps mort est grand pour une fréquence de découpage donnée. La déformation de ces signaux a tendance à s'atténuer si on diminue la fréquence de découpage mais malheureusement les bruits à hautes fréquences dues au découpage deviennent plus importants.

Les figures 2.11, 2.12, 2.13 et 2.14 sont obtenues sous les conditions suivantes :
- Rapport de réglage : $r = 0.9$
- Fréquence de découpage de l'onduleur : $f = 5kHz$
- Tension du bus continu : $U_c = 430V$
- Charge : moteur asynchrone triphasé

5.3.2 MLI avec injection de l'harmonique 3

Schéma d'implantation sous Simulink : Pour faciliter l'implémentation en temps réel de ce type de commande et palier au problème de calage de l'harmonique 3 sur les tensions de références, quelques auteurs ont proposé d'injecter l'harmonique 3 avec d'autres harmoniques multiples [1] impaires de 3 , simplement en ajoutant aux tensions de référence la composante v_h donnée par l'expression suivante :

$$v_h = -\frac{1}{2}\left[MAX\left(V_{a,b,c\ ref}\right) + MIN\left(V_{a,b,c\ ref}\right)\right] \tag{2.6}$$

Le $MAX\left(V_{a,b,c\ ref}\right)$ est équivalent à la tension obtenue avec un montage à diodes P3 cathode commune. Son développement en séries de Fourrier donne :

$$MAX\left(V_{a,b,c\ ref}\right) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\left(V_{ref}\right)_{\max}\left[1 + \frac{1}{4}\cos 3\theta - \frac{2}{35}\cos 6\theta + \frac{1}{40}\cos 9\theta - ...\right] \tag{2.7}$$

De même, le $MIN\,(V_{a,b,c\ ref})$ est équivalent à la tension obtenue avec un montage à diodes P3 à anode commune, son développement en séries de fourrier est :

$$MIN\,(V_{a,b,c\ ref}) = -\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\,(V_{ref})_{\max}\left[1 - \frac{1}{4}\cos 3\theta - \frac{2}{35}\cos 6\theta - \frac{1}{40}\cos 9\theta - ...\right] \tag{2.8}$$

La somme des deux dernières expressions, affectée du coefficient -$\frac{1}{2}$, donne l'expression suivante :

$$v_h = -\frac{1}{2}\left[MAX\,(V_{a,b,c\ ref}) + MIN\,(V_{a,b,c\ ref})\right] = -\frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\,(V_{ref})_{\max}\left[\frac{1}{2}\cos 3\theta + \frac{1}{20}\cos 9\theta + ...\right] \tag{2.9}$$

On constate belle et bien que l'expression de v_h contient l'harmonique 3 à injecter si l'on fait abstraction des autres harmoniques $9, 15, 21.....$ qui sont pratiquement négligeables. On vérifie que le rapport $\frac{(V_{har})_{\max}}{(V_{ref})'_{\max}}$ vaut $\frac{9}{16\pi}(= 0.17)$ très proche de la valeur souhaitée qui est de $\frac{1}{6}.(0.166)$

On démontre que l'utilisation d'une telle méthode permet d'augmenter nettement la zone de linéarité de l'onduleur [16].

Le schéma Simulink est par conséquent le suivant :

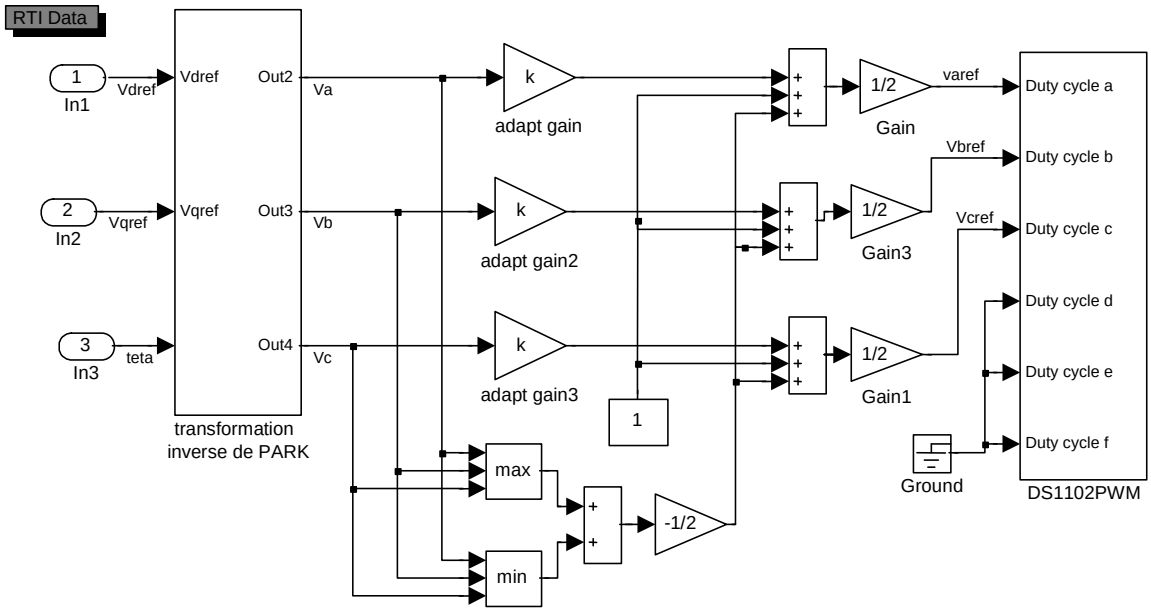


Figure 2.15 : Schéma Simulink d'implémentation, pour la génération du signal MLI avec injection de l'harmonique 3

Ce schéma comprend différents blocs permettant de générer les références sinusoïdales souhaitées à partir de références continues V_{dref} et V_{qref} exprimées dans le repère tournant de PARK. Il comprend aussi un bloc de la bibliothèque RTI DS 1102 appelé DS1102 PWM pour la génération de la MLI.

Interprétation des résultats obtenus : La compilation du schéma précédent, avec la boite à outils RTW et son chargement sur la carte numérique, a permis de visualiser, sous control desk, la forme non sinusoïdale des tensions de références. Figure 2.16.

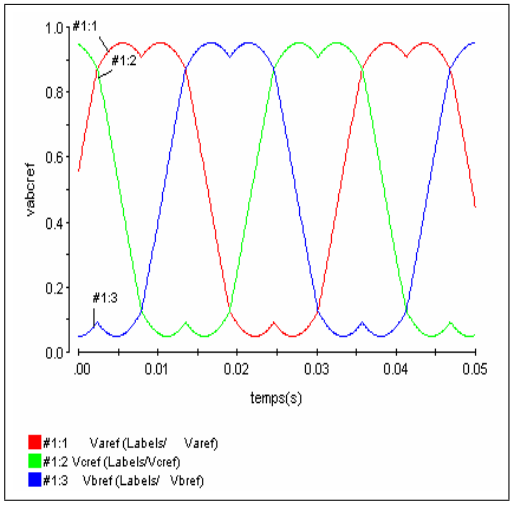


Figure 2.16 : Allure des tensions de référence pour les trois phases dans le cas de la MLI optimisée

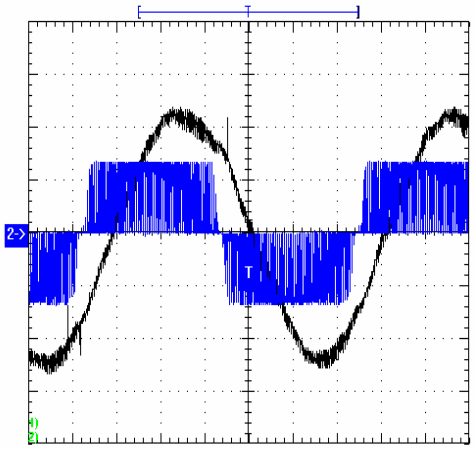


Figure 2.18 : Allure de la tension composée et du courant dans le cas de la MLI optimisée. Echelle : 1div...2A, 1div...320V

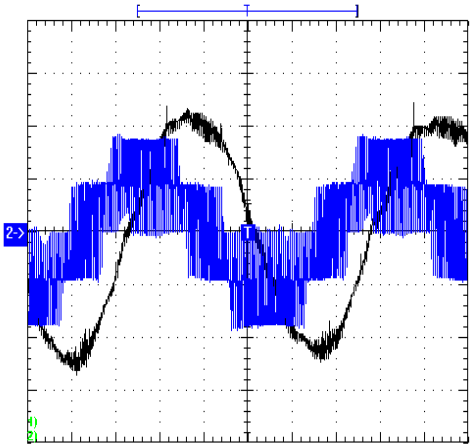


Figure 2.17 : Allure du courant et de la tension simple aux bornes de la machine. MLI optimisée. Echelle : 1div...2A, 1div...160V

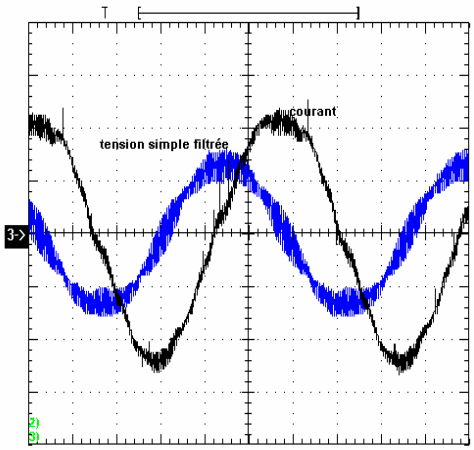


Figure 2.19 : Allure du courant et de la tension simple filtrée aux bornes de la machine. MLI optimisée. Echelle : 1div...2A, 1div...160V.

Cependant, malgré cette forme des rapports cycliques, on constate que l'allure du courant est quasi sinusoïdale. L'analyse harmonique du courant a confirmé l'absence des harmoniques multiples de 3 malgré leur présence dans les tensions de référence. (L'analyse harmonique n'est pas montrée dans ce document)

Les figure 2.16, 2.17, 2.18 et 2.19 sont obtenues sous les conditions suivantes :

- Rapport de réglage : $r = 0.9$
- Fréquence de découpage de l'onduleur : $F_H = 5kHz$
- Tension du bus continu : $U_c = 430V$
- Charge : moteur asynchrone triphasé

Etude comparative pour les deux types de MLI

Gain en tension : Pour mettre en évidence l'avantage de la MLI optimisée sur la MLI naturelle, nous avons tracé, à la figure 2.20, les valeurs efficaces du fondamental des tensions composées aux bornes de l'onduleur pour les deux types de MLI en fonction du rapport de réglage r.

Nous constatons, d'après le graphe , que la relation entre le fondamental de la tension de l'onduleur et le rapport de réglage est linéaire pour r allant de 0 à 1 et cela pour les deux types de MLI.

Nous confirmons aussi la nette amélioration du gain en tension pour la MLI optimisée. Pour un rapport de réglage $r = 1$ nous lisons sur les graphes une tension de $253V$ pour la MLI simple et une tension de $291V$ pour la MLI optimisée. En théorie, ces deux valeurs seront respectivement de $263V$ et $303V$. Le déchet de tension dû au temps mort (de $6\mu s$) est environ $9V$ ce qui explique ce léger décalage entre les valeurs expérimentales et théoriques.

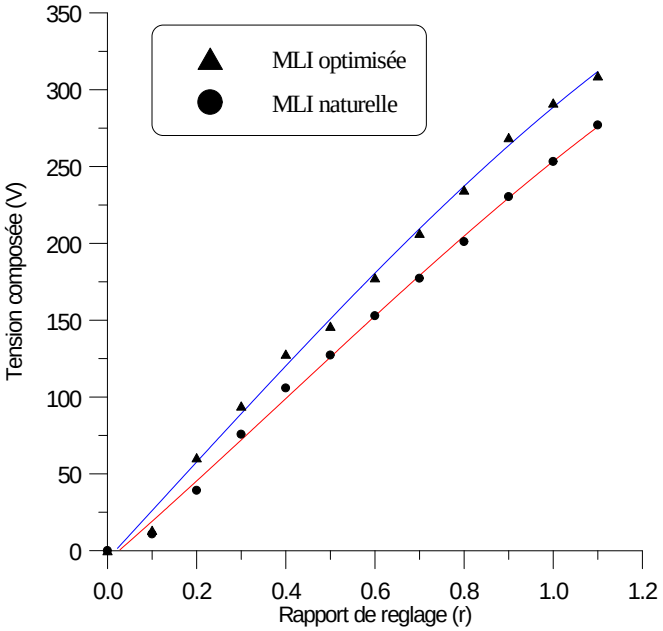


Figure 2.20 : Gain de l'onduleur Ueff (r) pour les deux types de MLI

Taux de distorsion harmonique du courant : Nous avons tracé à la figure 2.21 le taux de distorsion harmonique (THD) du courant pour les deux types de MLI.

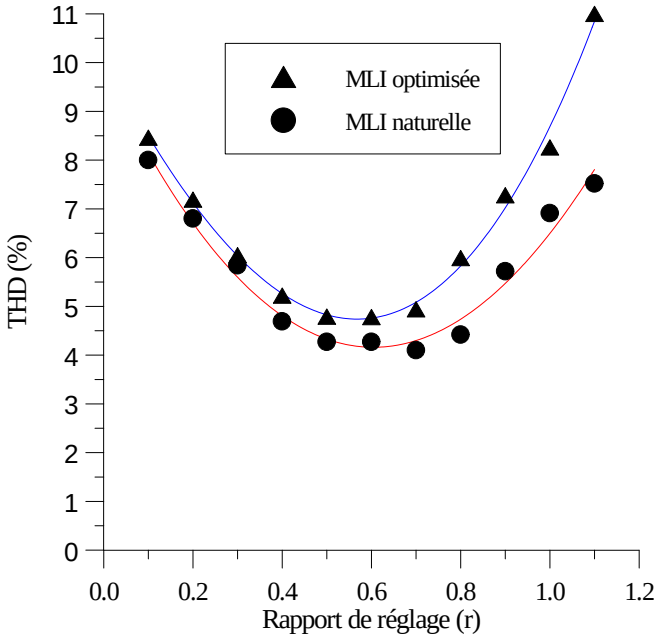


Figure 2.21: Taux de distorsion harmonique du courant en fonction de r

Ce taux reste très acceptable ($< 8\%$) pour les valeurs de r compris entre 0.1 et 1 et présente un minimum au voisinage de 0.5. En dehors de cet intervalle, la qualité spectrale du courant se détériore. Le THD augmente sensiblement.

On constate aussi que le spectre du courant est légèrement meilleur pour la MLI naturelle mais ce léger avantage n'est pas significatif en considérant le gain en tension que peut procurer la MLI optimisée.

6 Compensation en ligne des non-linéarités de la tension délivrée par l'onduleur

Dans certaines applications comme le contrôle vectoriel, la connaissance exacte des tensions en sortie de l'onduleur est nécessaire pour calculer certaines variables d'états. Malheureusement, il est très difficile de mesurer ces tensions de sortie et ceci requit un matériel logistique additionnel. La méthode la plus employée consiste à utiliser les tensions de référence à la place des tensions de sortie. Généralement la relation entre les tensions de référence et les tensions de sortie a une caractéristique non linéaire due aux distorsions de tension générées par les imperfections de la source et de l'onduleur à MLI.

Il y a plusieurs causes qui concourent à distordre la tension de sortie. Certaines imperfections sont causées par le temps mort nécessaire pour éviter le court-circuit à travers les bras de l'onduleur. La valeur du temps mort dépend du type et de la puissance de l'interrupteur de puissance.

Un autre facteur important est la chute de tension aux bornes des interrupteurs de puissance. Cette chute de tension peut être divisée en deux parties ; une partie constante correspondant à la valeur de la tension seuil ; l'autre partie est une chute de tension, variable avec le courant de charge, causée par la résistance de conduction.

Les effets de ces imperfections sont décrits et analysées par Cardenas[28], Xing[29] et Hengbing[30]. On a trouvé que le temps mort provoque une réduction de la composante fondamentale de la tension de sortie et introduit des harmoniques de rang faibles qui ne sont pas intrinsèquement présents dans l'onde modulée idéale.

Dans les systèmes à vitesse variable, la réduction de la tension fondamentale provoque une réduction au niveau du couple utile. D'ailleurs la distorsion de la tension rend la forme du courant très tordue et non-sinusoïdale. Notamment la fixation du courant au point de passage par zéro. L'analyse détaillée de ce phénomène est donnée par Jong-Woo[31].

Une analyse de l'influence des fréquence hautes du signal de la porteuse sur les non linéarités de l'onduleur MLI est donnée dans l'article de Guererro [32]. L'effet de la capacité parasite le l'interrupteur de puissance durant le temps mort, de même, y a été démontré.

Dans le but de surmonter ces problèmes d'imperfection, plusieurs approches ont étés présentés. Cependant, la plupart des approches étudiées ne peuvent être implémentées qu'en ligne. Il est difficile de compenser parfaitement les effets du temps mort par des méthodes hors ligne : le temps de transition et les chutes de tension aux bornes des composants de puissance varient avec les conditions de fonctionnement tels que la tension d'alimentation DC, le courant de phase, le domaine de fréquence et la vitesse du moteur.

Parmi les méthodes en ligne, on peut citer celle présentée par Ciron [33] qui consiste à modifier judicieusement la référence du vecteur d'espace de la tension d'alimentation en accord avec les courants de phases prédits. Une autre méthode est présentée par Hengbing[30] qui consiste à ajuster le facteur k pour minimiser les harmoniques de courant . On peut également consulter les méthodes proposées par Joog-Woo[34] et Hyun-Soo[35], ou il est question de compenser les composantes de Park V_{ds} et V_{qs}. Chan-Woo[36] propose une nouvelle technique appelée Support Vector Regression (SVR). Cette méthode exige des mesures hors ligne mais elle permet de compenser, en même temps, tous les facteurs de non linéarité de l'onduleur.

La méthode qui requiet un circuit logistique additionnel est données dans l'article de Bin Zong[37]. En utilisant cette méthode, le driver de la gâchette de l'IGBT surveille les états on/off de sa diode anti-parallèle et maintient le transistor à l'état off si sa diode parallèle conduit le courant. Les drivers des gâchettes des transistors haut et bas reçoivent alors des signaux MLI complémentaires sans temps mort.

Dans la suite de ce chapitre une nouvelle méthode, en ligne, de compensation du temps mort et de la chute de tension est présentée. Elle est basée sur la théorie de la valeur moyenne, dans laquelle la chute volt-second est moyennée sur une période MLI puis rajoutée à la tension de référence en accord avec à la direction du courant de charge. L'interrupteur de puissance est représenté par un modèle équivalent moyen, valable en même temps, pour le transistor de puissance et sa diode antiparallèle. Pour plus de précision, les résistances des fils de connexion sont prises en compte et intégrées dans les équations. La méthode proposée est très simple pour une implémentation sous dSpace et donne une très bonne compensation comparée à sa simplicité.

6.1 Analyse de la chute de tension et compensation

Dans l'onduleur à MLI, il existe des chutes de tension dues aux composants de puissance qui distordent la tension de sortie et provoquent une réduction de la composante fondamentale. Cette chute de tension peut être divisée en deux parties ; une partie constante correspondant à la valeur de la tension seuil ; l'autre partie est une chute résistive de tension variant avec le courant de charge.

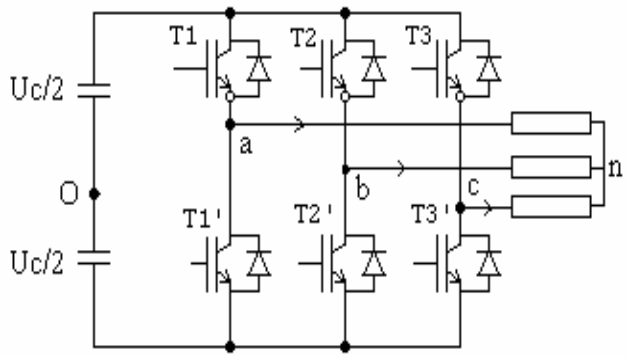


Figure 2.22 : Onduleur triphasé avec sa charge

Si le courant i_{as} entre dans la charge ($i_{as} > 0$) (figure 2.22), la tension V_{ao}, de la borne (a) de la machine par rapport au point O du bus continu DC, est définie par sa fonction de transition :

$$V_{ao} = \frac{U_c}{2} - V_{ce} \quad (\ si \quad S_a = 1) \tag{2.10}$$

$$V_{ao} = -\frac{U_c}{2} - V_d \quad (\ si \quad S_a = 0) \tag{2.11}$$

V_{ce} : chute de tension aux bornes de l'IGBT
V_d : chute de tension aux bornes de la diode antiparallèle
S_a :1 (transistor haut est ON), 0 (transistor bas est ON)

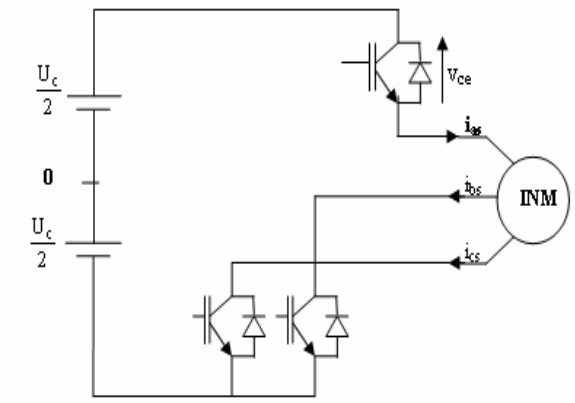


Figure 2.23 : Séquence de conduction:$(i_{as} > 0)$, $(i_{bs} < 0)$, $(i_{cs} < 0)$

Si le courant i_{as} sorte de la charge ($i_{as} < 0$), la tension V_{ao} varie comme suit :

$$V_{ao} = \frac{U_c}{2} + V_d \quad (\ si \quad S_a = 1) \tag{2.12}$$

$$V_{ao} = -\frac{U_c}{2} + V_{ce} \quad (\ si \quad S_a = 0) \tag{2.13}$$

Ainsi la tension V_{ao} peut être condensée sous la formule suivante :

$$V_{ao} = (U_c - V_{ce} + V_d)(S_a - \frac{1}{2}) - \frac{1}{2} sign(i_{as})(V_{ce} + V_d) \tag{2.14}$$

La chute de tension aux bornes du transistor actif et aux bornes de la diode antiparallèle augmente linéairement avec le courant. En fonctionnement normale elles peuvent êtres modélisées comme suit :

$$V_{ce} = V_{ceo} + R_{ce} \left| i_{as} \right| \tag{2.15}$$
$$V_d = V_{do} + R_d \left| i_{as} \right| \tag{2.16}$$

V_{ceo} : tension de seuil du transistor
R_{ce} : résistance de conduction du transistor
V_{do} : tension seuil de la diode antiparallèle
R_d : résistance de conduction de la diode antiparallèle
Le modèle proposé pour compenser la chute de tension se base sur la simplification suivante :

$$(U_c - V_{ce} + V_d)(S_a - \frac{1}{2}) = \frac{U_c}{2}(S_a - \frac{1}{2}) \tag{2.17}$$
$$V_{ce} + V_d = V_{ceo} + V_{do} + R_{ce} \left| i_{as} \right| + R_d \left| i_{as} \right| = V_d = V_D + R_D \left| i_{as} \right| \tag{2.18}$$

ou

$$V_D = \frac{V_{ceo} + V_{do}}{2};\ R_D = \frac{R_{ceo} + R_{do}}{2} + R \tag{2.19}$$

avec:
R : résistance des fils de connexion de l'onduleur au bus continu DC
L'erreur sur la tension V_{ao} peut être exprimée comme suit :

$$\Delta V_{ao} = \frac{U_c}{2} - V_{ao} = sign(i_{as})(V_D + R_D \left| i_{as} \right|) \tag{2.20}$$

L'erreur sur l'amplitude de la tension de phase s'exprime comme [24] :

$$\begin{aligned} \Delta V_{ao} = V_{ao} - V_{no} &= \frac{1}{3}\left[2\Delta V_{ao} - \Delta V_{bo} - \Delta V_{co}\right] \\ &= \frac{1}{3}\left[2sign(i_{as})(V_D + R_D \left| i_{as} \right|) - sign(i_{bs})(V_D + R_D \left| i_{bs} \right|) - sign(i_{cs})(V_D + R_D \left| i_{cs} \right|)\right] \end{aligned} \tag{2.21}$$

La chute de tension de phase ΔV_{an} doit être corrigée à l'entrée de l'onduleur en additionnant à la référence de tension, le terme suivant :

$$\Delta V_{aoref} = 2sign(i_{as})(V_D + R_D \left| i_{as} \right|)/U_c \tag{2.22}$$

La figure 2.24 représente le diagramme de transcription, sous Matlab-Simulink, de l'équation 2.22 et son implémentation pour la compensation de la chute de tension à travers les composants de puissance.

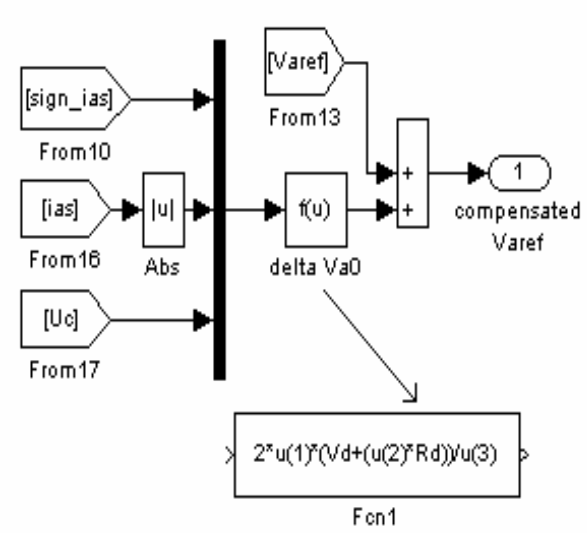


Figure 2.24 : Diagramme Simulink implémenté pour compenser la chute de tension à travers les composants de puissance

Les formules et le raisonnement, développés précédemment, sont relatifs à la phase 'a'. Mais ces dispositifs restent valables pour les deux autres phases.

6.2 Analyse du temps mort et compensation

A cause de la caractéristique non idéale de l'interrupteur de puissance du fait des temps de commutation (t_{on}, t_{off}), un temps mort T_d est inséré dans les signaux de commande pour parer au court-circuit du bus continu. C'est un laps de temps d'une période durant lequel les deux IGBT haut et bas d'un bras de l'onduleur sont ouverts en même temps. Malheureusement, ce temps mort peut causer des problèmes comme la distorsion et la réduction du fondamentale de la tension à la sortie de l'onduleur.

La figure 2.25 montre le signal réel des gâchettes des transistors de haut et de bas tenant compte du temps mort. Le courant i_{as} est positif. La tension de sortie est représentée en bas de la figure. A partir de cette figure, l'erreur $\Delta V_{ao}^{'}$, de la tension de la borne (a) de la machine par rapport au point O du bus continu DC peut être obtenue en calculant les surfaces A et B. Sur une période de commutation T_H, on a :

$$\Delta V_{ao}^{'} = \frac{1}{T_H}(S_A - S_B) = \frac{(T_d + T_{on} - T_{off})}{T_H} U_c \tag{2.23}$$

Un raisonnement similaire dans le cas ou le courant est négatif mène à la formule suivante :

$$\Delta V_{ao}^{'} = \frac{1}{T_H}(S_A - S_B) = -\frac{(T_d + T_{on} - T_{off})}{T_H} U_c \tag{2.24}$$

Notons que si le courant i_{as} est positif, par rapport à un signal de commutation idéal, le temps mort provoque une chute de tension. Par contre, si i_{as} est négatif, c'est une augmentation de tension de sortie de l'onduleur qu'il provoque.

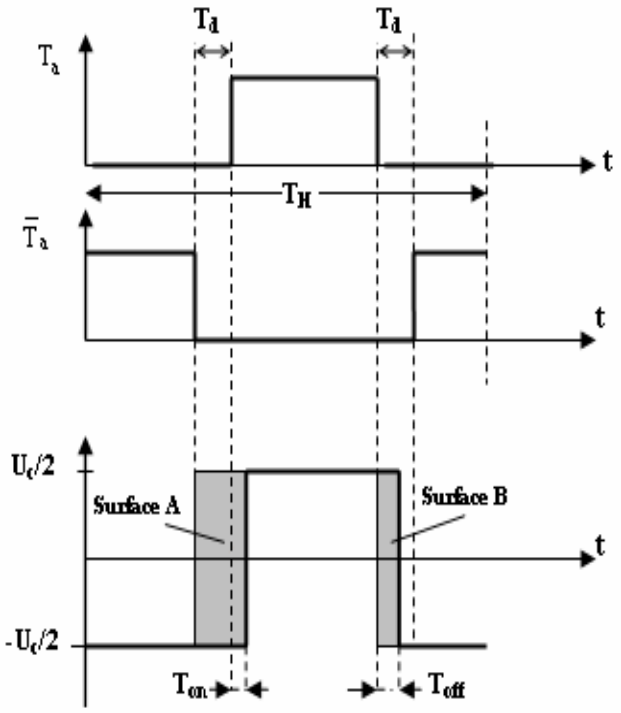


Figure 2.25 : Erreur ΔV_{ao} pour $i_{as} > 0$

A partir des expressions 2.23 et 2.24, la chute de tension causée par le temps mort et le temps de retard aux transitions peut être écrite comme suit :

$$\Delta V_{ao}^{'} = sign(i_{as}) \frac{(T_d + T_{on} - T_{off})}{T_H} U_c \tag{2.25}$$

L'erreur sur la tension de phase (référencée au point n de la charge) s'écrit [11]:

$$\Delta V_{an} = \frac{1}{3} \frac{(T_d + T_{on} - T_{off})}{T_H} U_c \left[-2sign(i_{as}) + sign(i_{bs}) + sign(i_{cs})\right] \tag{2.26}$$

Cette chute de tension doit être corrigée à l'entrée de l'onduleur en rajoutant à la référence de tension le terme suivant :

$$\Delta V_{aoref}^{'} = 2sign(i_{as})(T_d + T_{on} - T_{off})/T_H \tag{2.27}$$

Notons que les temps d'établissement et d'extinction du courant dans l'IGBT sont donnés par :

$$\begin{aligned} T_{on} &= T_{d(on)} + T_r \\ T_{off} &= T_{d(off)} + T_f \end{aligned} \tag{2.28}$$

ou :
$T_{d(on)}$: turn-on delay time; T_r : rise time
$T_{d(on)}$: turn-off delay time; T_f : fall time

Ces paramètres peuvent êtres trouvés dans les catalogues (ou datasheet) [26].

Le diagramme Matlab-Simulink de transcription de l'expression 2.27, utilisé pour compenser en même temps, le temps de retard de transition et la chute de tension, est donné sur la figure 2.26.

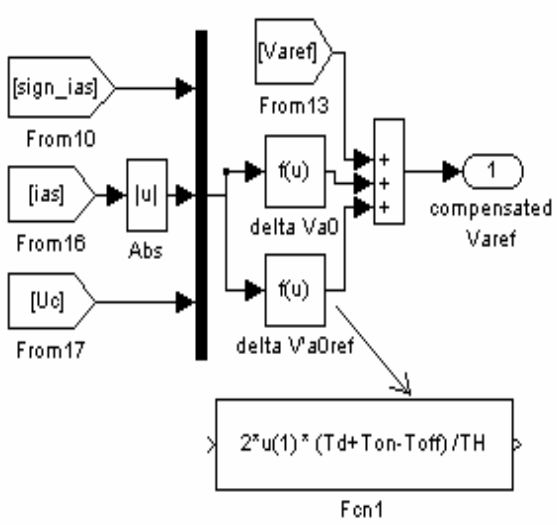


Figure 2.26 : Diagramme Simulink implémenté pour compenser la chute de tension et le retard à la transition

Valeurs théoriques des tensions de sortie : Les tensions de référence, appliquées pour la commande, à l'entrée de l'onduleur, s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} V_{aref} &= r\sin(\omega_s t) \\ V_{bref} &= r\sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cref} &= r\sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{2.29}$$

ω_s : pulsation de la tension de référence

r : profondeur de la modulation de la MLI ($-1 \leq r \leq 1$)

Les composantes fondamentales des tensions de phase correspondantes, s'écrivent comme suit [38]:

$$\begin{aligned} V_{an} &= r\frac{U_c}{2}\sin(\omega_s t) \\ V_{bn} &= r\frac{U_c}{2}\sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cn} &= r\frac{U_c}{2}\sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{2.30}$$

6.3 Validation expérimentale

Pour valider la méthode proposée de compensation, une expérimentation a été réalisée. Une carte dSpace à base d'un microprocesseur numérique Texas instrument TMS320C31 floating point DSP est utilisée. Le contrôle et l'algorithme de compensation sont transcrits en Matlab-Simulink. Real time interface (RTI) est utilisé pour construire le code temps réal ainsi que pour charger et exécuter ce code dans la mémoire de la carte dSpace [39].

Pour la puissance nominale, un onduleur de tension à base d'IGBT est utilisé pour alimenter un moteur à induction.

Les tensions sont mesurées à l'aide de capteurs de tension à effet Hall équipés de filtres passe-bas Butterworth de quatrième ordre pour n'extraire que le fondamental. La fréquence de coupure du filtre est régulée à $f_c = 500Hz$.

Le système utilisé pour la vérification expérimental, conçu pour valider les stratégies de contrôle des machines électriques, est donné sur la figure 2.27.

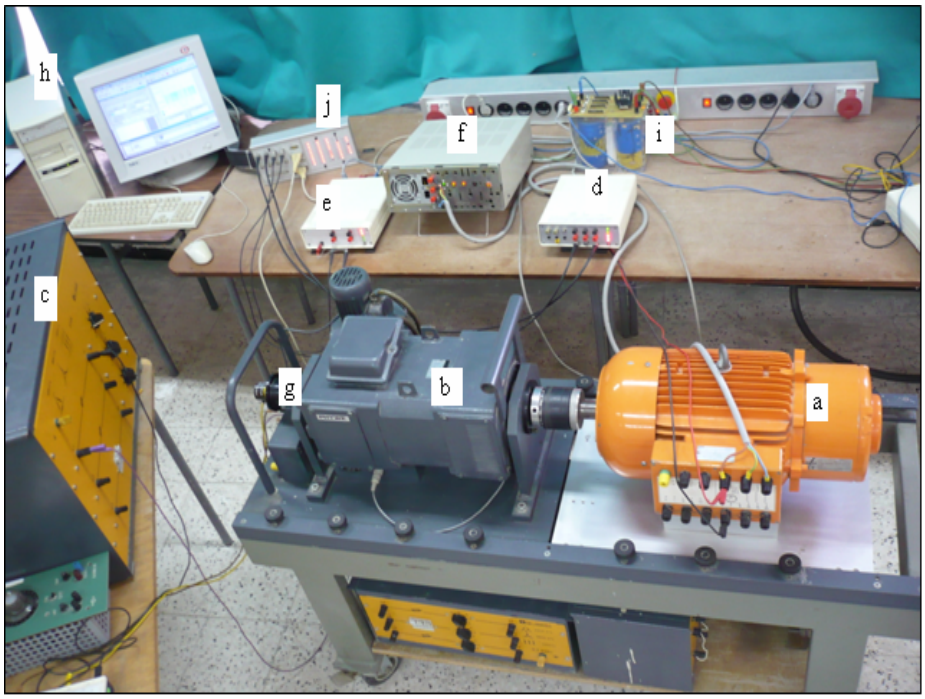


Figure 2.27 : Photo du système expérimental : (a: machine à induction, (b,c): système de charge,(d,e): capteurs de courant et de tension, f: onduleur à base d'IGBT, b: codeur incrémental, h: PC avec carte dSpace, i: redresseur triphasé avec filtre capacitif, j: bloc externe de la dSpace.

L'expérimentation est divisée en trois parties. La première partie a été menée pour vérifier la méthode proposée pour la compensation de la chute de tension à travers les composants de puissance. Dans ce cas le temps mort n'est pas considéré par conséquent la tension du bus continu DC est choisie très faible et l'amplitude de la tension de référence r proche de 1. La deuxième expérimentation concerne la validation de la méthode de compensation du temps mort. Afin de négliger la chute de tension à travers les composants de puissance, par rapport à celle due au

temps mort, la tension du bus continu est choisie très haute est r est fortement réduit. La dernière expérimentation est faite pour observer les performances de la machine lorsqu'elle fonctionne à faible vitesse en commande vectorielle à flux orienté. Les formes des signaux avant et après compensation sont comparées.

6.4 Résultats de la compensation de la chute de tension

Cette expérimentation est faite sous les conditions suivantes :

Afin de minimiser l'effet du temps mort, la tension du bus continu DC est ajustée à une faible valeur $U_c = 30V$. Le coefficient de réglage de la modulation MLI est pris $r = 0.8$. Le convertisseur (onduleur) est à base de modules IGBT de puissance, équipés de diodes ultra rapides [22]. La charge est une machine triphasée à induction de $3kW$. Le moteur fonctionne à faible vitesse car la fréquence de la tension de référence est choisie égale à $2Hz$. Le courant absorbé par le moteur est d'environ $4A$.

Le catalogue (Data sheet) du module IGBT de puissance donne les valeurs suivantes [37] :

$V_{ceo} = 1.5V$ $R_{ce} = 0.005\Omega$

$V_{do} = 0.8V$ $R_d = 0.007\Omega$

$R = 0.1\Omega$ (valeur estimée de la résistance des fils de connexion)

ce qui donne : $V_D = 1.2V$, $R_D = 0.106\Omega$

6.4.1 Résultats sans compensation

La figure 2.28 montre les formes d'onde, avant compensation, de la tension de phase et de sa référence. L'écart entre les deux courbes, représentant la chute de tension dans les interrupteurs de puissance, est représenté à la figure 2.30 . On peut très bien voir que plus de 20% de chute de tension est introduite. On note une chute de l'ordre de $3V$ au niveau de la valeur max de la tension, sachant que la valeur max de la tension de référence est de $12V$! On note également un déphasage entre la tension de phase et sa référence.

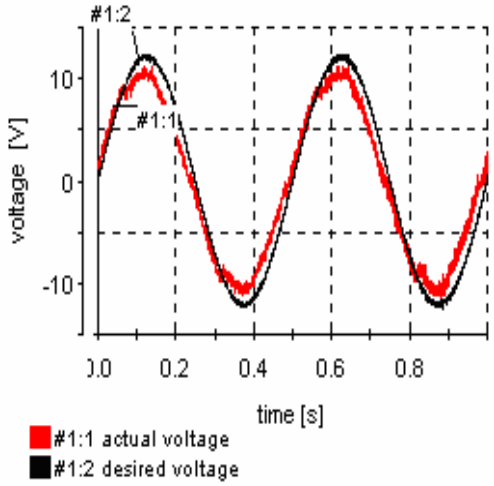


Figure 2.28 : Tension désirée et réelle sans compensation.

6.4.2 Résultats avec compensation

La figure 2.29 montre les formes d'onde, après compensation. On observe que les deux courbes sont superposées. Comme le montre la figure 2.30, la chute de tension est inférieure à $0.5V$. le résultat indique aussi que le décalage de phase est complètement éliminé. On peut dire, ainsi, que la chute de tension due à l'élément de commutation est correctement compensée.

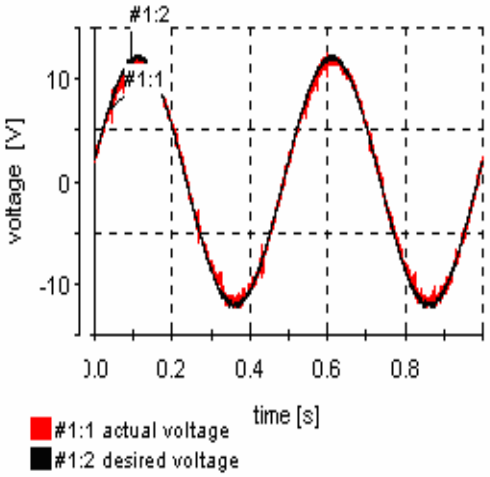


Figure 2.29 : Tension désirée et réelle avec compensation.

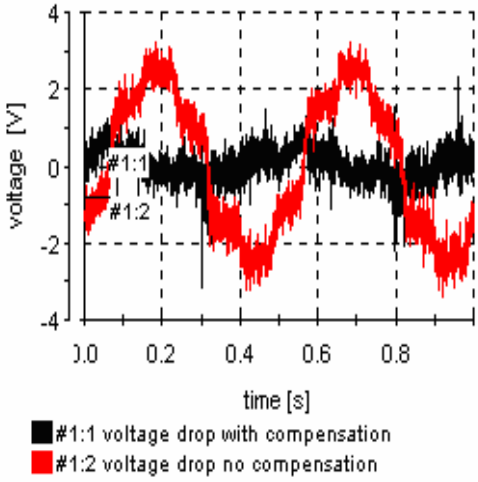


Figure 2.30 : Chute de tension ΔV_{an} sans et avec compensation.

6.5 Résultats de la compensation du temps mort

Afin d'accentuer, dans cette situation l'effet du temps mort, la tension du bus continu DC est régulée à une valeur haute $U_c = 180V$ mais le rapport de réglage de la MLI est très faible $r = 0.2$. Afin de travailler à flux nominal, la fréquence d'alimentation du moteur est choisie égale à $2Hz$. Pour éviter des courts-circuits à travers les bras de l'onduleur, le temps mort envisagé est $4.5\mu s$.

De plus, les catalogues des composants de puissance donnent [37] :

$T_{d(on)} = 250ns$ $T_r = 350ns \rightarrow T_{on} = 600ns$

$T_{d(off)} = 300ns$ $T_f = 350ns \rightarrow T_{off} = 650ns$

La fréquence modulante est 5 kHz, ainsi $T_H = 200\mu s$

6.5.1 Résultats sans compensation

La figure 2.31 montre les formes d'onde de la tension de phase et de sa référence lorsque les temps de retard T_d, T_{on} et T_{off} ne sont pas compensés. Trois effets importants sont à noter. Une distorsion importante de la tension de phase, des harmoniques de faibles rangs sont introduits, un décalage non négligeable est introduit entre les deux signaux. Finalement, une chute de tension non négligeable est provoquée par le temps mort. La chute au niveau de la valeur max est proche de $8V$. Sachant que la valeur max de la tension de référence ne dépasse pas $18V$, cette chute représente une erreur de 45% (Voir figure 2.33).

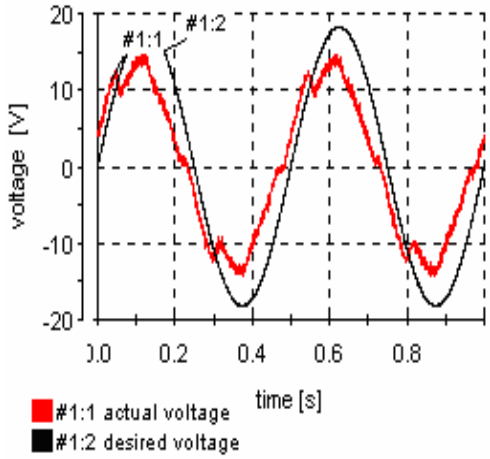


Figure 2.31 : Tension désirée et réelle sans compensation de temps mort.

6.5.2 Résultats avec compensation

La figure 2.32 montre la forme de la tension de sortie lorsque le temps mort est pris en compte et compensé. L'amélioration est nette. La tension réelle, devenu sinusoïdale, est superposée avec la tension désirée. Aucun déphasage ne persiste. De plus la tension d'erreur est réduite à presque $0V$ (voir figure 2.33). Enfin ces résultats valident l'efficacité de la méthode proposée.

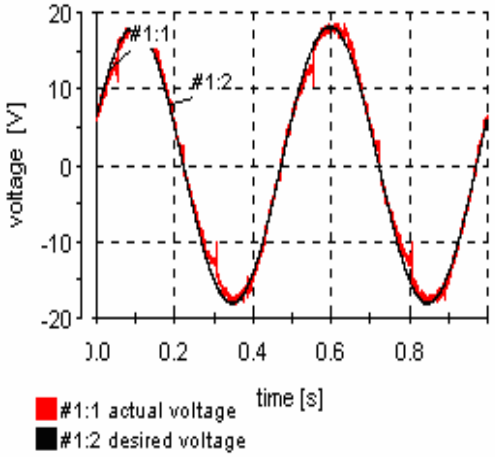


Figure 2.32 : Tension désirée et réelle avec compensation de temps mort.

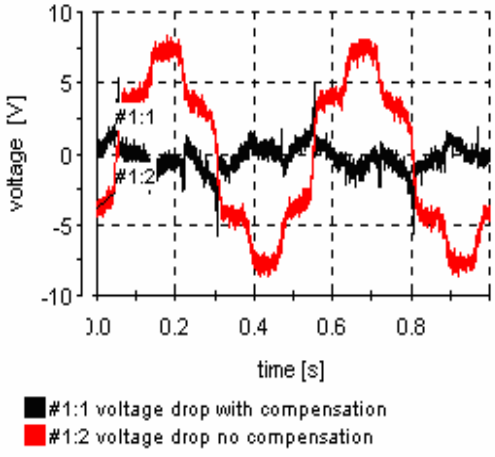


Figure 2.33 : Chute de tension sans et avec compensation.

6.6 Les résultats de compensation dans le cas de la commande à flux orienté

Le but de cette expérience est l'implémentation et la validation de la méthode de compensation proposée, appliquée dans la commande à flux orienté d'une machine à induction. L'essai est réalisé à faible vitesse. La vitesse de référence variant entre ± 15 tr/mn avec charge.

Les relevés expérimentaux, sans et avec compensation, sont donnés sur les figure 2.34 et figure 2.35. On peut noter une bonne amélioration de la vitesse après compensation.

Les figures 2.36 et 2.37 montrent la référence de la tension de phase et celles mesurées avant et après compensation. On peut voir, à la figure 2.37, la superposition parfaite des deux formes lorsque la compensation est appliquée. Ainsi, la non-linéarité de l'onduleur est complètement compensée.

Sur les figures 2.38 et 2.39 on montre les composantes de Park V_{ds} et V_{qs} de la tension référence, sans et avec compensation. La composante V_{ds}, génératrice du flux magnétisant du moteur a une valeur de $5V$ avant compensation et une valeur de $-2.5V$ après compensation. L'erreur relative sur V_{ds} est de l'ordre de 300%! Quant à la composante V_{qs}, génératrice du couple électromagnétique, ses valeurs sont de $14V$ et $7V$ respectivement sans et avec compensation. L'erreur relative est sur V_{qs} est donc de 100%.

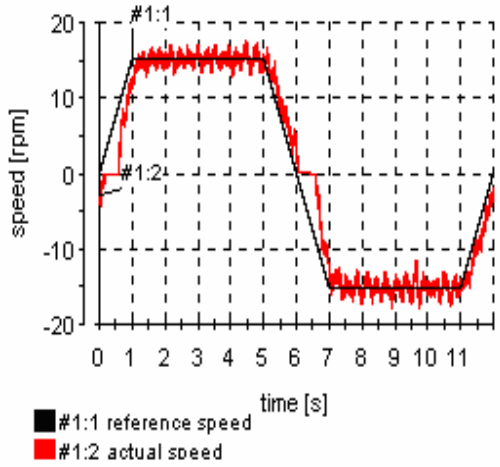


Figure 2.34 : Inversion de vitesse sans compensation.

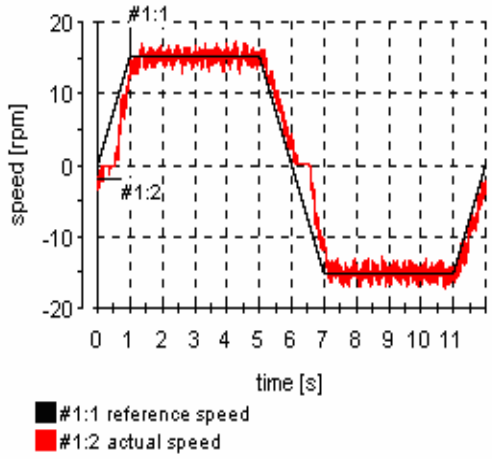


Figure 2.35 : Inversion de la vitesse avec compensation.

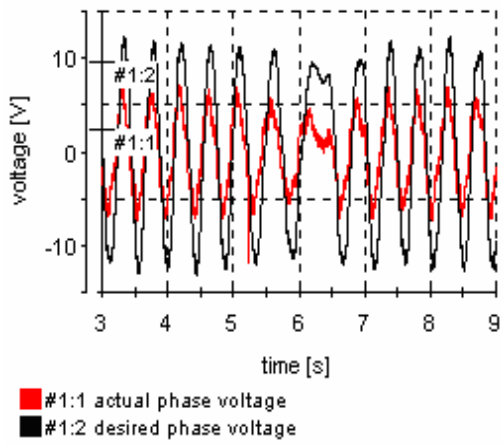


Figure 2.36 : Tension de phase réelle et désirée sans compensation.

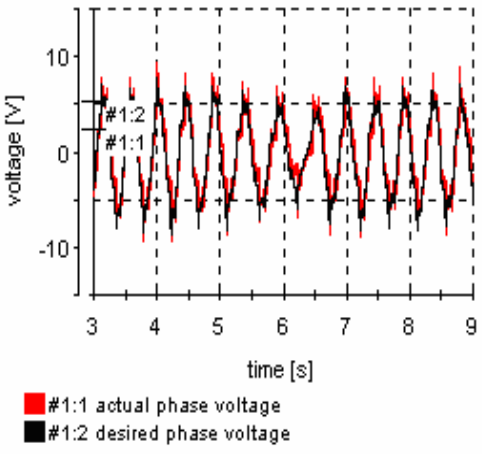


Figure 2.37 : Tension de phase réelle et désirée avec compensation.

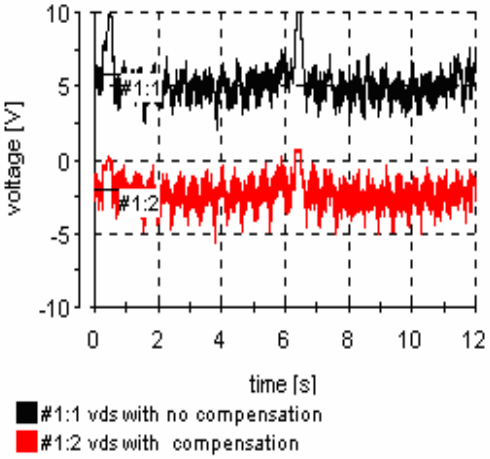


Figure 2.38 : Tension de référence V_{ds} avec et sans compensation.

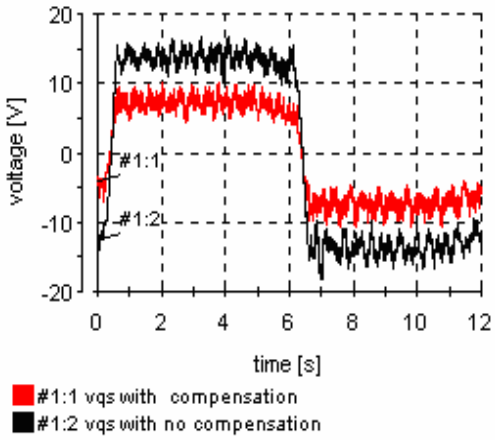


Figure 2.39 : Tension de référence V_{qs} avec et sans compensation.

Une remarque importante peut être tirée des observations précédentes, à savoir : il est inadmissible de remplacer les valeurs réelles des tensions V_{ds} et V_{qs} par leurs références respectives sans prendre des précautions pour compenser correctement les imperfections de l'onduleur, particulièrement à faible vitesse, lorsque la tension d'alimentation du moteur est de l'ordre de trente volt ou moins.

7 Conclusion

Les travaux décrits dans ce chapitre s'inscrivent dans le cadre de réalisation d'un convertisseur pour l'alimentation d'une machine asynchrone triphasée. Pour obtenir un fonctionnement correct de celui-ci nous avons mis au point un ensemble de circuits, relativement simples, pour assurer une bonne commutation des interrupteurs.

Ces circuits assurent des fonctions tels: la génération de temps mort, l'isolation du circuit puissance, et surtout, garantir des pointes de courant lors de la mise en conduction des IGBT. Le schéma proposé n'est que l'une des variantes parmi de nombreuses solutions permises. L'essentiel, comme il a été dit, c'est de satisfaire les exigences de la commande avec une relative simplicité quant aux choix des composants.

Après implantation des composants, et lors de l'étape des essais, nous avons pu constater que les signaux obtenus en sortie sont corrects et surtout ne présentent pas de retard appréciable par rapport aux signaux d'entrée.

Ensuite nous avons présenté le circuit de puissance. Le recours au transistor IGBT est justifié par le faite de la simplicité de sa commande. La disposition en module des transistors est choisie dans le but de minimiser au maximum les inductances parasites dues aux câblages et faciliter la réalisation.

Lors de l'expérimentation, la visualisation du courant et de la tension a révélé une commutation parfaite des interrupteurs. La fréquence de découpage choisie pour la MLI ($5KHz$) n'est plus une contrainte pour le convertisseur ni de point vu échauffement ni de point de vu temps de commutation.

Pour tester le fonctionnement de l'onduleur, nous avons d'abord généré les trois signaux de commande MLI à partir de SIMULINK. Deux types de MLI ont été programmés : la MLI naturelle

et la MLI avec injection d'harmoniques. L'avantage de cette dernière réside dans le fait qu'elle nous permet d'améliorer le gain en tension du convertisseur, chose qu'on a put vérifier lors du tracé des courbes de gain du convertisseur.

Enfin, nous avons présenté les résultats expérimentaux obtenus sur une machine asynchrone alimentée par le convertisseur. L'allure du courant et de la tension est très satisfaisante pour les deux types de MLI. Le spectre du courant a montré que le taux des harmoniques par rapport au fondamental est faible dans les deux cas. Cependant l'influence du temps mort a pu être remarqué au voisinage de zéro et aux extremums de la tension de référence. La réduction de ce temps mort à quelques microsecondes (au lieu de $6\mu s$) est fort envisageable.

Dans une seconde partie, la distorsion de la tension MLI de l'onduleur a été approchée. Cette distorsion causée par les caractéristiques non idéales des interrupteurs de puissance et principalement par l'introduction du temps mort. D'ailleurs une distorsion, une chute de tension et un déphasage sont générés dans la tension de sortie.

Pour surmonter ces problèmes, une méthode de compensation en ligne a été proposée et validée expérimentalement. Cette méthode est basée sur modèle moyen des interrupteurs de puissance. La chute de tension est ainsi moyennée sur une période de la MLI puis rajoutée à la tension de référence conformément à la direction d'écoulement du courant de charge.

Les résultats expérimentaux ont montré une amélioration considérable au niveau de la tension de sortie. La forme devient sinusoïdale et la chute de tension est quasiment nulle. Ceci vérifie la validité de la méthode proposée.

La méthode proposée produit une tension en sortie de l'onduleur identique à la tension de référence. Des performances élevées en contrôle vectoriel de la machine à induction peuvent êtres obtenues, même en faibles vitesses, sans mesure des tensions des phases mais uniquement avec la mesure de deux courants de charge.

CHAPITRE 3

MODELISATION ET IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE

1 Introduction

La modélisation de l'actionneur est une étape importante pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux besoins des entrainements à vitesse variable et notamment de positionnement. Dans une première étape, la modélisation de la machines asynchrone triphasée en vu de sa commande, basé sur des hypothèses simplificatrices, est présentée. Ce modèle est moins complexe mais suffisamment représentatif, pour décrire le comportement de la machine asynchrone. Un aperçu sur le fonctionnement de la machine asynchrone est brièvement rappelé puis, les équations générales des tensions de la machine dans un repère triphasé fixes sont établies. Par suite, nous avons effectué une transformation de notre repère triphasé en un repère diphasé *dq* équivalent, tournant à une vitesse ω_s, moyennant la transformation de PARK. En fonction des valeurs que peut prendre cette vitesse, donc du référentiel choisi, plusieurs types de modèles du moteur asynchrone ont été présentés.

La machine à cage associée à un convertisseur de puissance constitue un variateur de vitesse robuste et peu coûteux. Cependant elle présente une difficulté majeure quant à l'identification de ses paramètres. La commande vectorielle de la machine asynchrone nécessite une connaissance très précise de ses paramètres particulièrement la constante de temps rotorique.

Les méthodes utilisées pour l'identification se divisent en deux groupes principaux. Le premier groupe est constitué par les mesures effectuées sur la machine en mouvement dans des conditions plus proches de celle de l'exploitation. De ce fait, leurs résultats sont plus près de la vérité. Le second est constitué de mesures statiques effectuées à l'arrêt de la machine. Ce dernier trouve son intérêt lors de la détermination des paramètres en régime transitoire.

La première méthode que nous proposons, pour la connaissance de ces paramètres, est basée sur les essais classiques, élaborés à partir du schéma électrique équivalent à savoir l'essai au synchronisme et l'essai en court circuit. La seconde méthode concerne la détermination de la constante de temps rotorique par un essai dit de 'coupure'. Une méthode dite de ralentissement est utilisée pour la détermination des paramètres mécaniques de la machine.

Dans le but de valider les paramètres trouvés, nous avons effectué deux essais de démarrage direct du moteur. Dans le premier, le moteur est alimenté par le réseau $50Hz$ et dans le second, il est alimenté via un onduleur MLI. Les relevés obtenus ont été confrontés aux résultats de simulation numériques.

2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

2.1 Description de la machine asynchrone

Constitution : Le moteur asynchrone, souvent appelé moteur à induction, est constitué de deux éléments principaux séparés par du vide appelé entrefer. Ils sont réalisés par un empilement de tôles magnétiques, et chacun comporte une distribution régulière d'encoches.

L'un de ces éléments appelé stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source d'alimentation. L'autre nommé rotor est monté sur un axe et libre de tourner. Les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou fermés sur eux même. On reconnaît deux types de rotor : rotor bobinée et rotor à cage d'écureuil.

Le stator : Le stator d'un moteur triphasé, comme son nom l'indique, est la partie statique de la machine asynchrone. Il se compose principalement :

- d'un noyau magnétique.
- des paliers.
- enroulements statoriques.
- du ventilateur refroidissant le moteur.
- le capot protégeant le ventilateur.

Le noyau magnétique est réalisé par un empilement de tôles magnétiques de faible épaisseur. L'ensemble forme un cylindre creux dont la face interne comporte une répartition régulière d'encoches où sont logés trois enroulements distribués. Ces derniers sont généralement couplés en triangle et alimentés par une source triphasée.

La figure 3.1 illustre une vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage [40] :

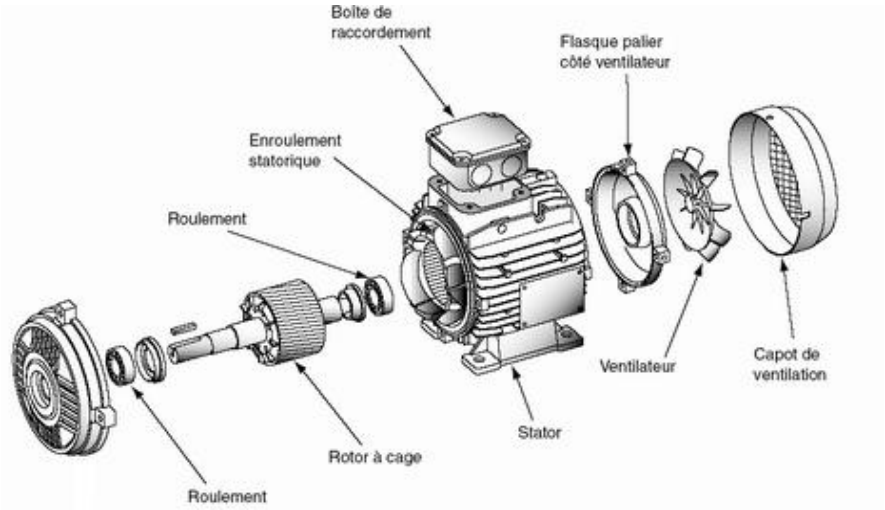


Figure 3.1 : Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage

Le rotor : C'est la partie mobile de la machine. Il est réalisé, comme le stator, d'un empilement de tôles magnétiques formant un cylindre plein, monté sur un arbre en acier, capable de tourner.

Pour les rotors bobinés, les enroulements et leurs différents aspects sont semblables à ceux du stator. Il présente la particularité d'être connectés à des bagues sur lesquelles frottent des balais qui rendent le circuit accessible de l'extérieur.

Dans le cas du rotor à cage d'écureuil, comme c'est le cas de notre machine d'étude, les enroulements sont constitués de barres conductrices en cuivre court-circuitées par deux anneaux placés à chaque extrémité. Pour former le rotor, on empile les lames de façon que les conducteurs soient obliques par rapport à l'axe du moteur. Cette disposition a pour effet de réduire considérablement le bruit et les sous harmoniques durant l'accélération, et donne, par conséquent, un démarrage et une accélération plus uniforme.

2.1.1 Principe de fonctionnement

Comme les enroulements statoriques sont alimentés par un système de tension triphasé équilibré de pulsation électrique $\omega_s = 2\pi f_s$, ils se trouvent parcourus par un système de courants triphasé équilibré et de même pulsation ω_s. Chaque courant crée une f.m.m pulsante et l'ensemble des trois courants créent une f.m.m statorique tournante $\overline{\xi}_s$donc un champ tournant statorique à P paires de pôles à la pulsation mécanique $\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$ appelée pulsation de synchronisme .

Le rotor de la machine qui est en court-circuit sera le siège d'un système de courants induits, triphasés équilibrés de pulsation électrique $\omega_r = 2\pi f_r$. Ces courants vont créer à leurs tours une f.m.m rotorique tournante $\overline{\xi}_r$donc un champ et un flux rotorique tournant à la pulsation mécanique $\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$ par rapport au rotor.

Donc on peut définir :

Ω_s: Pulsation mécanique de la f.m.m $\overline{\xi}_s$par rapport au stator.

Ω_r: Pulsation mécanique de la f.m.m $\overline{\xi}_r$par rapport au rotor.

Ω: Pulsation mécanique de rotation de rotor par rapport au stator.

Avec : $\Omega_s = \Omega_r + \Omega$

Ainsi, les f.m.m statoriques et rotoriques tournent à la même pulsation Ω_s, et l'interaction entre les deux champs donne naissance au couple électromagnétique de la machine.

Glissement : De son appellation, la machine asynchrone ne tourne jamais à la vitesse de synchronisme. On définit le glissement g comme l'écart relatif de la vitesse du rotor par rapport à la vitesse de champ tournant statorique

Le glissement est donné par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \tag{3.1}$$

$$\Longrightarrow \quad \omega_r = g\omega_s \Longrightarrow f_r = gf_s \tag{3.2}$$

2.2 Modélisation dans le repère triphasé *abc*

2.2.1 Description

La machine asynchrone triphasée à étudier est représentée dans sa structure de principe sur la figure 3.2 dans un plan perpendiculaire à son axe de rotation. Les trois enroulements statorique sont portés par les axes (oas, obs, ocs) décalés, deux à deux, de 120° électrique. [42]

La structure électrique du rotor est réalisée par une cage d'écureuil. Il sera admis que cette structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné. Donc il sera schématisé par trois enroulements en court circuit portés par les axes (oar, obr, ocr) décalés deux à deux de 120° électrique.

2.2.2 Définition des angles

$$\begin{aligned}
(\overrightarrow{oas}, \overrightarrow{od}) &= \theta_s \\
(\overrightarrow{obs}, \overrightarrow{od}) &= \theta_s - \frac{2\pi}{3} \\
(\overrightarrow{ocs}, \overrightarrow{od}) &= \theta_s - \frac{4\pi}{3} \\
(\overrightarrow{oar}, \overrightarrow{od}) &= \theta_r \\
(\overrightarrow{obr}, \overrightarrow{od}) &= \theta_r - \frac{2\pi}{3} \\
(\overrightarrow{ocr}, \overrightarrow{od}) &= \theta_r - \frac{4\pi}{3} \\
(\overrightarrow{oas}, \overrightarrow{oar}) &= \theta
\end{aligned} \tag{3.3}$$

L'axe q est en arrière de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à l'axe d.
$\theta = \theta_s - \theta_r$
$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$: vitesse angulaire du rotor.

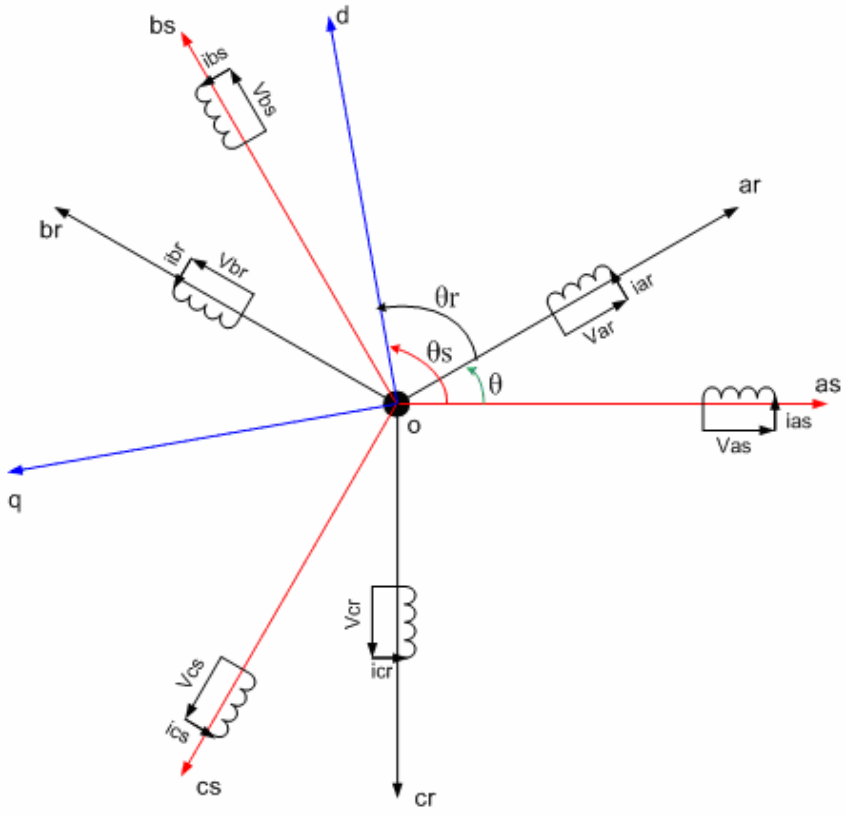


Figure 3.2 : Représentation schématique de la machine asynchrone.

2.2.3 Hypothèses simplificatrices. Conventions de signe

L'étude de la machine asynchrone, traduisant les lois de l'électromagnétisme, s'appuie sur un certains nombre d'hypothèses [42]:

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaire des courants.
- On ne considère que le fondamental des grandeurs variables.
- Toutes formes de pertes seront négligées. (Pertes fer, courants de Foucault,.....).

On admet les conventions suivantes :

- Les angles et les vitesses sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.
- La machine est considérée comme récepteur, alimenté par une source triphasée

2.2.4 Mise en équation du fonctionnement de la machine

Le comportement dynamique de la machine se traduit par trois types d'équations.

- Equations électriques
- Equations magnétiques
- Equation mécanique

Equations électriques : Les expressions des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent d'une manière générale sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{aligned} [\mathbf{v}_{abcs}] &= [\mathbf{R}_s]\,[\mathbf{i}_{abcs}] + \frac{d\,[\mathbf{\Phi}_{abcs}]}{dt} \\ [\mathbf{v}_{abcr}] &= [\mathbf{R}_r]\,[\mathbf{i}_{abcr}] + \frac{d\,[\mathbf{\Phi}_{abcr}]}{dt} \end{aligned} \tag{3.4}$$

$[\mathbf{v}_{abcs}]$: Vecteur des tensions statoriques.
$[\mathbf{v}_{abcr}]$: Vecteur des tensions rotoriques.
$[\mathbf{i}_{abcs}]$:Vecteur des courants statoriques
$[\mathbf{i}_{abcr}]$:Vecteur des courants rotoriques
$[\mathbf{R}_s]$: Matrice des résistances au stator.
$[\mathbf{R}_r]$: Matrice des résistances au rotor

L'écriture développée des équations (3.4) donne :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{3.5}$$

Equations magnétiques : Les relations entre flux et courants sont données sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix}\varphi_{sa}\\ \varphi_{sb}\\ \varphi_{sc}\\ \varphi_{ra}\\ \varphi_{rb}\\ \varphi_{rc}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_{sr}\cos\theta & M_{sr}\cos(\theta-\frac{4\pi}{3}) & M_{sr}\cos(\theta-\frac{2\pi}{3})\\ M_s & l_s & M_s & M_{sr}(\theta-\frac{2\pi}{3}) & M_{sr}\cos\theta & M_{sr}\cos(\theta-\frac{4\pi}{3})\\ M_s & M_s & l_s & M_{sr}(\theta-\frac{2\pi}{3}) & M_{sr}\cos(\theta-\frac{4\pi}{3}) & M_{sr}\cos\theta\\ M_{sr}\cos\theta & M_{sr}(\theta-\frac{2\pi}{3}) & M_{sr}\cos(\theta-\frac{4\pi}{3}) & l_r & M_r & M_r\\ M_{sr}\cos(\theta-\frac{4\pi}{3}) & M_{sr}\cos\theta & M_{sr}\cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & M_r & l_r & M_r\\ M_{sr}\cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & M_{sr}\cos(\theta-\frac{4\pi}{3}) & M_{sr}\cos\theta & M_r & M_r & l_r\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}i_{sa}\\ i_{sb}\\ i_{sc}\\ i_{ra}\\ i_{rb}\\ i_{rc}\end{bmatrix} \tag{3.6}$$

l_s : Inductances propres d'une phase statorique.
l_r : Inductances propres d'une phase rotorique.
M_s: Inductance mutuelle entre deux phases statorique.
M_r: Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.
M_{sr}: Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une autre rotorique.

2.3 Modèle de Park de la machine asynchrone

2.3.1 La transformation de Park

Le modèle de Park consiste à décomposer le système triphasé (oa, ob, oc) en un système diphasé dq. L'axe d est appelé axe direct et l'axe q axe en quadrature. Cette transformation nous permet d'appliquer aux grandeurs, courants, tensions et flux un changement de variable, en faisant intervenir l'angle entre les axes des phases et l'axe d de la nouvelle base [41].

Deux types de matrices de passage sont intéressants : l'un conserve les amplitudes des grandeurs variables et l'autre conserve la puissance instantanée donc l'équivalence énergétique. C'est cette dernière matrice de passage qui sera utilisée dans la suite de notre travail.

On définit la matrice de Park suivante :

$$\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos\Psi & \cos(\Psi-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\Psi-\frac{4\pi}{3})\\ -\sin\Psi & -\sin(\Psi-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi-\frac{4\pi}{3})\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \tag{3.7}$$

La matrice inverse s'écrit:

$$[\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]^{-1}=[\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]^{t}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos\Psi & -\sin\Psi & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos(\Psi-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi-\frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos(\Psi-\frac{4\pi}{3}) & -\sin(\Psi-\frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \tag{3.8}$$

Donc d'une manière générale on écrit :

$$\begin{bmatrix}X_d\\ X_q\\ X_0\end{bmatrix}=\mathbf{P}(\mathbf{\Psi}).\begin{bmatrix}X_a\\ X_b\\ X_c\end{bmatrix}\text{ et }\begin{bmatrix}X_a\\ X_b\\ X_c\end{bmatrix}=[\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]^{-1}.\begin{bmatrix}X_d\\ X_q\\ X_0\end{bmatrix} \tag{3.8}$$

Ψ : représente θ_s pour les grandeurs statoriques et θ_r pour les grandeurs rotoriques.
X_{dq0} : représente soit le courant, la tension, ou flux dans la nouvelle base dq
X_{abc} : représente soit le courant, la tension ou le flux dans l'ancienne base abc

Remarque : La matrice de Park peut être obtenue par l'adjonction en cascade de deux matrices de passage. La première, notée T_1, permet le passage de la structure triphasée au système biphasé équivalent $\alpha\beta$. La seconde, notée T_2, permet d'écrire les équations de la machine dans le repère tournant dq en appliquant une rotation d'angle θ_s pour les grandeurs statoriques et θ_r pour les grandeurs rotoriques.

La matrice T_1, connue sous le nom de transformation de Concordia est donnée, dans le cas où la composante homopolaire est nulle, par :

$$[\mathbf{T_1}] = \sqrt{\frac{\mathbf{2}}{\mathbf{3}}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\mathbf{T_1}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

La matrice de rotation T_2 qui permet l'écriture des équations de la machine dans le repère tournant dq est donnée par :

$$[\mathbf{T_2}] = \begin{bmatrix} \cos\Psi & \sin\Psi \\ -\sin\Psi & \cos\Psi \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\mathbf{T_2}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\Psi & -\sin\Psi \\ \sin\Psi & \cos\Psi \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

2.3.2 Equations de la machine dans les axes dq

Equations électriques

$$[\mathbf{v}_{abc}] = [\mathbf{R}]\,[\mathbf{i}_{abc}] + \frac{d\,[\mathbf{\Phi}_{abc}]}{dt} \tag{3.11}$$

En introduisant la transformation inverse de PARK, l'équation précédente s'écrit :

$$[\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]^{-1}\,.\,[\mathbf{V}_{dq0}] = [\mathbf{R}]\,[\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]^{-1}\,[\mathbf{I}_{dq0}] + \frac{d}{dt}\left\{[\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]^{-1}\,[\mathbf{\Phi}_{dq0}]\right\} \tag{3.12}$$

Multiplions l'équation (3.12) par $[\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]$, on obtient

$$[\mathbf{V}_{dq0}] = [\mathbf{R}]\,[\mathbf{I}_{dq0}] + \frac{d\,[\mathbf{\Phi}_{dq0}]}{dt} + [\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]\left\{\frac{d\,[\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]^{-1}}{dt}\right\}.\,[\mathbf{\Phi}_{dq0}] \tag{3.13}$$

On peut démontrer que :[44]

$$[\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]\left\{\frac{d\,[\mathbf{P}(\mathbf{\Psi})]^{-1}}{dt}\right\} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\Psi}{dt}$$

En substituant dans 3.13 on peut écrire l'équation suivante:

$$[\mathbf{V}_{dq0}] = [\mathbf{R}]\,[\mathbf{I}_{dq0}] + \frac{d\,[\mathbf{\Phi}_{dq0}]}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\Psi}{dt}\,[\mathbf{\Phi}_{dq0}] \tag{3.14}$$

L'équation (3.14) s'écrit au stator et au rotor sous la forme du système suivant :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} + R_s I_{sd} \\ V_{sq} &= \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} + R_s I_{sq} \\ V_{rd} &= \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} + R_r I_{rd} \\ V_{rq} &= \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd} + R_r I_{rq} \end{aligned} \tag{3.15}$$

Avec : (1)

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \; et \; \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \tag{2}$$

Equations magnétiques : D'une manière générale le flux dans dq est donné par :

$$[\boldsymbol{\Phi}_{dq0}] = [\mathbf{P}(\boldsymbol{\Psi})]\,[\boldsymbol{\varphi}_{abc}] \tag{3.16}$$

L'équation (3.16) s'écrit au stator et au rotor

$$\begin{aligned} \left[\boldsymbol{\Phi}_{s(dq0)}\right] &= [\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta}_s)] \,.\, \left\{ [\mathbf{L}_{ss}]\,[\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta}_s)]^{-1} \left[\mathbf{I}_{s(dq0)}\right] + [\mathbf{M}_{sr}]\,[\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta}_r)]^{-1} \left[\mathbf{I}_{r(dq0)}\right] \right\} \\ \left[\boldsymbol{\Phi}_{r(dq0)}\right] &= [\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta}_r)] \,.\, \left\{ [\mathbf{L}_{rr}]\,[\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta}_r)]^{-1} \left[\mathbf{I}_{r(dq0)}\right] + [\mathbf{M}_{sr}]\,[\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta}_s)]^{-1} \left[\mathbf{I}_{s(dq0)}\right] \right\} \end{aligned} \tag{3.17}$$

Après développement du système d'équations (3.17), on aura le système matriciel des flux en fonction des courants dans la base dq :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{s0} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_s - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_s - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{s0} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{r0} \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

On définit
$L_s = l_s - M_s$: inductance cyclique du stator
$L_r = l_r - M_r$: inductance cyclique du rotor
$L_m = \frac{3}{2}M_{sr}$ inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor
$L_{s0} = l_s + 2M_s$: inductance homopolaire statorique
$L_{r0} = l_r + 2M_r$: inductance homopolaire rotorique

Remarque : On constate que la transformation de Park rend les coefficients de la matrice des inductances indépendants du temps, et le nombre des paramètres électromagnétiques se réduit à cinq.

Le mode habituel équilibré de l'alimentation du stator et la structure symétrique des enroulements de la machine confèrent la nullité aux sommes des courants statoriques et des courants rotoriques. Par conséquent les composantes homopolaires d'indice (0) sont nulles [2]. Dans ces conditions, les flux d'axes dq sont simplement définis par les trois paramètres constants. L_s, L_r, L_m

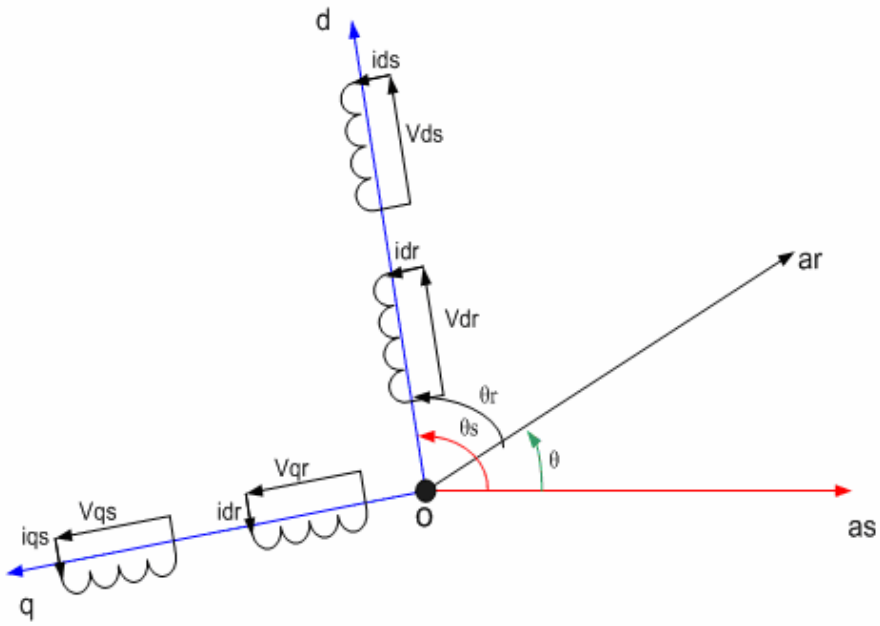


Figure 3.3 : Représentation schématique de la machine
dans le repère dq

Le système d'équation (3.18) se réduit ainsi au système suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

Finalement la machine asynchrone peut être représentée dans une structure diphasée. Chaque axe porte deux enroulements; l'un est relatif au stator l'autre au rotor, comme le montre la figure3.3

Couple électromagnétique développé par la machine : Le couple électromagnétique fourni par la machine peut s'écrire avec six manières différentes et cela suivant les grandeurs d'états choisies. En choisissant les flux et courants statorique comme variables on obtient l'expression suivante:

$$C_e = p(\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \tag{3.20}$$

Et l'équation mécanique s'écrit :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \tag{3.21}$$

Le couple résistant C_r peut s'écrire de la façon suivante :

$$C_r = f\Omega + C_s + C_{ch} \tag{3.22}$$

J : Moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.
C_r : Couple résistant total
C_s : Couple de frottement sec.
C_{ch} : couple de charge

2.4 Modélisation de la machine alimentée en tension :

Le rotor de la machine est en court-circuit ce qui donne $V_{rd} = V_{rq} = 0$ et en appliquant le changement de variables suivant [43] :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ coefficient de dispersion
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ constante de temps rotorique

les équations de la machine asynchrone dans un référentiel dq quelconque, avec comme grandeurs d'état les courants statoriques et les flux rotoriques, s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned}
\dot{I}_{sd} &= -(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{L_m T_r}\Phi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{\omega}{L_m}\Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sd} \\
\dot{I}_{sq} &= -(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{L_m T_r}\Phi_{rq} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{\omega}{L_m}\Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sq} \\
\dot{\Phi}_{sd} &= \frac{L_m}{T_r}I_{sd} - \frac{1}{T_r}\Phi_{rd} + (\omega_s - \omega)\Phi_{rq} \\
\dot{\Phi}_{sq} &= \frac{L_m}{T_r}I_{sq} - \frac{1}{T_r}\Phi_{rq} - (\omega_s - \omega)\Phi_{rd}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse électrique du rotor s'écrivent :

$$\begin{aligned}
C_e &= p\frac{L_m}{L_r}(\Phi_{rd}I_{sq} - \Phi_{rq}I_{sd}) \\
\frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J}(C_e - C_r)
\end{aligned} \tag{3.24}$$

Dans notre cas la machine comporte un rotor à cage d'écureuil, ce qui rend quasi-impossible la mesure de l'inductance mutuelle cyclique L_m Pour palier à cette contrainte, on procède à un changement de variable qui nous permet d'éliminer cette inductance. On pose [43] :

$$\begin{aligned}
I_{rmd} &= \frac{\Phi_{rd}}{L_m} \\
I_{rmq} &= \frac{\Phi_{rq}}{L_m}
\end{aligned} \tag{3.25}$$

En substituant donc le courant magnétisant aux flux rotorique dans le but de faire disparaître l'inductance cyclique de magnétisation L_m on obtient le modèle suivant :

$$\begin{aligned}
\dot{I}_{sd} &= -(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmd} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega I_{rmq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\
\dot{I}_{sq} &= -\omega_s I_{sd} - (\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega I_{rmd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\
\dot{I}_{rmd} &= \frac{1}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} I_{rmd} + (\omega_s - \omega) I_{rmq} \\
\dot{I}_{rmq} &= \frac{1}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} I_{rmq} - (\omega_s - \omega) I_{rmd} \\
\dot{\omega} &= \frac{p^2}{J}(1-\sigma) L_s (I_{rmd} I_{sq} - I_{rmq} I_{sd}) - \frac{p}{J} C_r
\end{aligned} \tag{3.26}$$

2.4.1 Choix du référentiel

Le choix de référentiel se fait par rapport au problème à étudier. Trois référentiels sont intéressants en pratique, à savoir ; le référentiel lié au stator, le référentiel lié au rotor et le référentiel généralisé lié au champ tournant [42].

Référentiel lié au stator $\alpha\beta$: Dans ce référentiel l'angle θ_s entre la phase du stator et l'axe d est nul par conséquent $\omega_s = 0$. Les grandeurs dans ce référentiel sont sinusoïdales de pulsation égale à la pulsation statoriques ω_s. L'angle de transformation de Park dans ce référentiel est nul, les problèmes pour sa détermination ne se posent plus. Par conséquent, la transformation triphasée-diphasée est linéaire. Ce référentiel est pratique pour l'étude des variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation.

Les équations de la machine dans ce référentiel s'écrivent :

$$\begin{aligned}
\dot{I}_{s\alpha} &= -(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rm\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega I_{rm\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\
\dot{I}_{s\beta} &= -(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{s\beta} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega I_{rm\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rm\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\
\dot{I}_{rm\alpha} &= \frac{1}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} I_{rm\alpha} - \omega I_{rm\beta} \\
\dot{I}_{rm\beta} &= \frac{1}{T_r} I_{s\beta} + \omega I_{rm\alpha} - \frac{1}{T_r} I_{rm\beta} \\
\dot{\omega} &= \frac{p^2}{J}(1-\sigma) L_s (I_{rm\alpha} I_{s\beta} - I_{rm\beta} I_{s\alpha}) - \frac{p}{J} C_r
\end{aligned} \tag{3.27}$$

Référentiel lié au rotor xy : Dans ce référentiel, le repère dq tourne à la vitesse électrique du rotor ($\omega_r = 0$), par conséquent on a $\omega_s = \omega$. Les équations de la machine ne dépendent que de la vitesse électrique du rotor ω. L'angle de transformation de Park peut être facilement mesuré à l'aide d'un capteur de position du rotor. Les variables d'état sont des grandeurs sinusoïdales de faible pulsation égale à celle des courants rotorique.

L'écriture des équations de la machine dans ce référentiel donne:

$$
\begin{aligned}
\dot{I}_{sx} &= -(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{sx} + \omega I_{sy} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_s}\frac{1}{T_r}I_{rmx} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sx} \\
\dot{I}_{sy} &= -(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{sy} + \omega I_{sx} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_s}\frac{1}{T_r}I_{rmy} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sy} \\
\dot{I}_{rmx} &= \frac{1}{T_r}I_{sx} - \frac{1}{T_r}I_{rmx} + \omega I_{rmy} \\
\dot{I}_{rmy} &= \frac{1}{T_r}I_{sy} - \omega I_{rmx} - \frac{1}{T_r}I_{rmy} \\
\dot{\omega} &= \frac{p^2}{J}(1-\sigma)L_s(I_{rmx}I_{sy} - I_{rmy}I_{sx}) - \frac{p}{J}C_r
\end{aligned}
\tag{3.28}
$$

Référentiel lié au champ tournant dq : Dans ce référentiel, le repère dq tourne à la vitesse électrique du champ tournant ω_s et les équations de la machine ne subissent aucune simplification. L'avantage de ce repère est que toutes les grandeurs d'entrées-sorties sont continues et il est relativement plus simple de commander des valeurs continues.

De plus, on a la possibilité d'orienter l'un des axes d ou q suivant la direction d'un des quatre vecteurs décrivant le comportement du moteur, par conséquent il est possible de définir quatre types de référentiel immobiles par rapport au champ tournant [45].

- L'axe d est aligné avec le courant statortique I_s
- L'axe d est aligné avec la tension statorique V_s
- L'axe d est aligné avec le flux statorique Φ_s
- L'axe d est aligné avec le courant magnétisant I_{rm}

Dans ce dernier cas le courant totalisé $I_{rm} = I_{rmd}$, vu que $I_{rmq} = 0$. L'angle de transformation de Park sera égal à l'angle du flux rotorique avec la phase 'a' du stator. L'asservissement du flux rotorique dans ce repère est connu sous le nom de commande par la méthode du champ orienté. Cette méthode permet de découpler le flux rotorique et le couple d'une manière analogue à un moteur à courant continu à excitation séparée. Par conséquent, on peut découpler la commande du flux et la commande du couple électromagnétique. La difficulté majeure de cette méthode reste la détermination de l'angle de transformation de Park et de sa dérivée.

3 Identification des paramètres électriques de la machine asynchrone triphasée

Dans le cas d'une machine asynchrone à cage, il est impossible de mesurer séparément les vrais paramètres R_r, L_r, et L_m, Néanmoins, nous avons montré dans la section précédente que la connaissance de ces derniers n'est pas vraiment indispensable. Et que, indépendamment de la technologie de son rotor, la machine asynchrone triphasée peut être caractérisée uniquement par les quatre paramètres R_s, L_s, σ et T_r.

La première méthode que nous proposons pour la connaissance de ces paramètres est basée sur les essais classiques élaborés à partir du schéma électrique équivalent, dans lequel les fuites sont totalisées au rotor et ramenées au stator. Deux essais sont nécessaires : l'essai au synchronisme($g = 0$) pour la détermination de L_s et l'essai en court circuit à rotor bloqué pour le mesurage de σ et T_r. La résistance R_s est mesurée en courant continu par la méthode volt ampère-métrique.

La seconde méthode concerne la détermination de T_r par un essai dit de 'coupure'. On couple le stator au réseau, puis en accroît la vitesse de rotation à l'aide d'un moteur à courant continu jusqu'à la vitesse de synchronisme. A l'instant t, on coupe l'alimentation statorique et on procède

à l'enregistrement de la tension statorique par phase. Cette dernière évolue selon une sinusoïde amortie avec la constante de temps rotorique T_r que l'on calcule à partir de deux points sur l'une des enveloppes exponentielles.

3.1 Identification par les essais classiques

3.1.1 Mesure de la résistance R_s d'une phase statorique

La mesure des résistances est faite par la méthode volt-ampèremétrique. On alimente deux enroulements de la machine en courant continu. L'essai nécessite une source d'alimentation en continu, un voltmètre et un ampèremètre, (figure 3.4), afin de mesurer les grandeurs qui caractérisent la résistance suivant la loi d'ohm.

$$R_s = \frac{V_s}{2I_s} \tag{3.29}$$

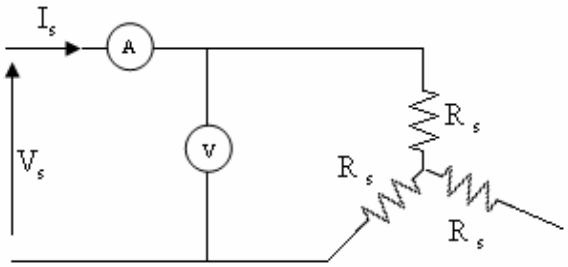


Figure 3.4 : Schéma de mesure de la résistance statorique en continu.

La valeur moyenne à chaud de la résistance d'une phase statorique, calculée pour différentes valeurs du courant I_s et de la tension V_s, vaut : $Rs = 1.46\Omega$

3.1.2 Essai à vide au synchronisme et calcul de R_{fer} et L_s

Durant cet essai, le moteur asynchrone est entraîné par un moteur à courant continu pour compenser les pertes mécaniques. Le rotor se porte donc comme s'il était ouvert, c'est à dire; parcouru par un courant rotorique nul. En d'autres termes, comme si son impédance était infinie.

Cet essai est utilisé pour déterminer les paramètres L_s et $.R_{fer}$ Ces derniers sont déterminés pour différentes valeurs de la tension d'alimentation et la fréquence de sorte que le rapport entre ces deux grandeurs soit constant (pour garder le flux constant dans la machine.

La figure suivante représente le schéma équivalent du moteur par phase au régime du synchronisme:

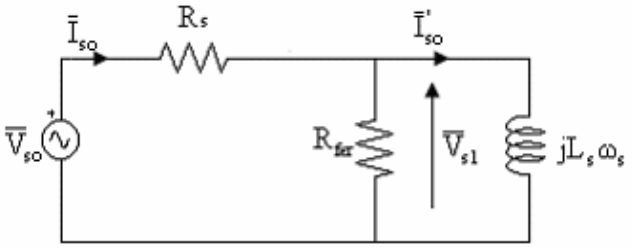


Figure 3.5 : Schéma équivalent du moteur au régime du synchronisme

A l'aide d'un wattmètre triphasé on mesure, la puissance active totale à l'entrée P_0, le courant I_{s0} et la tension V_{s0}.

Un bilan des différentes puissances permet, en allant de proche en proche, le calcul de la tension aux bornes de la branche de magnétisation V_{s1} puis le calcul de R_{fer} et L_s

L'inductance L_s et la résistance R_{fer} seront données en fin de compte par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{3V_{s1}^2}{Q_0\omega_s} \\ R_{fer} &= \frac{3V_{s1}^2}{(P_0 - 3R_sI_{s0}^2)} \end{aligned} \tag{3.30}$$

La tension V_{s1} et la puissance réactive Q_0 sont calculées par :

$$\begin{aligned} V_{s1} &= \frac{\sqrt{(P_0 - 3R_sI_{s0}^2)^2 + Q_0^2}}{3I_{s0}^2} \\ Q_0 &= \sqrt{(3V_{s0}I_{S0})^2 - P_0^2} \end{aligned} \tag{3.31}$$

Les résultats numériques recueillis pendant l'essai au régime du synchronisme ont permis de calculer une moyenne pour l'inductance cyclique statorique et pour la résistance équivalente aux pertes fer. On trouve : $L_s = 0.282H$

3.1.3 Essai à rotor bloqué: détermination de σ et T_r

Le rotor de la machine est bloqué, la valeur du glissement est $g = 1$, le moteur est alimenté par un système triphasé équilibré de tension réduite de façon à ne pas dépasser le courant nominale.

Dans un fonctionnement à fréquence statorique constante, les pertes ferromagnétiques sont proportionnelles au carré de la tension. La tension d'alimentation étant réduite c'est pourquoi elles sont négligées dans cet essai. Il en est de même pour le courant traversant L_s.

Le schéma équivalent du moteur avec la branche de magnétisation négligée est donc le suivant :

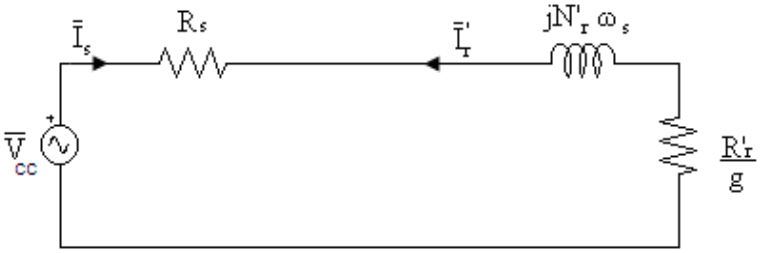


Figure 3.6 : Schéma équivalent du moteur à rotor bloqué.

Pendant l'essai on mesure la tension entre deux phases $U_{cc} = V_{cc}\sqrt{3}$, le courant de ligne I_{cc} et la puissance absorbée P_{cc}.

Les paramètres T_r et σ sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} \sigma &= \frac{N_r^{'}}{N_r^{'} + L_s} \\ T_r &= \frac{N_r^{'} + L_s}{R_r^{'}} \end{aligned} \tag{3.32}$$

Le calcul de la résistance rotorique $R_r^{'}$ ramenée au stator et de l'inductance de fuites totalisées au rotor et ramenée au stator $N_r^{'}$ seront calculées de manière suivante:

$$\begin{aligned} N_r^{'} &= \frac{\sqrt{(3V_{cc}I_{cc})^2 - P_{cc}^2}}{3\omega_s I_{cc}^2} \\ R_r^{'} &= \frac{P_{cc} - 3R_s I_{cc}^2}{3I_{cc}^2} \end{aligned} \tag{3.33}$$

L'essai est répété pour différentes valeurs de tensions d'alimentation. Par application des relations (3.32) et (3.33) on obtient les valeurs moyennes de σ et T_r : $T_r = 0.100$ et $\sigma = 0.07455$

3.2 Détermination de T_r par l'essai de coupure:

Le rotor, enroulement en court circuit, est entraîné à la vitesse du synchronisme par un moteur à courant continu. On couple le stator au réseau, en respectant un ordre correct de succession des phases. A l'instant t, on débranche simultanément les trois phases d'alimentation, le courant circulant dans le stator s'annule et une tension induite par les courants rotoriques apparaît au niveau du stator.

On procède à l'enregistrement de la tension statorique par phase, cette dernière évolue selon une sinusoïde amortie avec la constante de temps T_r que l'on calcul à partir de deux point sur l'une des enveloppes exponentielle [48].

Dans un référentiel dq lié au rotor ($\omega_s = \omega$) et après ouverture du circuit du stator (annulant simultanément les courants I_{sd} et I_{sq}), les équations de la machine s'écrivent :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega\Phi_{sq} \\ V_{sq} &= \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega\Phi_{sd} \\ V_{rd} &= \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + R_r I_{rd} = 0 \\ V_{rq} &= \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + R_r I_{rq} = 0 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Les flux après coupure sont donnés par :

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_m I_{rd} \\ \Phi_{sq} &= L_m I_{rq} \\ \Phi_{rd} &= L_r I_{rd} \\ \Phi_{rq} &= L_r I_{rq} \end{aligned} \tag{3.35}$$

Ce qui donne au rotor :

$$\begin{aligned} L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + R_r I_{rd} = 0 \Longrightarrow I_{rd}(t) = I_{rd}(0) e^{-\frac{t}{T_r}} \\ L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + R_r I_{rq} = 0 \Longrightarrow I_{rq}(t) = I_{rq}(0) e^{-\frac{t}{T_r}} \end{aligned} \tag{3.36}$$

En introduisant les expressions de I_{rd} et I_{rq} dans celle de V_{sd} et V_{sq} on obtient :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \left(-L_m I_{rd}(0) \frac{1}{T_r} - \omega L_m I_{rq}(0) \right) e^{-\frac{t}{T_r}} \\ V_{sd} &= \left(-L_m I_{rq}(0) \frac{1}{T_r} + \omega L_m I_{rd}(0) \right) e^{-\frac{t}{T_r}} \end{aligned} \tag{3.37}$$

Expression de $I_{rd}(0)$ et $I_{rq}(0)$: A l'instant de coupure, le circuit rotorique, n'étant pas modifié, va contribuer au maintient du flux initial par création d'un courant qui décroît en fonction de la constante de temps rotorique.

En écrivant les expressions du flux rotorique et en tenant compte de la conservation des flux avant et après la coupure, on obtient les expressions du courant rotorique.

$$\begin{aligned} \Phi_{rd}(0^-) &= L_m I_{sd}(0^-) + L_r I_{rd}(0^-) \\ \Phi_{rq}(0^-) &= L_m I_{sq}(0^-) + L_r I_{rq}(0^-) \\ \Phi_{rd}(0^+) &= L_r I_{rd}(0^+) \\ \Phi_{rq}(0^+) &= L_r I_{rq}(0^+) \end{aligned} \tag{3.38}$$

$$\begin{aligned} \Phi_{rd}(0^-) = \Phi_{rd}(0^+) \Longrightarrow I_{rd}(0^+) = \frac{L_m}{L_r} I_{sd}(0^-) + I_{rd}(0^-) \\ \Phi_{rq}(0^-) = \Phi_{rq}(0^+) \Longrightarrow I_{rq}(0^+) = \frac{L_m}{L_r} I_{sq}(0^-) + I_{rq}(0^-) \end{aligned} \tag{3.39}$$

Dans le cas où la machine tourne au synchronisme, les courants rotoriques sont nuls et on aura: $I_{rq}(0^-) = I_{rd}(0^-)$ D'où

$$\begin{aligned} I_{rd}(0^+) &= \frac{L_m}{L_r} I_{sd}(0^-) \\ I_{rq}(0^+) &= \frac{L_m}{L_r} I_{sq}(0^-) \end{aligned} \tag{3.40}$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} auront comme expressions :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \left(-\frac{L_m^2}{L_r} I_{sd}(0^-) \frac{1}{T_r} - \omega \frac{L_m^2}{L_r} I_{sq}(0^-) \right) e^{-\frac{t}{T_r}} \\ V_{sq} &= \left(-\frac{L_m^2}{L_r} I_{sq}(0^-) \frac{1}{T_r} + \omega \frac{L_m^2}{L_r} I_{sd}(0^-) \right) e^{-\frac{t}{T_r}} \end{aligned} \tag{3.41}$$

Par la transformation inverse de Park, on établit que :

$$V_{sa}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_{sd} \cos \omega_s t - V_{sq} \sin \omega_s t \right) = \sqrt{(T_r \omega_s)^2 + 1} \frac{(1-\sigma) L_s}{T_r} I_{S0} e^{-\frac{t}{T_r}} \sin \omega_s t. \tag{3.42}$$

Pour déterminer la constante de temps rotorique T_r, on choisit sur les chronogrammes de tension $V_{sa}(t)$, après l'ouverture du circuit statorique, deux instants t_1 et t_2 qui correspondent à des passages par les points $V_{sa}(t_1)$ et $V_{sa}(t_2)$ communs à l'enveloppe exponentielle et à la tension $V_{sa}(t)$.

L'enveloppe exponentielle de la tension et commune à $V_{sa}(t)$ est de la forme :$V_{sa}(t) = Ae^{-\frac{t}{T_r}}$. Aux deux instants t_1 et t_2 correspond : $V_{sa}(t_1) = Ae^{-\frac{t_1}{T_r}}$ et $V_{sa}(t_2) = Ae^{-\frac{t_2}{T_r}}$. D'où on tire l'expression de T_r suivante :

$$T_r = \frac{t_1 - t_2}{Log \left[\frac{V_{sa}(t_1)}{V_{sa}(t_2)} \right]} \tag{3.43}$$

L'essai est effectué pour différentes valeurs de la tension d'alimentation. Les résultats des calculs sont résumés dans le tableau suivant:

$V_{cc}\sqrt{3}(V)$	400	320	240	160
$f(Hz)$	50	40	30	20
$V_{sa}(t_1)$	248	204	120	110
$V_{sa}(t_2)$	208	164	90	70
$\Delta t(s)$	0.020	0.025	0.033	0.05
$T_r(s)$	0.113	0.114	0.114	0.110

Le calcul de la valeur moyenne donne : $T_r = 0.113s$

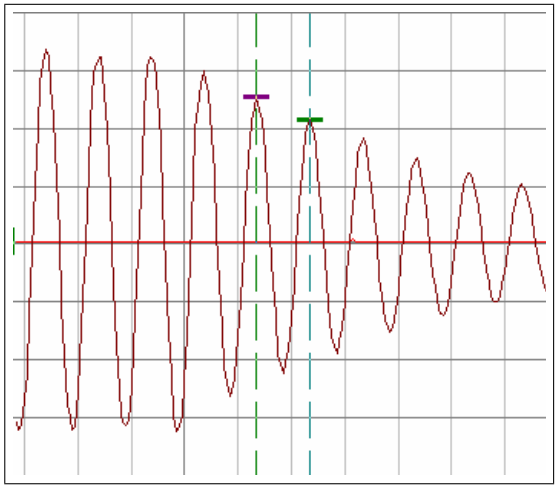


Figure 3.7 : Chronogramme de le tension $V_{sa}(t)$ à la coupure pour $f = 50Hz$. Echelle :X: $20ms/div$, Y: $100V/div$

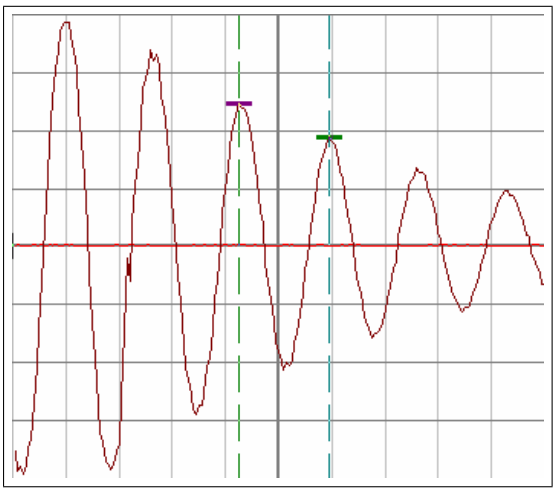


Figure 3.8 : Chronogramme de le tension $V_{sa}(t)$ à la coupure pour $f = 30Hz$ .Echelle :X: $20ms/div$, Y: $50V/div$

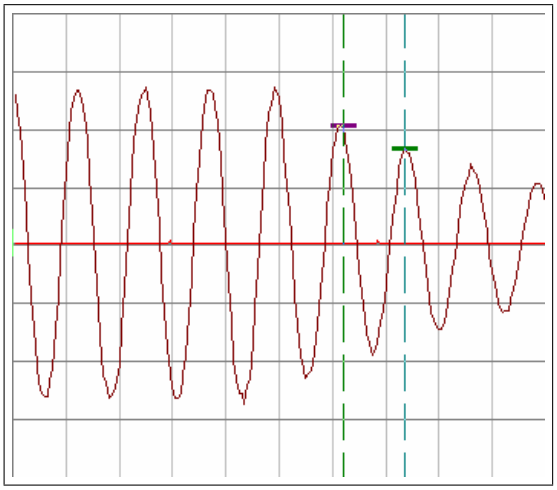


Figure 3.9 : Chronogramme de le tension $V_{sa}(t)$ à la coupure pour $f = 40Hz$ .Echelle :X: $20ms/div$, Y: $100V/div$

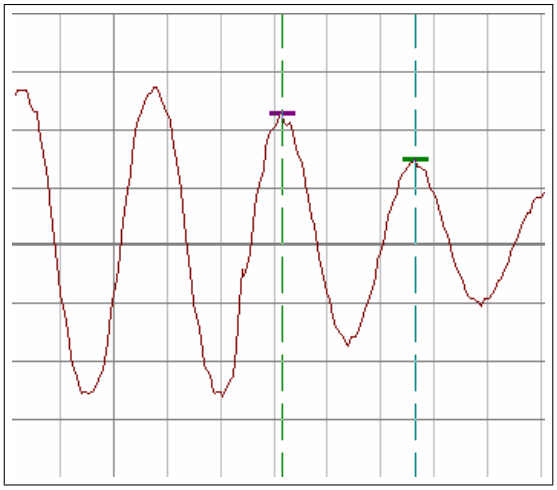


Figure 3.10 : Chronogramme de le tension $V_{sa}(t)$ à la coupure pour $f = 20Hz$. Echelle :X: $20ms/div$, Y: $50V/div$

Cet essai (essai de coupure) nous a permit de déterminer la constante de temps rotorique pour différentes valeurs de fréquence. On remarque une différence très minime entre les résultats trouvés.

Les valeurs trouvées dans cet essai sont comparables par rapport à celles trouvées dans l'essai à rotor bloqué.

3.3 Identification des paramètres mécaniques

L'identification des paramètres électriques ne suffit pas pour étudier les régimes dynamiques du moteur. Ces régimes sont de plus conditionnés par les paramètres mécaniques (moment d'inertie

J, coefficient de frottement visqueux f et couple de frottement sec C_s). Leur études n'est efficace que lorsqu'on connaît la valeur de ces paramètres.

3.3.1 Mesure du moment d'inertie J

Pour mesurer le moment d'inertie J on a recours à la méthode dite de ralentissement. Le moteur étant entraîné d'abord à une vitesse puis on coupe l'alimentation statorique. On suit alors la courbe de ralentissement à partir de la vitesse initiale.

La tension d'alimentation étant supprimée on a :

$$J\frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_s = 0 \tag{3.44}$$

La solution de cette équation différentielle s'écrit :

$$\Omega(t) = (\Omega_0 + \frac{C_s}{f})e^{-\frac{f}{J}t} - \frac{C_s}{f} \tag{3.45}$$

Un essai comparatif est effectué avec une inertie additionnelle J_0,de valeur connue, centrée sur l'axe de rotation ($J_0 = 0.02Kg.m^2$). La dernière équation devient donc :

$$\Omega(t) = (\Omega_0 + \frac{C_s}{f})e^{-\frac{f}{J_0+J}t} - \frac{C_s}{f} \tag{3.46}$$

si t_1 et $t_2$sont les temps respectivement nécessaires pour atteindre la même vitesse (par exemple 10% de la vitesse initiale) on a :

$$J = J_0\frac{t_1}{t_2 - t_1} \tag{3.47}$$

A l'aide d'un oscilloscope à mémoire, on a enregistré les courbes correspondantes suivantes :

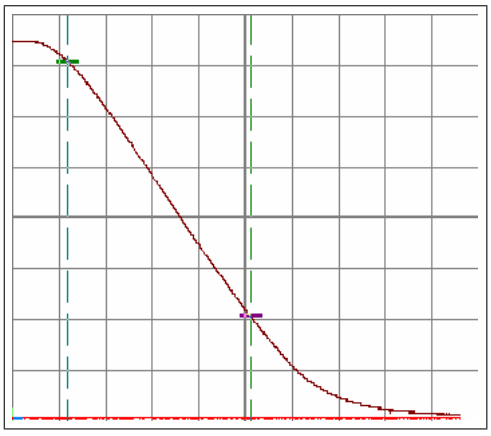


Figure 3.11 : Courbe de ralentissement sans inertie additionnelle. Echelle : X: $2s/div$, Y: $200tr/min/div$

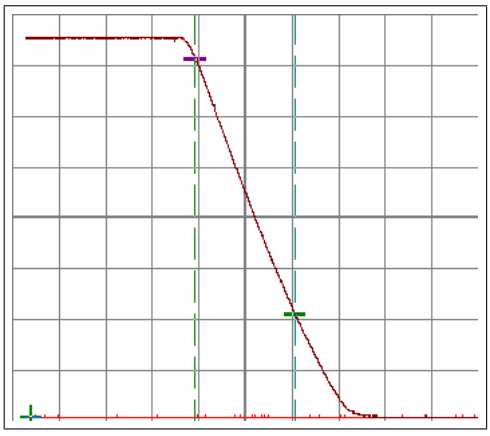


Figure 3.12 : Courbe de ralentissement avec inertie additionnelle. Echelle : X: $5s/div$, Y: $200tr/min/div$

Sur les deux courbes de ralentissement, on lit par exemple les valeurs des temps t_1 et t_2 nécessaires pour que la vitesse chute de $1400tr/min$ à $400tr/min$ respectivement sans et avec l'inertie additionnelle. On a noté les deux valeurs numériques suivantes : $t_1 = 7.9s$ et $t_2 = 11.5s$.

La valeur de l'inertie J :

$$J = J_0 \frac{t_1}{t_2 - t_1} = 0.02 \frac{7.9}{11.5 - 7.9} = 0.043 Kg.m^2$$

La précision de la mesure est fonction de celle avec laquelle peuvent être déterminés les temps t_1 et t_2.

3.3.2 Couple de frottement sec C_s et coefficient de frottement visqueux f

Les composantes du couple de perte du moteur peuvent être déterminées expérimentalement par deux essais à vide effectués à des vitesses différentes. Soient C_s le couple de frottement sec et f le coefficient de frottement visqueux

A la vitesse de rotation Ω_1, les pertes mécaniques s'écrivent: $P_{1mec} = C_s\Omega_1 + f\Omega_1^2$

A la vitesse de rotation Ω_2, les pertes mécaniques seront : $P_{2mec} = C_s\Omega_2 + f\Omega_2^2$

Si par exemple $\Omega_2 = \dfrac{\Omega_1}{2}$ on aura :

$$\begin{aligned} C_s &= \frac{4P_{2mec} - P_{1mec}}{\Omega_1} \\ f &= \frac{2P_{1mec} - 4P_{2mec}}{\Omega_1^2} \end{aligned} \tag{3.48}$$

Détermination des pertes mécaniques $P_{\mathbf{mec}}$: Le moteur asynchrone fonctionnant à vide est alimenté par l'intermédiaire d'un alternateur triphasé. Pour une vitesse donnée par exemple $1500tr/min$, on mesure la puissance active P_0 absorbée par le moteur. Puisque la puissance utile est nulle, la puissance absorbée représente la somme des pertes suivantes :

- Pertes joules statorique à vide (pertes Joule rotoriques négligées).
- Pertes fer.
- Pertes mécanique dues aux frottements et à la ventilation.

Dans une deuxième phase, le moteur toujours alimenté sous la même tension, est entraîné avec un moteur à courant continu jusqu'au synchronisme. On mesure alors une nouvelle puissance $P_0^{'}$ qui représente uniquement les Pertes joules statorique et les Pertes fer. La différence entre P_0 et$P_0^{'}$ n'est autre que les pertes mécaniques P_{mec} absorbées par le moteur

Deux essai sont effectué pour les vitesses de $1500tr/min$ et $750tr/min$ ont donnée les pertes mécaniques suivantes : $P_{1mec} = 270W$ et $P_{2mec} = 114W$. L'exploitation des relations précédentes nous donnent $C_s = 1,18N.m$ et $f = 34,10.10^{-4}$

3.4 Validation des paramètres identifiés

Pour vérifier la justesse des paramètres trouvés nous avons, dans un premier temps, simulé, sous Matlab-Simulink , le démarrage de la machine sous deux types d'alimentation : alimentation par le réseau sinusoïdale et une alimentation par l'onduleur à MLI.

Dans un deuxième temps nous avons effectué deux essais expérimentaux dans les mêmes conditions que ceux de la simulation numérique pour pouvoir comparer les résultats et conclure.

Modèle de la machine pour la simulation numérique : Etant donné que la mutuelle L_m a été éliminé dans le modèle de la machine, nous utilisons donc un modèle où les équations électriques ou électromécanique ne comportant pas ce paramètre inconnu. Les équations de la machine ne s'écrivant qu'en fonction des paramètres recherchés à savoir R_s, L_s,σ et T_r est celui donné par le système suivant:

$$\begin{aligned}
\dot{I}_{sd} &= -(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmd} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega I_{rmq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\
\dot{I}_{s\beta} &= -\omega_s I_{sd} - (\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega I_{rmd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\
\dot{I}_{rm\alpha} &= \frac{1}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} I_{rmd} + (\omega_s - \omega) I_{rmq} \\
\dot{I}_{rm\beta} &= \frac{1}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} I_{rmq} - (\omega_s - \omega) I_{rmd} \\
\dot{\omega} &= \frac{p^2}{J}(1-\sigma) L_s (I_{rmd} I_{sq} - I_{rmq} I_{sd}) - \frac{p}{J} C_r
\end{aligned} \tag{3.49}$$

Essai de démarrage direct du moteur : La machine étant à l'arrêt, on lui applique une tension de valeur et de fréquence donnée. L'amplitude de cette dernière est choisie de telle sorte que l'appelle de courant ne soit pas trop élevé pour éviter un sur échauffement de la machine en cas de répétitions excessives.

Essai 1 : démarrage direct avec l'alimentation réseau. La valeur de tension appliquée est de $90V$ pour la fréquence réseau de $50Hz$.

Essai 2 : démarrage direct par onduleur à MLI. La valeur de la tension du Bus continu est fixée à $430V$ pour un rapport de réglage de 0.4 et une fréquence de $40Hz$.

Durant la phase des deux démarrages, on enregistre l'évolution du courant de phase i_{as} ainsi que la vitesse du rotor.

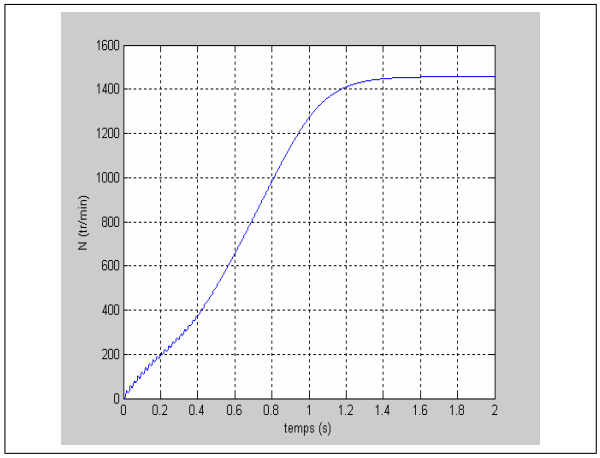


Figure 3.13 : Résultat de simulation numérique. Evolution de la vitesse durant la phase de démarrage pour une alimentation sinusoïdale

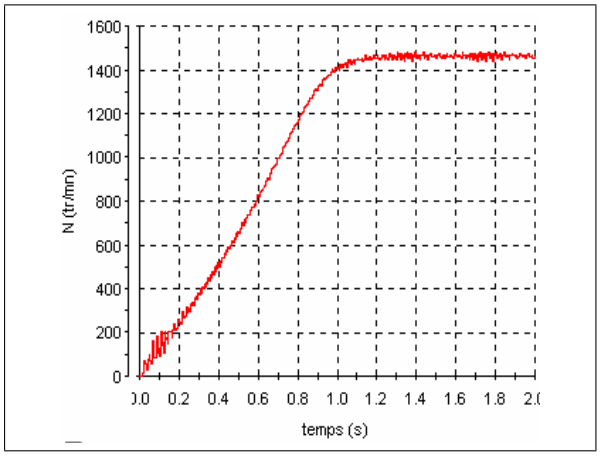


Figure 3.14 : Résultat expérimental. Evolution de la vitesse durant la phase de démarrage pour une alimentation sinusoïdale

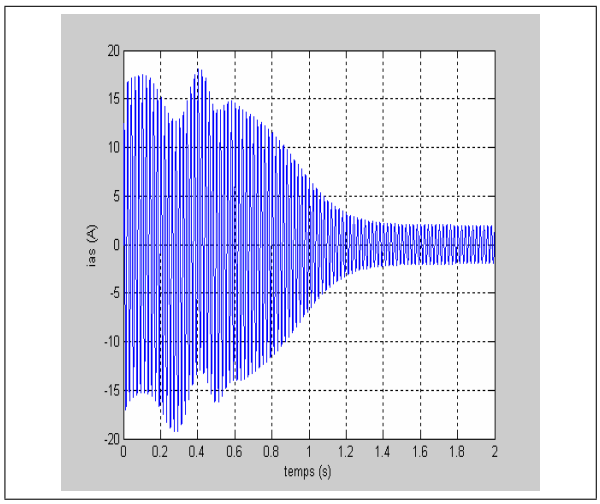


Figure 3.15 : Résultat de simulation numérique. Evolution du courant statorique durant la phase de démarrage pour une alimentation sinusoïdale

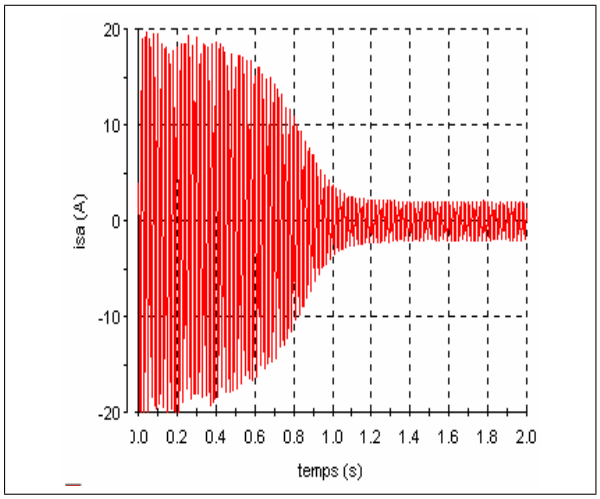


Figure 3.16 : Résultat expérimental. Evolution du courant statorique durant la phase de démarrage pour une alimentation sinusoïdale

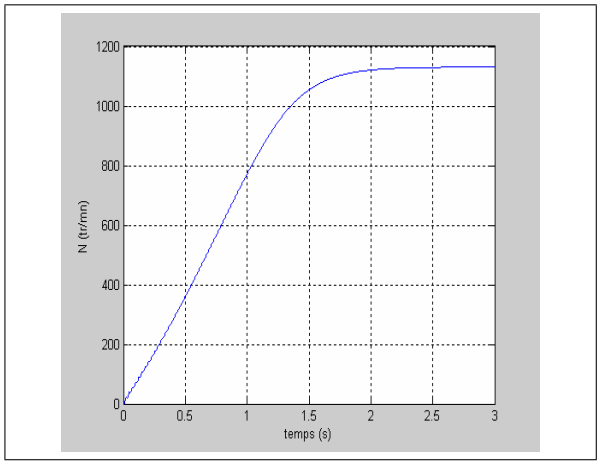


Figure 3.17 : Résultat de simulation numérique. Evolution de la vitesse durant la phase de démarrage pour une alimentation par onduleur MLI

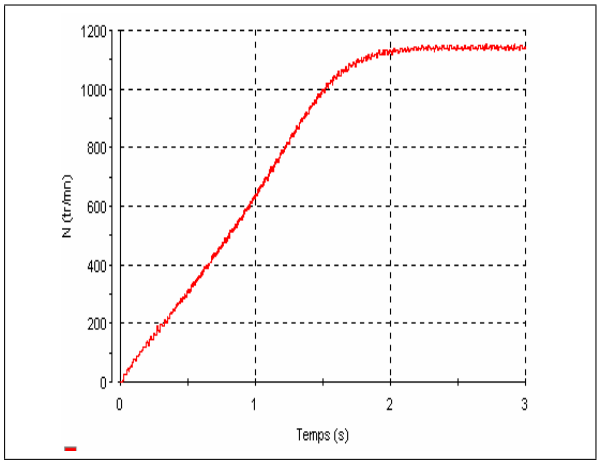


Figure 3.18 : Résultat expérimental. Evolution de la vitesse durant la phase de démarrage pour une alimentation par onduleur à MLI

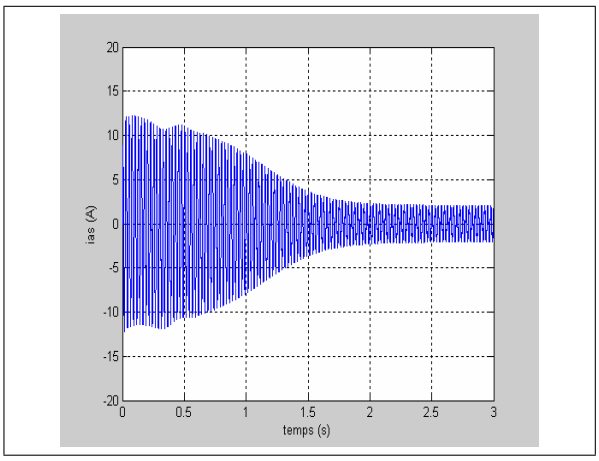


Figure 3.19 : Résultat de simulation numérique. Evolution du courant statorique durant la phase de démarrage pour une alimentation par onduleur MLI

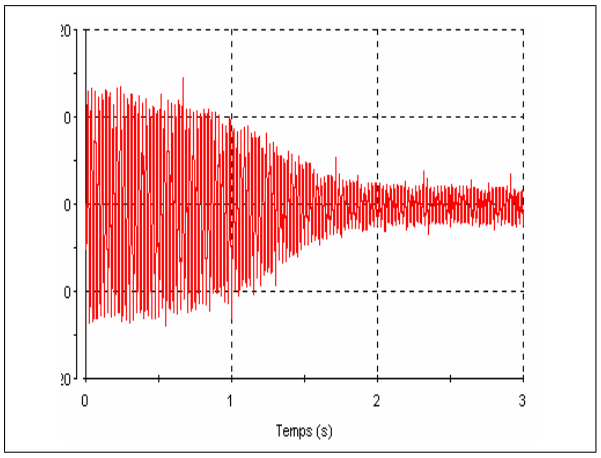


Figure 3.20 : Résultat expérimental. Evolution du courant statorique durant la phase de démarrage pour une alimentation par onduleur à MLI.

4 Conclusion

Une étude comparative des allures, de courant et de la vitesse mécanique, obtenus par simulation numérique (figure 3.13, figure 3.15, figure 3.17 et figure 3.19) et par des essais expérimentaux (figure 3.14, figure 3.16, figure 3.18 et figure 3.20) permet de confirmer que les quatre paramètres de la machine déterminés par les différents essais précédents traduisent, d'une manière satisfaisante, le comportement dynamique et statique de la machine. Les allures du courant et de la vitesse obtenues en simulation sont quasi identiques à leurs homologues obtenus par l'expérience.

L'identification de la machine à l'arrêt, par application d'un signal binaire pseudo aléatoire (SBPA), a été expérimentée au niveau du laboratoire. Malheureusement cette méthode n'a pas donné les résultats escomptés. La raison est que la fonction de transfert traduisant le comportement de la machine possède deux pôles très éloignés l'un de l'autre. Ce qui nécessite donc une période d'échantillonnage très faible et une longueur de la SBPA très longue. Les moyens disponibles au niveau du laboratoire ne permettent pas de satisfaire ces deux exigences.

CHAPITRE 4

OBSERVABILITE, OBSERVATEURS NON LINEAIRES. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE

1 Introduction

De nombreuses méthodes de synthèse de contrôleur s'appuient sur le formalisme d'état. La loi de commande utilise alors la connaissance partielle ou totale de la valeur courante de l'état au sein d'une rétroaction. Cette connaissance peut s'avérer incomplète. Il faut donc estimer la partie manquante de l'état. Les seules données qui sont à la disposition du concepteur sont les entrées (les commandes) et les mesures (une partie de l'état ou, plus généralement, un vecteur de fonction de l'état, de dimension inferieur. Nous appelons équation de sortie, les relations entre les mesures et l'état (par exemple $h(y, x, t) = 0$, y mesures, t temps). Comme le nombre d'équations est inferieur à la dimension de l'état, le système formé par les équations de sortie à l'instant t ne peut pas être inversé algébriquement. Ce système est sous-déterminé. En revanche, sous certaines conditions, l'état peut être déduit de la connaissance des entrées et des sorties sur l'intervalle de temps passé, c'est à dire du système infini d'équations de sortie pour tout les temps t passés et présents. Cette propriété définie plus rigoureusement est appelée observabilité du système. La réalisation pratique de l'estimation doit se faire en général en ligne et est réalisé par un système dynamique appelée observateur. Alors que dans le cas linéaire, l'observabilité et la synthèse d'observateurs sont maitrisés depuis longtemps, il n'existe ni une unique définition de l'observabilité, ni une méthode générale de synthèse d'observateur dans le cas non linéaire.

Le présent chapitre sera composé de quatre parties : une première partie portera sur le rappel des différents concepts liés à l'observabilité des systèmes linéaires et non linéaires en général. Nous donnerons quelques définitions les plus rependues ainsi que le test algébrique sur l'observabilité pour les systèmes localement observables.

La deuxième partie est consacrée à l'observabilité de la machine asynchrone en particulier. Nous y testons l'observabilité de cette machine asynchrone avec et sans mesure de vitesse mécanique dans certains domaines de fonctionnement.

Dans la troisième partie de ce chapitre, nous étudions le modèle linéarisé de la machine asynchrone autour d'un point d'équilibre. Dans un premier temps, nous faisons l'analyse de stabilité et pour valider ce modèle linéarisé, on établira une comparaison entre ce modèle linéarisé et son modèle non linéaire original. De plus, nous montrons dans cette étude du système linéarisé que lorsque la mesure de la vitesse de la machine est disponible, le système reste observable indépendamment du point d'équilibre choisi. Par contre lorsque la mesure de la vitesse n'est pas disponible le système reste inobservable autour de la droite de glissement pour laquelle sa stabilité sera étudiée.

Cette analyse ne fait appel qu'à des outils de l'automatique linéaire. Dans un second temps, nous construisons un observateur asymptotique linéaire du modèle linéarisé que nous exploiterons pour la reconstruction du flux de la machine asynchrone dans le cas de la commande vectorielle à flux orienté. Des résultats de simulation en poursuite, en régulation de vitesse ainsi qu'en robustesse seront présentés.

Dans la dernière partie, nous présenterons d'abord le principe d'un observateur de type grand gain qui est adapté aux systèmes non linéaires observables. La machine asynchrone, qui est un système non linéaire, est uniformément observable lorsque la mesure de vitesse est disponible, ainsi un observateur de son flux rotorique sera alors proposé. Des résultats de simulation en poursuite, en régulation de vitesse ainsi qu'en robustesse seront présentés.

2 Observabilité et observation des systèmes linéaires stationnaires

Soient les systèmes linéaires stationnaires de la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \tag{4.1}$$

Avec $x(t_0) \in \mathbb{R}^n$, $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $y \in \mathbb{R}^p$, $A \in \mathbb{R}^{n\times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n\times m}$ et $C \in \mathbb{R}^{p\times n}$
Notons $y(t, x_0)$ la sortie à l'istant t

2.1 Définitions

Notons par $y(t, x_0)$ la sortie du système à l'nistant t. L'observabilité des systèmes linéaires (4.1) est définie de la manière suivante:

Définition 1 (*distinguabilité*) : Deux états initiaux x_0 et $\bar{x}_0$ du système (4.1) sont dit indistinguables (notés $x_0 I \bar{x}_0$) si pour $t \geq 0$ les sorties correspondantes $y(t, x_0)$ et $y(t, \bar{x}_0)$ sont identiques quelque soit l'entrée u du système.

Définition 2 (*observabilité*) : Le système (4.1) est observable si pour toute paire d'états initiaux distincts x_0 et $\bar{x}_0$les sorties correspondantes $y(t, x_0)$ et $y(t, \bar{x}_0)$ sont différentes, c'est à dire si tout les états initiaux sont distinguables

Définition 3 : Le système linéaire (4.1) est observable si pour tout vecteur $x_0 = x(t_0)$ de $\mathbb{R}^n$ et pour tout temps τ fini, la connaissance de la trajectoire de y sur l'intervalle de temps $[t_0, \tau]$ permet de calculer x_0. Le temps τ peut être aussi arbitrairement proche de t_0 que l'on veut. Cette proposition signifie qu'à partir des mesures nous pouvons obtenir x_0 et donc l'état du système.

Théorème 1: Le système (4.1) est observable si et seulement si la matrice d'observabilité O définie par:

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

est de rang n. On dit alors que la pair (A, C) est observable.[49]

2.2 Synthèse d'observateurs :

2.2.1 Observateur en boucle ouverte

Lorsque le système (4.1) est observable, on peut chercher à construire un observateur d'état. Une idée naturelle est de simuler la dynamique de l'état $\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu$, à partir d'une condition initial $\hat{x}_0$, arbitraire. L'écart entre la valeur estimée et la valeur exact, $e = x - \hat{x}$ est régi par la dynamique $\dot{e} = Ae$. Cette méthode n'est cependant pas satisfaisante car si le système est instable, l'écart entre la valeur estimée et la valeur exact ne cesse de croitre, et lorsque le système est stable, la convergence s'effectue à la vitesse du système et ne peut être réglée.

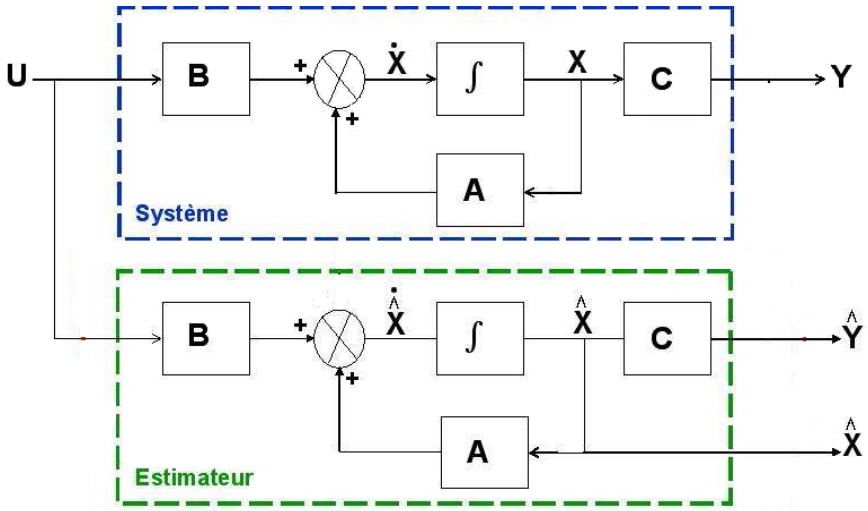


Figure 4.1 : Schéma fonctionnel d'un observateur en boucle ouverte (estimateur d'état)

2.2.2 Observateur en boucle fermée

La structure de l'observateur en boucle fermée est celle indiquée sur la figure 4.1. Elle fait intervenir d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. On cherche à corriger la dynamique de l'estimée par addition d'un terme correctif proportionnel à l'erreur. La structure obtenue pour ce type d'observateurs est [50], [51]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = Ax + Bu + L(y - C\hat{x}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \tag{4.3}$$

La dynamique de l'erreur $e = x - \hat{x}$ est alors régie par l'équation $\dot{e} = (A - LC)e$

Si (A, C) est observable, on peut choisir L, matrice $n \times p$, telle que les parties réelles des valeurs propres de $(A - LC)$ soient arbitraires. Lorsque ces valeurs propres sont à partie réelles négatives, $(A - LC)$ est dite asymptotiquement stable et l'observateur converge exponentiellement.

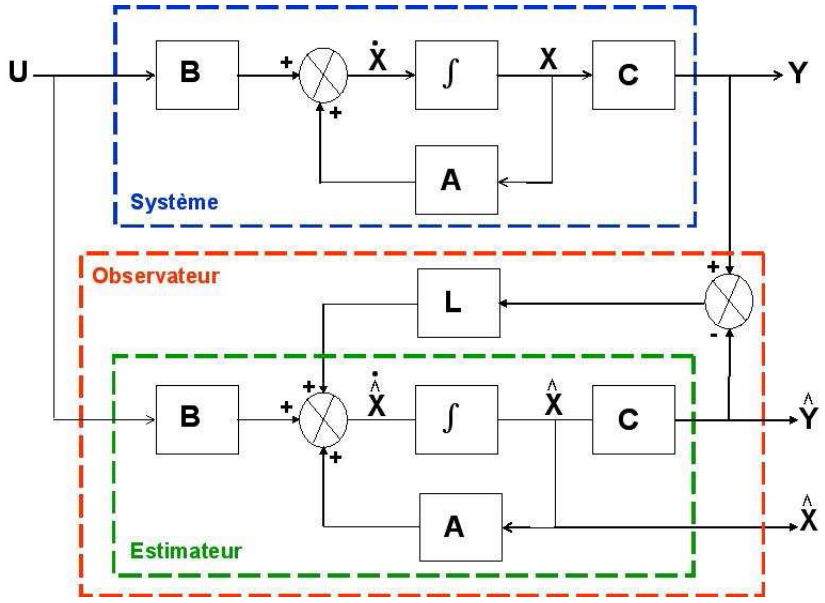


Figure 4.2 : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

2.2.3 Observateur réduit de Luenberger

Un observateur peut être soit d'ordre complet, soit d'ordre réduit : l'observateur d'ordre complet permet la connaissance de toutes les composantes du vecteur d'état. Tout en gardant le système d'ordre complet, on peut aussi se ramener l'observateur réduit de Luenberger en ne considérant que les équations relatives aux modes non mesurables. Il convient de vérifier si le système est commandable et observable en tout point de fonctionnement.

3 Observabilité des systèmes non linéaires

Comme pour le cas linéaire, les notions d'indistinguabilité et d'observabilité sont liées. La définition d'indistinguabilité reste la même en rajoutant le caractère admissible de la commande qui assure l'existence des trajectoires. Dans le cas nonlinéaire, il peut arriver, en effet, que certaines valeurs de la commande ne soient pas autorisées ou fassent exploser le système en temps fini. Ceci dit, la notion d'observabilité est liée aux entrées et aux conditions initiales. Dans cette section, une définition plus précise d'observabilité sera donnée dans le cas des systèmes à temps continu de la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x,u) \\ y = h(x,u) \end{cases} \tag{4.4}$$

$x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m, y \in \mathbb{R}^p$.Les fonctions f et h sont régulières.

3.1 Définitions et concepts d'observabilité

Définition 1(*entrée universelle*) : Une entrée est dite universelle sur l'intervalle $[0,t]$ si pour tout couple d'états initiaux distincts $x_0 \neq \bar{x}_0$il existe $\tau \in [0,t]$ tel que les sorties correspondantes $y(\tau, x_0)$ et $y(\tau, \bar{x}_0)$ soient différentes.

Définition 2 (*distinguabilité*) : Deux états initiaux x_0 et $\bar{x}_0$ sont dits indistinguables si pour tout $t \geqslant 0$, les sorties $y(t, x_0)$ et $y(t, \bar{x}_0)$ sont identiques pour tout entrée u admissible. Ils sont dits distinguables sinon.

Définition 3 (*observabilité globale*) : Le système de la forme (4.4) est observable si pour tous les états initiaux x_0 et $\bar{x}_0$ il existe une entrée admissible u qui distingue x_0 et $\bar{x_0}$. C'est à dire, il existe un temps t tels que les sorties $y(t, x_0)$ et $y(t, \bar{x}_0)$ sont différentes. Notons que l'observabilité ne signifie pas que toute entrée distingue tous les points. L'observabilité est un concept global. Il peut être nécessaire d'aller très loin pour distinguer deux points x_0 et $\bar{x}_0$. C'est pour cela qu'il a été introduit le concept plus fort d'observabilité locale.

Exemple : Comme il a été dit précédemment, il peut exister des entrées qui ne distinguent pas certains points. Cependant le système peut être malgré tout observable. Par exemple le système [51]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = ux_2 \\ \dot{x}_2 = 0 \\ y = x_1 \end{cases} \tag{4.5}$$

est observable pour $u \neq 0$ les états peuvent êtres obtenus par: $x_1 = y$ et $x_2 = \frac{\dot{x}_1}{u}$. Par contre le système n'est pas observable pour l'entrée $u = 0$ et constante car cette entrée ne permet pas de distinguer x_1 et x_2 par l'examen de la sortie y. en effet si $u = \dot{u} = 0$, x_1 peut être déduit de y par contre x_2 ne peut pas être déduit par les dérivées d'ordre supérieur de y car $\dot{y} = \ddot{y} = \cdots = 0$ pour $u = \dot{u} = 0$

Dans le cas où l'entrée $u = 0$ et n'est pas constante, l'état x_2 ne peut pas être déduit par la dérivée première de y car $\dot{y} = 0$ pour $u = 0$ mais par contre il peut être déduit par la connaissance de la dérivée d'ordre 2 de y car $\ddot{y} = \dot{u}\dot{x}_2 \neq 0$ pour $u = 0$ et $\dot{u} \neq 0$.. On peut alors exprimer x_2 en fonction de $\ddot{y}$ et $\dot{u}$ de la manière suivante: $x_2 = \frac{\ddot{y}}{\dot{u}}$.

Définition 8 (*observabilité locale*) : L'état x_0 est localement observable, si pour tout $\varepsilon > 0$ et pour tout voisinage U de x_0, il existe $\tau > 0$ plus petit que ε et un voisinage V de x_0 contenu dans U, tel que pour tout $\bar{x}_0 \in V$, il existe une entrée $[0, \tau] \ni t \longrightarrow u(t)$ qui distingue x_0 de $\bar{x}_0$, c'est à dire telle que $y(\tau, x_0) \neq y(\tau, \bar{x}_0)$. le système est localement observable s'il est pour tout x. Intuitivement, le système (4.4) est localement observable si on peut instantanément distinguer chaque état de ses voisins en choisissant judicieusement l'entrée u.

Définition 9 (*observabilité uniforme*) : Nous considérons toujours les systèmes non linéaires de la forme (4.1). Les systèmes uniformement observables sont définis de la manière suivante [5]:

Le système (4.1) est uniformement observable (par rapport aux entrées u) si pour deux états initiaux x_0 et $\bar{x}_0$et toute entée u admissible on a $y(t, x_0) \neq y(t, \bar{x}_0)$. Le système est uniformément observable localement en x si le systéme (4.1) restreint à un voisinage V de x est uniformément observable.

Définition 10 (*observabilité faible*) : Considérons le système de la forme [61]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = u \\ y = \sin(x) \end{cases} \tag{4.6}$$

Il est évident que la paire $(x_0, x_0+2k\pi)$ est indistinguable et donc le système n'est pas observable. Mais nous pouvons noter que y nous permet de distinguer les états appartenant à $\left]-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right[$. Ce qui permet de considérer le concept complémentaire d'observabilité faible.

Un système de la forme (4.4) est faiblement observable (respectivement en x_0), s'il existe un voisinage V pour tout x, tel qu'il n'y a pas un état indistinguable de x (respectivement x_0) en V

3.2 Condition de rang d'observabilité

Le système décrit par la forme (4.4) est dit localement observable (ou observable au sens du rang), si pour un voisinage de x_0 il existe des entiers non négatifs $d_1, d_2, ..., d_p$ avec $d_1 + d_2 + ... + d_p = n$ tels que dans $\mathbb{R}^n$, la matrice jaccobienne de l'espace d'observabilité "O" définie par:

$$O = \begin{bmatrix} L_f^0 h_1 \\ L_f^1 h_1 \\ \vdots \\ L_f^{d_1-1} h_1 \\ L_f^0 h_2 \\ L_f^1 h_2 \\ \vdots \\ L_f^{d_2-1} h_2 \\ L_f^0 h_p \\ L_f^1 h_p \\ \vdots \\ L_f^{d_p-1} h_p \end{bmatrix} \tag{4.7}$$

est non singulière. (ou de rang plein) [53]

Nous rappelons l'operateur dérivée de Lie d'une fonction $h(x) : \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}$ le long d'un champs de vecteur $f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) & \cdots & f_n(x) \end{bmatrix}^T$:.

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_1(x) \tag{4.8}$$

de façon récursive, nous définissons $L_f^p h(x) = L_f(L_f^{p-1} h(x))$avec $L_f^0 h(x) = h(x)$.

Remarque: notons que la réciproque de la condition du rang n'est pas vraie. Le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = 0 \\ y = x_1^3 \end{cases}$$

est observable puisque dans toutes les circonstances l'état x_1 peut être déduit de la connaissance de y ($x_1 = \sqrt[3]{y}$). Par contre la condition de rang n'est pas vérifiée en zéro($dh(x) = 3x_1^2$ vaut zéro pour $x_1 = 0$)

4 Observabilité de la machine asynchrone

4.1 Choix du référentiel d'observation

Trois référentiels sont possibles en vue de l'observation. Ils dépendent de l'orientation de l'axe d du repère de Park:

- Modèle dans le repère fixe $\alpha - \beta$ lié au stator.
- Modèle dans le repère tournant $d - q$ lié au flux rotorique
- Modèle dans le repère tournant $d - q$ lié au rotor

Une étude des lieux des pôles pour les trois repères en fonction de la vitesse du rotor ω a été menée par [54] pour le choix du repère d'observation. l'allure du comportement transitoire est déterminé par les valeurs propres de la fonction $f(x_{dq})$. Dans les trois cas, la vitesse de rotation est variée dans une large plage pour une pulsation statorique donnée. L'analyse a montré, pour les trois référentiels, que quand les vitesses sont proches de zéro, les valeurs propres dominantes ont des parties réelles faibles, caractéristique des systèmes lents.

Les systèmes liés au stator ou au rotor ont également des parties imaginaires de faible amplitude à faible vitesse par rapport au système lié au champ tournant. Ils se caractérisent par un comportement dominant de type peu oscillatoire.

De plus le repère rotorique est mieux amorti sur toute la plage de vitesse puisque es parties imaginaires des valeurs propres dominantes restent inferieures à celles des deux autres repères.

Cependant le choix d'un tel repère demande l'utilisation de matrices de transformation dépendant de la position instantanée du rotor. Les transformations trigonométriques augmentent la complexité de l'algorithme afin de ramener les grandeurs électriques au rotor.

Ces constatations nous permettent de dire que le choix d'un repère lié au champ tournant a les mêmes inconvénients algorithmiques que le repère lié au rotor et conduit de plus à un système plus oscillatoire dès les basses vitesses. Ceci explique le faible nombre de travaux, publié par les chercheurs, avec un tel repère.

Dans le repère fixe $\alpha - \beta$ l'axe d est confondu avec l'axe α et les grandeurs varient de manière alternative à la fréquence ω_s. L'observation des grandeurs alternatives dans les axes $\alpha - \beta$ demande une intégration relativement précise. Ceci peut être obtenu avec une faible période d'échantillonnage T_e et l'utilisation des DSP pour l'implantation numérique. L'angle de transformation θ_s peut être estimé directement à partir des composantes du vecteur d'état observé. Il se calcul à partir des composantes $\hat{I}_{rm\alpha}$et $\hat{I}_{rm\beta}$ de flux rotorique observées de la manière suivante:

$$\begin{cases} \hat{I}_{rm} = \sqrt{\hat{I}_{rm\alpha}^2 + \hat{I}_{rm\beta}^2} \\ \cos\theta_s = \frac{\hat{I}_{rm\alpha}}{\hat{I}_{rm\beta}} \\ \sin\theta_s = \frac{\hat{I}_{rm\beta}}{\hat{I}_{rm\beta}} \end{cases} \tag{4.9}$$

L'autre avantage du repère statorique est l'invariance dans le temps de la matrice de transformation. Ceci a amené la plus part des auteurs à utiliser le repère statorique pour l'observation du vecteur d'état et de la vitesse du rotor.

Le modèle de la machine asynchrone écrit dans le repère fixe par rapport au stator, dans le cas où la dynamique de la charge est nulle, est donné par :

$$
\begin{aligned}
\dot{I}_{s\alpha} &= -(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}I_{rm\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega I_{rm\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\alpha} \\
\dot{I}_{s\beta} &= -(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{s\beta} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega I_{rm\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}I_{rm\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\beta} \\
\dot{I}_{rm\alpha} &= \frac{1}{T_r}I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}I_{rm\alpha} - \omega I_{rm\beta} \\
\dot{I}_{rm\beta} &= \frac{1}{T_r}I_{s\beta} + \omega I_{rm\alpha} - \frac{1}{T_r}I_{rm\beta} \\
\dot{\omega} &= \frac{p^2}{J}(1-\sigma)L_s(I_{rm\alpha}I_{s\beta} - I_{rm\beta}I_{s\alpha}) - \frac{p}{J}C_r \\
\dot{C}_r &= 0
\end{aligned}
$$

on pose :

$$
\begin{aligned}
[x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6] &= [I_{s\alpha},\, I_{s\beta},\, I_{mr\alpha},\, I_{mr\beta},\, \omega,\, C_r] \\
[a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, b_1, b_2] &= \left[\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r},\, \frac{1-\sigma}{\sigma T_r},\, \frac{1-\sigma}{\sigma},\, \frac{1}{T_r}, \frac{p^2}{J}(1-\sigma)L_s,\, \frac{1}{\sigma L_s},\, \frac{p}{J}\right]
\end{aligned}
$$

Le système d'équation précédent se réécrit avec les nouvelles notations:

$$
\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= -a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_5 x_4 + b_1 V_{s\alpha} \\
\dot{x}_2 &= -a_1 x_2 - a_3 x_5 x_3 + a_2 x_4 + b_1 V_{s\beta} \\
\dot{x}_3 &= a_4 x_1 - a_4 x_3 - x_5 x_4 \\
\dot{x}_4 &= a_4 x_2 + x_5 x_3 - a_4 x_4 \\
\dot{x}_5 &= a_5(x_3 x_2 - x_4 x_1) - b_2 x_6 \\
\dot{x}_6 &= 0
\end{aligned}
\tag{4.11}
$$

4.2 Observabilité de la machine avec mesure de la vitesse:

Appliquons la condition du rang lorsque le vecteur de mesure est constitué par les deux composantes du courant et de la vitesse, c'est à dire : $h(x) = [h_1, h_2, h_3]^T = [x_1, x_2, x_5]^T$ .On ne rencontre pas de difficulté pour trouver les entiers non négatifs, par exemple $\{d_1, d_2, d_3\} = \{2, 2, 2\}$.

Construisons donc la matrice d'observabilité:

on a :

$$
\begin{aligned}
L_f^0 h_1 &= x_1 \\
L_f^0 h_2 &= x_2 \\
L_f^0 h_3 &= x_5 \\
L_f^1 h_1 &= \sum_{i=1}^{i=6} \frac{\partial h_1}{\partial x_i} f_i(x) = f_1(x) = -a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_5 x_4 + b_1 V_{s\alpha} \\
L_f^1 h_2 &= \sum_{i=1}^{i=6} \frac{\partial h_2}{\partial x_i} f_i(x) = f_2(x) = -a_1 x_2 - a_3 x_5 x_3 + a_2 x_4 + b_1 V_{s\beta} \\
L_f^1 h_3 &= \sum_{i=1}^{i=6} \frac{\partial h_3}{\partial x_i} f_i(x) = f_5(x) = a_5(x_3 x_2 - x_4 x_1) - b_2 x_6
\end{aligned}
$$

L'espace d'observabilité "O_1" est donc:

$$O_1 = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_5 \\ b_1 V_{s\alpha} - a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ b_1 V_{s\beta} - a_1 x_2 + a_2 x_4 - a_3 x_3 x_5 \\ a_5 x_2 x_3 - a_5 x_1 x_4 - b_2 x_6 \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

La matrice jacobiénne obtenue est :

$$J_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_2 & a_3 x_5 & a_3 x_4 & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_3 x_5 & a_2 & -a_3 x_3 & 0 \\ -a_5 x_4 & a_5 x_3 & a_5 x_2 & -a_5 x_1 & 0 & -b_2 \end{bmatrix} \tag{4.14}$$

Le calcul du déterminant aboutit à :

$$D1 = -b_2 a_2^2 - b_2 a_3^2 x_5^2 = -b_2 a_3^2 (a_4^2 + x_5^2). \tag{4.15}$$

Avec les notations originales de la machine :

$$D_1 = -\frac{p}{J}(\frac{1-\sigma}{\sigma})^2(\frac{1}{T_r^2} + x_5^2) \tag{4.16}$$

On remarque que le déterminant est toujours différent de zéro quelque soit la vitesse. La condition de rang est vérifiée, le système d'ordre six est donc uniformément localement observable

4.3 Observabilité de la machine sans mesure de la vitesse:

Lorsque la mesure de la vitesse n'est pas autorisée, l'observation de la vitesse mécanique se heurte à des problèmes d'observabilité à basse vitesse. Nous donnons ici quelques éléments sur ce sujet et nous montrons dans le cas où la vitesse est non mesurée, la possibilité ou pas de retrouver l'observabilité du système en utilisant les dérivées d'ordre supérieures.

Considérons donc à présent le cas où seules les deux composantes du courant sont mesurées. D'où : $h(x) = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix}^t = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \end{bmatrix}^t$ et choisissons par exemple $\{d_1, d_2\} = \{3, 3\}$ Construisons d'abord l'espace d'observabilité O_2:

$$O_2 = \begin{bmatrix} L_f^0 h_1 = h_1 = x_1 \\ L_f^0 h_2 = h_2 = x_2 \\ L_f^1 h_1 = \sum_{i=1}^{i=6} \frac{\partial h_1}{\partial x} f_i(x) = f_1(x) = -a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_5 x_4 + b_1 V_{s\alpha} \\ L_f^1 h_2 = \sum_{i=1}^{i=6} \frac{\partial h_2}{\partial x_i} f_i(x) = f_2(x) = -a_1 x_2 - a_3 x_5 x_3 + a_2 x_4 + b_1 V_{s\beta} \\ L_f^2 h_1 = \sum_{i=1}^{i=6} \frac{\partial f_1}{\partial x_i} f_i(x) = \frac{\partial f_1}{\partial x_1} f_1(x) + \frac{\partial f_1}{\partial x_2} f_2(x) + \frac{\partial f_1}{\partial x_3} f_3(x) + \frac{\partial f_1}{\partial x_4} f_4(x) + \frac{\partial f_1}{\partial x_5} f_5(x) \\ = a_3 x_5 \left(a_4 x_2 - a_4 x_4 + x_3 x_5\right) - a_1 \left(b_1 V_{s\alpha} - a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5\right) \\ -a_2 \left(a_4 x_3 - a_4 x_1 + x_4 x_5\right) - a_3 x_4 \left(b_2 x_6 + a_5 \left(x_1 x_4 - x_2 x_3\right)\right) \\ L_f^2 h_2 = \sum_{i=1}^{i=6} \frac{\partial f_2}{\partial x_i} f_i(x) = \frac{\partial f_2}{\partial x_i} f_1(x) + \frac{\partial f_2}{\partial x_i} f_2(x) + \frac{\partial f_2}{\partial x_i} f_3(x) + \frac{\partial f_2}{\partial x_i} f_4(x) + \frac{\partial f_2}{\partial x_i} f_5(x) \\ = a_2 \left(a_4 x_2 - a_4 x_4 + x_3 x_5\right) - a_1 \left(b_1 V_{s\beta} - a_1 x_2 + a_2 x_4 - a_3 x_3 x_5\right) + .. \\ a_3 x_5 \left(a_4 x_3 - a_4 x_1 + x_4 x_5\right) + a_3 x_3 \left(b_2 x_6 + a_5 \left(x_1 x_4 - x_2 x_3\right)\right) \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

L'espace d'observabilité O_2.est donc:

$$O_2 = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ b_1 V_{s\alpha} - a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ b_1 V_{s\beta} - a_1 x_2 + a_2 x_4 - a_3 x_3 x_5 \\ a_3 x_5 (a_4 x_2 - a_4 x_4 + x_3 x_5) - a_1 (b_1 V_{s\alpha} - a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5) - a_2 (a_4 x_3 - a_4 x_1 + x_4 x_5) - a_3 x_4 (b_2 x_6 + a_5 (x_1 x_4 - x_2 x_3)) \\ a_2 (a_4 x_2 - a_4 x_4 + x_3 x_5) - a_1 \left(b_1 V_{s\beta} - a_1 x_2 + a_2 x_4 - a_3 x_3 x_5\right) + a_3 x_5 (a_4 x_3 - a_4 x_1 + x_4 x_5) + a_3 x_3 (b_2 x_6 + a_5 (x_1 x_4 - x_2 x_3)) \end{bmatrix}$$

Le calcule de la matrice jaccobienne vaut :

$$J_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & 0 & a_2 & a_3 x_5 & a_3 x_4 & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_3 x_5 & a_2 & -a_3 x_3 & 0 \\ a_3 a_5 x_3 x_4 - a_3 a_4 x_5 & a_1^2 - a_3 a_5 x_3^2 + a_2 a_4 & a_2 x_5 + a_1 a_3 x_5 + a_3 a_4 x_5 + a_3 a_5 x_1 x_4 + a_3 b_2 x_6 - 2 a_3 a_5 x_2 x_3 & a_3 x_5^2 - a_1 a_2 - a_2 a_4 + a_3 a_5 x_1 x_3 & a_2 x_3 + a_1 a_3 x_3 - a_3 a_4 x_1 + a_3 a_4 x_3 + 2 a_3 x_4 x_5 & a_3 b_2 x_3 \\ a_1^2 + a_2 a_4 - a_3 a_5 x_4^2 & a_3 a_4 x_5 + a_3 a_5 x_3 x_4 & a_3 x_5^2 - a_1 a_2 - a_2 a_4 + a_3 a_5 x_2 x_4 & a_3 a_5 x_2 x_3 - a_1 a_3 x_5 - a_3 a_4 x_5 - a_3 b_2 x_6 - 2 a_3 a_5 x_1 x_4 - a_2 x_5 & a_3 a_4 x_2 - a_1 a_3 x_4 - a_2 x_4 - a_3 a_4 x_4 + 2 a_3 x_3 x_5 & -a_3 b_2 x_4 \end{bmatrix} \tag{4.18}$$

Le calcul du déterminant aboutit à l'expression suivante:

$$\begin{aligned} D_2 = -a_3^4 b_2 (& x_2 a_4^3 x_3 - x_1 a_4^3 x_4 + a_4^2 x_3^2 x_5 + a_4^2 x_4^2 x_5 + a_5 x_2 a_4 x_3^3 - a_5 x_1 a_4 x_3^2 x_4 - b_2 x_6 a_4 x_3^2 \\ & + a_5 x_2 a_4 x_3 x_4^2 + x_2 a_4 x_3 x_5^2 - a_5 x_1 a_4 x_4^3 - b_2 x_6 a_4 x_4^2 - x_1 a_4 x_4 x_5^2 + x_3^2 x_5^3 + x_4^2 x_5^3) \end{aligned} \tag{4.19}$$

Dans le cas de la machine asynchrone, on désire souvent maintenir un flux ϕ constant durant le fonctionnement. Après quelques simplifications intermédiaires, le déterminant peut se mettre sous la forme plus explicatif suivante :

$$D_2 = -a_3^4 b_2 \left((\frac{a_4}{a_5} \dot{x}_5 (a_5 \phi^2 + a_4^2 + x_5^2) + \phi^2 (a_4^2 + x_5^2) (\frac{a_4}{\phi^2 a_5} b_2 x_6 + x_5) \right) \tag{4.20}$$

On introduisant les notations originales liées à la machine on obtient:

$$D_2 = -(\frac{1-\sigma}{\sigma})^4 \frac{p}{J}((\frac{1}{p(1-\sigma)L_sT_r}\dot{\omega}(\frac{p^2}{J}(1-\sigma)L_s\phi^2 + \frac{1}{T_r^2} + \omega^2) + \phi^2(\frac{1}{T_r^2} + \omega^2)(\frac{1}{\phi^2 p(1-\sigma)L_sT_r}C_r + \omega) \quad (4.21)$$

4.4 Droite d'inobservabilité:

Quand la vitesse est constante ($\dot{\omega} = 0$) et couple de charge constant on constate que le déterminant D_2 s'annule quand $\omega_s = \frac{1}{\phi^2 p(1-\sigma)L_sT_r}C_r + \omega = 0$ c'est à dire sur la droite d'équation: $\omega = -\frac{1}{\phi^2 p(1-\sigma)L_sT_r}C_r$ ce qui correspond au fonctionnement en générateur avec une alimentation continu au stator.

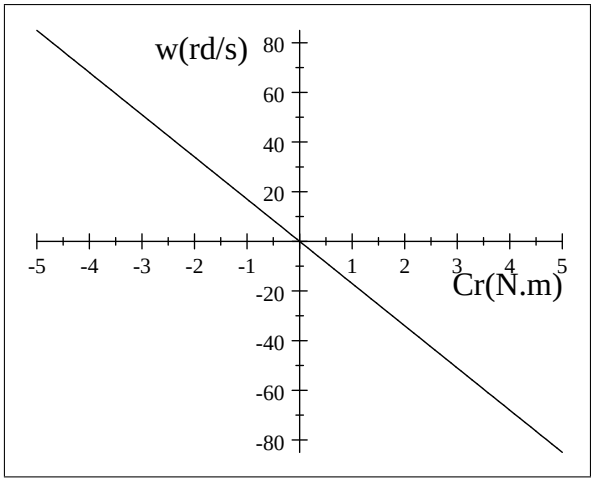


Figure 4.3 : Droite d'inobservabilité dans le plan couple-vitesse

Voyant maintenant le cas ou la machine fonctionne toujours en moteur et regardant le signe du déterminant quant la vitesse s'inverse de ω_0 à -ω_0 on a :

$$\begin{aligned} D_{2(\omega_0)} &= \phi^2(\frac{1}{T_r^2} + \omega_0^2)(\frac{1}{\phi^2 p(1-\sigma)L_sT_r}C_r + \omega_0) \\ D_{2(\omega_0)} &= \phi^2(\frac{1}{T_r^2} + \omega_0^2)(\frac{1}{\phi^2 p(1-\sigma)L_sT_r}C_r + \omega_0) \end{aligned} \quad (4.22)$$

On constate que le déterminant passe d'une valeur positive à une valeur négative en passant par zéro quand $\omega_s = 0$. La figure 2 montre la trajectoire du déterminant quand la vitesse s'inverse linéairement de $+157rd/s$ à $-157rd/s$ avec une pente de $-157rd/s^2$

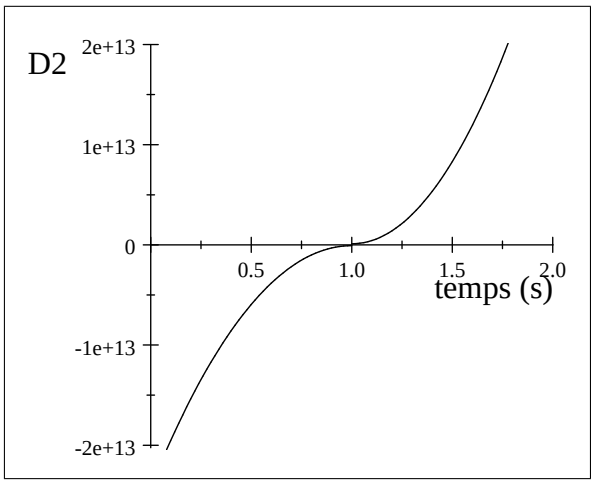


Figure 4.' : Allure du déterminant D_2 à l'inversion de vitesse

Conclusion: L'étude précédente a montré que la machine asynchrone est uniformément observable si la vitesse est mesurée. Dans le cas ou on ne dispose pas de capteur mécanique, la reconstitution des variables d'état n'est pas possible quand la fréquence de l'alimentation est voisine de zéro. Nous montrerons par la suite, que la machine asynchrone est instable dans une partie de la zone où elle est justement inobservable.

5 Linéarisation de la machine asynchrone autour d'un point d'équilibre

L'objectif de ce chapitre est de rappeler d'abord les principes généraux des systèmes différentiels nonlinéaires linéarisés au tour d'un point d'équilibre. Cette technique de linéarisation est appliquée sur la machine asynchrone. Nous répondrons alors aux questions suivantes: Dans quel domaine couple-vitesse la machine est elle stable par étude de son linéarisé. Le modèle linearisé reflète t-il correctement le modèle original. L'observateur synthétisé pour le système linérarisé est-il satisfaisant et quel sont ses limites.

5.1 Introduction sur les systèmes linéarisés tangents

Les termes non linéaires d'un système d'équations sont quelques fois connus pour avoir une forme facilement développable en série comme, par exemple, les séries de Taylor ou de MacLaurin. Ces développements permettent d'approcher, autours d'un point de fonctionnement $\overline{x}$, un terme non linéaire par les premiers termes de la série, en excluant les termes de degré supérieur à un. On peut alors obtenir un système d'équations linéaires à paramètres constant sur l'intervalle restreint du point d'équilibre ou de fonctionnement $\overline{x}$. Expliquons à présent ce formalisme de linéarisation à partir des séries de Taylor.[55]

Une fonction $f(x)$ peut s'écrire comme la série suivante développée en $\overline{x}$:

$$f(x) = f(\overline{x}) + \left.\frac{df}{dx}\right|_{x=\overline{x}} (x-\overline{x}) + \frac{1}{2!}\frac{d^2f}{dx^2}(x-\overline{x})^2 + \cdots \tag{4.23}$$

Si la fonction $f(x)$ est dérivable et si on néglige les termes de second degré et plus, devant la somme des deux premiers termes, nous pouvons écrire:

$$f(x) = f(\overline{x}) + \left.\frac{df}{dx}\right|_{x=\overline{x}} (x - \overline{x}) \Rightarrow \Delta f \simeq \left.\frac{df}{dx}\right|_{x=\overline{x}} \Delta x \tag{4.24}$$

Répétons que cette approximation est généralement bonne si x est suffisamment proche de $\overline{x}$, c'est à dire $(x-\overline{x})$ est suffisamment petit, auquel cas les termes de plus haut degré sont relativement petits.

Les équations précédentes sont facilement généralisables pour des vecteurs $\mathbf{f}$ de m fonctions non linéaires ayant pour variable un vecteur $\mathbf{x}$ de dimensions n où:

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_m \end{bmatrix} \qquad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \tag{4.25}$$

et m et n quelconque. Dans ce cas $\mathbf{\Delta x} = (\mathbf{x}-\overline{\mathbf{x}})$ et $\mathbf{\Delta f} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \mathbf{f}(\overline{\mathbf{x}})$, et l'équation (4.27) devient:

$$\Delta \mathbf{f} \simeq \left.\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}}\right|_{x=\overline{x}} \Delta \mathbf{x} \tag{4.26}$$

où $\dfrac{d\mathbf{f}}{d\mathbf{x}}$ est la matrice jacobienne telle que :

$$\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} & \frac{\partial f_m}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_m}{\partial x_n} \end{bmatrix} \tag{4.27}$$

5.1.1 Système linéaire commandé tangent :

Les équations établies ci-dessus concernent les systèmes libres. Dans les cas ou le système est commandé ayant la forme générale:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f(x,u) \\ y = h(x,u) \end{cases} \tag{4.28}$$

On appelle système linéaire commandé tangent, au point d'équilibre $(\overline{x}, \overline{u})$, le système défini par

$$\begin{aligned} \mathbf{\Delta \dot{x}} &= A\mathbf{\Delta x} + B\mathbf{\Delta u} \\ \mathbf{\Delta y} &= C\mathbf{\Delta x} \end{aligned} \tag{4.29}$$

où:

$$A = \left.\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}}\right|_{\substack{x=\overline{x} \\ u=\overline{u}}} \qquad B = \left.\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}}\right|_{\substack{x=\overline{x} \\ u=\overline{u}}} \qquad C = \left.\frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}}\right|_{\substack{x=\overline{x} \\ u=\overline{u}}} \tag{4.30}$$

Les équations linéarisées sont linéaires en Δx et Δu car les matrices A, B *et* C sont constantes et indépendantes du temps. Dans ce cas toutes les méthodes appliquées aux systèmes linéaires peuvent être employées.

5.1.2 Notion d'équivalence topologique

Au voisinage d'un point d'équilibre, un champ de vecteur coïncide avec le terme linéaire de son développement limité au premier ordre. Nous donnerons en ce paragraphe dans quelle mesure on peut tester la stabilité d'un point d'équilibre sur les propriétés du terme linéaire du premier ordre.[56]

Définition 11 (*point d'équilibre hyperbolique*) : Un point d'équilibre d'un système dynamique tel que l'application linéaire tangente en ce point n'a pas de valeur propre à partie réelle nulle est dit point hyperbolique.

Théorème 1 : Un système dynamique non linéaire est topologiquement équivalent à son linéarisé tangent au voisinage d'un point d'équilibre hyperbolique.

Le comportement d'un système dynamique non linéaire au voisinage d'un point d'équilibre est donc le plus souvent connu à partir de l'étude de son linéarisé tangent.(c'est la première méthode de Lyapounov sur la stabilité).

Théorème 2 : Un point d'équilibre d'un système linéaire est asymptotiquement stable si et seulement si les valeurs propres de la matrice A sont à parties réelles strictement négatives.

Le critère de Routh permet de tester le signe des parties réelles des racines au vu des coefficients d'un polynôme, ce qui permet de tester la stabilité asymptotique d'une matrice sans avoir à calculer ces modes propres.

Théorème 3 : Soit $(\overline{x}, \overline{u})$ un point d'équilibre d'un système dynamique. Si $(\overline{x}, \overline{u})$ est asymptotiquement stable pour le linéarisé tangent, alors il est stable pour le système original. Si $(\overline{x}, \overline{u})$ est instable pour le linéarisé, alors il l'est pour le système original.

Si le point d'équilibre $(\overline{x}, \overline{u})$ n'est pas hyperbolique, l'étude du linéarisé tangent est a priori insuffisante pour caractériser la stabilité du système dynamique initial. Pour lever l'ambiguïté sur la stabilité dans ce cas , l'usage des fonctions de Lyapounov peut se révéler utile (c'est la seconde méthode de Lapounov sur l'étude de la stabilité).

5.1.3 Observateur pour le système linéarisé

Supposons que le système linéaire tangent (4.32) du système (4.31) soit observable. Soit $L \in \mathbb{R}^{n \times p}$ matrice de gain telle que $(A-LC)$ ait toutes ces valeurs propres à parties réelle strictement négatives Alors il admet un observateur de type :

$$\boldsymbol{\Delta}\dot{\widehat{\mathbf{x}}} = A\Delta\widehat{\mathbf{x}} + B\Delta\mathbf{u} + \mathbf{L}(\boldsymbol{\Delta}\widehat{\mathbf{y}} - \boldsymbol{\Delta}\mathbf{y}) \tag{4.31}$$

et la dynamique de l'erreur vérifie l'équation autonome stable :

$$\boldsymbol{\Delta}\dot{\mathbf{e}} = (A - LC)\boldsymbol{\Delta}\mathbf{e} \tag{4.32}$$

5.2 Modèle linéarisé de la machine asynchrone

Considérons le modèle de la machine asynchrone dans le repère d-q

$$\begin{aligned}
\dot{I}_{sd} &= -(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmd} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega I_{rmq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\
\dot{I}_{sq} &= -\omega_s I_{sd} - (\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r})I_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega I_{rmd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} I_{rmq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\
\dot{I}_{rmd} &= \frac{1}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} I_{rmd} + (\omega_s - \omega) I_{rmq} \\
\dot{I}_{rmq} &= \frac{1}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} I_{rmq} - (\omega_s - \omega) I_{rmd} \\
\dot{\omega} &= \frac{p^2}{J}(1-\sigma) L_s (I_{rmd} I_{sq} - I_{rmq} I_{sd}) - \frac{p}{J} C_r
\end{aligned} \tag{4.33}$$

On pose comme dans la section précédente:

$$\begin{aligned}
[x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, C_r] &= [I_{sd},\, I_{sq},\, I_{rmd},\, I_{rmq},\, \omega,\, C_r] \\
[a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, b_1, b_2] &= \left[\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r},\, \frac{1-\sigma}{\sigma T_r},\, \frac{1-\sigma}{\sigma},\, \frac{1}{T_r}, \frac{p^2}{J}(1-\sigma) L_s,\, \frac{1}{\sigma L_s},\, \frac{p}{J}\right]
\end{aligned}$$

Avec ces notations, le système d'équation (4.36) se réécrit :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= -a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 + a_3 x_5 x_4 + b_1 V_{sd} \\
\dot{x}_2 &= -\omega_s x_1 - a_1 x_2 - a_3 x_5 x_3 + a_2 x_4 + b_1 V_{sq} \\
\dot{x}_3 &= a_4 x_1 - a_4 x_3 + (\omega_s - x_5) x_4 \\
\dot{x}_4 &= a_4 x_2 - (\omega_s - x_5) x_3 - a_4 x_4 \\
\dot{x}_5 &= a_5 (x_3 x_2 - x_4 x_1) - b_2 C_r
\end{aligned} \tag{4.34}$$

5.2.1 Points d'équilibre

Les points d'équilibre du système (4.37) sont tel que $\dot{x} = f(\overline{x}, \overline{u}) = 0$ ce qui se traduit par :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 \overline{x}_1 + a_2 \overline{x}_3 + a_3 \overline{x}_5 \overline{x}_4 + \overline{\omega}_s \overline{x}_2 + b_1 \overline{V}_{sd} \\ -a_1 \overline{x}_2 - a_3 \overline{x}_5 \overline{x}_3 + a_2 \overline{x}_4 - \overline{\omega}_s \overline{x}_1 + b_1 \overline{V}_{sq} \\ a_4 \overline{x}_1 - a_4 \overline{x}_3 - \overline{x}_4 \overline{x}_5 + \overline{\omega}_s \overline{x}_4 \\ a_4 \overline{x}_2 + \overline{x}_5 \overline{x}_3 - a_4 \overline{x}_4 - \overline{\omega}_s \overline{x}_3 \\ a_5 (\overline{x}_3 \overline{x}_2 - \overline{x}_4 \overline{x}_1) - b_2 \overline{C}_r \end{bmatrix} \tag{4.35}$$

On se place ici dans le cas de la commande vectorielle. En régime permanent, le flux selon l'axe d est constant $\overline{x}_3 = \overline{I}_{rmd}$ et selon l'axe q le flux est nul. Ce qui donne $\overline{x}_4 = 0$

la résolution du système précédente, et en désignant par $\overline{\omega}_g$ la pulsation de glissement en régime établi, abouti aux points d'équilibre suivants:

$$
\begin{aligned}
\overline{x}_1 &= \overline{I}_{rmd} \\
\overline{x}_2 &= \frac{1}{a_4}\overline{I}_{rmd}\overline{\omega}_g \\
\overline{x}_3 &= \overline{I}_{rmd} \\
\overline{x}_4 &= 0 \\
\overline{\omega}_s &= \overline{x}_5 + \overline{\omega}_g = \overline{\omega} + \overline{\omega}_g \\
\overline{C}_r &= \frac{a_5}{a_4 b_2}\overline{I}^2_{rmd}\overline{\omega}_g \\
\overline{V}_{sd} &= \frac{(a_1 a_4 - a_2 a_4 - \overline{\omega}_g\overline{\omega}_s)}{a_4 b_1}\overline{I}_{rmd} \\
\overline{V}_{sq} &= \frac{\overline{\omega}_g(a_1 - a_2) + \overline{\omega}_s(a_2 + a_4)}{a_4 b_1}\overline{I}_{rmd}
\end{aligned}
\tag{4.36}
$$

5.2.2 Système linéarisé tangent

La recherche du système linéaire commandé tangent au point d'équilibre défini par les équations (4.39) revient à calculer les matrices A et B en appliquant les relations (4.33) établies précédemment. A et B sont donc des matrices $n \times n$ et $n \times m$ définies par:

$A = \dfrac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}}(\overline{x}, \overline{u})$ et $B = \dfrac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}}(\overline{x}, \overline{u})$

On calcul dans un premier temps le jaccobien de $\mathbf{f}$ définie par:

$$
\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix}
-a_1 & \omega_s & a_2 & a_3 x_5 & a_3 x_4 \\
-\omega_s & -a_1 & -a_3 x_5 & a_2 & -a_3 x_3 \\
a_4 & 0 & -a_4 & \omega_s - x_5 & -x_4 \\
0 & a_4 & x_5 - \omega_s & -a_4 & x_3 \\
-a_5 x_4 & a_5 x_3 & a_5 x_2 & -a_5 x_1 & 0
\end{bmatrix}
\tag{4.37}
$$

En remplaçant les variables par leurs valeurs aux points d'équilibre et après quelques combinaisons simples on obtient :

$$
A = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}}(\overline{x}, \overline{u}) = \begin{bmatrix}
-a_1 & \overline{\omega} + \overline{\omega}_g & a_3 a_4 & a_3\overline{\omega} & 0 \\
-\overline{\omega} - \overline{\omega}_g & -a_1 & -a_3\overline{\omega} & a_3 a_4 & -a_3\overline{I}_{rmd} \\
a_4 & 0 & -a_4 & \overline{\omega}_g & 0 \\
0 & a_4 & -\overline{\omega}_g & -a_4 & \overline{I}_{rmd} \\
0 & a_5\overline{x}_3 & \dfrac{a_5}{a_4}\overline{I}_{rmd}\overline{\omega}_g & -a_5\overline{I}_{rmd} & 0
\end{bmatrix}
$$

Une procédure similaire de calcul pour la matrice B, en prenant le vecteur $\begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} & \omega_s & C_r \end{bmatrix}^t$ comme entrées du système abouti à :

$$
B = \frac{\partial f}{\partial u}(\overline{x}, \overline{u}) = \begin{bmatrix}
b_1 & 0 & \dfrac{1}{a_4}\overline{I}_{rmd}\overline{\omega}_g & 0 \\
0 & b_1 & -\overline{I}_{rmd} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -\overline{I}_{rmd} & 0 \\
0 & 0 & 0 & -b_2
\end{bmatrix}
\tag{4.38}
$$

En résumé le modèle linéarisé sous la forme standard $\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u}$ de la machine asynchrone est donné par le système suivant:

$$\begin{bmatrix}\Delta\dot{x}_1\\ \Delta\dot{x}_2\\ \Delta\dot{x}_3\\ \Delta\dot{x}_4\\ \Delta\dot{x}_5\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-a_1 & \overline{\omega}+\overline{\omega}_g & a_3a_4 & a_3\overline{\omega} & 0\\ -\overline{\omega}-\overline{\omega}_g & -a_1 & -a_3\overline{\omega} & a_3a_4 & -a_3\overline{I}_{rmd}\\ a_4 & 0 & -a_4 & \overline{\omega}_g & 0\\ 0 & a_4 & -\overline{\omega}_g & -a_4 & \overline{I}_{rmd}\\ 0 & a_5\overline{x}_3 & \frac{a_5}{a_4}\overline{I}_{rmd}\overline{\omega}_g & -a_5\overline{I}_{rmd} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta x_1\\ \Delta x_2\\ \Delta x_3\\ \Delta x_4\\ \Delta x_5\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}b_1 & 0 & \frac{1}{a_4}\overline{I}_{rmd}\overline{\omega}_g & 0\\ 0 & b_1 & -\overline{I}_{rmd} & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -\overline{I}_{rmd} & 0\\ 0 & 0 & 0 & -b_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta V_{sd}\\ \Delta V_{sq}\\ \Delta\omega_s\\ \Delta C_r\end{bmatrix} \tag{4.39}$$

5.2.3 Simulation du modèle linéarisé et comparaison avec le modèle réel

Pour évaluer le comportement du modèle linéarisé à l'application d'une perturbation, au tour d'un point d'équilibre, nous avons procédé à une simulation numérique sous Matlab du système linéarisé. Le système réel fonctionne en commande vectorielle à flux orienté assurant un flux constant et découplage entre les deux axes. Les entrées de ce système (générés par la commande sont injectées au système linéarisé. Une comparaison est faite entre les sorties des deux systèmes.

La simulation est effectuée autour du point d'équilibre suivant:

$$\begin{aligned}\overline{I}_{rmd} &= I_{rmdn}\\ \overline{\omega} &= \omega_n/2\\ \overline{C}_r &= C_n/2\end{aligned}$$

Deux types de perturbation ont été produites : une perturbation de vitesse (variation lente et rapide) et une perturbation de couple (échelons positif et négatif). Nous avons choisi expressément d'appliquer des perturbations importantes au tour de l'équilibre pour déterminer à quel niveau le modèle linéarisé restera toujours valide. En effet la vitesse balai toute la plage de 0 à la vitesse nominale autour de $\omega_n/2$ alors que les échelons de couple varient de 0 au couple nominal au tour de $c_n/2$.

Résultats de simulation : Les figures 4.5.a et 4.6.a montrent les deux références de vitesse qui produiront des perturbations sur les grandeurs, V_{ds}, V_{qs} et ω_s, et qui sont appliquées à l'entrée des deux systèmes . Il est montré, respectivement aussi aux figures 4.5.et 4.6, les grandeurs d'états du système linéarisé et celles correspondant au système réel dans deux cas de figure. Quand la vitesse de référence varie rapidement en échelon (figure 4.5) et quand la vitesse varie avec une pente finie (figure 4.6). On remarque que pendant les phases transitoires, le système linéarisé ne reflète pas exactement le système réel dans le cas de la variation rapide de la vitesse (échelon). Par contre quand on adoucit la montée de la vitesse les deux systèmes se confonde parfaitement. Notons qu'on pratique, on évite d'appliquer des échelons de vitesse pour éviter tout dépassement de courant.

La figure 4.7 montre les résultats obtenus quand la vitesse est maintenue constante et on applique des échelons de couples négatifs et positifs. On remarque que les deux systèmes donnent les mêmes réponses à quelques erreurs près. Ce qui veut dire que le système linéarisé est une très bonne approximation du système nonlinéaire en commande vectorielle à flux orienté.

Notons enfin cette conclusion importante que pour les systèmes à grande constante mécanique (forte inertie) le modèle linéarisé de la machine asynchrone est proche du système nonlinéaire original.

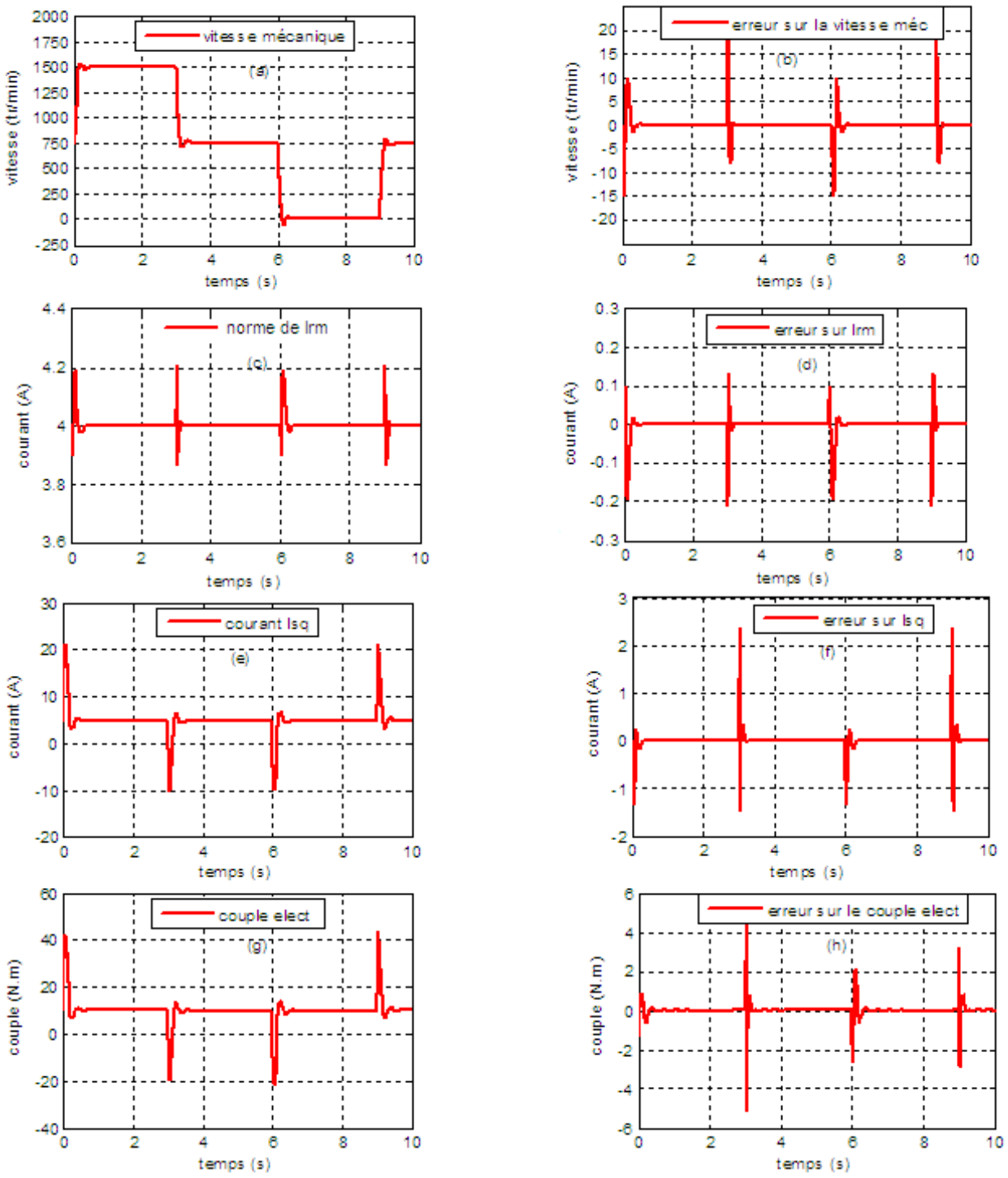


Figure 4.5 : Résultats de simulation numérique du modèle linéarisé et comparaison avec le système réel en commande vectorielle à flux rotorique orienté. Cas de la variation en échelon de la vitesse. Courbes de gauche: système linéarisé . Courbes de droite : erreur par rapport au système réel en commande vectorielle

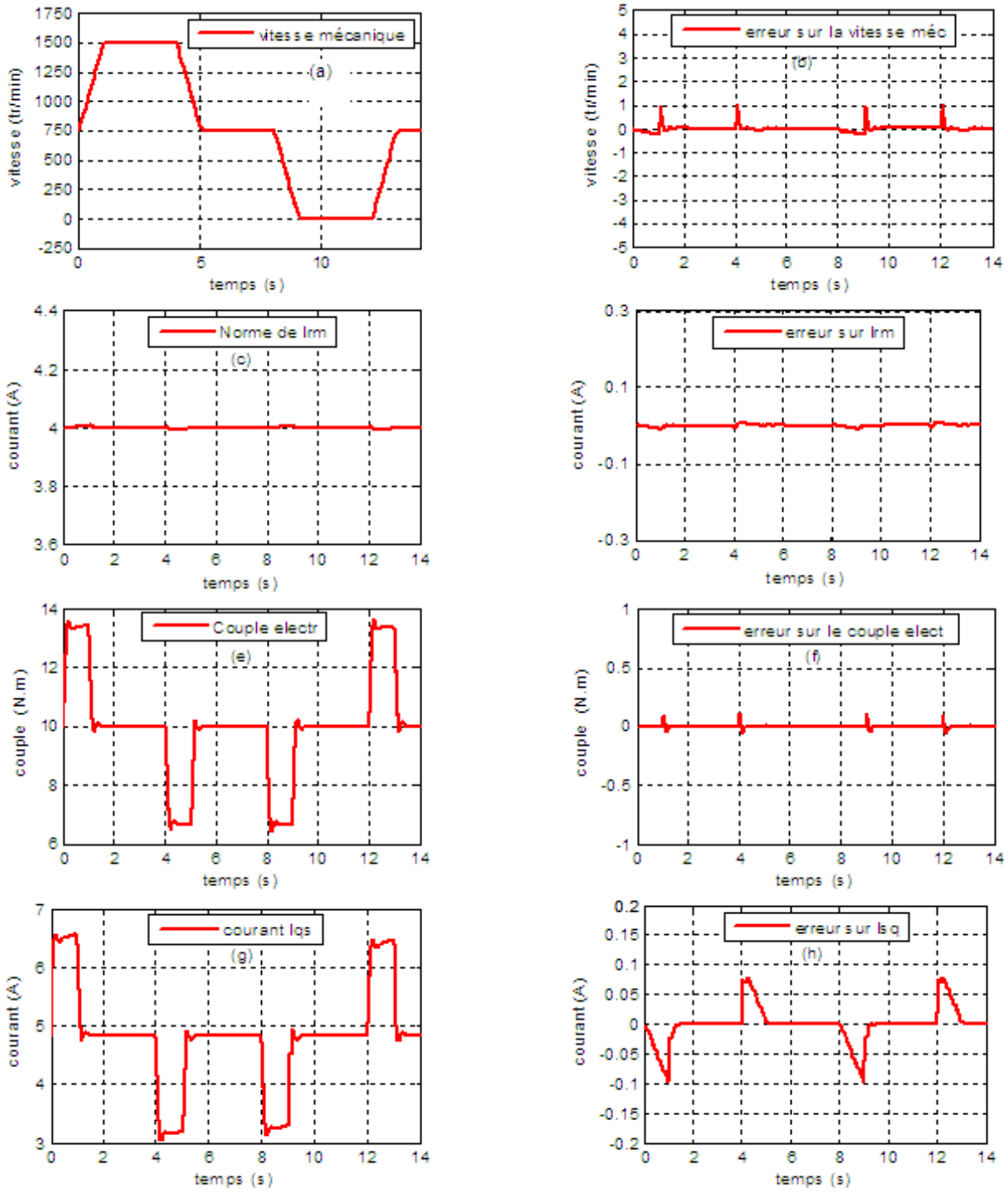


Figure 4.6 : Résultats de simulation numérique du modèle linéarisé et comparaison avec le système réel en commande vectorielle à flux rotorique orienté. Cas de la variation en pente de $750tr/s$ de la vitesse. Courbes de gauche: système linéarisé . Courbes de droite : erreur par rapport au système réel en commande vectorielle

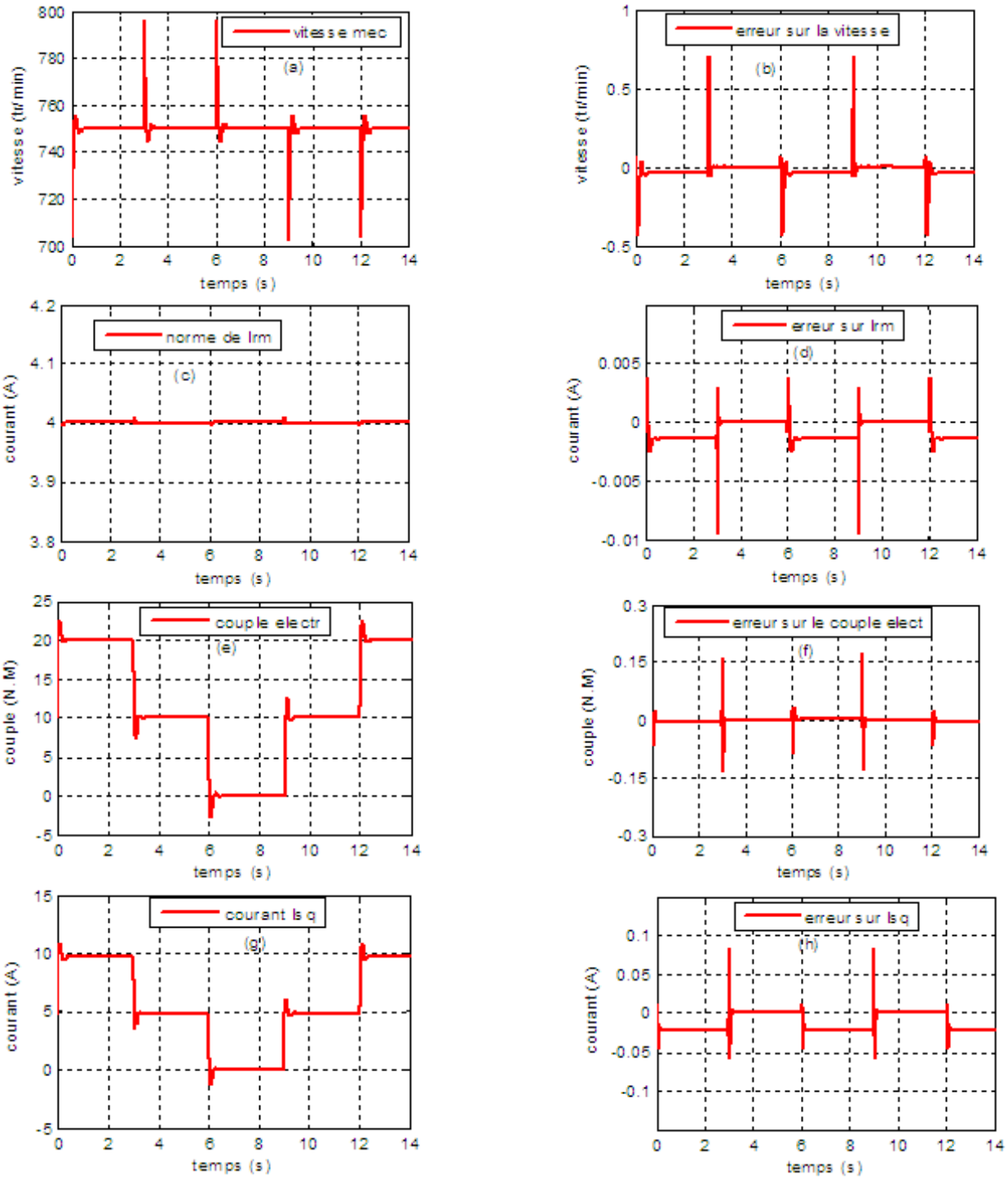


Figure 4.7 : Résultats de simulation numérique du modèle linéarisé et comparaison avec le système réel en commande vectorielle à flux rotorique orienté. Cas de l'application d'échelons de couple. Courbes de gauche: système linéarisé. Courbes de droite : erreur par rapport au système réel en commande vectorielle

5.3 Etude de la stabilité des équilibres

Pour étudier la stabilité du système original, sans tenir compte de la dynamique de la charge, il conviendrait de regarder les valeurs propres de la matrice A. Le système est stable si les cinq valeurs propres sont à parties réelles négatives. Une conséquence (plus faible) est que si le déterminant de la matrice A est positif le système est instable. L'étude du signe du déterminant nous donne une bonne indication sur le domaine d'instabilité

L'expression du déterminant de la matrice A, après calcul et quelques arrangements, se met sous la forme suivante:

$$detA = \frac{1}{J}\frac{p^2}{\sigma^2}\frac{\overline{I}_{rmd}^2}{T_S^2}\frac{L_s}{T_r}(\sigma-1)\left(T_S^2(\overline{\omega}+\overline{\omega}_g)^2(1-T_r^2\sigma^2\overline{\omega}_g^2)-(\overline{\omega}_g^2T_r^2-1)\right) \tag{4.40}$$

Il est aisé de vérifier que le déterminant s'annule sur la courbe ayant pour équation:

$$\overline{\omega}_g T_r = \pm\sqrt{\frac{T_S^2\overline{\omega}_s^2+1}{T_S^2\overline{\omega}_s^2\sigma^2+1}} \tag{4.41}$$

Les grandeurs $\overline{\omega}_g$ et $\overline{\omega}$ sont respectivement des images des grandeurs du couple $\overline{C}_r$ et de la vitesse $\overline{\omega}$. nous pouvons de cette manière tracer le domaine d'instabilité dans le plan couple-vitesse.

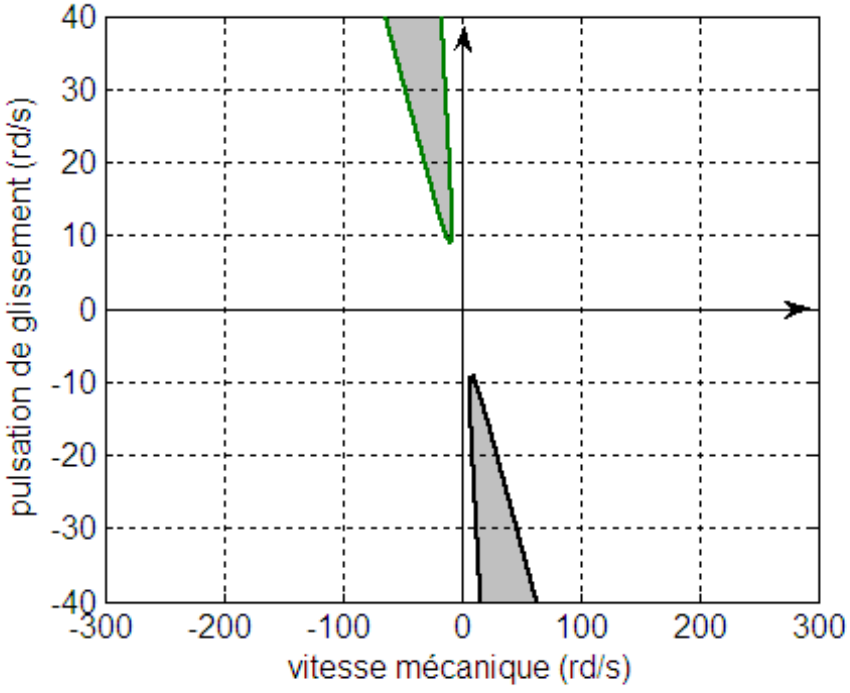


Figure 4.8 : Région d'instabilité (zone grise) dans le plan couple-vitesse

5.3.1 Vérification de la stabilité par calcul des valeurs propres

Comme il a été déjà dit l'étude précédente par le déterminant n'est qu'une conséquence faible. Pour être plus précis, il conviendrait de calculer les racines de l'équation caractéristique et de regarder

le signe de leurs parties réelles

Calculons donc le polynôme caractéristique $p(x) = det(sI - A)$

$$sI - A = \begin{bmatrix} s + a_1 & -\overline{\omega}_s & -a_3 a_4 & -\overline{\omega} a_3 & 0 \\ \overline{\omega}_s & s + a_1 & \overline{\omega} a_3 & -a_3 a_4 & a_3 \overline{x}_3 \\ -a_4 & 0 & s + a_4 & -\overline{\omega}_g & 0 \\ 0 & -a_4 & \overline{\omega}_g & s + a_4 & -\overline{x}_3 \\ 0 & -a_5 x_3 & -\frac{\omega_g}{a_4} a_5 \overline{x}_3 & a_5 \overline{x}_3 & s \end{bmatrix} \tag{4.42}$$

Le calcul du déterminant de $sI - A$ permet de retrouver le polynôme caractéristique $p(x)$ qui s'écrit sous La forme suivante:

$p(x) = p_5 s^5 + p_4 s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0$

Avec:

$$\begin{aligned}
p_5 &= 1 \\
p_4 &= 2\left(a_1 + a_4\right) \\
p_3 &= \left(-2a_3 a_4^2 + \overline{\omega}_g^2 + \omega_s^2 + a_1^2 + a_4^2 + 4a_1 a_4 + a_3 a_5 x_3^2 + a_5 \overline{x}_3^2\right) \\
p_2 &= 2\overline{\omega}_g^2 a_1 + 2a_1^2 a_4 - 2a_3 a_4^3 + 2a_1 a_5 \overline{x}_3^2 + a_4 a_5 \overline{x}_3^2 - \frac{\overline{\omega}_g^2}{a_4} a_5 \overline{x}_3^2 + 2a_1 a_4^2 + 2\overline{\omega}_s^2 a_4 + 2\overline{\omega\omega}_g a_3 a_4 + \\
&\quad a_1 a_3 a_5 \overline{x}_3^2 - 2a_1 a_3 a_4^2 + 2\overline{\omega\omega}_s a_3 a_4 \qquad (4.43) \\
p_1 &= \overline{\omega}_g^2 \overline{\omega}_s^2 + \overline{\omega}_g^2 a_1^2 + \overline{\omega}_s^2 a_4^2 + a_1^2 a_4^2 + a_3^2 a_4^4 + a_1^2 a_5 \overline{x}_3^2 + \overline{\omega}^2 a_3^2 a_4^2 - 2a_1 a_3 a_4^3 - 2a_3 a_4^2 a_5 \overline{x}_3^2 + \overline{\omega}_s^2 a_5 \overline{x}_3^2 + \\
&\quad 2\overline{\omega\omega}_s a_3 a_4^2 + 2\overline{\omega}_g \overline{\omega}_s a_3 a_4^2 + \overline{\omega\omega}_s a_3 a_5 x_3^2 + \overline{\omega}_g \overline{\omega}_s a_3 a_5 x_3^2 + 2\overline{\omega}_g^2 a_3 a_5 x_3^2 - a_3^2 a_4^2 a_5 \overline{x}_3^2 - 2\overline{\omega}_g^2 \frac{a_1}{a_4} a_5 x_3^2 \\
&\quad + 2\overline{\omega\omega}_g a_1 a_3 a_4 + 2a_1 a_4 a_5 \overline{x}_3^2 \\
p_0 &= \overline{\omega}_s^2 a_4 a_5 x_3^2 + a_1^2 a_4 a_5 \overline{x}_3^2 + a_3^2 a_4^3 a_5 \overline{x}_3^2 - \overline{\omega}_g^2 \frac{\overline{\omega}_s^2}{a_4} a_5 \overline{x}_3^2 - \overline{\omega}_g^2 \frac{a_1^2}{a_4} a_5 \overline{x}_3^2 + 2\overline{\omega}_g^2 a_1 a_3 a_5 \overline{x}_3^2 - 2a_1 a_3 a_4^2 a_5 \overline{x}_3^2 \\
&\quad + \overline{\omega}^2 a_3^2 a_4 a_5 \overline{x}_3^2 + 2\overline{\omega\omega}_s a_3 a_4 a_5 \overline{x}_3^2 + 2\overline{\omega}_g \overline{\omega}_s a_3 a_4 a_5 \overline{x}_3^2 + 2\overline{\omega\omega}_g a_3^2 a_4 a_5 \overline{x}_3^2
\end{aligned}$$

Le calcul des racines en fonction des coefficients p_i n'est pas une tache facile, c'est pour cela qu'on a opté pour une vérification numérique. Pour se faire on a choisi des points du plan (ω, ω_g) de la courbe qui appartiennent au domaine d'instabilité et d'autre appartenant au domaine stable. Les points choisis en dehors de la partie grise devraient leur correspondre des racines à parties réelles nulles. À l'intérieur de la partie grise devrait correspondre des racines à parties réelles positifs.

Les points sont expressément choisis très proches et sont juste séparés par la courbe vérifiant $detA = 0$ On devrait ainsi vérifier qu'à chaque fois que le déterminant s'annule une racine change de signe.

- Vérification dans le premier et deuxième cadran de fonctionnement :

$\begin{pmatrix} \overline{\omega}(rd/s) = -32 \\ \overline{\omega}_g(rd/s)=20 \end{pmatrix}$	(point stable) $racines = \begin{pmatrix} -183.53 \\ -155.98 \\ -37.19 \\ -31.5 + 33.4i \\ -31.5 - 33.4i \end{pmatrix}$
$\begin{pmatrix} \overline{\omega}(rd/s) = -28 \\ \overline{\omega}_g(rd/s) = 20 \end{pmatrix}$	(point instable) $racines = \begin{pmatrix} -182.36 \\ -158.16 \\ -34.02 \\ -10.91 \\ 2.47 \end{pmatrix}$
$\begin{pmatrix} \overline{\omega}(rd/s) = -8 \\ \overline{\omega}_g(rd/s) = 20 \end{pmatrix}$	(point stable) $racines = \begin{pmatrix} -172 + 12.09i \\ -172 - 12.09i \\ -18.64 + 9.37i \\ -18.64 - 9.37i \\ -1.73 \end{pmatrix}$
$\begin{bmatrix} \overline{\omega}(rd/s) = -12 \\ \overline{\omega}_g(rd/s) = 20 \end{bmatrix}$	(point instable) $racines \begin{pmatrix} -171.75 + 8.79i \\ -171.75 - 8.79i \\ 1.80 \\ -20.65 + 8.48i \\ -20.65 - 8.48i \end{pmatrix}$
$\begin{bmatrix} \overline{\omega} = -10rd/s \\ \overline{\omega}_g = 8rd/s \end{bmatrix}$	(point stable) $racines = \begin{pmatrix} -187.1686 \\ -155.8983 \\ -30.6393 \\ -8.4571 \\ -0.8406 \end{pmatrix}$
$\begin{pmatrix} \overline{\omega} = -10rd/s \\ \overline{\omega}_g = 10rd/s \end{pmatrix}$	(point instable) $racines = \begin{pmatrix} -186.1772 \\ -156.9427 \\ -29.6054 \\ -10.6673 \\ 0.3887 \end{pmatrix}$

Tableau 4.1 : Verification des

D'après les valeurs numériques des racines de l'équation caractéristique, données par le tableau précédent, on peut confirmer sans aucun doute que l'étude du déterminant de la matrice A coïncide avec la condition nécessaire et suffisantes donnant le domaine de stabilité des points d'équilibre calculées. Notons finalement cette remarque importante: la machine asynchrone est instable dans le domaine couple-vitesse où elle est inobservable (sans capteur mécanique).

Nous avons jugé inutile de donner les résultats de vérification dans le troisième et quatrième cadran (couple négatifs) puisque par symétrie on a aboutit aux mêmes racines et donc à la même conclusion.

5.4 Observabilité du système linéarisé tangent

Avant de synthétiser l'observateur pour le système linéarisé, il est impératif, dans un premier temps de vérifier si le système est observable ou non. Rappelons que nous avons déjà établi que le système nonlinéaire d'origine est observable dans tous les domaines de fonctionnement si la vitesse est mesurée. Mais quand la mesure de la vitesse n'est pas tolérée, le système n'est pas observable

sur la droite de glissement d'équation $\omega = -\frac{1}{\phi^2 p(1-\sigma)L_s T_r} C_r$

Pour étudier l'observabilité, on considérera le système d'ordre six où le couple sera lui aussi observé: le système sera donc :

$$\begin{bmatrix}\Delta\dot{x}_1\\ \Delta\dot{x}_2\\ \Delta\dot{x}_3\\ \Delta\dot{x}_4\\ \Delta\dot{x}_5\\ \Delta\dot{x}_6\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & \overline{\omega}+\overline{\omega}_g & a_3a_4 & a_3\overline{\omega} & 0 & 0\\ -\overline{\omega}-\overline{\omega}_g & -a_1 & -a_3\overline{\omega} & a_3a_4 & -a_3\overline{I}_{rmd} & 0\\ a_4 & 0 & -a_4 & \overline{\omega}_g & 0 & 0\\ 0 & a_4 & -\overline{\omega}_g & -a_4 & \overline{I}_{rmd} & 0\\ 0 & a_5\overline{I}_{rmd} & \frac{a_5}{a_4}\overline{I}_{rmd}\overline{\omega}_g & -a_5\overline{I}_{rmd} & 0 & -b_2\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta x_1\\ \Delta x_2\\ \Delta x_3\\ \Delta x_4\\ \Delta x_5\\ \Delta x_6\end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 & \frac{1}{a_4}\overline{I}_{rmd}\overline{\omega}_g\\ 0 & b_1 & -\overline{I}_{rmd}\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -\overline{I}_{rmd}\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta V_{sd}\\ \Delta V_{sq}\\ \Delta\omega_s\end{bmatrix} \tag{4.44}$$

5.4.1 Observabilité avec mesure de la vitesse

Dans ce cas le vecteur de mesures sera

$$\Delta y = C\Delta x = \begin{bmatrix}1&0&0&0&0&0\\0&1&0&0&0&0\\0&0&0&0&1&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta x_1 & \Delta x_2 & \Delta x_3 & \Delta x_4 & \Delta x_5 & \Delta x_6\end{bmatrix}^T \tag{4.45}$$

Le système sera observable si la matrice d'observabilité définie par $O = \begin{bmatrix}C & CA & ... & CA^{n-1}\end{bmatrix}^T$ est de rang plein:

On vérifie aisément que le système est uniformément observable puisque en s'arrêtant uniquement à la sous matrice définie par:

$$O_1 = \begin{bmatrix}C\\CA\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0\\ -a_1 & \overline{\omega}+\overline{\omega}_g & a_3a_4 & \overline{\omega}a_3 & 0 & 0\\ \overline{\omega}\overline{\omega}_g & -a_1 & -\overline{\omega}a_3 & a_3a_4 & -a_3\overline{I}_{dmr} & 0\\ 0 & a_5\overline{I}_{dmr} & \frac{1}{a_4}a_5\overline{\omega}_g\overline{I}_{dmr} & -a_5\overline{I}_{dmr} & 0 & -b_2\end{bmatrix} \tag{4.46}$$

est de rang plein (six). Son déterminant vaut : $detO_1 = -b_2a_3^2(\omega^2 + a_4^2)$ toujours différent de zéro

5.4.2 Observabilité sans mesure de la vitesse

Dans le cas où la mesure de la vitesse n'est pas admises, est-il possible, dans le cas du système linéarisé, de reconstituer les états de la machine avec la seul mesure des deux courant statoriques I_{ds} et I_{qs}?

Le vecteur de mesures sera

$$\Delta y = C\Delta x = \begin{bmatrix}1&0&0&0&0&0\\0&1&0&0&0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta x_1 & \Delta x_2 & \Delta x_3 & \Delta x_4 & \Delta x_5 & \Delta x_6\end{bmatrix}^T \tag{4.47}$$

On a pu vérifier que le rang de la matrice d'observabilité définie par : $O = \begin{bmatrix}C & CA & \vdots & CA^{n-1}\end{bmatrix}^T$ est de rang plein excepté pour $\overline{\omega}_s = 0$.Les calculs ont donné les résultats suivants:

- $det\begin{bmatrix} C & CA & CA^2 \end{bmatrix}^T = a_3^4 b_2 \overline{\omega}_s \left(\overline{\omega}^2 + a_4^2\right) \overline{I}_{rmd}^2$ perte de rang pour $\overline{\omega}_s = 0$.
-$det\begin{bmatrix} C & CA & CA^3 \end{bmatrix}^T = a_3^4 b_2 \overline{I}_{rmd}^2 \overline{\omega}_s f_1(\overline{\omega}, \overline{\omega}_g)$ perte de rang pour $\overline{\omega}_s = 0$
-$det\begin{bmatrix} C & CA & CA^4 \end{bmatrix}^T = \frac{a_3^4}{a_4} b_2 \overline{I}_{rmd}^2 \overline{\omega}_s f_2(\overline{\omega}, \omega_g)$ perte de rang pour $\overline{\omega}_s = 0$
-$det\begin{bmatrix} C & CA & CA^5 \end{bmatrix}^T = \frac{a_3^4}{a_4^2} a_3^4 b_2 \overline{I}_{rmd}^2 \overline{\omega}_s f_3(\overline{\omega}, \overline{\omega}_g)$ perte de rang pour $\overline{\omega}_s = 0$

Conclusion : Dans cette section nous avons établi que la linéarisation au premier ordre de la machine asynchrone donne une très grande approximation du système original dans une grande plage autour du point de fonctionnent; cela est vrai surtout quand la vitesse de rotation vari d'une manière relativement lente ou pour des machines à grande constante de temps mécanique. C'est le cas par exemple de notre machine d'étude. Il a été aussi montré que le modèle linéarisé est observable quand la vitesse mécanique est mesurée et reste inobservable aux basses fréquences d'alimentation quand la mesure de la vitesse n'est pas tolérée. Dans le domaine ou la machine est inobservable, il a été établi que la machine est instable pour des couple dépassants environ la moitié du couple nominal.

6 Synthèse de l'observateur pour le système linéarisé avec mesure de la vitesse:

Dans cette section nous nous proposons de construire un observateur d'état pour le système linéarisé de la machine asynchrone. L'observateur à synthétiser sera d'ordre complet puisque toutes les variables d'états seront reconstruites à partir de la mesure des deux courant statoriques et de la vitesse mécanique. Le modèle se présente comme un système linéaire déterministe multi-entrées et multi-sorties. La démarche de synthèse consistera à transformer d'abord le système sous la forme observable de Luenberguer et à calculer les coefficients de la matrice de gain L. Une fois que l'observateur est synthétisé on s'intéressera à analyser son comportement sur une grande plage de fonctionnement. Comme on se penchera sur sa robustesse vis à vis des variations des paramètres de la machine.

6.1 Forme observable de Luenberger

Soit donc le système d'ordre six de la machine asynchrone défini par la réalisation linéaire déterministe :

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Delta}\dot{\mathbf{x}} &= A\Delta\mathbf{x} + B\Delta\mathbf{u} \\ \boldsymbol{\Delta}\mathbf{y} &= C\Delta\mathbf{x} \end{aligned} \tag{4.48}$$

où :

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & \overline{\omega} + \overline{\omega}_g & a_3 a_4 & a_3\overline{\omega} & 0 & 0 \\ -\overline{\omega} - \overline{\omega}_g & -a_1 & -a_3\overline{\omega} & a_3 a_4 & -a_3\overline{x}_3 & 0 \\ a_4 & 0 & -a_4 & \overline{\omega}_g & 0 & 0 \\ 0 & a_4 & -\overline{\omega}_g & -a_4 & \overline{x}_3 & 0 \\ 0 & a_5\overline{x}_3 & \frac{a_5}{a_4}\overline{x}_3\overline{\omega}_g & -a_5\overline{x}_3 & 0 & -b_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & \frac{1}{a_4}\overline{x}_3\overline{\omega}_g \\ 0 & b_1 & -\overline{x}_3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\overline{x}_3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.49}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.50}$$

Il s'agit dans un premier temps de sélectionner six lignes indépendantes parmi les éléments de la matrice d'observabilité $O = \begin{bmatrix} C & CA & ... & CA^{n-1} \end{bmatrix}^T$. On forme au départ la matrice [57]:

$$V = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_1A \\ C_2A \\ C_3A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -a_1 & \overline{\omega} + \overline{\omega}_g & a_3a_4 & \overline{\omega}a_3 & 0 & 0 \\ \overline{\omega}\overline{\omega}_g & -a_1 & -\overline{\omega}a_3 & a_3a_4 & -a_3\overline{x}_3 & 0 \\ 0 & a_5\overline{x}_3 & \frac{1}{a_4}a_5\overline{\omega}_g\overline{x}_3 & -a_5\overline{x}_3 & 0 & -b_2 \end{bmatrix} \tag{4.51}$$

Cette matrice convient puisque ses six lignes sont linéairement indépendantes. On vérifie que $det(V) = -b_2a_3^2(\omega^2 + a_4^2)$ est différent de zéro.

Les indices d'observabilité d_i, $i \in \{1, 2, 3\}$sont choisis respectivement : $d_1 = 2, d_2 = 2, d_3 = 2$. On utilisera également les indices

$$\sigma_i = \sum_{j=1}^{i} d_j \tag{4.52}$$

ce qui donne: $\sigma_1 = 2$, $\sigma_2 = 4$, $\sigma_3 = 6$

Notons $g_{\sigma i}$,$i \in \{1, 2, 3\}$ la $i^{éme}$ colonne de V^{-1} et N la matrice définie par :

$$N = \begin{bmatrix} g_{\sigma 1} & Ag_{\sigma 1} & \cdots & A^{d_1-1}g_{\sigma 1} \mid & g_{\sigma 2} & Ag_{\sigma 2} & \cdots & A^{d_2-1}g_{\sigma 2} & \mid \cdots \mid & g_{\sigma p} & Ag_{\sigma p} & \cdots & A^{d_m-1}g_{\sigma p} \end{bmatrix} \tag{4.53}$$

Pour former la matrice N commençons donc à calculer la matrice inverse de V

Le calcul littéral de V^{-1}aboutit à une expression compliquée. Pour poursuivre l'étude, il conviendrait de prendre un point d'équilibre et de calculer numériquement les gains de l'observateur autour de ce point

On considère donc le point

$$\begin{aligned} \overline{I}_{rmd} &= I_{rmdn} = 4A \\ \overline{\omega} &= \omega_n/2 = 157rd/s \\ \overline{C}_r &= C_n/2 = 10N.m \end{aligned}$$

La matrice V, vaut :

$$V = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -182.4 & 168.3 & 112.6 & 1945.7 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -168.3 & -182.4 & -1945.7 & 112.6 & -49.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 96.4 & 119.3 & -96.4 & 0 & -46.5 \end{bmatrix}$$

La matrice de changement de base N s'écrit donc :

$$N = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0.00002 & 0.0054 & -0.0005 & 0.0049 & 0 & 0 \\ 0.0005 & -0.0049 & 0.00002 & 0.0054 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.0009 & 0 & -0.0013 & 0 & 0.0215 & 0 \end{bmatrix}$$

Alors la transformation dans l'espace d'état $\widetilde{x} = N^{-1}x$ met le système sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{\widetilde{x}} = \widetilde{A}\widetilde{x} + N^{-1}Bu \\ y = \widetilde{C}\widetilde{x} \end{cases} \tag{4.54}$$

Où: $\widetilde{A} = N^{-1}AN$ et $\widetilde{C} = CN$ et possédant les structures suivantes:

$$\widetilde{A} = \left[\widetilde{A}_{ij}\right]_{\substack{i\downarrow 1,\dots,p \\ j\longrightarrow 1,\dots,p}}, \widetilde{A}_{ij} \in \mathbb{R}^{d_i \times d_j} \text{ Avec } \widetilde{A}_{ii} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \times \\ 1 & & 0 & \times \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & \times \end{bmatrix}$$

$$\text{et pour} \quad j \neq i: \quad \widetilde{A}_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \times \\ 0 & \cdots & 0 & \times \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \times \end{bmatrix} \tag{4.55}$$

$$\widetilde{C} = \left[\widetilde{C}_i\right]_{i\downarrow 1,\dots,p}, \widetilde{C}_i \in \mathbb{R}^{p \times d_i} \; Avec: \quad \widetilde{C}_i = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & \cdots & 0 & \times \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \times \end{bmatrix} \longleftarrow (i)$$

On trouve numériquement :

$$\widetilde{A} = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 1260 \\ 1 & -191 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & 21272 \\ 0 & 179 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & 8340.7 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & -21272 \\ 0 & -179 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & -191 \\ 1 & -1055.8 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -49.5 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 1303.8 \\ 0 & 1.1 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & -1055.8 \\ 0 & 96.4 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & -382.3 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \end{bmatrix}$$

$$\widetilde{C} = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \end{bmatrix}$$

Soit M la matrice triangulaire inferieure formée en éliminant toutes les colonnes non nulles de $\widetilde{C}$. il vient de la relation $\widetilde{C} = M\widetilde{H}$ où $\widetilde{H} = M^{-1}CN$ a la structure suivante:

$$\widetilde{H} = M^{-1}CN = \left[\widetilde{H}_i\right]_{i\longrightarrow 1,...,p}, \widetilde{H}_i \in \mathbb{R}^{p\times d_i} \tag{4.56}$$

$$\widetilde{H}_i = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \longleftarrow i$$

La transformation dans l'espace des sorties $\widetilde{y} = M^{-1}y$ met finalement le système 4.51 sous la forme canonique observable:

$$\begin{cases} \dot{\widetilde{x}} = \widetilde{A}\widetilde{x} + N^{-1}Bu \\ \widetilde{y} = \widetilde{H}\widetilde{x} \end{cases} \tag{4.57}$$

6.2 Détermination du gain de l'observateur:

En conséquence si l'on pose:

$$\widetilde{L} = N^{-1}LM = \begin{bmatrix} \widetilde{l}_1 & \widetilde{l}_2 & \widetilde{l}_p \end{bmatrix} o\grave{u} \forall i \in \{1,...,p\}, \widetilde{l}_i = \begin{bmatrix} \widetilde{l}_{i1} \\ \vdots \\ \widetilde{l}_{ip} \end{bmatrix} \begin{matrix} \updownarrow d_1 \\ \vdots \\ \updownarrow d_2 \end{matrix} \tag{4.58}$$

il vient que:

$$A^* = \widetilde{A} - \widetilde{L}\widetilde{H} = N^{-1}\widehat{A}N \tag{4.59}$$

Les polynômes caractéristiques de $\widehat{A}$ et A^* sont donc identiques et A^* a pour structure :

$$A^* = \left[A^*_{ij}\right]_{\substack{i\downarrow 1,...,p \\ j\longrightarrow 1,...,p}}, A^*_{ij} = \widetilde{A}_{ij} - (0...0\ \widetilde{l}_{ij}) \tag{4.60}$$

Le choix des composantes de $\widetilde{L}$ est donc fixés par :
- pour $j \neq i$, $\widetilde{l}_{ij}$ annule la dernière colonne de A^*_{ij}
- pour $j = i$, $\widetilde{l}_{ij}$ est déterminé à partir d'un choix arbitraire des valeurs propres de A^*_{ii}

On a donc à résoudre un système d'équation, fourni par les égalités :

$$\forall i \in \{1,...,p\}, \det(sI_{d_i} - A^*_{ii}) = s^{d_i} + \sum_{j=0}^{d_i-1} a^*_{ij}s^i \tag{4.61}$$

où les a^*_{ij} sont fixé à priori

Dans le cas de notre application numérique la matrice de gain s'écrit de la forme:

$$\widetilde{L} = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} \widetilde{l}_{11} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \widetilde{l}_{12} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \widetilde{l}_{13} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \widetilde{l}_{21} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \widetilde{l}_{22} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \widetilde{l}_{23} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \widetilde{l}_{31} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \widetilde{l}_{32} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \widetilde{l}_{33} \end{pmatrix} \end{bmatrix}$$

de la matrice $\widetilde{A}$ on déduit :

$$\widetilde{l}_{12} = \begin{pmatrix} 21272 \\ 179 \end{pmatrix}; \quad \widetilde{l}_{13} = \begin{pmatrix} 8340.7 \\ 0 \end{pmatrix} \quad .\widetilde{l}_{21} = \begin{pmatrix} -21272 \\ -179 \end{pmatrix}$$
$$\widetilde{l}_{23} = \begin{pmatrix} 0 \\ -49.5 \end{pmatrix} \quad \widetilde{l}_{31} = \begin{pmatrix} 1303.8 \\ 1.1 \end{pmatrix}; \quad \widetilde{l}_{32} = \begin{pmatrix} -382.3 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Les gains $\widetilde{l}_{11}$, $\widetilde{l}_{22}$, $\widetilde{l}_{33}$ seront à leurs tours obtenus en résolvant les équations matricielles suivantes :

$$\begin{aligned} det(sI_2 - \widetilde{A}_{11} + \widetilde{l}_{11}) &= (s+700)^2 \\ det(sI_2 - \widetilde{A}_{22} + \widetilde{l}_{22}) &= (s+700)^2 \\ det(sI_2 - \widetilde{A}_{33} + \widetilde{l}_{33}) &= (s+700)^2 \end{aligned} \tag{4.62}$$

$$det\left[s\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & 1260 \\ 1 & -191 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \widetilde{l}_{111} \\ 0 & \widetilde{l}_{112} \end{pmatrix}\right] = (s+700)^2 \Longrightarrow \widetilde{l}_{11} = \begin{pmatrix} 491260 \\ 1209 \end{pmatrix}$$
$$det\left[s\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & -191 \\ 1 & -1055.8 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \widetilde{l}_{221} \\ 0 & \widetilde{l}_{222} \end{pmatrix}\right] = (s+700)^2 \Longrightarrow \widetilde{l}_{22} = \begin{pmatrix} 491260 \\ 1209 \end{pmatrix}$$
$$det\left[s\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & -382.3 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \widetilde{l}_{331} \\ 0 & \widetilde{l}_{332} \end{pmatrix}\right] = (s+700)^2 \Longrightarrow \widetilde{l}_{33} = \begin{pmatrix} 489617.7 \\ 1400 \end{pmatrix}$$

Le choix du pole $s = -700$ n'est pas fortuit puisque cette valeur a été choisie cinq fois plus grande que la plus importante valeur propre de la matrice A. Ce choix est important pour accélérer la dynamique de l'observateur.

La matrice de gain obtenue est donc :

$$\widetilde{L} = \begin{bmatrix} 491260 & 21272 & 8340.7 \\ 1209 & 179 & 0 \\ -21272 & 491260 & 0 \\ -179 & 1209 & -49.5 \\ 1303.8 & -1055.8 & 489617,7 \\ 1.1 & 96.4 & 1400 \end{bmatrix}$$

Ce qui conduit au gain de l'observateur, $L = N\widetilde{L}$ pour le système original

$$L = \begin{bmatrix} 1209.00 & 179.00 & -0.00 \\ -179.00 & 1209.0 & -49.50 \\ 31.21 & -244 & 0.00 \\ 244 & ..31.21 & 4.00 \\ ....1.10 & 96.40 & 1400.00 \\ -482.94 & -67.43 & -10535.00 \end{bmatrix}$$

L'observateur recherché admet donc comme équation d'état $\boldsymbol{\Delta}\dot{\widehat{\mathbf{x}}} = (A - LC)\Delta\widehat{\mathbf{x}} + B\Delta\mathbf{u} + L\boldsymbol{\Delta}\mathbf{y}$ qui s'écrit numériquement autour du point d'équilibre choisi:

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\widehat{I}}_{sd} \\ \Delta\dot{\widehat{I}}_{sq} \\ \Delta\dot{\widehat{I}}_{rmd} \\ \Delta\dot{\widehat{I}}_{rmq} \\ \Delta\dot{\widehat{\omega}} \\ \Delta\dot{\widehat{C}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1391.41 & -10.66 & 112.60 & 1945.72 & 0 & 0 \\ 10.66 & -1391.41 & -1945.72 & 112.60 & 0 & 0 \\ -22.12 & 244 & -9.09 & 11.25 & 0 & 0 \\ -244 & -22.12 & -11.25 & -9.09 & 0 & 0 \\ -1.12 & 0.0033 & 119.38 & -96.40 & -1400.00 & -46.51 \\ 482.94 & 674.34 & 0 & 0 & 10535.00 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\widehat{I}_{sd} \\ \Delta\widehat{I}_{sq} \\ \Delta\widehat{I}_{rmd} \\ \Delta\widehat{I}_{rmq} \\ \Delta\widehat{\omega} \\ \Delta\widehat{C}_r \end{bmatrix}$$
$$+ \begin{bmatrix} b_1 & 0 & \frac{1}{a_4}\overline{x}_3\overline{\omega}_g \\ 0 & b_1 & -\overline{x}_3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\overline{x}_3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} \Delta V_{sd} \\ \Delta V_{sq} \\ \Delta\omega_s \end{matrix} + \begin{bmatrix} 1209.00 & 179.00 & -0.00 \\ -179.00 & 1209.0 & -49.50 \\ 31.21 & -244 & 0.00 \\ 244 & 31.21 & 4.00 \\ 1.10 & 96.40 & 1400.00 \\ -482.94 & -674.3 & -10535.00 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{sd} \\ \Delta I_{sq} \\ \Delta\omega \end{bmatrix} \qquad (4.63)$$

6.3 Résultats de simulation numérique de l'observateur

Dans ce qui suit nous présenterons, les résultats de validation, obtenus en simulation numérique. L'observateur synthétisé est intégré dans le schéma de la commande vectorielle à flux orienté (FOC) et servant à reconstituer la norme du flux rotorique et le couple électromagnétique dans la machine. Pour valider l'observateur, les résultats obtenus seront comparés à ceux données réellement par la machine.

Nous avons donné donc à la figure 4.9 les allures des différentes grandeurs à la sortie de l'observateur et nous avons donné en parallèle l'erreur commise par rapport à la grandeur réelle. Pour éviter tout dépassement, La référence de vitesse varie avec une pente de $500tr/s$ autour du point d'équilibre $\overline{\omega} = \omega_n/2 = 157rd/s$ et le couple de charge appliqué est de $\overline{C}_r = C_n/2 = 10N.m$. A la vue des courbes obtenues, nous constatons que l'observateur donne exactement les mêmes résultats que le système réel. L'erreur commise est négligeable. De plus il n'y a aucune erreur statique puisque celle-ci s'annule en régime établi.

Dans un second cas, figure 4.10 et 4.11, nous avons mis en évidence la robustesse de l'observateur vis à vis de la variation des paramètres de la machines. En pratique, le paramètre le plus susceptible à la variation est la constante de temps rotorique. Cette dernière est donc, dans un premier temps diminuée de 10% puis augmentée de 10%. Pour pouvoir juger de la robustesse, nous avons aussi donné les résultats obtenus avec l'estimateur de flux et du couple électromagnétique. En vue des courbes obtenues, on peut remarquer que dans les deux cas de figure, l'observateur est plus robuste que l'estimateur vis à vis du flux. Dans l'estimateur, une erreur statique sur le flux est plus importante que celle induite dans l'observateur. On constate par contre une mauvaise robustesse sur l'estimation du couple électromagnétique. Ce dernier, estimé à partir des grandeurs observées, présente une erreur statique de plus en plus importante que la vitesse s'écarte de la position d'équilibre. Nous avons remarqué lors de la simulation qu'au-delà de 15% de variation de T_r le système globale devient instable et diverge.

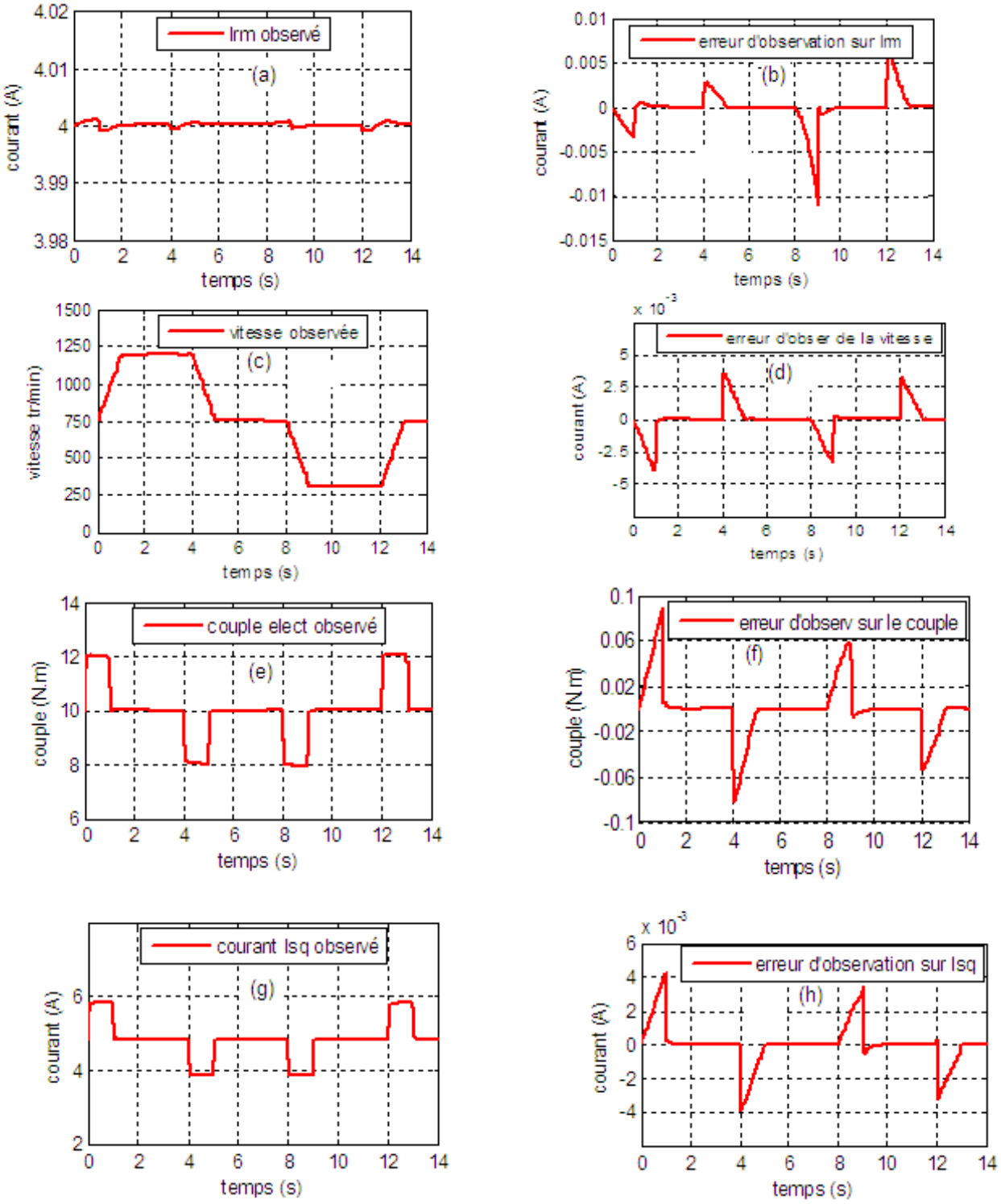


Figure 4.9 : Résultats obtenus en simulation numérique pour la validation de l'observateur. Courbes de gauche : allure des grandeurs reconstituées par l'observateur. Courbes de droites : allure de l'erreur entre le modèle réel et l'observateur.

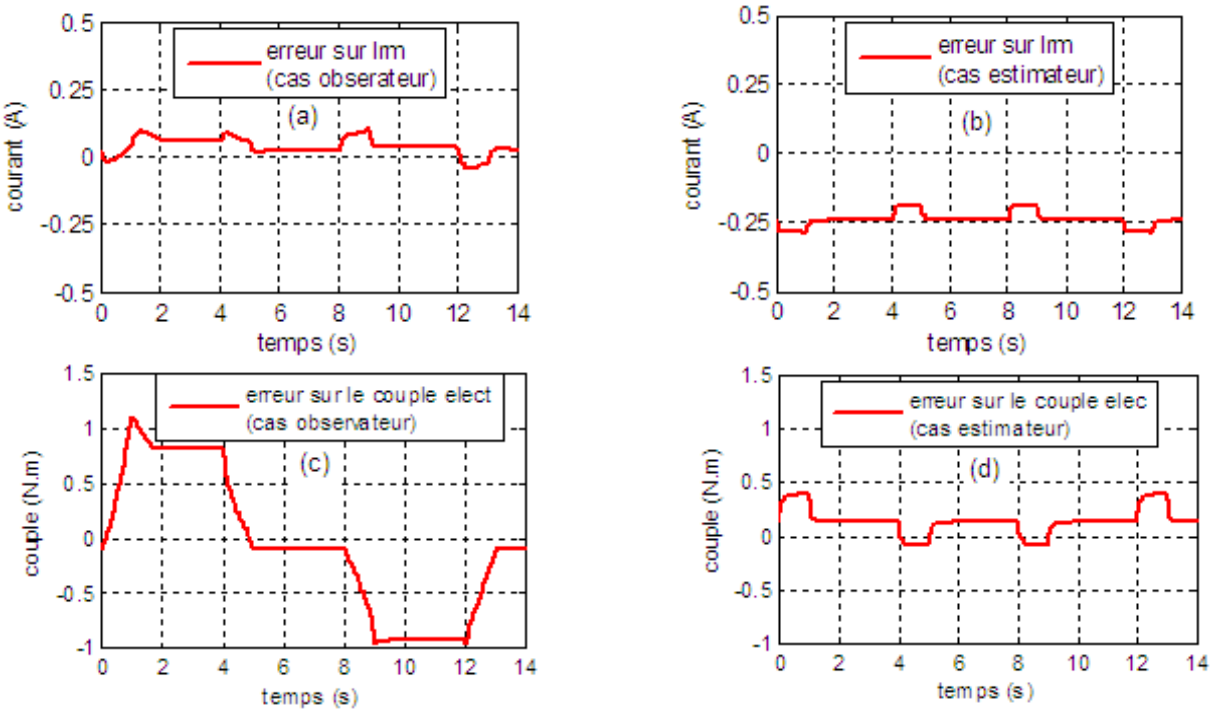


Figure 4.10 : Résultats de simulation numérique pour le test de robustesse de l'observateur. Cas d'une diminution de 10% de la constante de temps rotorique.

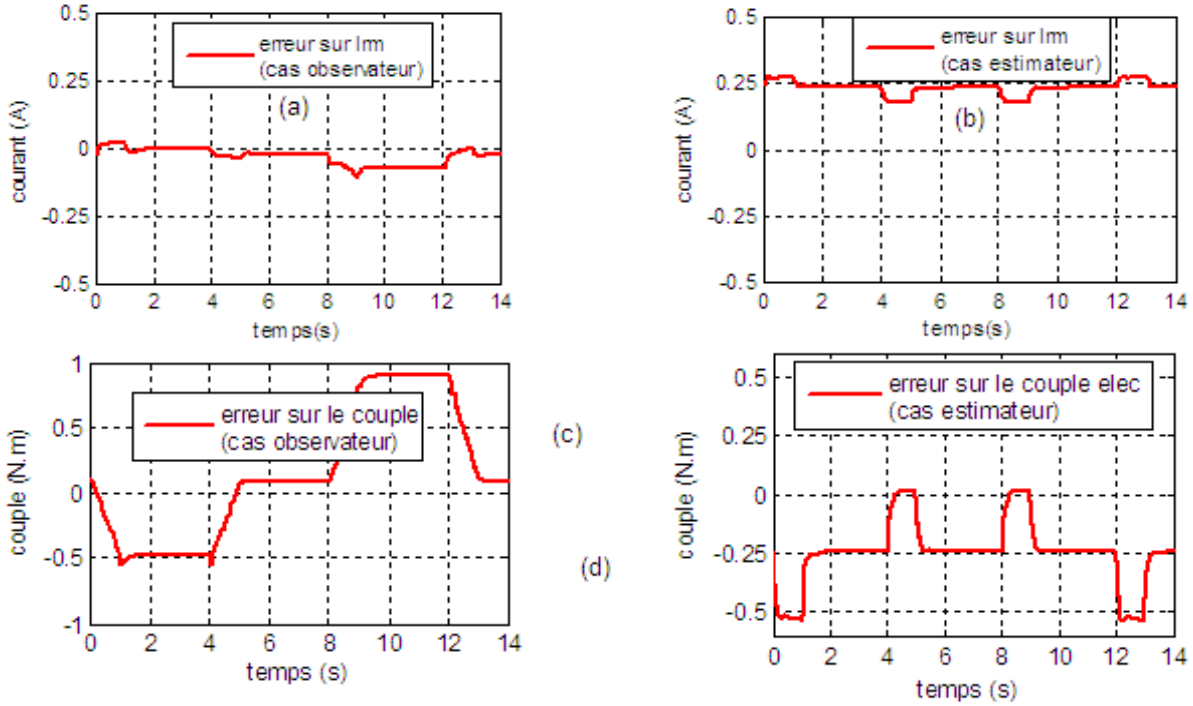


Figure 4.11 : Résultats de simulation numérique pour le test de robustesse de l'observateur. Cas d'une augmentation de 10% de la constante de temps rotorique (T_r).

Conclusion: Durant ces tests de validation, par simulation numérique, on a remarqué que les grandeurs observées sont bien équivalentes aux grandeurs réelles présentes dans la machine. L'erreur commise est très minime en régime transitoire mais tend vers zéro en régime permanent. Nous avons testé aussi la robustesse de l'observateur vis à vis des variations des paramètres de la machine. Lors de la variation de la constante de temps rotorique de $\pm 10\%$, nous avons constaté que l'observateur reste très robuste vis à vis du flux et cela comparativement à l'estimateur classique utilisé en commande vectorielle. Par contre l'estimation du couple avec les grandeurs observées est moins précise et présente une erreur statique en régime permanent. Nous avons constaté que cette dernière devient de plus en plus appréciable que la vitesse s'éloigne du point d'équilibre choisi. C'est peut être là, comme il fallait s'y attendre, l'un des points faibles de ce modèle.

7 Observateur de type grand gain pour les systèmes nonlinéaires

Nous présenterons dans cette section le principe d'un observateur de type grand gain qui est adapté aux systèmes non linéaires observables. Les différentes étapes de synthèse de ce type de commande seront données. Nous présenterons ensuite, des résultats de simulations numériques de la commande vectorielle avec l'observateur du flux synthétisé, puis des tests de robustesse de l'observateur seront effectués et une comparaison avec l'estimateur classique en boucle ouverte de flux sera donné.

7.1 Principe de l'observateur grand gain

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x)\dot{} + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \tag{4.64}$$

où : $x \in \mathbb{R}^n$,$u \in \mathbb{R}^m$,$y \in \mathbb{R}^p$

Le système (4.66) doit être uniformément observable. L'observateur à grand gain que l'on se propose d'étudier ici, est basé sur la recherche d'une transformation d'espace $z = \Phi(x)$ tel que le système (4.66) s'écrit sous la forme suivante [58] :

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + \varphi(u, z) \\ y = Cz \end{cases} \tag{4.65}$$

Ceci est réalisable si d'une part le système est observable et d'autre part si, localement, il existe p entiers tels que :

$$(z_1,...z_n) = (h_1,\ L_f^{d_1}h_1,\ ...,h_p,\ ...L_f^{d_p}h_p) \tag{4.66}$$

$$\text{Avec : } \sum_{i=1}^{i=p} d_i = n$$

d_i étant les indices d'observabilité et p le nombre de sorties

Alors on obtient alors pour $k = 1$ à p :

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & & \\ & \ddots & \\ & & A_p \end{bmatrix}., \qquad A_k = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 1 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 & & \\ & \ddots & \\ & & C_p \end{bmatrix}, \qquad C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

L'observateur à grand gain est définit par :

$$\begin{cases} \dot{\widehat{z}} = A\widehat{z} + \varphi(u, \widehat{z}) + \Delta^{-1} L(y - \widehat{y}) \\ \widehat{y} = C\widehat{z} \end{cases} \tag{4.67}$$

Nous définissons alors la suite : $\mu_1 = 1$ et $\mu_{k+1} = \mu_k + d_k$ pour $k = 1, ..., p$

Hypothèses:

1. La fonction φ est globalement lipschitzienne, par rapport à x, et uniformément lipschitzienne, par rapport à u

Posons $L = \begin{bmatrix} L_1 & & \\ & \ddots & \\ & & L_p \end{bmatrix}$ telle que pour chaque bloc L_i la matrice $A_i - L_i C_i$ soit une matrice stable.

Supposons que l'on puisse alors trouver $\sigma = \{\sigma_1, \ldots, \sigma_n\}$ et $\delta = \{\delta_1, \ldots \delta_p\}$ avec $\delta_i > 0$; $i = 1 \ldots p$ vérifiant :

2. $\sigma_{\mu_k+1} = \sigma_{\mu_k+m-1} + \delta_k$ pour $k = 1, ..., p$ et $m = 1, ...d_k - 1$.
3. $\frac{\partial \varphi_i}{\partial x_i} \neq 0 \Longrightarrow \delta_i \geq \delta_j$

Alors le système (4.66) est observable pour T suffisamment petit, [59], et on a :

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \Delta_p \end{bmatrix}; \quad \Delta_k = \begin{bmatrix} T^{\delta_k} & & & 0 \\ & T^{2\delta_k} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & T^{n_k \delta_k} \end{bmatrix} \tag{4.68}$$

Notons que l'estimation $\widehat{x}$ de l'état x , peut s'obtenir par $\widehat{x} = \Phi^{-1}(z)$ Parfois, la fonction Φ^{-1} ne peut pas être exprimée en fonction de z et un autre moyen pour contourner cette difficulté consiste à exprimer l'équation de l'observateur directement dans les coordonnées originales en x [60]. En effet, en tenant compte du fait que :

$$\frac{dz}{dt} = \frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \frac{dx}{dt}$$

et en faisant un changement de variable inverse pour revenir au système non linéaire initiale, l'observateur dans les coordonnées originales s'écrit comme suit :

$$\dot{\widehat{x}} = f(\widehat{x}) + g(\widehat{x})u + \left(\frac{\partial \Phi(\widehat{x})}{\partial \widehat{x}} \right)^{-1} \Delta^{-1} L(y - \widehat{y}) \tag{4.69}$$

Notons ici que cet observateur est une copie du modèle originale i.e. le système (4.66), $\dot{\widehat{x}} = f(\widehat{x}) + g(\widehat{x})u$, plus un terme correctif qui est explicitement donné, par $.\left(\frac{\partial \Phi(\widehat{x})}{\partial \widehat{x}} \right)^{-1} \Delta^{-1} L(y - \widehat{y})$

La matrice de gain K est choisie pour assurer la stabilité de la matrice $A - LC$, c'est-à-dire, des valeurs propres à partie réelle négative. Cette condition permet d'assurer la convergence exponentielle de l'erreur. La démonstration de convergence de l'observateur est proposée dans [58].

7.2 Observateur du flux pour la machine asynchrone

Considérons, ici, le modèle suivant de la machine asynchrone donné sous forme

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \tag{4.70}$$

Tel que :

$$x = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & I_{rm\alpha} & I_{rm\beta} \end{bmatrix}^t,\ u = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^t$$

et

$$f(x) = \begin{bmatrix} -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 \omega I_{rm\beta} \\ -a_1 I_{s\beta} - a_4 \omega I_{rm\alpha} + a_3 I_{rm\beta} \\ a_2 I_{s\alpha} - a_2 I_{rm\alpha} - \omega I_{rm\beta} \\ a_2 I_{s\beta} + \omega I_{rm\alpha} - a_2 I_{rm\beta} \end{bmatrix},\ g(x) = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},\ h(x) = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} \end{bmatrix}^t$$

Posons alors :

$$z = \begin{bmatrix} z_1 & z_2 & z_3 & z_4 \end{bmatrix}^t = \begin{bmatrix} h_1 & L_f h_1 & h_2 & L_f h_2 \end{bmatrix}^t \tag{4.71}$$

Nous obtenons ainsi la transformation $z = \Phi(z)$:

$$\begin{cases} z_1 = I_{s\alpha} \\ z_2 = -a_1 I_{s\alpha} + a_3 I_{rm\alpha} + a_4 \omega I_{rm\beta} \\ z_3 = I_{s\beta} \\ z_4 = -a_1 I_{s\beta} - a_4 \omega I_{rm\alpha} + a_3 I_{rm\beta} \end{cases} \tag{4.72}$$

A partir de (4.74), nous calculons l'inverse de son jacobien, nous trouvons :

$$\left(\frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \right)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ a_1 d_2 & d_2 & -a_1 d_1 & -d_1 \\ a_1 d_1 & d_1 & a_1 d_2 & d_2 \end{bmatrix} \tag{4.73}$$

avec :

$$d_1 = \frac{a_4 \omega}{a_3^2 + a_4^2 \omega^2} \quad \text{et} \quad d_2 = \frac{a_3}{a_3^2 + a_4^2 \omega^2}$$

Ensuite par la méthode présentée au paragraphe précédent nous trouvons la matrice L, qui a la forme suivante :

$$L = \begin{bmatrix} l_1 & 0 \\ l_2 & 0 \\ 0 & l_3 \\ 0 & l_4 \end{bmatrix} \tag{4.74}$$

Et par calcul des coefficients $\sigma_i$et δ_i nous déduisons la matrice Δ, qui est donnée explicitement par :

$$\Delta = \begin{bmatrix} T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T^2 \end{bmatrix} \tag{4.75}$$

Enfin, l'observateur à grand gain aura pour expression suivante :

$$\dot{\widehat{x}} = f(\widehat{x}) + g(\widehat{x})u + \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{bmatrix} \tag{4.76}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
\lambda_1 &= \frac{l_1}{T}\left(I_{s\alpha} - \widehat{I}_{s\alpha}\right) \\
\lambda_2 &= \frac{l_3}{T}\left(I_{s\beta} - \widehat{I}_{s\beta}\right) \\
\lambda_3 &= a_1 d_2 \frac{l_1}{T}\left(I_{s\alpha} - \widehat{I}_{s\alpha}\right) + d_2 \frac{l_2}{T^2}\left(I_{s\alpha} - \widehat{I}_{s\alpha}\right) - a_1 d_1 \frac{l_3}{T}\left(I_{s\beta} - \widehat{I}_{s\beta}\right) - d_1 \frac{l_4}{T^2}\left(I_{s\beta} - \widehat{I}_{s\beta}\right) \\
\lambda_4 &= a_1 d_1 \frac{l_1}{T}\left(I_{s\alpha} - \widehat{I}_{s\alpha}\right) + d_1 \frac{l_2}{T^2}\left(I_{s\alpha} - \widehat{I}_{s\alpha}\right) + a_1 d_2 \frac{l_3}{T}\left(I_{s\beta} - \widehat{I}_{s\beta}\right) - d_2 \frac{l_4}{T^2}\left(I_{s\beta} - \widehat{I}_{s\beta}\right)
\end{aligned} \tag{4.77}$$

Comme le montrent les équations précédentes un observateur de type grand gain n'est pas facile à déterminer pour la machine asynchrone. La programmation de ce type d'observateurs se fera en calculant (4.69) dans la base originale. Ceci, montre que l'existence d'un observateur à grand gain dépend de l'existence de la transformation inverse. Cette dernière dépend du choix des variables z_i.

7.3 Simulation numérique de l'observateur grand gain

Pour illustrer le bon fonctionnement de l'observateur grand gain , plusieurs résultats de simulation numérique sont présentés sur les figures 4.10 à 4.12. Cette simulation a été effectuée à l'aide de l'outil SIMULINK du logiciel MATLAB. La machine étant en commande vectorielle à flux orienté. Les courbes obtenues sont données lors une inversion du sens de rotation de la machine de $-1500tr/min$ à $+1500tr/min$ en $2s$. Le profil de la référence et la réponse de la vitesse sont données à la figure 4.10a. Le couple de charge appliquée étant égal au couple de charge nominal ($20N.m$)

Le réglage des gains de l'observateur a été optimisé par des essais de simulation pour obtenir un bon compromis entre la stabilité du système et la dynamique de l'observateur. Ceci à cause de la forte corrélation existante entre la commande et l'observateur. Nous obtenons ainsi pour notre cas les valeurs suivantes et qui seront utilisées dans toutes les simulations numériques :

$$\begin{cases} l_1 = l_3 = 2 \\ l_2 = l_4 = 1 \\ T = 0.1 \end{cases}$$

Pour vérifier la robustesse de l'observateur par simulation numérique, nous avons effectué une variation de $\pm 10\%$ sur T_r par rapport à celle identifiée. Puis nous avons établi une comparaison entre le courant magnétisant I_{rm} réel dans la machine, le courant magnétisant observé et le courant magnétisant de référence. L'erreur entre le courant magnétisant dans la machine et le courant magnétisant observé à été mise aussi en évidence. Enfin, nous avons établi une comparaison des valeurs du courant magnétisant pour une commande vectorielle associée à un observateur et une commande vectorielle associé à un estimateur classique. Rappelant que l'estimateur classique utilisé dans cette commande a pour expression la formule suivante : $T_r \frac{dI_{rm}}{dt} + I_{rm} = I_{sd}$ (4.77)

Les résultats de simulations numériques obtenus dans le cas où il n'y aucune majoration sur la constante de temps rotorique (0% sur T_r), pour un essai en poursuite de vitesse, sont montrés

respectivement par le système de figures.4.12. Nous constatons à la figure.4.12(a) que la vitesse du moteur suit parfaitement la référence imposée et que le couple électromagnétique, figure.4.12(b), reste en deçà des contraintes que peut supporter le moteur. A la figures.4.12(c),le courant magnétisant I_{rm} dans la machine est égale à celui imposé par la référence et l'erreur d'observation est nulle. Cela est aussi valable même dans les phases transitoires d'inversion de la vitesse. Dans le cas de la commande vectorielle avec estimateur, figures.4.12(d), on peut faire le même constat : le courant magnétisant réel et celui estimé sont égaux à celui imposé par la référence et l'erreur d'estimation est nulle. Par conséquent, cette simulation nous a révélé que dans le cas ou la constante de temps T_r est connue avec exactitude l'estimateur classique et observateur donnent des résultats comparativement identiques.

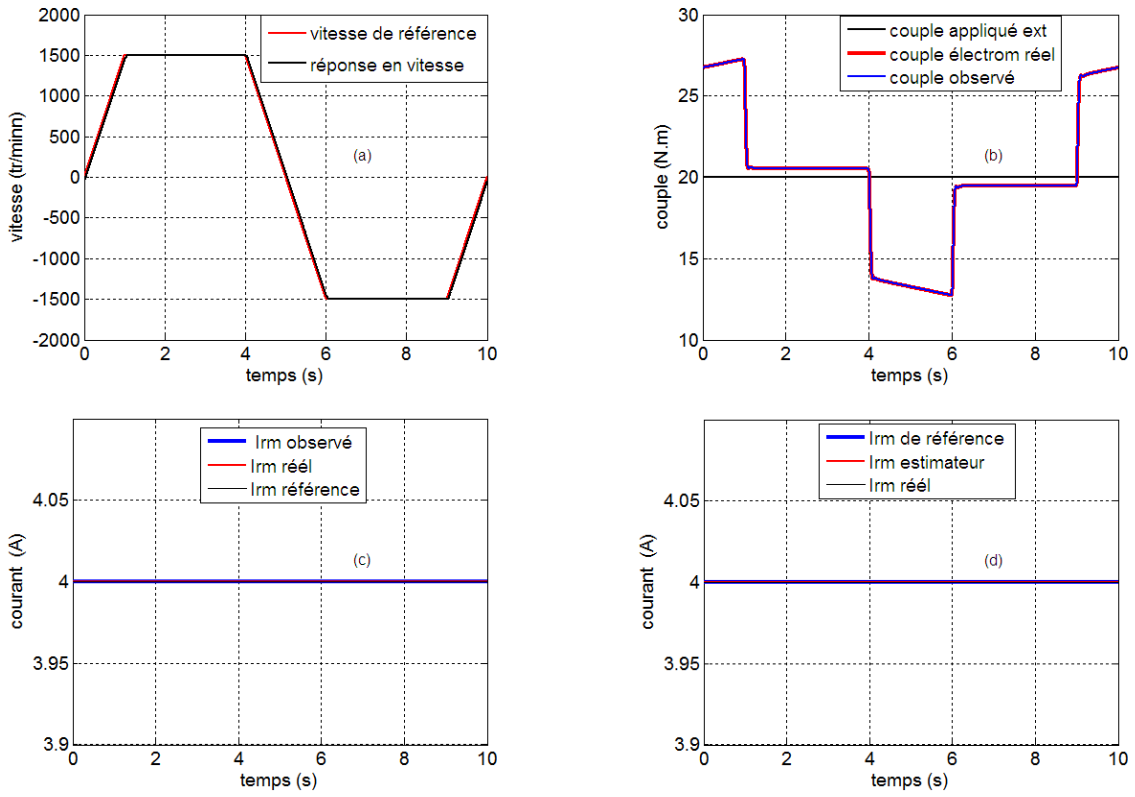


Figure 4.12 : profil et réponse en vitesse, courant magnétisant I_{rm} pour une variation de 0% de T_r

Le système de figures 4.13 et 4.14 montre le courant magnétisant rotoriques I_{rm} dans deux cas de figure. Le premier cas concerne une majoration de la constante de temps rotoriques de 10% et le second cas une diminution de 10%, cela respectivement, pour une commande associant un observateur de type grand gain, et dans un second temps, pour une commande associant un estimateur classique de flux. Nous constatons qu'au régime transitoire, le courant magnétisant rotoriques dans la machine commandée en utilisant un observateur est plus proche de la référence par rapport à celui donné en utilisant un estimateur (voir figures 4.13(a),(c) et 4.14(a),(c)). Au régime permanent, les courant magnétisants rotoriques dans le cas de la commande par estimateur présente une erreur statique non négligeable par rapport à la commande utilisant l'observateur grand gain (voir figures 4.13(b),(d) et 4.14(b),(d)) où l'erreur statique est nulle. Cette dernière constatation, montre l'importance quant à l'utilisation des observateurs à la place des estimateurs travaillant en boucle ouverte.

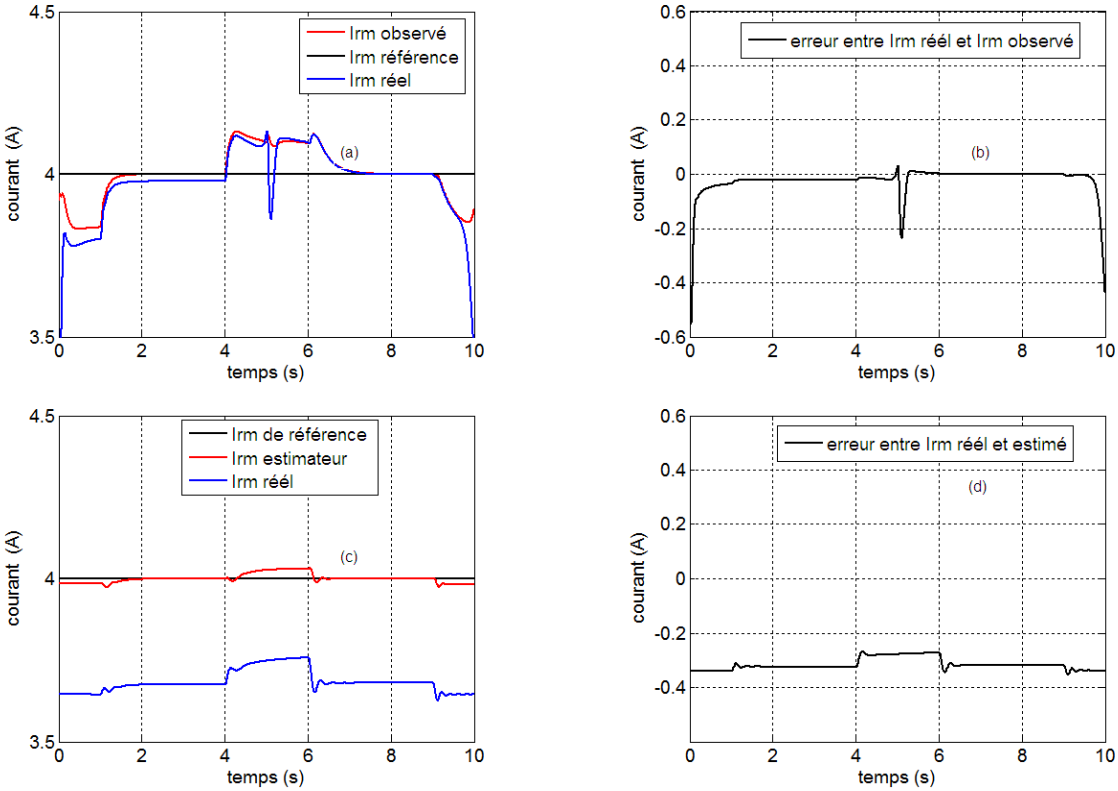


Figure 4.13 : Test de robustesse. Courant magnétisant I_{rm} pour $+10\%$ de T_r

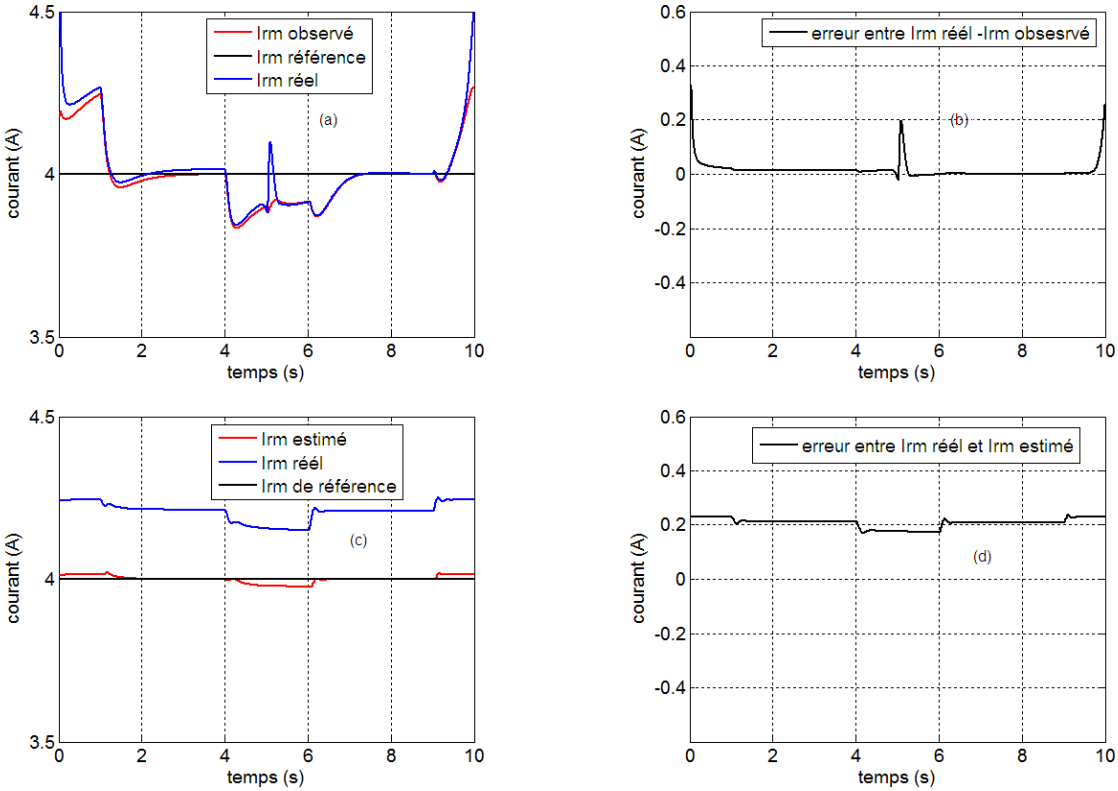


Figure 4.14 : Test de robustesse. Courant magnétisant I_{rm} pour -10% de T_r

8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tous d'abord présenté un rappel sur quelques notions inhérentes à l'observabilité des systèmes linéaires non linéaires. Nous avons examiné l'observabilité de la machine asynchrone sans et avec mesure de la vitesse mécanique. Nous avons constaté que dans le cas où la mesure de la vitesse mécanique est possible l'observabilité de la machine asynchrone ne pose aucun problème, par contre dans le cas où la vitesse mécanique n'est pas accessible, l'observabilité de la machine asynchrone fonctionnant en moteur est perdue dans le domaine des vitesses faibles où la fréquence d'alimentation tend vers zéro.

Dans la seconde section, nous avons étudié le modèle linéarisé de la machine asynchrone autour d'un point d'équilibre. Nous avons établi une comparaison entre le modèle linéarisé et son modèle non linéaire original. Nous avons conclu que les deux modèles sont presque identiques pour une variation lente de la vitesse. Le modèle linéarisé est stable sur une large zone utile du plan couple – vitesse, mais instable sur une zone basse vitesse pour un fonctionnement en génératrice. Nous avons retrouvé que lorsqu'on mesure la vitesse, le modèle linéarisé est observable quelque soit le point d'équilibre, et lorsque la mesure de la vitesse n'est pas disponible le modèle linéarisé est observable en tout point, excepté sur une droite de glissement du plan couple – vitesse qui correspond à une fréquence d'excitation nulle. L'intérêt du modèle linéarisé apparaît dans la facilité de lui synthétiser un observateur en utilisant des notions d'automatique linéaire. Après avoir mis en œuvre l'observateur, il a été inséré dans le schéma de commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone. Les différents résultats de simulations réalisées ont montré que l'observateur présente de bonnes performances et que l'erreur d'observation est très minime en régimes transitoires. Nous avons testé la robustesse de l'observateur vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine. Pour des variations de la constante de temps rotorique, l'observateur est beaucoup plus robuste que l'estimateur classique vis-à-vis du flux rotorique. Quand à la reconstitution du couple électromagnétique, l'observateur reste plus robuste que l'estimateur sauf pour de basses vitesses où l'erreur d'observation est légèrement supérieure à celle d'estimation. C'est peut être l'une des limites de cet observateur synthétisé à partir d'un modèle approché.

A la dernière section, un observateur du flux de type grand gain est synthétisé. La technique d'observation utilisée permet de reconstruire le flux rotorique de la machine asynchrone. Les équations développées montrent qu'un observateur de type grand gain n'est pas facile à déterminer pour la machine asynchrone, et la programmation de ce type d'observateur se fait dans la base originale. Les résultats de simulation numérique de la commande vectorielle de la machine asynchrone associée cet observateur sont donnés. Les tests en robustesse ont montré que l'observateur est plus performant que l'estimateur classique fonctionnant en boucle ouverte.

CHAPITRE 5

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC OBSERVATEURS. SIMULATION NUMERIQUE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

1 Introduction

Si le développement des semi-conducteurs de puissance a permis au moteur asynchrone de concurrencer le moteur à courant continu, ce dernier reste, par excellence, le meilleur variateur de vitesse. Toutefois, sa structure, de par la présence du collecteur, nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. En conséquence, les recherches se sont orientées vers l'étude de nouveaux actionneurs équipés de machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques. Ces ensembles, lorsqu'ils disposent de commande bien adaptés, ont des performances comparables, voire supérieures à celles obtenues avec les actionneurs classiques constitués de machines à courant continu.

Divers stratégies de contrôle des variateurs asynchrones ont été étudiées et mises en œuvre. La loi couramment utilisée pour contrôler le flux, appelée 'v/f constant', pose des problèmes à basse vitesse, surtout au voisinage de zéro.

Au cours de ces dernières années, des méthodes permettant d'assurer le découplage entre les commandes de flux et le couple de la machine asynchrone ont été mises au point. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu. Le contrôle du couple d'une machine à courant alternatif nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de flux orienté. L'écriture des équations de la machine dans les axes dq est certainement l'outil le plus puissant pour l'étude des régimes transitoires.

Dans ce chapitre, nous procédons à la mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone associée à un observateur non linéaire de flux de type grand gain. L'objectif final est la validation expérimentale de l'algorithme d'observation et de commande. Des tests de robustesse de cet observateur vis-à-vis de variations paramétriques, en particulier la constante de temps rotorique, seront effectués.

La commande vectorielle et l'observateur de flux élaborés sous SIMULINK peuvent directement s'implanter sur la carte dSPACE, grâce au logiciel Real Time Workshop (RTW). Dès que l'algorithme est chargé dans la carte dSPACE, l'application s'exécute en temps réel. Les échanges entre la carte et le convertisseur s'effectuent par l'intermédiaire d'un bloc d'entrée sortie analogique – numérique (courant et tension) et de bloc de sortie PWM (signaux de commande) et d'un bloc

d'entrée QEP (codeur incrémental). Une communication entre Matlab-Simulink (qui fonctionne sur le PC) et l'environnement dSPACE est possible grâce à la mémoire double accès placée sur la carte [67].

2 Commande à flux rotorique orienté

Le choix du repère lié au flux rotorique amène à une modélisation simplifiée de la machine asynchrone. Les équations de Park, munies de la contrainte $\Phi_{rq} = 0$, débouchent sur les propriétés enchaînées suivantes [62] :

• l'axe d est aligné sur le vecteur flux rotorique tels que $\Phi_{rd} = \Phi_r$.

• la composante I_{rd} du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

• Pour tout régime, le flux et le courant rotorique restent en quadrature de sorte que l'évolution du couple suit celle de I_{rq} qui peut alors être contrôlé par I_{sq} puisque : $\Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} = 0$ impose $I_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} I_{sq}$.

En introduisant les simplifications précédentes et en manipulant le groupe de relations (3.26) représentant le fonctionnement lorsque le repère est lié au champ tournant, on obtient le nouveau système d'équations suivant [63] :

$$\begin{aligned}
&V_{sd} + E_d = R_s I_{rm} + R_s(T_s + T_r)\frac{dI_{rm}}{dt} + R_s\sigma T_s T_r \frac{d^2 I_{rm}}{dt^2} \\
&V_{sq} + E_q = R_s I_{sq} + R_s \sigma T_s \frac{dI_{sq}}{dt} \\
&T_r \frac{dI_{rm}}{dt} + I_{rm} = I_{sd} \\
&\omega_s = \frac{1}{T_r I_{rm}} I_{sq} + \omega \\
&C_{em} = p(1-\sigma) L_s I_{rm} I_{sq} \\
&\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J}(C_{em} - C_r)
\end{aligned} \tag{5.1}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
E_d &= \sigma L_s \omega_s I_{sq} \\
E_q &= -L_s \omega_s \frac{R_s I_{sd} + \sigma T_r \frac{dI_{sd}}{dt}}{R_s I_{sd} + T_r \frac{dI_{sd}}{dt}}
\end{aligned} \tag{5.2}$$

On remarque que les tensions V_{sd} et V_{sq} permettent respectivement le réglage du flux et du couple mais il existe malheureusement entre les deux processus un couplage non linéaire dû à la présence du terme ω_s . Il est donc nécessaire de réaliser un découplage dans le but de limiter l'effet de E_d et E_q sur les deux grandeurs de réglage V_{sd} et V_{sq}.

2.1 Découplage entrée-sortie du système multivariable

L'objectif du découplage entrée-sortie est de trouver une commande telle que, pour le système ainsi commandé, une entrée n'a d'effet que sur une seule sortie et qu'une sortie ne soit influencée que par

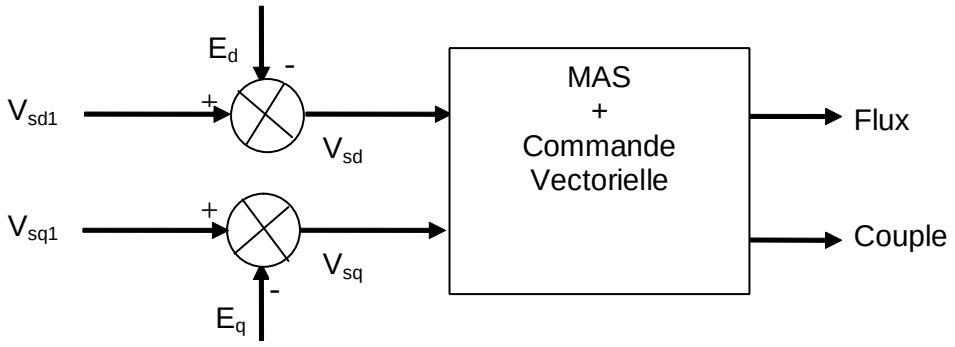


Figure 1: Figure 5.1 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

une seule entrée. Nous obtenons ainsi un ensemble de sous système mono variables indépendants. Par conséquent, on pourra réaliser des boucles d'asservissement non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. De par sa simplicité, le découplage par compensation est le plus souvent utilisé. C'est cette technique que nous utiliserons pour l'implémentation en temps réel de la commande.

Découplage par compensation : Définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que :

$V_{sd} = V_{sd1} - E_d$ et $V_{sq} = V_{sq1} - E_q$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont donc reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (figure 5.1)

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel [64] :

$$\begin{aligned} V_{sd1} &= R_s I_{rm} + R_s(T_s + T_r)\frac{dI_{rm}}{dt} + R_s\sigma T_s T_r \frac{d^2 I_{rm}}{dt^2} \\ V_{sq1} &= R_s I_{sq} + R_s\sigma T_s \frac{dI_{sq}}{dt} \end{aligned} \tag{5.3}$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées, Figure 5.2.

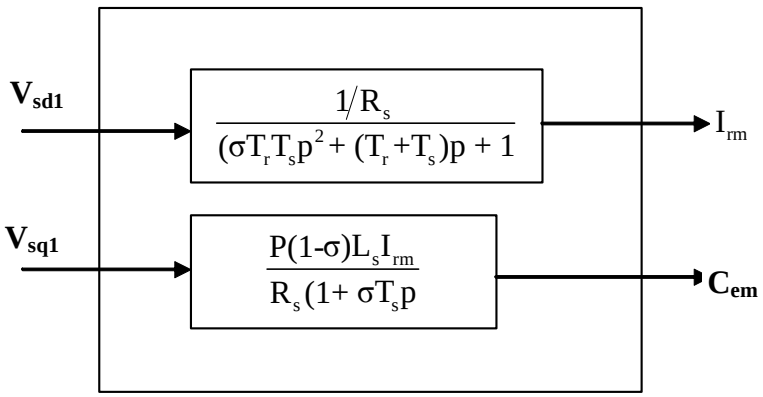


Figure 5.2 : Commande découplée, expression de C_{em} et I_{rm}

Problème posé par le découplage On peut montrer que, pour ce type de découplage proposé, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse. Si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action et donc divergence du système. Une solution consiste par exemple à fixer, à priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. Cette technique est très utile pour l'implantation réelle de la commande puisque les paramètres T_r et R_s évoluent avec la température.

2.2 Schéma d'implémentation de la commande vectorielle direct à flux rotorique orienté

Le schéma que nous proposons figure 5.3 est une commande vectorielle de type direct : le courant magnétisent I_{rm} (image du flux rotorique) est asservi à une consigne de courant I_{rmref}. Une commande indirecte ne comporterait pas de régulateur de courant magnétisant [64].

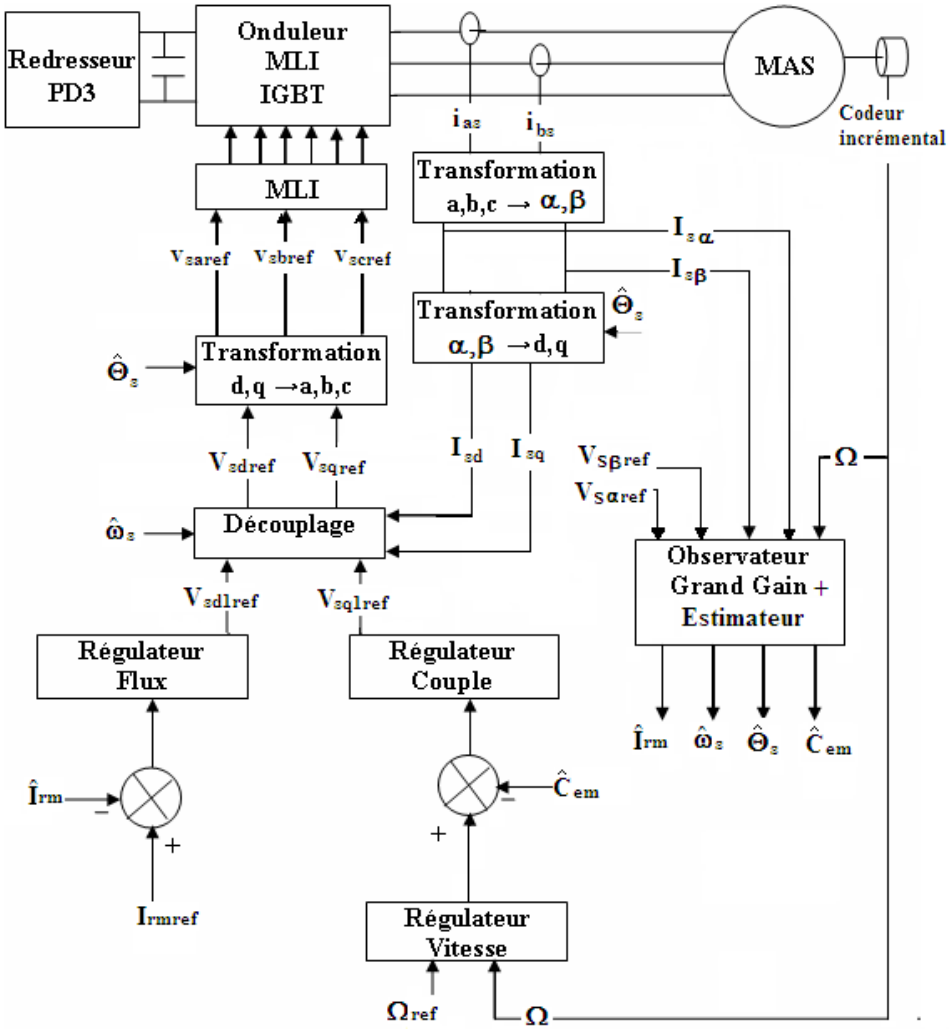


Figure 5.3 : Schéma complet de la commande vectorielle direct de la machine asynchrone alimentée en tension

Les grandeurs d'états ou de sorties, utilisés pour l'élaboration de la commande, sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût. Le flux peut être reconstitué par :

- des estimateurs utilisés en boucle ouverte.
- des observateurs asymptotiques en boucle fermée.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équations de Park définies en régime permanent (estimateurs statiques) ou transitoire (estimateurs dynamiques). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle. L'intérêt d'une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Toutefois, ils sont peu robustes aux variations paramétriques.

2.3 Calcul des régulateurs

2.3.1 Régulateur de courant magnétisant

Le découplage proposé à la figure 5.2 permet d'écrire :

$$\frac{I_{rm}}{V_{sd1}} = \frac{1/R_s}{\sigma T_r T_s p^2 + (T_r + T_s)p + 1} = \frac{1/R_s}{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)} \tag{5.4}$$

avec τ_1 et τ_2 données par les expressions suivantes :

$$\tau_1 = \frac{2\sigma T_r T_s}{(T_r+T_s) + \sqrt{(T_r+T_s)^2 - 4\sigma T_r T_s}} \text{ et } \tau_2 = \frac{2\sigma T_r T_s}{(T_r+T_s) - \sqrt{(T_r+T_s)^2 - 4\sigma T_r T_s}}$$

On voit que ces deux racines sont très éloignées l'une de l'autre. En effet, si on prend pour σ la valeur moyenne de 0.1, on obtient : $\tau_1 = 0.05T_s$ *et* $\tau_2 = 1.95T_s$ soit un rapport de près de 40 entre les deux constantes de temps. Ce qui permet de justifier le choix d'une compensation, par un régulateur PI, pour le pôle le plus long, c'est-à-dire τ_2.[63], [65], [66].

Soit le correcteur PI de fonction de transfert $R_{rm}(p) = K_{rm}\frac{1+\tau_m p}{p}$. On prenant $\tau_m = \tau_2$, la fonction de transfert, en boucle fermée, reliant I_{rm} et I_{rmref} s'écrit :

$$\frac{I_{rm}(p)}{I_{rmref}(p)} = \frac{1}{\frac{R_s\tau_1}{K_{rm}}p^2 + \frac{R_s}{K_{rm}}p + 1} \tag{5.5}$$

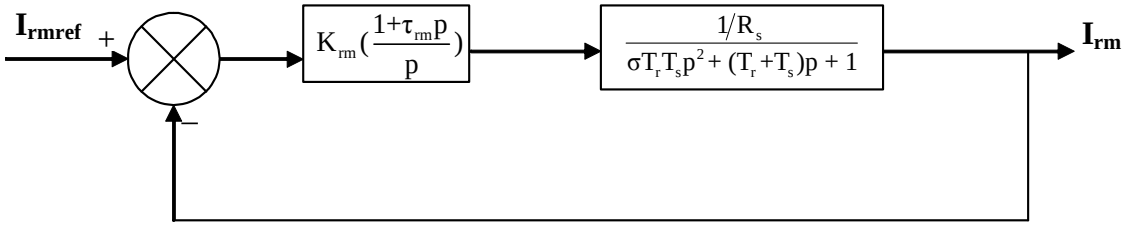


Figure 5.4 : Boucle de régulation de I_{rm}

On constate que le système de régulation du flux (courant magnétisant) est de second ordre et peut se mettre sous la forme standard suivante :

$$\frac{I_{rm}}{I_{rmref}} = \frac{1}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2 + 2\xi\left(\frac{p}{\omega_n}\right) + 1} \tag{5.6}$$

Avec : $\begin{cases} \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{R_s}{K_{rm}} \\ \omega_n^2 = \frac{R_s \tau_1}{K_{rm}} \end{cases}$

Avec un facteur d'amortissement de $\xi = 0.4$ on déduit que : $K_{rm} = \frac{R_s}{4\tau_1}$, et $\omega_n = \frac{1}{2\tau_1 \xi}$ ce qui donne un temps de réponse indicielle (à 95% de la valeur finale) $t_{rrm} = 7.7/\omega_n = 6.1\tau_1$.

En résumé, les paramètres du régulateur sont :$\tau_{rm} = \tau_2$ et $K_{rm} = \frac{R_s}{4\tau_1}$

2.3.2 Régulateur de couple :

Si on considère que le courant magnétisant est maintenu constant et égal à sa valeur de référence, la fonction de transfert, reliant le couple électromagnétique C_{em} à la tension V_{sq1} est :

$$\frac{C_{em}}{V_{sq1}} = \frac{K}{1 + \sigma T_s p} \tag{5.7}$$

Avec : $K = \frac{P L_s (1-\sigma) I_{rmref}}{R_s}$

En utilisant un régulateur PI, ayant la fonction de transfert $R_{c_{em}}(p) = K_{c_{em}} \frac{1+\tau_{cem} p}{p}$,en boucle ouverte, la fonction de transfert du système est :

$$\frac{C_{em}}{V_{sq1}} = \frac{K K_{c_{em}} (1 + \tau_{c_{em}} p)}{(1 + \sigma T_s p) p} \tag{5.8}$$

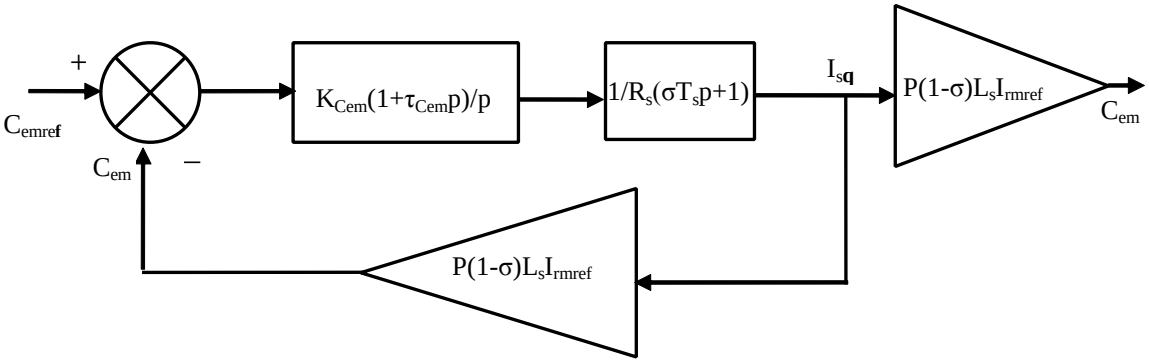


Figure 5.5 : Boucle de régulation du couple électromagnétique

La détermination du régulateur peut se faire comme précédemment par compensation de pôle de la fonction de transfert. On choisissant $\tau_{cem} = \sigma T_s$, l'expression en boucle fermée peut se ramener à un premier ordre de la forme [63], [65], [66] :

$$\frac{C_{em}}{C_{emref}} = \frac{1}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right) + 1} \tag{5.9}$$

Avec : $\omega_n = K K_{c_{em}}$

Le temps de réponse, nécessaire pour que le couple atteigne 95% de sa valeur de référence, vaut: $t_{rC_{em}} = \frac{3}{\omega_n}$. Le Le paramètre du régulateur $K_{c_{em}}$ est donc donné par :

$$K_{c_{em}} = \frac{3}{t_{rC_{em}} K} = \frac{3}{t_{rC_{em}}} \frac{R_s}{P L_s (1-\sigma) I_{rmref}}$$

2.3.3 Régulateur de vitesse :

Dans le but d'avoir la même dynamique dans le rejet de la perturbation de couple que pour la poursuite de la vitesse, nous avons opté pour l'utilisation d'un régulateur IP au lieu de la structure classique PI utilisée dans les deux boucles précédentes.

En supposant une parfaite régulation du couple et du courant magnétisant, la chaîne de régulation de vitesse peut être représenté par le schéma fonctionnel de la figure 5.6

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur IP, voir figure 5.6, la vitesse Ω est donnée par :

$$\Omega(p) = \frac{1}{\frac{J}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}p^2 + \frac{f+K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}p + 1}\Omega_{ref}(p) - \frac{p/K_{i\Omega}K_{p\Omega}}{\frac{J}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}p^2 + \frac{f+K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}p + 1}C_r(p) \tag{5.10}$$

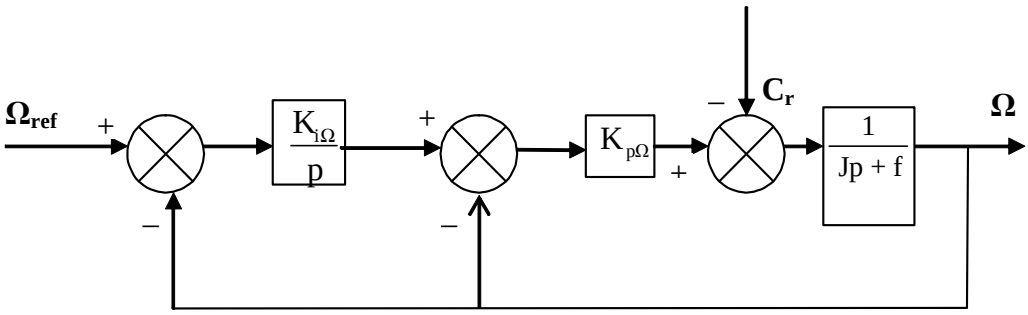


Figure 5.6 : Boucle de régulation de la vitesse

Cette fonction de transfert possède une dynamique de second ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{1}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2+2\xi\left(\frac{p}{\omega_n}\right)+1}$, nous avons à résoudre le système d'équation suivant

$$:\begin{cases} \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{f+K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}} \\ \omega_n^2 = \frac{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}{J} \end{cases}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi_\Omega = 1$ et un temps de réponse $t_{r\Omega}$, après manipulation du système d'équations précédent, nous aboutissons aux paramètres du régulateur qui sont données par [63], [65], [66] :

$$\begin{aligned} K_{p\Omega} &= 2J(\frac{4.75}{t_{r\Omega}}) - f \\ K_{i\Omega} &= \frac{J(4.75)^2}{2J(4.75)t_{r\Omega} - ft_{r\Omega}^2} \end{aligned}$$

3 Simulation numérique de la MAS en commande vectorielle associée à l'observateur grand gain

Pour illustrer le fonctionnement du système en poursuite de vitesse, plusieurs résultats de simulation numérique seront présentés. Cette simulation sera effectuée à l'aide de l'outil Simulink du logiciel Matlab. Les conditions de simulation seront données dans ce qui suit. Ces conditions seront aussi celles utilisées à l'implémentation sur le banc d'essai

3.1 Définition des profils de poursuite et de régulation de vitesse

3.1.1 Profil de poursuite en charge

La consigne de vitesse présente les caractéristiques suivantes : montée en rampe de en $-600tr/min$ à $+600tr/min$ en $2s$ avec des plateaux de $3s$ entre deux inversions du sens de rotation. La charge est une génératrice à courant continu qui débite sur une charge résistive. Le couple résistant appliquée sera approximativement proportionnel à la vitesse du moteur et ayant respectivement l'expression suivante : $C_r = 0.124\Omega$. La consigne de courant magnétisant rotorique est constante et fixée à $3A$.

3.1.2 Profil de régulation de vitesse

L'essai de régulation de vitesse est réalisé avec les profils suivants : la vitesse de rotation est fixée à $600tr/min$. Le courant magnétisant est maintenu égal à $I_{rmref} = 3A$. Un couple de charge, d'environ $8Nm$, est appliqué instantanément à $t = 3s$ à l'aide de la génératrice à courant continu débitant sur une charge résistive.

3.1.3 Courant magnétisant de référence

La valeur nominale du courant magnétisant est celle du courant absorbé par la machine à vide (couple résistant nul). Il vaut :$I_{s0} = \frac{V_{sn}}{L_s\omega_{sn}} = \frac{220}{0{,}28.314} = 2.5A$

En négligeant la résistance statorique R_s, on aura : $I_{rmn} = I_{sdn} = \sqrt{3}I_{s0} = 4.33A$

Pour se placer dans les mêmes conditions que l'expérience, le courant magnétisant de référence sera règlé à $I_{rmref} = 3A$.

3.1.4 Couple nominal C_n

Il est donné par l'expression de la puissance nominale utile suivante : $P_n = C_n\Omega_n \Longrightarrow C_n = \frac{P_n}{\Omega_n}$

La vitesse nominale et la puissance utile sont données sur la plaque signalétique du moteur :$N_n = 1415tr/\min$, $P_n = 3kW$.

Ce qui donne $C_n = 20.24N.m$

3.1.5 Courant nominal I_{sqn}

L'expression (5.1) permet de déduire la valeur nominale du courant I_{sq} lorsque le courant magnétisant I_{rm} est aussi à sa valeur nominale.

On peut aisément établir que I_{sqn} vaut :$I_{sqn} = \frac{C_{emn}}{p(1-\sigma)L_sI_{rmn}}$

d'où : $I_{sqn} = 9A$

3.1.6 Valeurs numériques des régulateurs

Les valeurs des différents paramètres des régulateurs utilisés pour la simulation numérique sont les suivants :

- Régulateur PI du courant magnétisant : Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 0.4$ et un temps de réponse $t_{rm} = 12ms$, on obtient les deux coefficients suivants : $\{K_{rm}, \tau_{rm}\} = \{171.6,\ 0.296\}$

- Régulateur PI du couple électromagnétique: pour un temps de réponse $t_{rcem} = 20ms$ on obtient les coefficients suivants:$\{K_{cem}, \tau_{cem}\} = \{140.88,\ 0.014\}$

- Régulateur IP de la vitesse: Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et un temps de réponse $t_{r\Omega} = 100ms$ on obtient :$\{K_{i\Omega},\ K_{p\Omega}\} = \{1.017,\ 5.95\}$

- Valeurs numériques des gains de l'observateur : les valeurs numériques de l'observateur sont ceux déjà utilisés dans la simulation numérique au chapitre 4 $\{k_1,\ k_2,\ k_3,\ k_4\} = \{2,\ 1,\ 2,\ 1\}$ avec $T = 0.1$

3.2 Résultats de simulation numérique

Essai en poursuite Nous présentons à la figure 5.7 les résultats obtenus en poursuite de vitesse (accélération, décélération, et changement de sens de rotation). La vitesse de consigne et la réponse en vitesse sont données simultanément à la figure 5.7a. L'erreur de poursuite est donnée à la figure 5.7b. On constate que cette dernière est nulle en régime permanent, par contre, on constate une erreur de trainage de l'ordre de 15% dans les phases transitoires.

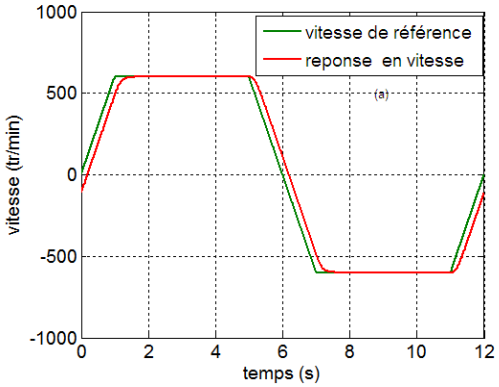
Les courants I_{sd} et I_{sq} sont données simultanément à la figure 5.7e, on remarque que lors de l'inversion, la composante I_{sd}, contrôlant le flux dans la machine, n'est pas affectée par les variations importantes opérés sur l'axe q. Ceci confirme le découplage parfait entre l'axe d et l'axe q. Le courant magnétisant observé I_{rm} et de référence sont montrés à la figure 5.7g. On remarque que le courant magnétisant observé est égal, à tout instant comme voulu, au courant de référence. Ce qui prouve le bon fonctionnement de l'observateur et sa convergence rapide. Un zoom sur les courants statoriques et rotoriques, donnée dans le repère $\alpha\beta$, montre une parfaite coïncidence entre leurs valeurs réelles et leur valeur données par l'observateur grand gain.

Essai en régulation Les résultats de simulation numérique en régulation de vitesse sont présentés sur la figures 5.8. Lors de l'application d'un couple de charge à $t = 3s$, le creux de la vitesse est inférieur à 8% de la vitesse de référence. Le temps de réponse est, comme prévu, de l'ordre de $0.25s$ (figure 5.8a et figure 5.8b). Le courant magnétisant I_{rm} (figures 5.8g) est maintenu égal à sa valeur de référence malgré la perturbation du couple de charge. Par conséquent la composante du courant statorique I_{sd} est constante et la composante I_{sq} suit l'évolution du couple électromagnétique. Voir figure 5.8e. Le courant de phase statorique i_{sa} reste inférieur au courant nominal. L'observateur reste très performant même au moment de l'application du couple de charge, les grandeurs réelles et les grandeurs observées sont presque superposées. Voir les figures 5.8i à 5.8l

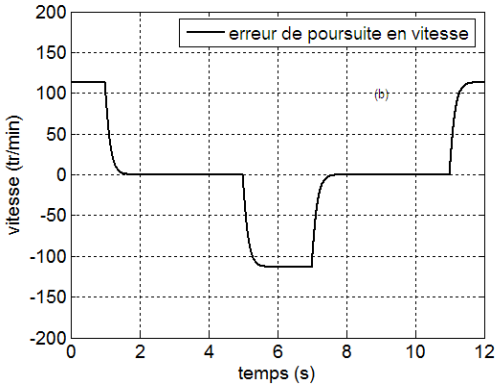
Essai de robustesse Pour vérifier la robustesse de l'observateur et de la commande vis à vis de la variation des paramètres, nous avons simulé une poursuite de vitesse en affectant à Tr une variation de -10%. Les résultats de simulations numériques obtenus, dans ce cas, sont donnés à la figure 5.9

Nous remarquons, malgré un léger dépassement affectant les tensions V_{sd} et V_{sq}, la poursuite en vitesse, donnée à la figure 5.9a, ne subit aucune altération sensible même à l'inversion du sens de rotation. Par contre le courant magnétisant I_{rm} s'écarte légèrement de la référence au moment ou la vitesse change de sens de rotation (figure 5.9g). La reconstitution des courants statorique et magnétisant par l'intermédiaire de l'observateur, donnée aux figures 5.9i à 5.9l, reste toujours très satisfaisant. Les courants observés et réels sont identiques. Ce qui confirme la robustesse de l'observateur

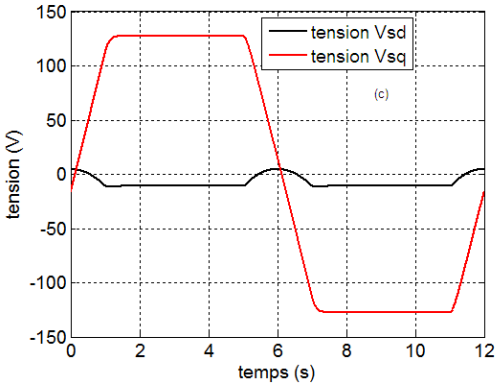
Des essais de robustesse, dans le cas d'une majoration de $+10\%$ sur T_r, sont aussi effectués. Les performances de la commande et de l'observateur sont toujours bonnes. Par peur de redondance, nous n'avons pas jugé utile de donner ses résultats.



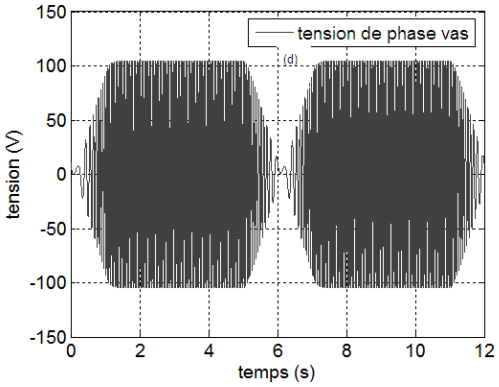
(a)



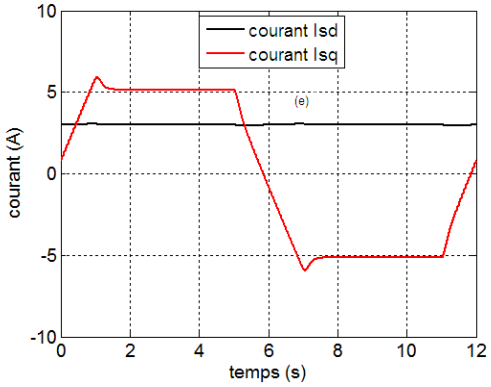
(b)



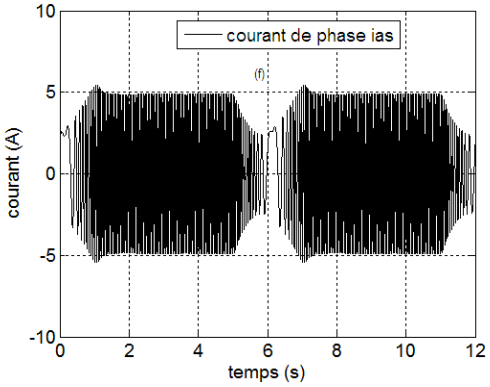
(c)



(d)

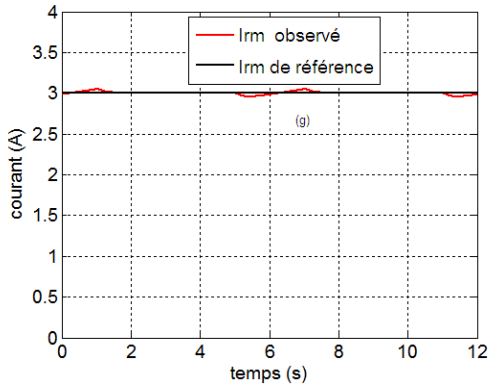


(e)

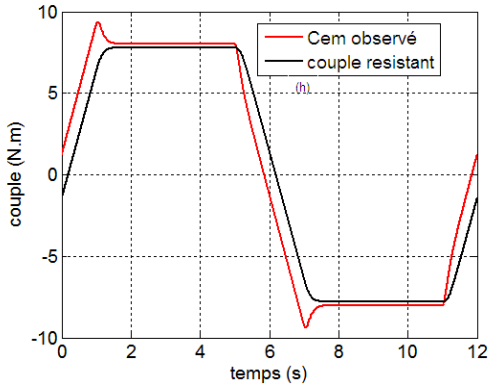


(f)

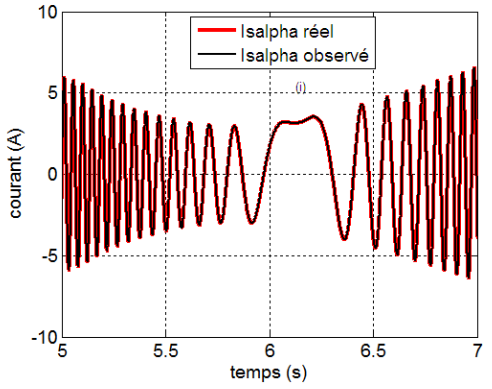
Figure 5.7 : Résultats de simulation numérique en poursuite de vitesse



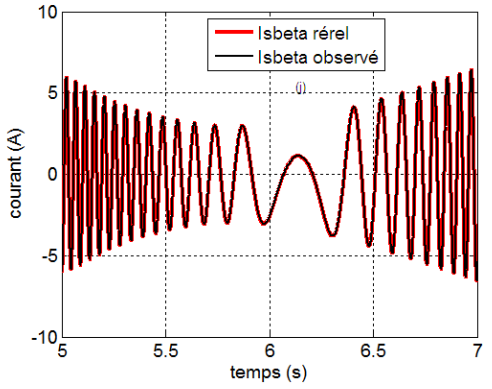
(g)



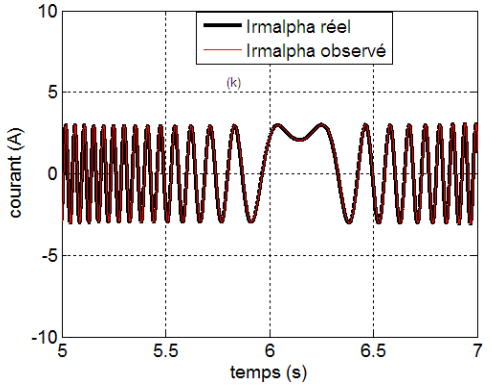
(h)



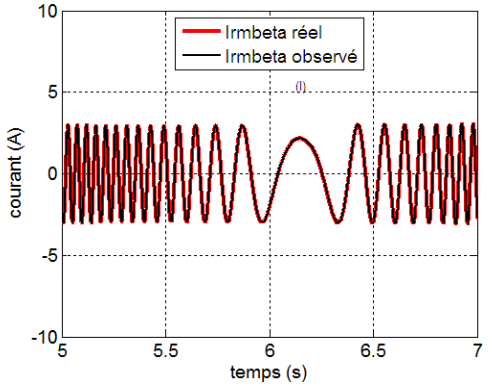
(i)



(j)



(k)



(l)

Figure 5.7 (suite) : Résultats de simulation numérique en poursuite de vitesse (Grandeurs observés et grandeurs réelles)

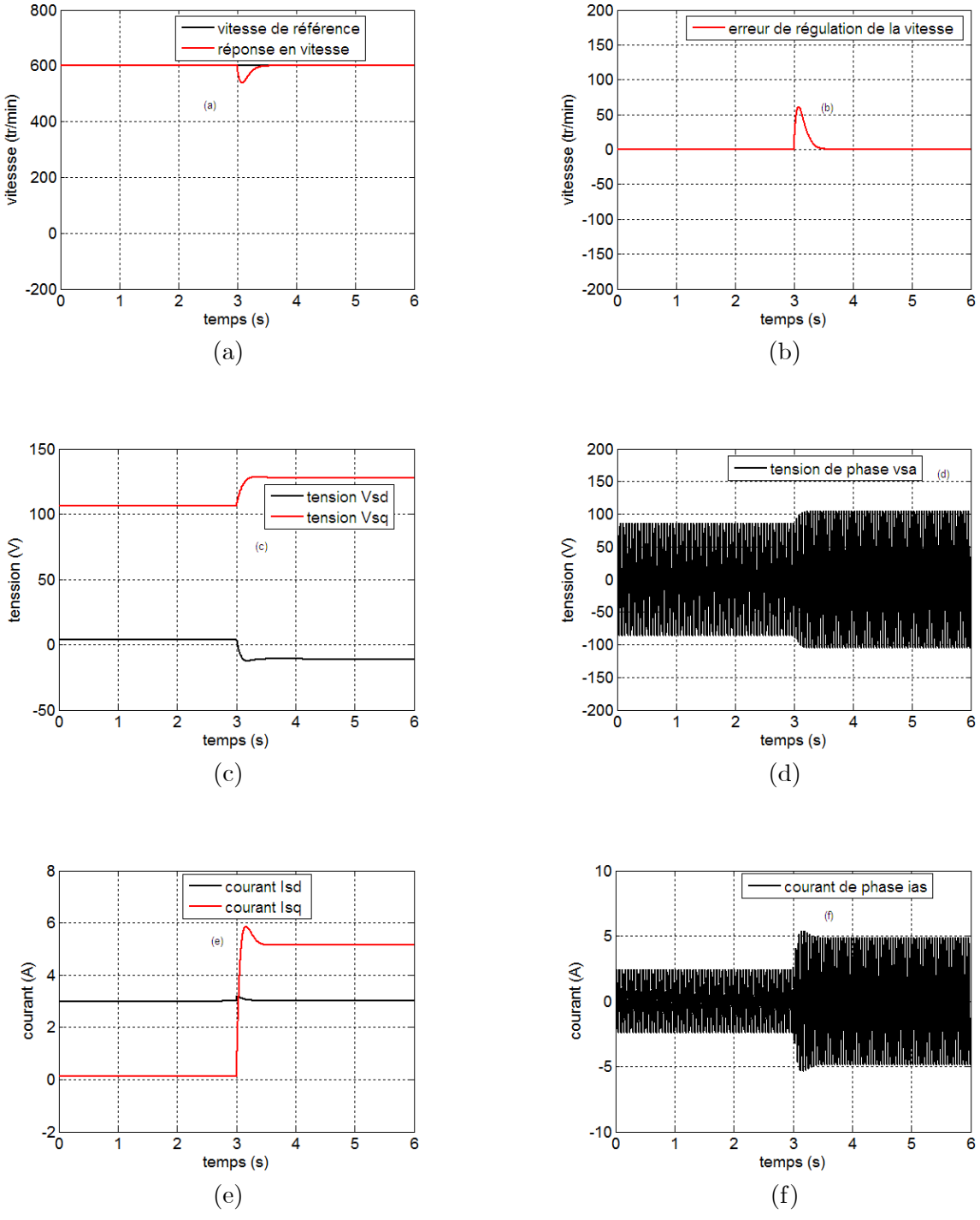
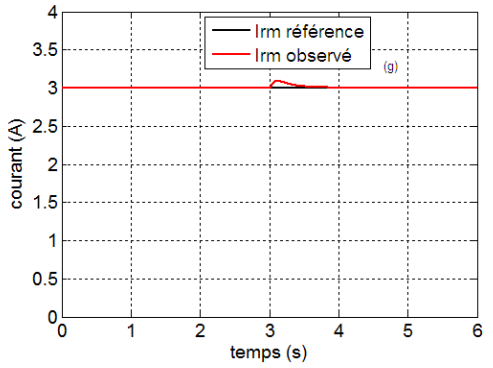
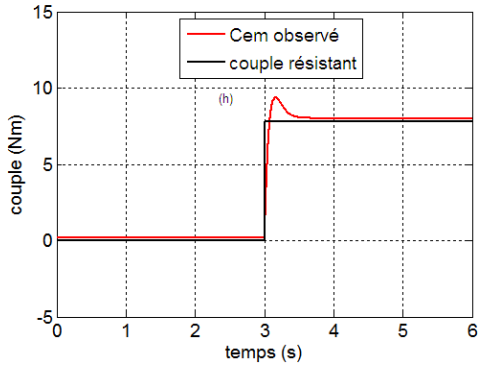


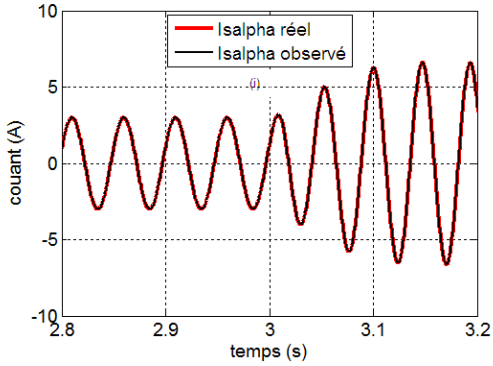
Figure 5.8 : Résultats de simulation numérique en régulation de vitesse



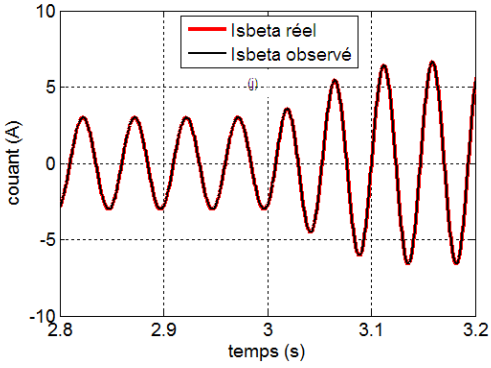
(g)



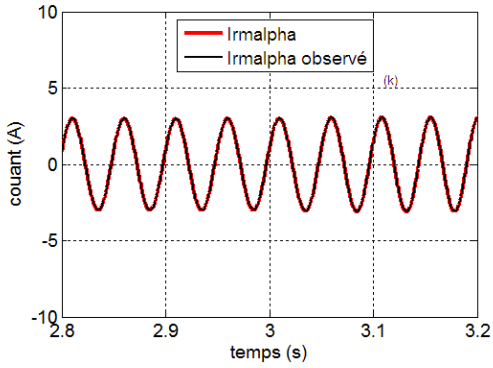
(h)



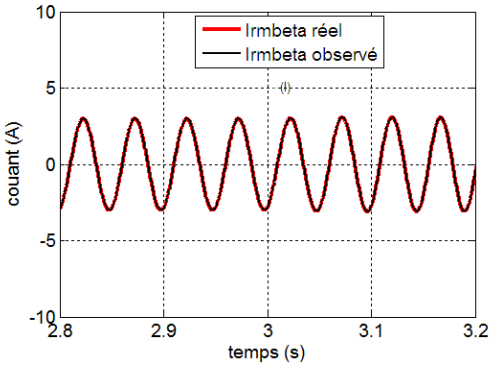
(i)



(j)

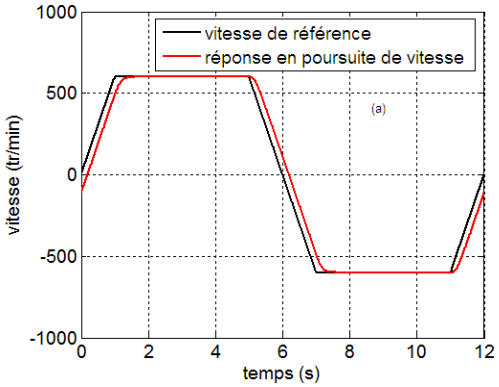


(k)

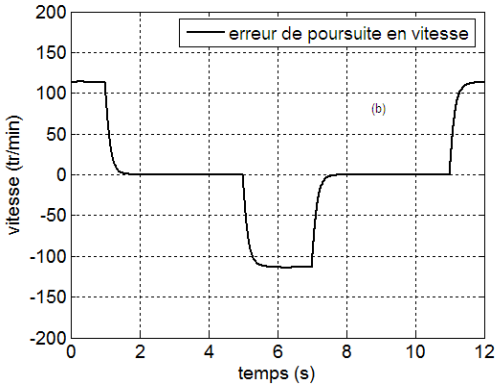


(l)

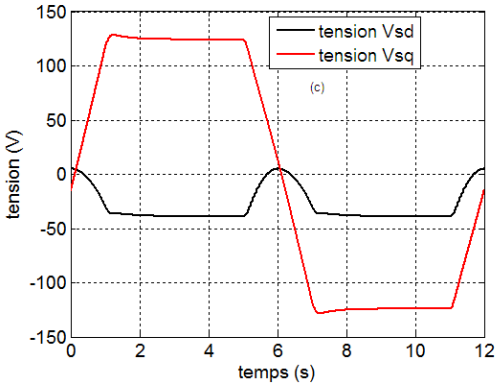
Figure 5.8 (suite) : Résultats de simulation numérique en régulation de vitesse (Grandeurs observés et grandeurs réelles)



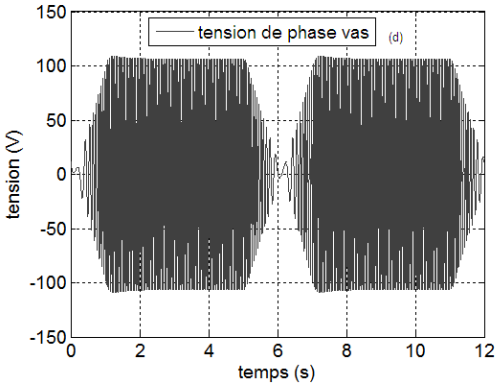
(a)



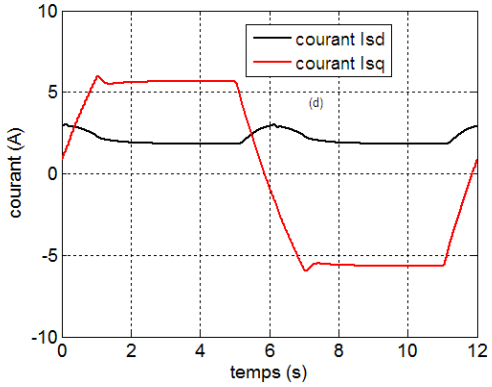
(b)



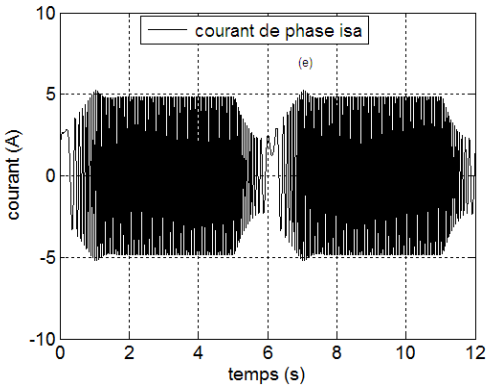
(c)



(d)

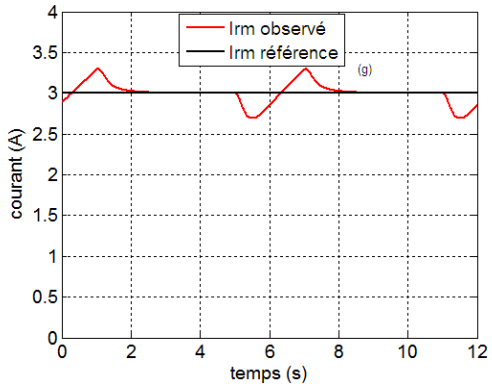


(e)

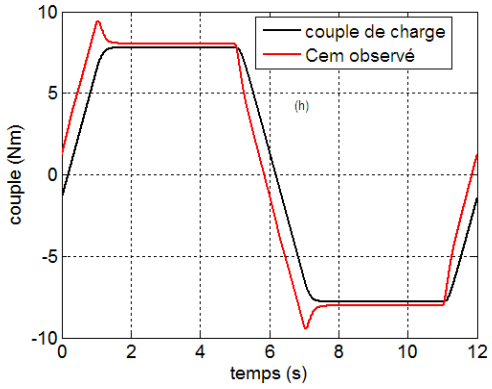


(f)

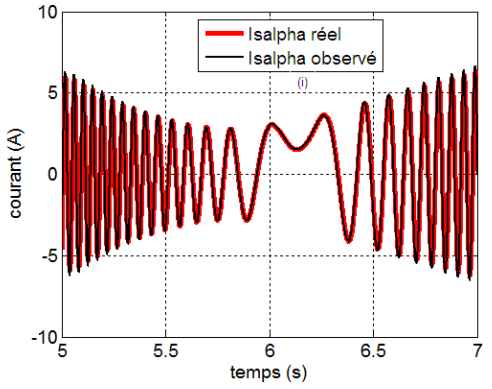
Figure 5.9 : Résultats de simulation numérique en poursuite de vitesse. Variation de -10% sur T_r



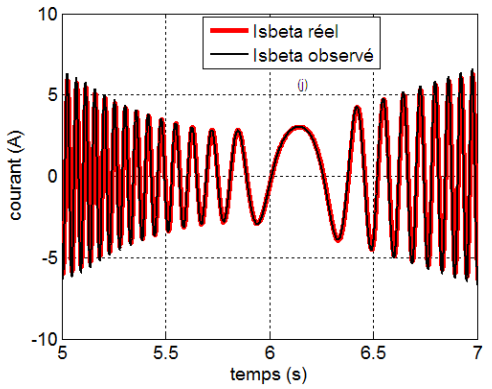
(g)



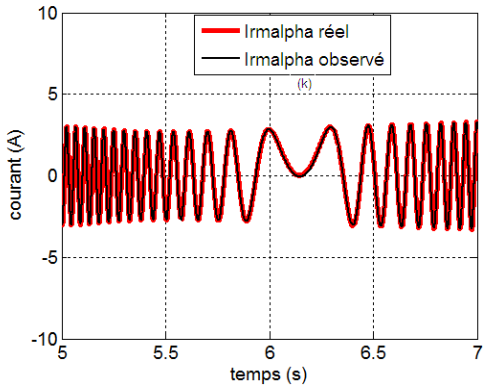
(h)



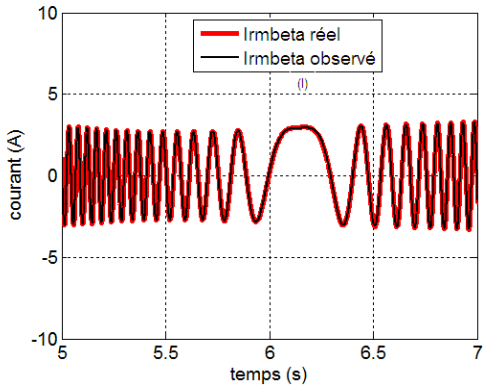
(i)



(j)



(k)



(l)

Figure 5.9 (suite): Résultats de simulation numérique en poursuite de vitesse. Variation de -10% sur T_r

4 Implémentation sur banc d'essai et résultats expérimentaux

4.1 Description de la carte dSPACE : DS1102

La commande vectorielle et l'observateur grand gain présentés dans ce chapitre sont implémentés et exécutée en temps réel. La solution repose sur l'utilisation d'une carte numérique de la société dSPACE. Cette dernière s'articule autour d'un processeur numérique de signal DSP (Digital Signal Processor) : le TMS320C31 » de Texas instrument [67]. Il assure le calcul numérique et la génération des signaux de commande. La carte dSPACE « DS1102 » convient parfaitement au prototypage rapide de la commande de machines. Elle est connectée via le bus « ISA » (Industry Standard Architecture) d'un PC, liaison qui permet le téléchargement du code exécutable pour le DSP depuis le PC, siège de la compilation. Pour ce faire, la carte est équipée d'une zone mémoire RAM de 128 Ko. Ce lien par bus PC est également mis à profit pour permettre un dialogue de haut niveau en temps réel entre le DSP et les outils de supervision installés sur le PC. L'acquisition et l'affichage sur l'écran des différentes variables à visualiser sont possibles par l'outil de visualisation Control Desk.

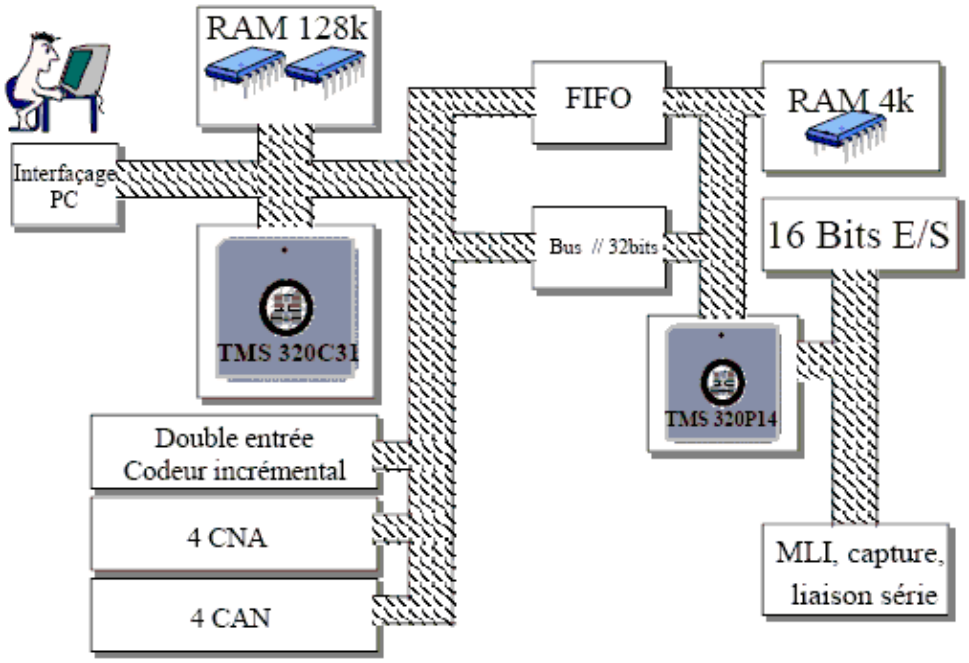


Figure 5.10 : Schéma synoptique de la carte DS1102

Les principales caractéristiques de la carte sont résumées dans le tableau ci-dessous et schématisées sur la figure 5.10.

			Résolution	Temps de conversion
Entrées analogiques	4 voies	Voies 1 et 3 et Voies 3 et 4	16 bits et 12 bits	$4\mu s$ et $1.25\mu s$
Sorties analogiques	4 voies		12 bits	$4\mu s$
Entrées numériques	16		16 bits	
Sorties numériques	16		16 bits	
Processeur maître	TMS320C31	40 MHz	32 bits	
Processeur esclave	TMS320P14	25 MHz	32 bits	

Tableau 5.1 : Caractéristique de la carte DS1102

L'interface développée par dSPACE, la carte« DS1102 », permet une implantation rapide des schémas transcrits en SIMULINK. A l'aide de la boite à outils Real Time Workshop (RTW), l'algorithme de commande sous la forme graphique est traduit en code C. Le logiciel Real Time Interface (RTI), quant à lui, permet d'inclure les interfaces de la carte dSPACE et charge le modèle dans la mémoire de cette carte.

Le schéma donné à la figure 5.11 représente l'organigramme d'échange d'informations entre le PC, la carte dSPACE et l'environnement extérieur.

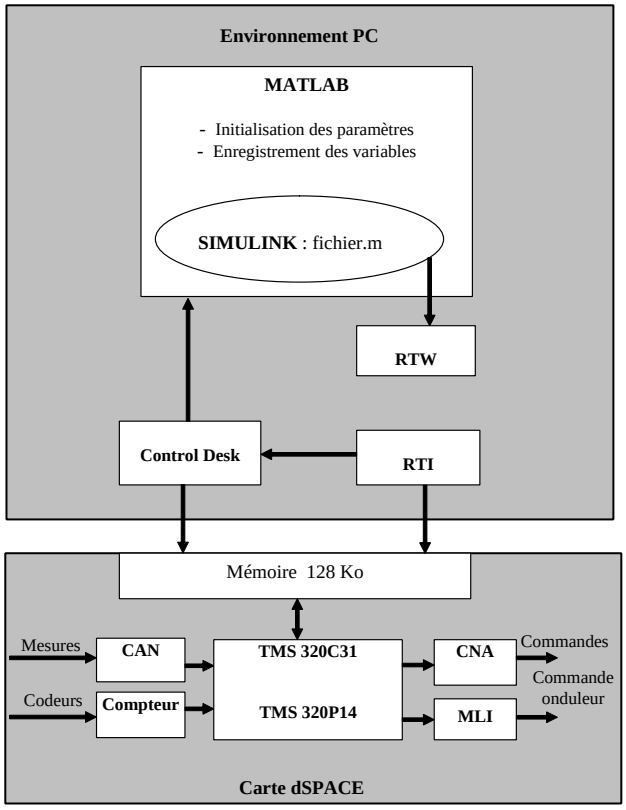


Figure 5.11 : Echange des données du système.

4.2 Adaptation du schéma Simulink pour l'implémentation en temps réel

4.2.1 Compensation du déphasage introduit par le filtrage des courants captés

Les courants de phases statoriques captés sont donnés par des capteurs de courant à effet hall muni d'un filtre de Butterworth de quatrième ordre à base du circuit intégré MF10 (pour plus de détails voir le chapitre 1 lié à la réalisation de capteurs de courant). Ce dernier introduit un retard de phase par rapport au courant réel. Il est donc nécessaire de compenser ce déphasage surtout aux hautes vitesses où la fréquence des courants statorique ω_s devient importante. Nous avons vérifié par des essais expérimentaux, en commande en vitesse de la machine par la méthode du flux orienté, que la non compensation de ce déphasage engendre une instabilité du système aux vitesses relativement élevées.

La valeur du déphasage introduit par le capteur du courant s'écrit :

$$\phi = -arctg\left[\frac{d_1\Omega}{1-\Omega^2}\right] - arctg\left[\frac{d_2\Omega}{1-\Omega^2}\right] \tag{5.11}$$

avec $\Omega = \frac{\omega_0}{\omega_s}$. ω_0 et ω_s sont respectivement la pulsation de coupure du filtre et la pulsation des courant statorique. d_1 et d_2

Il a été établi au chapitre 1 que pour une fréquence de coupure de $500Hz$, le déphasage peut être approximé simplement par la droite d'équation : $\phi(rd) = 0.000833\omega_s$

Les composantes réelles de Park I_{ds} et I_{qs} sont donc fonction des composantes filtrées I_{dsf} et I_{qsf} et du déphasage ϕ. Les équations de passages entre les composantes effectives et les composantes filtrées, s'écrivent [64] :

$$\begin{aligned} I_{ds} &= I_{dsf}\cos\phi + I_{qsf}\sin\phi \\ I_{qs} &= I_{qsf}\cos\phi - I_{dsf}\sin\phi \end{aligned} \tag{5.12}$$

4.2.2 Correction du gain de l'onduleur

Nous avons constaté lors de l'implémentation, qu'aux basses fréquences, le gain affecté pour l'onduleur a une importance capitale sur le bon fonctionnement du système. Nous avons établi au chapitre 2 que les chutes de tension dans les interrupteurs de puissance et le temps mort modifient fortement le gain du convertisseur. Par conséquent, les tensions de référence générées par la commande ne sont plus celle appliquées réellement sur la machine. Ne pas tenir compte de l'altération de la tension, c'est donner de fausses valeurs pour les tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$. Ce qui engendre une divergence de l'observateur et la déstabilisation du système.

Pour palier à ce problème, deux solutions sont possibles: soit compenser les chutes de tension comme il a été fait au chapitre 2, soit identifier correctement le gain en cherchant une relation assez simple le liant à la fréquence de fonctionnement de l'onduleur.

A premier vue, la première solution semble la plus adéquate, puisque elle a été étudié en détail au chapitre 2. Mais à cause du temps de calcul qu'elle nécessite, nous avons opté pour la deuxième solution.

Pour identifier donc ce gain variable, nous avons effectué plusieurs essais expérimentaux, toute en comparant à chaque fois les tensions de référence générées par la commande et les tensions réelles mesurés aux bornes de la machine. Dans le cas de notre expérience la tension du bus continu, fixée à l'entrée de l'onduleur, est égale $Uc = 300V$. La montée en vitesse, comme en simulation numérique, est de $600tr/s$. Après plusieurs essais nous avons finalement abouti à la relation linéaire du gain suivante : : $G = 5\,|\omega_{ref}| + 15$ avec une limitation de G à la valeur de $\frac{U_c}{2} = 150V$.

4.2.3 Filtrage de la vitesse mécanique

La position angulaire et la vitesse mécanique du moteur sont données par un codeur incrémentale à 2 pistes. Chaque piste a une résolution de 1000 point par tours. Le codeur présente une erreur absolue intrinsèque, (voir chapitre 1, équation 1.15) qui peut être négligée aux vitesses élevées, mais elle est fortement gênante quand on travail aux basses vitesses. Un filtre est donc nécessaire pour palier au maximum à ce problème. Le choix du filtre ne doit pas gêner la dynamique du système. Par conséquent, son temps de réponse doit être largement inferieur à celui du régulateur de vitesse.

Dans le cas de cette expérience, la cadence des calculs est $\Delta T = 1ms$, le temps de réponse du régulateur de vitesse est (comme en simulation numérique) de $t_\Omega = 100ms$. Nous avons introduit dans la boucle de la vitesse un filtre de premier ordre de fonction de transfert :$F(p) = \frac{1}{T_\Omega P+1}$ avec $T_\Omega = 0.1t_\Omega = 10ms$.

4.3 Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux, qui seront présentés par la suite, ont été obtenus dans les mêmes conditions qu'en simulation numérique. il est inutile donc de redonner ici les valeurs numériques des régulateurs et les références appliquées. Ni même décrire le banc d'essai puisque il a été fait au chapitre 2. De ce fait une comparaison entre les résultats pratiques et théoriques est possible.

Nous avons présenté donc les allures des grandeurs électriques et mécaniques durant les essais suivants :

- essai en poursuite de vitesse (accélération, décélération, et changement de sens de rotation) avec couple de charge proportionnel à la vitesse de rotation Figure 5.12
- essai en régulation de vitesse avec couple résistant constant de $8Nm$ Figure. 5.13
- essai de robustesse à -10% de Tr en poursuite de vitesse et avec application d'un couple de charge proportionnel à la vitesse de rotation. Figure 5.14

Il est évident que certaines grandeurs non accessibles à la mesure ne seront pas données.

Essai en poursuite Le système de figures 5.12 montre les résultats expérimentaux de poursuite en vitesse avec l'application d'un couple de charge proportionnel à la vitesse mécanique. On constate que la poursuite en vitesse est obtenue avec des performances satisfaisantes et comparables à celle obtenu en simulation numérique (revoir la figure 5.12a). L'erreur de vitesse donnée à la figure 5.12b est de l'ordre de 15% en régime transitoire, mais devient nulle en régime permanent. La tension statorique maximale appelée, figure 5.12b, est admissible et reste en deçà de la valeur de saturation de l'onduleur.

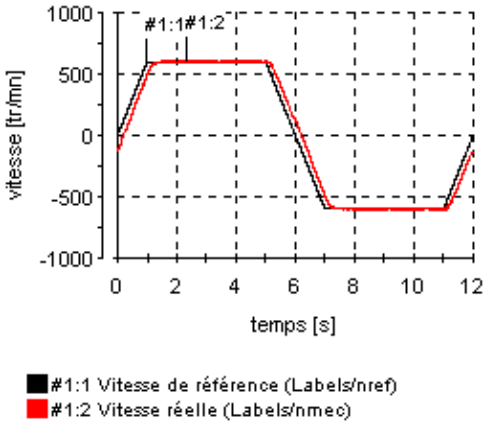
Les figures 5.12i et 5.12j montrent les courants statorique Isa et Isb reconstruits par l'intermédiaire de l'observateur et ceux données par les capteurs de courant. On constate une superposition entre les deux types de courant ceux qui prouve que l'observateur donne des résultats corrects et satisfaisants. La figure 5.12k montre simultanément la tension statorique donnée par le capteur à effet hall et la tension générée par la commande, et injectée à l'entrée de l'observateur. Ces deux tensions sont presque identiques. Ce qui prouve aussi que le gain de l'onduleur a été correctement ajusté. Une faible erreur entre les deux tensions est enregistrée au moment de l'inversion du sens de rotation de la vitesse, ce qui explique une légère erreur d'observation sur les courants statorique à cet instant. Un réajustement fin de gain aux très basses vitesses est fort envisageable.

Essai en régulation Le système de figure 5.13 montre les allures obtenues par expérience durant l'essai en régulation. Lorsque le couple de charge est appliqué, instantanément à t=3s, on constate une légère diminution de la vitesse. Cette dernière revient à sa valeur de référence à environ $100ms$.

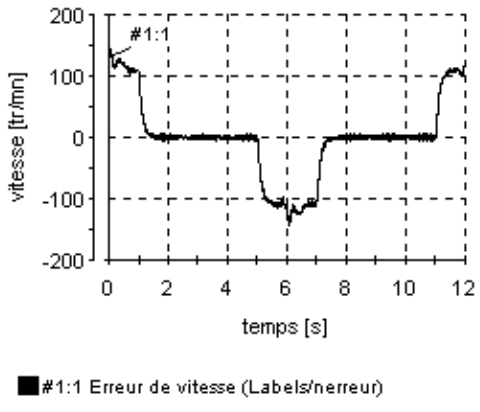
Les grandeurs telles que V_{sd} et I_{sq}, ont augmenté pour supporter la charge appliquée (voir figure 5.13c et 5.13e) tandis que les composantes V_{sd} et V_{sq} restent presque à leurs valeurs initiales à cause du bon découplage entre les axes d et q. Le niveau de tension et de courant reste dans les limites admises de l'onduleur. Le courant magnétisant observé I_{rm} subit une légère augmentation à l'application du couple mais reste insignifiante.

Les courants statoriques en quadrature $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont toujours bien reconstruit par l'observateur même dans la phase transitoire d'application du couple. (Figures 5.13i et 5.143j).

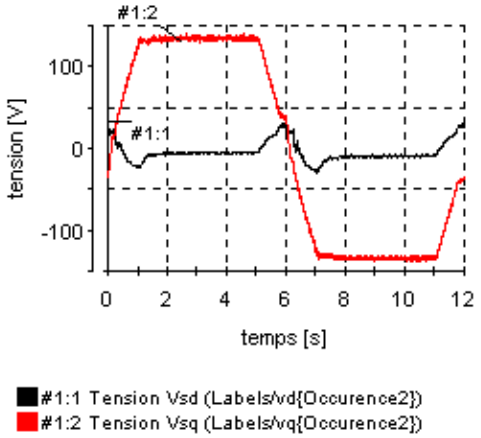
Essai de robustesse Le système de figures 5.14 montre la sensibilité paramétrique de la commande associé à l'observateur vis à vis d'une variation de -10% sur la constante de temps rotorique. Pour la vitesse de la machine, figure 5.14a, le suivi de la vitesse reste le même, dans toute ses différentes phases, par rapport au cas nominal. On remarque néanmoins que le courant I_{rmd} (figure 5.14g) présente un pic au moment de l'inversion de la vitesse. Les courant statorique sont toujours bien reconstruit si on les compare aux courants réels. Par contre, on n'a malheureusement pas le moyen de vérifier si I_{rmd} et I_{rmq} ont été bien reconstruit puisque elles ne sont pas accessibles.



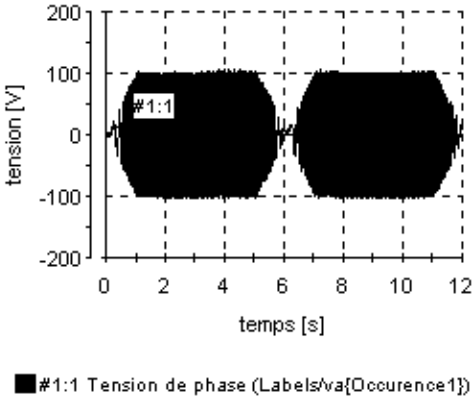
(a)



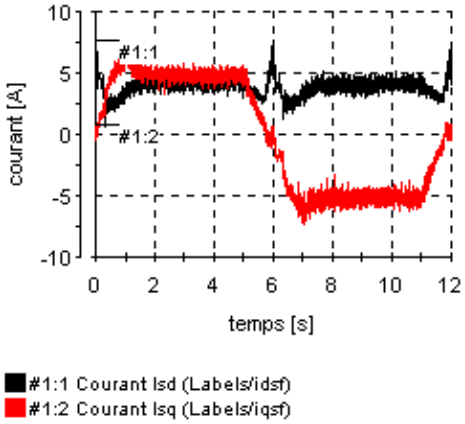
(b)



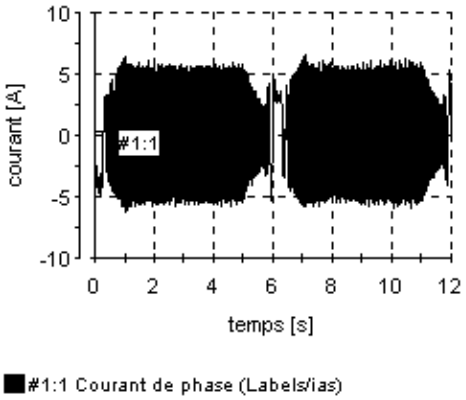
(c)



(d)

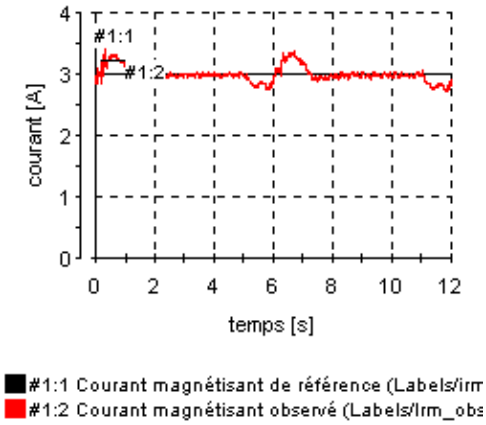


(e)

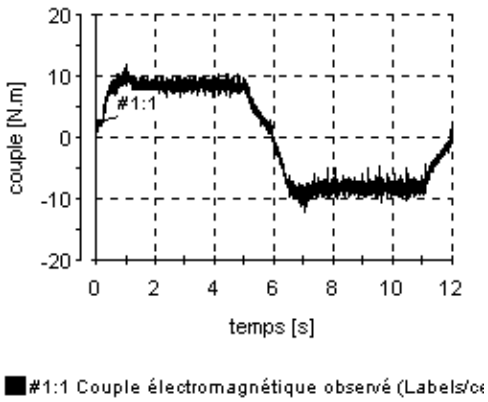


(f)

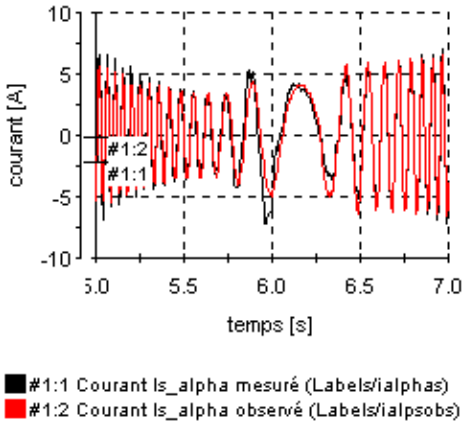
Figure 5.12 : Essai en poursuite de vitesse. Résultats expérimentaux



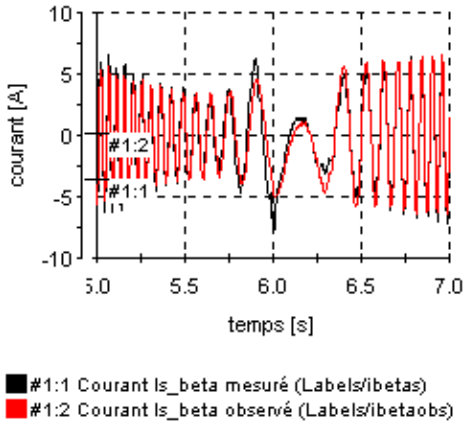
(g)



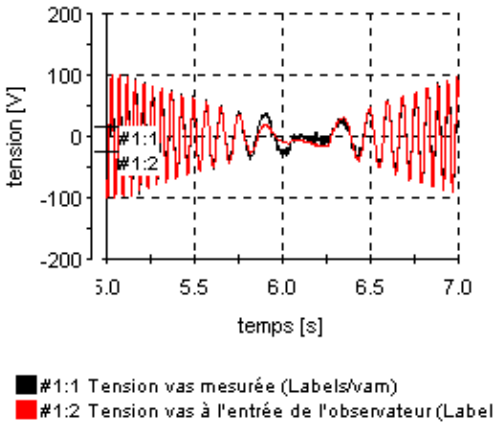
(h)



(i)



(j)



(k)

Figure 5.12 (suite): Essai en poursuite de vitesse. Résultats expérimentaux

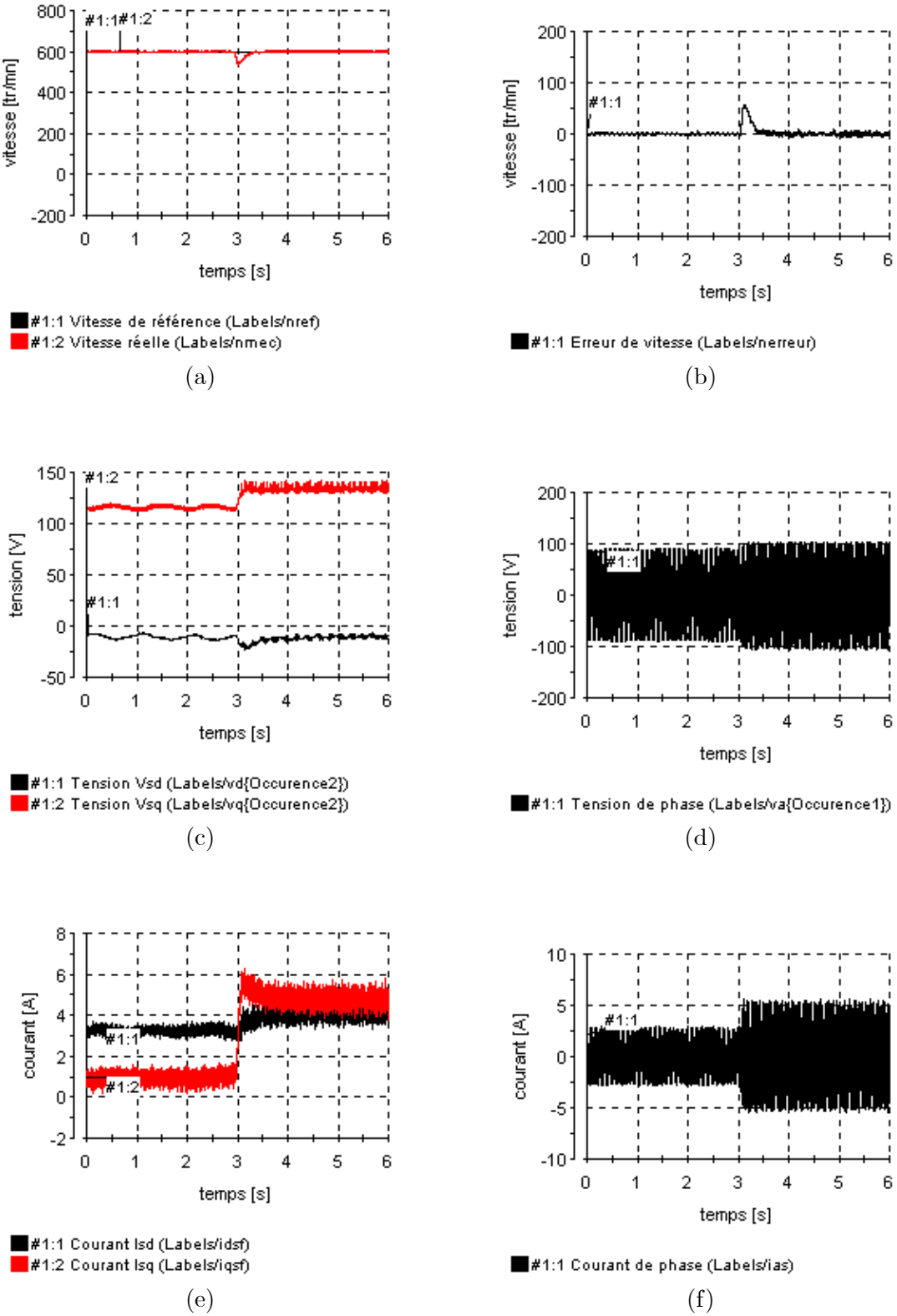
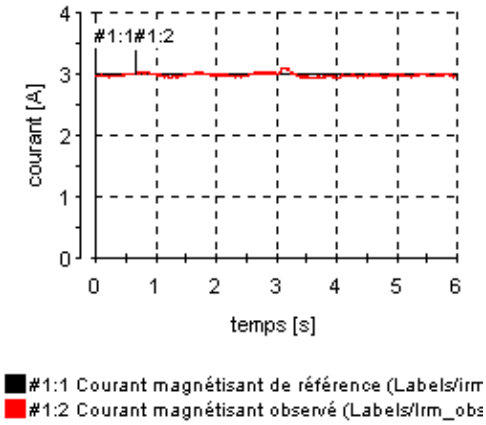
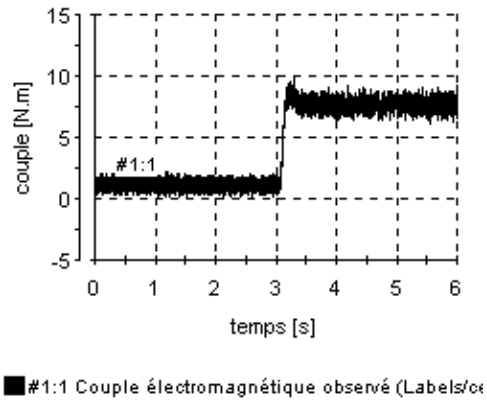


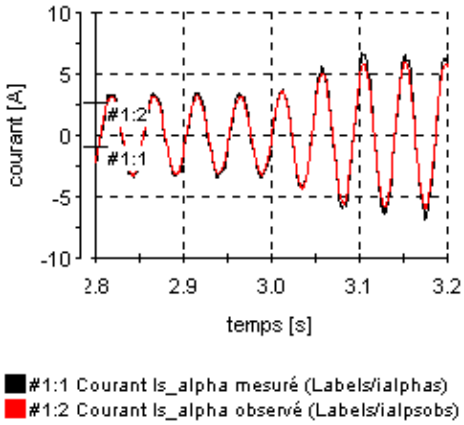
Figure 5.13 : Essai en régulation de vitesse. Résultats expérimentaux



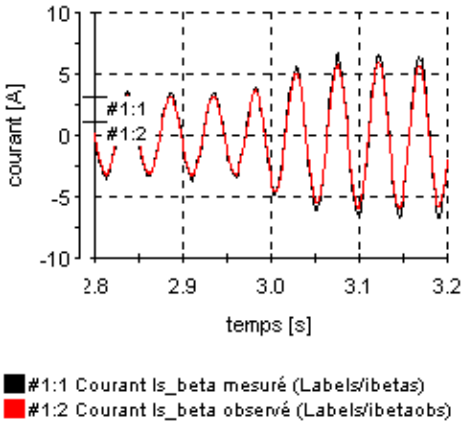
(g)



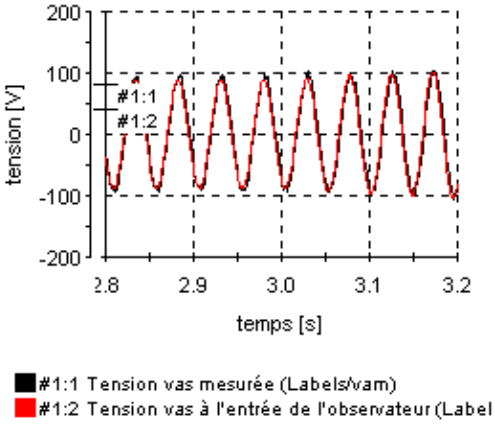
(h)



(i)



(j)



(k)

Figure 5.13 (suite) : Essai en régulation de vitesse. Résultats expérimentaux

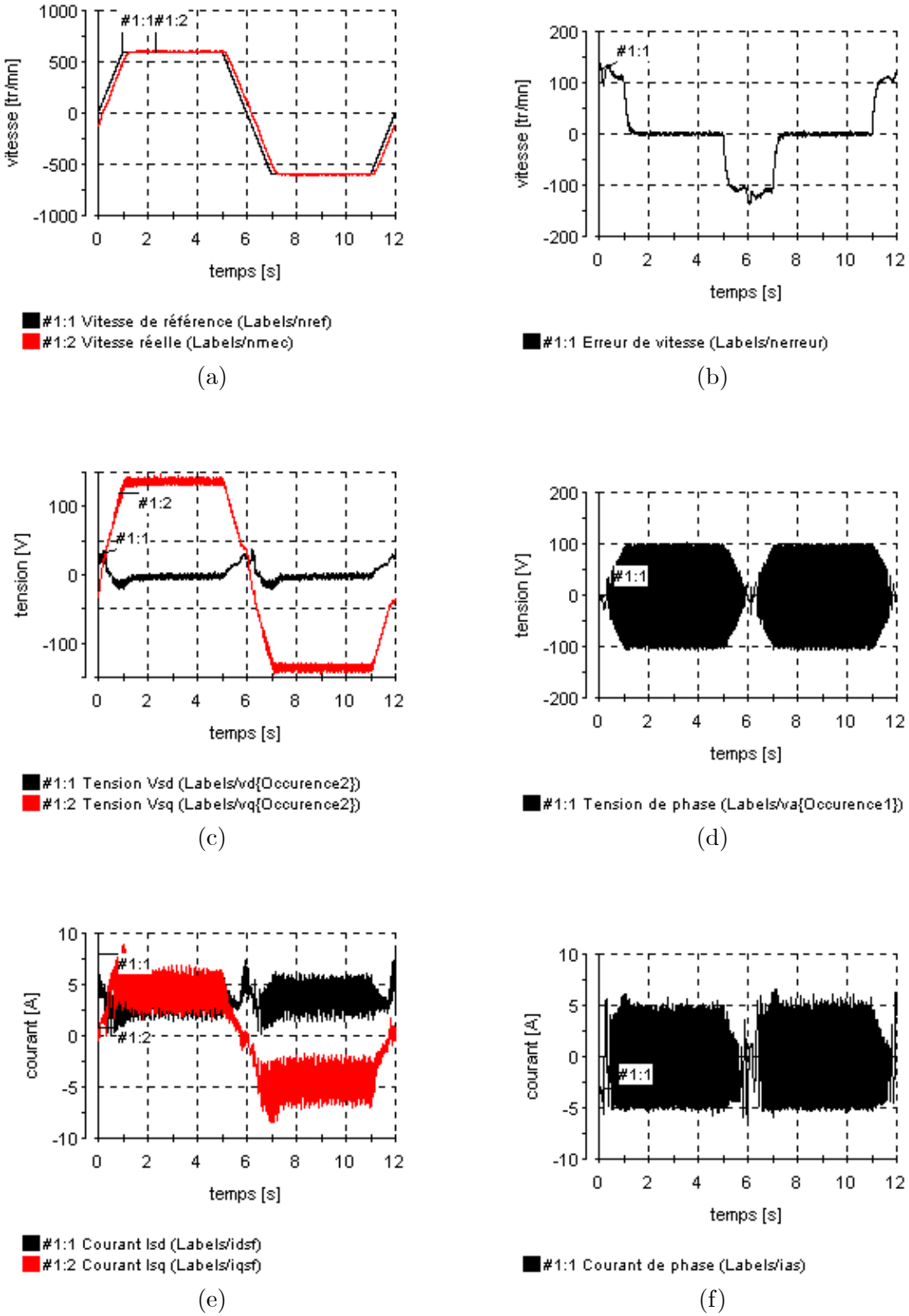
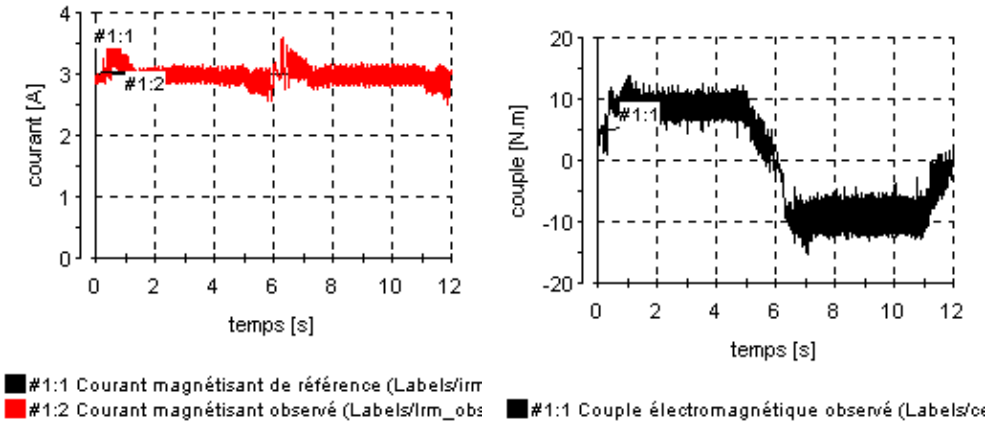
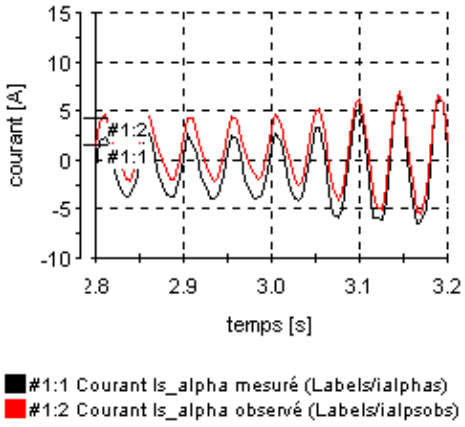


Figure 5.14 : Essai de robustesse à -10% *de* Tr. Résultats expérimentaux

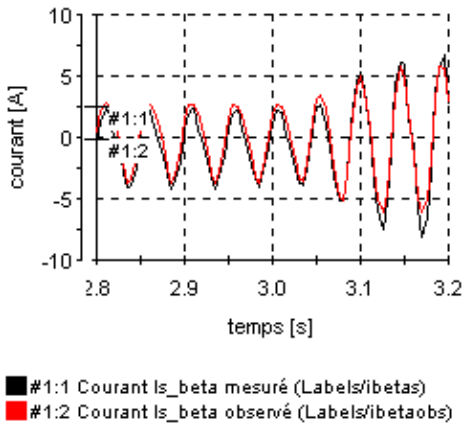


(g)

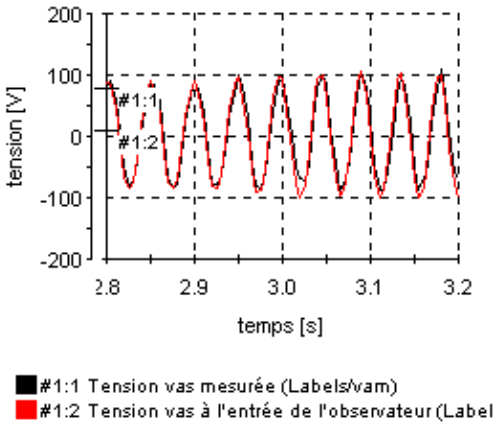
(h)



(i)



(j)



(k)

Figure 5.14 (suite) : Essai de robustesse à -10% *de* Tr. Résultats expérimentaux

5 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande de la machine asynchrone par la méthode du flux orienté associé à un observateur grand gain, et sa validation expérimentale, ont été présentés. Dans une étape, nous avons procédé au calcul des régulateurs PI associés au courant magnétisant, au couple électromagnétique et à la vitesse de rotation. Puis nous avons donné les résultats de simulation numériques commande+observateur. Les conditions de simulations ont étés rigoureusement adaptées pour éviter certaines contraintes liées à l'expérimentation. Pour bien conditionner certains signaux, quelques corrections sur le schéma global d'implémentation ont été introduites.

Les résultats expérimentaux obtenus sont très satisfaisants. Ils nous ont permis de vérifier le bon fonctionnement du banc d'essai mis en œuvre. L'algorithme de commande de la machine asynchrone associé à un observateur de flux est aussi validé par expérience. Les résultats pratiques concordent parfaitement avec les résultats théoriques obtenus en simulation numérique.

Conclusion Générale

Au cours de ce travail, nous avons réussi à mettre en œuvre, au niveau du laboratoire, un banc d'essai de machines électriques. De par sa flexibilité, ce banc servira à valider tout algorithme de commande en vitesse ou de position issu des simulations numériques. Cette structure matérielle comporte : deux capteurs de courant et de tension à effet hall, un codeur incrémental pour capter la position angulaire, un onduleur triphasé à base de transistor IGBT et une machine asynchrone couplée à une génératrice à courant continu. Tout cet ensemble est piloté par une carte numérique de traitement du signal dSPACE : DS1102.

Notre travail ne s'est pas limité à assembler les différents éléments mais il fallait les concevoir, les dimensionner, et les réaliser. C'est le cas notamment des capteurs et de l'onduleur. Le choix des composants n'est pas évident dès les premiers temps, un nombre important de test ont été effectué afin de décider sur le composant adéquat. Notons aussi que de nombreux détails techniques n'ont pas été cités dans ce mémoire pour arriver finalement à un banc expérimental fiable. En dehors des différentes disciplines aux quelles nous étions contraints à faire appel, il fallait avoir le potentiel technique et pratique pour aboutir à ce qu'il a été fait. Cependant, le banc d'essai reste toujours à améliorer et à compléter. Nous projetons à l'avenir d'acquérir de nouveaux drivers IGBT pour travailler à des tensions élevées. La précision du codeur incrémental est insuffisante si on veut avoir des validations à très basse vitesse ou des variations rapides de la vitesse

L'identification des paramètres de la machine asynchrones abordée au chapitre 3 est satisfaisante. Les paramètres déterminés sont validés lors des essais de démarrage direct. Les méthodes classiques utilisées peuvent être, à l'avenir, remplacées par des méthodes plus sophistiquées fournissant ces paramètres en temps réel ou en ligne.

L'outil de traitement numérique utilisé, la carte DS1102, intègre un processeur de génération relativement ancienne : le TMS 320C31. L'implémentation des algorithmes de commande exigeant des périodes d'échantillonnage faible est impossible avec ce genre de carte. Penser à acquérir une nouvelle carte, permettant de travailler avec des durées d'exécution plus courtes, est indispensable.

Dans le quatrième chapitre, après avoir développé les aspects théoriques liés à l'observabilité des systèmes linéaires et non linéaires, nous avons établi en détail les conditions et les domaines où la machine asynchrone est observable. Dans un second temps, nous avons effectué la linéarisation du modèle de la machine autour d'un point d'équilibre. Inséré dans une commande vectorielle à flux orienté, ce modèle donne en simulation de bonnes performances pour des variations lente de la vitesse mais peu robuste vis-à-vis des variations des paramètres. Dans la dernière section nous avons procédé à la synthèse d'un observateur grand gain, typique aux systèmes non linéaires qui ont la particularité d'être uniformément observable. Inséré, lui aussi, dans la commande vectorielle en vitesse à flux rotorique orienté, ce dernier reconstitue fidèlement le courant magnétisant, image du flux rotorique. Une comparaison avec l'estimateur classique de flux, a prouvé qu'il est très robuste vis-à-vis des variations paramétriques.

Le dernier chapitre consistait à la simulation numérique puis à l'implémentation en temps réel de la commande vectorielle associe à l'observateur grand gain. La structure de contrôle pour laquelle nous avons opté, consistait à réguler le courant magnétisant à partir de son module. La boucle du couple, dont on a imposé une dynamique dix fois plus rapide que celle de la vitesse, a permis de séparer correctement les modes mécaniques et électromagnétiques. La qualité des résultats obtenus en simulation numérique, nous a permis d'aborder avec optimisme l'implémentation expérimentale. En effet, les enregistrements obtenus durant l'expérience ont montré une concordance parfaite entre les résultats théoriques et pratiques. Ce constat devrait être vu comme un double succès. D'une

part, les calculs développés, s'agissant de la commande vectorielle et de l'observateur, sont corrects, d'autre part, le banc d'essai lui-même est validé et a fait preuve de bon fonctionnement.

Un prolongement possible de ce travail, pour compléter la validation, serait de mesurer le flux rotorique dans la machine et le comparer à celui reconstitué par l'observateur. Nous proposons même d'aller un peu plus loin dans le sujet et observer aussi la vitesse mécanique en plus du flux rotorique, chose ayant d'énormes intérêt pour l'industrie des variateurs.

D'autre part le banc d'essai réalisé est tout à fait exploitable à d'autres manipulations. Il peut être un point de départ pour la validation d'autres types de commandes et d'autres machines électriques. Comme il pourra être de grande utilité dans la génération, acquisition et traitement des signaux dans, par exemple, le domaine du diagnostic des pannes ou autre. Nous sommes satisfaits que d'autres doctorants aient utilisés et utilisent déjà ce banc dans la préparation de leurs thèses.

Bibliograhie

References

[1] K. Jelassi : Extraction des fondamentaux des signaux MLI en vue d'une acquisition par Calculateur – pages: de 268 à 277, 17 èmes journées Tunisienne d'Electrotechnique et d'automatique. 8 et 9 Novembre 1997 Nabeul – Tunisie.

[2] L. Flotiot, J.B. Desmoulins : Principe d'un capteur de courant à zéro de flux – cours à l'université de CACHANT - Département de physique » .Version du 01-05-2006.

[3] LEM Components : Capteurs isolés de courant et de tension caractéristiques, applications, calculs. Edition 2004-2005.

[4] P. Costa, V. Boitier : Electronique de puissance et électrotechnique – nouveaux problèmes corrigés, Ellipses édition 1997.

[5] J. D. Chatelain, R.Dessoulavy : Electronique, Traité d'électricité Edition Lavoisier, 1985.

[6] G. Coutrier : filtrage analogique et numérique, cours à l'université de Bordeaux I, Volume (08).

[7] D. Demba : Commande vectorielle des moteurs asynchrones pour la traction ferroviaire, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble. Octobre 1993.

[8] C. Naudet, M. Pinard : Electronique de puissance, Etudes expérimentales et Essai de systèmes. Edition Dunod 1991.

[9] F. Labrique, G. Seguier, R. Bausiere : Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu – alternatif, Edition Lavoisier-1995.

[10] TEXAS INSTRUMENT : SN74LS624 Datasheet 7. Pages 157 à 173.

[11] LEM Components : LA 55-P Datasheet.

[12] LEM Components : LV 25-P Datasheet.

[13] National Semiconductor : MF10 Datasheet 7. Pages 157 à 173.

[14] L. Loron.: Commande des systèmes électriques, perspectives technologiques. Edition Lavoisier, 2003.

[15] OMRON : codeur incremetal data sheet

[16] X. Roboam, Variateur de vitesse pour machine asynchrone.Thèse de Doctorat à l'INP de Toulouse, 1991

[17] C. Naudet, M.Pinard, Electronique de puissance, études expérimentales, essais de systèmes.Edition Dunod, Paris 1991.

[18] Z. Lounis, Apports des techniques de câblages laminaires dans un onduleur à IGBT de moyenne puissance.Thèse de Doctorat à l'INP de Lorraine, 2000.

[19] F. Andre, Plate forme de recherche en commandes d'actionneurs électriques. Projet de fin d'études .Ecole centrale de Nantes. 2003.

[20] J. L.Dalmasso, Electronique de puissance. Commutation.Edition BELIN 1986.

[21] K. Akknine, Y.Ammouri, N.Slimani, Étude et réalisation d'un onduleur à transistors IGBT. Mémoire de fin d'études .Tizi-ouzou 2006.

[22] G. Gabriel, Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement Matlab/Simulink.Mémoire de fin d'études C.N.A.M Grenoble 2001.

[23] dSPACE GmbH, RTI for the DS1102 controller Board.1999-2001.

[24] M. Lavabre, Electronique de puissance – conversion de l'énergie. Editions Cateilla 1998.

[25] TEXAS INSTRUMENT. HCPL2530/2531 DATA SHEET. 1988.

[26] SEMIKRON. SKM 75GB123D DATA SHEET. 2006.

[27] INTERNATIONAL RECTIFIER. DATA SHEET N° PD600019H. IR2130/IR2132

[28] M. Cardenas, G. Sergio Horta, M. Rodolfo Echavaria, S.: Elimination of dead time effects in three phase inverter. In: Proceeding of the IEEE-CIEP 96, October 14-17, 1996, Mexico, P.258-262.

[29] X. Yu., Matthew W, D. Barry : Phase voltage estimation of PWM VSI and its application to vector-controlled induction machine parameter estimation. In: IEEE transactions on industry application, Vol.47, No.5, October 2001.

[30] Hengbing Zhao, Q.M.Jonathan, W Atsuo Kawamura.: An accurate approach of nonlinearity compensation for VSI inverter output voltage. In: IEEE transactions on power electronics, Vol. 19, No. 4, July 2004.

[31] Jong-Woo Choi, Seung-Ki Sul.: A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages. In: IEEE transactions on industry applications, Vol. 31, No. 5, September / October 1996.

[32] A. Ciro, T. Giuseppe,.: Predictive compensation of dead time effects in VSI feeding induction motors. In: IEEE transactions on industry application, Vol.37, No.3, May/June 2001.

[33] Jong-Woo Choi, Seung-Ki Sul.: Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation. IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 2, March 1996.

[34] Hyun-Son Kim, Kyeong-Hwa Kim, Myung-Joong Youn.: on-line dead -time compensation method based on time delay control. In: IEEE transactions on control systems technology, Vol. 11, No. 2, March 2003.

[35] Bin Zhang, Alex Q Huang, Bin Chen.: A novel IGBT gate driver to eliminate the dead time effect. In: proceeding of IEEE-IAS 2005. pp. 813-817.

[36] M. Pinard.: Précis d'électrotechnique, (Precis of electrical engineering).Vol. II, Edition BREAL, 2002.

[37] Mitsubishi Company, CM100DY24, IGBT, data sheet.

[38] F. Labrique, G. Seguier, : Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu- alternatif. (Electronic power converters, DC-AC conversion) Vol. IV, Edition Lavoisier, 1995.

[39] dSPACE documentation: DS1102 RTI and implementation guide January 2001

[40] R. P.Bouchard-Guy Olivier : Conception de moteurs asynchrones triphasés Edition Corrigée 1997.

[41] J. P Caron, J.P Hautier : Modélisation et commande de la machine asynchrone. Edition Technip 1995.

[42] P. Barret.: Régimes transitoires des machines tournantes électriques. Edition Eyrolles 1984.

[43] C.C. de Wit.: Optimisation, discretisation, et observateurs.Commande des moteurs asynchrones 2. Edition Hermes 2000

[44] C.Chaigne, E. Etien, S. Cauet, L. Rambaut : Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones. Edition Lavoisier, 2005.

[45] J.P.Caron, J.P.Hautier : Modélisation et commande de la machine asynchrone . Éditions TECHNIP 1995

[46] L. Mutrel : Le moteur asynchrone. Édition ELLIPSES

[47] L. Baghli.: Contribution à la commande d'une machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Thèse Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I. Janvier 1999

[48] N. Khenfer : Machine asynchrone, ses modèles, son identification et sa commande.Thèse Doctorat, INP de Lorraine. Octobre 1999

[49] D.G Luenberger : Observers for Multivariable systems. IEEE transactions on automatic control, Vol.AC-11, No. 2, April 1966.

[50] D.G Luenberger : An introduction to Observers. IEEE transactions on automatic control, Vol.AC-16, No. 6, December 1971.

[51] F. Bonnans, P. Rouchon : Analyse et commande des systèmes dynamiques. Cours de mathématiques appliquées 2003.

[52] R. Alvarez Salas : Devellopement des lois de commande avec observateurs pour machine asynchrone. Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, 2002.

[53] D. Guillaume : Contribution à l'etude des observateurs non linéaires.Thèse de Doctorat à l'école des mines de paris. Octobre 1998.

[54] M. Hilairet : Application des outils du traitement de signal à la commande des machines tournantes. In thèse de Doctorat de l'université de paris, 2001.

[55] J.J Distefano, A.R Stubberud, I.J Williams : Systèmes asservis. Editiond McGraw-Hill 1990.

[56] B.d'Adréa-Novel, M.Cohen de Lara : Commande linéaire des systèmes dynamiques. Edition Les presses. Paris 2002

[57] P.Borne, G. Dauphin-Tangui, J. P. Richard, F. Rotella, I. Zambettakis: Commande et optimisation des processus. Editions Technip, Paris 1990.

[58] G. Bornard, H. Hammouri : A high Gain Observer for a Class of Uniformly Observable Systems. IEEE Proceeding of the 30th Conference on Decision and Control Brighton, England, pp. 1494-1496, December 1991.

[59] B. Smail, E. Mendes, F. Bouillault, A. Razek : Vector Controlled Induction Machine Simulation–Parameter Sensitivity Analysis. IMACS – TC1' 90, Nancy, pp. 291-296, September 1990.

[60] F. Liu : Synthèse d'observateurs à entrées inconnues pour les systèmes non linéaires. Thèse de Doctorat, Université de Caen/Basse Normandie, Décembre 2007.

[61] D. Fragkoulis : Détection et localisation des défauts provenant des actionneurs et des capteurs : application sur un système non linéaire. Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Novembre 2008.

[62] E. Delmote. « Observateur robuste de flux pour la commande vectorielle d'une machine asynchrone» Thèse de Doctorat de l'UST Lille .

[63] J.P Caron, J.P Hautier.« Modélisation et commande de la machine asynchrone ».Edition Technip 1995.

[64] G. Buche. « Commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/simulink ». Thèse d'Ingenieur C.N.A.M 2001.

[65] C Canudas de Wit. Modélisation ; Control vectoriel et DTC. « Vol 1 : Commande des moteurs asynchrones » Edition Hermes 2000.

[66] N Madani. Mémoire de Magister UMMTO 1996

[67] dSPACE documentation. DS 1102 RTI and Implementation Guide. January 2001.

Contribution a la synthèse d'observateurs des systèmes non linéaires. Application a la commande des machines électriques et réalisation d'un banc d'essai

Contribution to nonlinear systems observers synthesis. Application to electrical machines control and experimental set-up realization

Abstract: This thesis treats of realization of an experimental banc intended for electric machines. This bank will be used to validate any algorithm of speed control or position resulting from digital simulations. This material structure comprises: two Hall Effect current sensors and voltage, an incremental coder to collect the angular position, a three-phase inverter based transistor IGBT and an induction machine coupled to a D.C generator. current. All this unit is controlled by a numerical card: dSPACE DS1102.

Our work was not limited to assemble these various elements but to conceive them and to carry them out. It is the case of the sensors and the inverter. In addition to the choice of the components which is not obvious the first time, still is necessary, that they are precise, powerful and accepting repeated constraints and tests.

We also approached the basic concepts on the linear and nonlinear observability of systems. Consequently, a detailed analysis of induction machine observability is given. We will show that this machine is inobservable on a line of the torque-speed plan when the mechanical sensor is removed. A first order model, around operating points, of the asynchronous machine is also presented. We also propose a Luenberger observer for this model with an aim of reconstituting rotor current magnetizing (image of flux). To remedy to the linearized model disadvantages, a high gain observer is synthesized and then validated, by digital simulation.

We also treat identification of the electric parameters and mechanics of the induction machine. The aim of this identification step is to provide the electric and mechanical parameters of a standard model witch used thereafter in control. To obtain a high level of performance in the field oriented control requires a very good knowledge of the parameters. The chapter is supplemented at the end by results of validation of the obtained given parameters.

The end of the thesis is devoted to the experimental evaluation of the field oriented control associated with the high gain observer. After having carried out the calculation of the various regulators, we presented certain constraints and conditions related to the experiment. A panorama experimental result is given to confirm the theoretical study and especially that the realised experimental banc is operational.

Key-words: Induction Machine, Observability, Flux Observer, Field-Oriented Control, Experimental Set-up, Voltage Sensor, Current Sensor, PWM Inverter.