

Université HADJ LAKHDAR de BATNA



Faculté de Technologie – Département d'Électrotechnique

**Thèse de Doctorat en Sciences**  
Option : **Électrotechnique**

Présentée par :

**Mr MOKHTARI BACHIR**

Magister en électrotechnique de l'université de Batna  
Ingénieur d'état en électrotechnique de l'université de Laghouat

Thème :

**DTC INTELLIGENTE APPLIQUÉE À LA COMMANDE  
DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

---

Soutenue publiquement le, 09 septembre 2014

Devant le Jury composé de :

---

Président	ABDESSEMED Rachid	Professeur à l'Université de Batna
Rapporteurs	MOKRANI Lakhdar	Professeur à l'Université de Laghouat
	AZOUI Boubekour	Professeur à l'Université de Batna
Examineurs	NACERI Farid	Professeur à l'Université de Batna
	BENALLA Hocine	Professeur à l'Université de Constantine
	RAHEM Djamel	M.C.A à l'Université d'Oum El Bouaghi
Invité	BENKHORIS Mohamed Fouad	Professeur à l'Université de Nantes-France

تتمحور أطروحة الدكتوراه هذه و المعنونة بـ:

## 'DTC Intelligente Appliquée à la Commande de la Machine Asynchrone'

'د تي سي ذكية مطبقة للتحكم في الآلة اللاتزامنية'

حول أربع فصول

- الفصل الأول يقدم حوصلة مستوفاة لنتائج البحوث لمعظم المصادر العلمية المستعملة في الرسالة كما يقدم مجموعة الأعمال المنجزة في إطار هذا البحث و التي من خلالها تبرز أهمية الأطروحة و موقعها بين مختلف البحوث المعنية بالتحكم في الآلات الكهربائية.
- في الفصل الثاني نقدم و نشرح طريقة التحكم المباشر في عزم الآلة و في التدفق المغناطيسي للجزء الساكن و المعروفة بإختصارا "DTC". نتبع ذلك بكتابة النموذج الرياضي للآلة الملائم لطريقة التحكم هذه. بعد ذلك نشرح كيفية الإنجاز العملي لهذه الطريقة في التحكم بإستعمال DSP1103. يفودنا هذا العمل التجريبي إلى بعض النتائج الهامة لأنواع عدة من جداول الحقيقة المعدلة و المدروسة سلفا و التي من خلالها نتحقق من نجاعة الجزء الرئيسي من برامج المحاكاة المنجزة خلال هذه الدراسة. و في نفس السياق و لتخفيض تموجات العزم و التدفق نقترح جدولاً للحقيقة مختصراً مستلهما من الجدول التقليدي.
- الفصل الثالث يعتبر لب هذه الدراسة لسبب وجيه و هو إدخال تقنيات الذكاء الإصطناعي المتمثلة في الشبكات العصبونية و المنطق الغامض و كذا الخوارزميات الجينية. كما نستعمل نوعين من موجات الجهد الكهربائي أحدهما ذي ثلاث مستويات من نوع NPC و الآخر متعدد الخلايا بأربع مستويات قصد تخفيض تموجات العزم و التدفق. لكن مع إجابيات هذا الحل تتعقد خوارزميات التحكم، و لحل هذه الإشكالية نستعمل تقنية الشبكات العصبونية بدل جدول الحقيقة.
- من جهة أخرى، تعرف تقنية التحكم المباشر هذه، بميزة تأثرها بتغيرات قد تطرأ على قيمة مقاومة لفات الجزء الساكن بصفة خاصة مما جعل التطرق إلى معالجة تقدير هذا التغير محل إهتمام، و لمعالجة عدم الإستقرار الناتج نستعمل مقدرًا ذا تقنية المنطق الغامض. في نهاية الفصل نطبق تقنية الخوارزميات الجينية لأجل البحث الآلي و الأمثل عن قيم وسائط معدل السرعة التناسبي التكاملي و مقدر المنطق الغامض لتغيرات مقاومة لفات الجزء الساكن.
- في الفصل الأخير و من أجل دعم تقنية التحكم محل الدراسة، نعرض نظريات بعض تقنيات الملاحظة و نشرح ملاحظ 'ليونبارجر' و 'مرشح كالمان' ذائعا الصيت. و يكون إختيارنا للتطبيق هو إنجاز ملاحظ ذي نمط إنزلاقي منمذج في صيغة رياضية مكتوبة في معلم الساكن. من خلال تقدير متغيرات الحالة المتحصل عليها ننشئ DTC دون لاقط و ذلك بحساب مقدار سرعة الدوران من خلال متغيرات الحالة المتحصل عليها و بما أن معاملات الملاحظ ذي النمط الإنزلاقي غالباً تكون صعبة التحديد و الضبط نقوم بإستعمال تقنية الخوارزميات الجينية لإيجادها ألياً و بطريقة مثلى دون الحاجة إلى التجربة الإعتباطية.

وفي آخر هذه الأطروحة نعرض خلاصة عامة للنتائج الأساسية المتحصل عليها كما نقدم بعض المقترحات المهمة.

**كلمات مفاتيح :** محرك لاتزامني ثلاثي الأطوار، التحكم المباشر في العزم و التدفق الكهرومغناطيسيين، جدول الحقيقة، موجات الجهد (العادي)، ذو ثلاث مستويات NPC و متعدد الخلايا بأربع مستويات، DSP1103، الشبكات العصبونية الإصطناعية، المنطق الغامض، خوارزميات جينية، ملاحظ ذو نمط إنزلاقي.

## Résumé



Cette thèse de doctorat, intitulée : **DTC Intelligente Appliquée à la Commande de la Machine Asynchrone**, s'articule autour de quatre chapitres :

- Le premier présente l'état de l'art de recherches scientifiques concernant ce thème à travers une synthèse bibliographique, ainsi que toute la production scientifique que nous avons réalisée durant ce projet de recherche. Cela nous permet d'éclaircir le positionnement du sujet parmi les divers thèmes de la commande des machines électriques.
- Au deuxième chapitre, la commande directe de couple et de flux, connue par '*DTC*', est présentée et expliquée, suivie d'une modélisation et mise en forme d'état des variables à commander du moteur asynchrone '*MAS*', adéquate à la *DTC*. Une implantation expérimentale de banc d'essai sur DSP1103, est expliquée pour plusieurs tables de vérité modifiées, déjà connues en littératures et dont les résultats aboutissent à la validation de la partie principale des algorithmes développés dans cette présente étude. Dans le même contexte et afin de réduire les oscillations de couple et de flux, nous proposons une table de vérité réduite '*TVR*', extraite de la table de vérité conventionnelle '*TVC*'.
- Le troisième chapitre représente le noyau de cette thèse, puisque les techniques intelligentes artificielles, telles que, les Réseaux de Neurones Artificiels '*RNA*', la Logique Floue '*LF*' et les Algorithmes Génétiques '*AG*', sont introduites pour renforcer la robustesse de la *DTC*. Au premier lieu, les *RNA* remplacent la *TVC*. Ensuite et afin de réduire les oscillations rencontrés au niveau du couple et du flux dans une *DTC* conventionnelle, nous utilisons deux types d'onduleurs multiniveaux, à savoir le *NPC* à trois niveaux '*NPC3N*' et un multicellulaire à quatre niveaux '*OM4N*'. Cette solution aboutit à des résultats satisfaisants, néanmoins les algorithmes de la commande deviennent si complexes. Pour remédier à ce problème, nous utilisons les *RNA* comme sélecteurs d'états des interrupteurs de l'onduleur.  
D'autre part, la *DTC* est connue par sa perturbation via la variation de la résistance statorique qui peut être due au fonctionnement à des températures lointaines de celle de fonctionnement nominal. Afin de corriger cette instabilité, nous utilisons un estimateur à base de la technique de la logique floue '*LF*'. À la fin de ce chapitre, nous appliquons les algorithmes génétiques '*AG*' pour calculer les gains optimaux des régulateurs *PI* de la vitesse et *PI* flou de la résistance statorique.
- Dans le dernier chapitre et pour renforcer la robustesse de la *DTC*, nous présentons quelques observateurs, et nous expliquons à titre illustratif l'observateur de *Luenberger* et le Filtre de *Kalman*, très connus et utilisés dans le domaine de la commande des machines électriques. Notre choix d'application est l'implantation d'un observateur à mode glissant '*OMG*' tout stator écrit dans le repère statorique. Nous estimons les variables d'état de la commande et nous les utilisons ensuite pour reconstituer la valeur de la vitesse rotorique afin de réaliser une *DTC* sans capteur de vitesse. Cependant, cet *OMG* possède des gains difficilement déterminables et ajustables, d'où nous introduisons, encore une fois, les *AG* pour les déterminer d'une façon automatique et optimale.

À la fin de cette thèse, une conclusion générale est donnée, résumant les résultats obtenus et suggérant quelques perspectives.

**Mots clés :** *MAS*, *DTC*, Table de vérité, Onduleurs de tension (Ordinaire, *NPC3N* et *OM4N*), DSP1103, *RNA*, *LF*, *AG*, *OMG*.

## Abstract



This thesis entitled: **Intelligent DTC Applied to the Asynchronous Machine Control**, revolves around four chapters:

- The first one gives the scientific research state of the art of this topic and any scientific work achieved during this research project. This allowed us to clarify the subject positioning among the various electric machines control themes.
- In the second one, the Direct Control of Torque and Flux, known as '*DTC*', is presented and explained. An adequate model for the induction motor '*IM*', is given to implement the *DTC*. An experimental tests based on DSP1103 is explained, for several switching modified tables. The results lead to the validation of the main algorithms developed in this study. In same subject, to reduce the oscillations encountered in torque and flux, we propose a reduced switching table, extracted from the conventional one.
- The third chapter represents the thesis core; since the artificial intelligent technologies as, the Artificial Neural Networks '*ANN*', the Fuzzy Logic '*FL*' technique and the Genetic Algorithm '*GA*', have been introduced to enhance the robustness of the *DTC*. At first, the *ANN* has replaced the conventional switching table. For the same aim to reduce *DTC* ripples, we use two types of multilevel inverters: the three-level NPC '*NPC3N*' and a multi-cellular four levels '*OM4N*'. This solution yield satisfactory results; however, the control algorithms become so complex. To remedy this problem, we use the *ANN* as a states selector of the inverter switches. On the other hand, the *DTC* is well known by its perturbation when the stator resistance changes its value via the nominal operating temperatures variation. To correct this instability, we use an estimator based on the *FL* technique. At the end of this chapter, we apply a *GA* to calculate the optimal gains of the *PI* speed regulators and the fuzzy *PI* estimator of the stator resistance.
- In the last chapter, and to strengthen the robustness of the *DTC*, we present some observers and explain the *Luenberger* observer and the *Kalman* filter, which are widely known and used in electrical machines control's field. Our application's choice is the implementation of a Sliding Mode Observer '*SMO*', where all variables are written in the stator reference frame. A sensorless *DTC* is obtained through the rotor speed inference using the values of the state variables estimated by the *SMO*. However, the *SMO* has, hardly determinable and adjustable gains, which we have determined automatically and optimally by introducing again the *GA*.

At the thesis end, a general conclusion is given, summarizing the results obtained and suggesting some prospects.

**Keywords:** *IM*, *DTC*, Switching table, Voltage Inverters (usually, *NPC3N* and *OM4N*), *DSP1103*, *ANN*, *FL*, *GA*, *SMO*.

(En on ne vous a donné que peu de connaissance)

وَمَا أُوتِيتُمْ مِنَ الْعِلْمِ إِلَّا قَلِيلًا

نoble Coran, Al-Israà (le voyage nocturne) 85 قرآن الكريم سُورَةُ الْاِسْرَاءِ

DÉDICACE

|| *Ce modeste travail est dédié au prophète Mohammed.*

|| *Que la paix et la bénédiction D'ALLAH soient sur lui.*

## REMERCIEMENTS

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du Laboratoire d'Étude et de Développement des Matériaux Semi-conducteurs et Diélectriques '*LEDMaSD*' de l'université de Laghouat, en collaboration avec l'équipe de recherche '*Systèmes Électriques*' de l'Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes-Atlantique '*IREENA*' en France.

C'est la continuité d'un travail de Magister débuté en 2003 et achevé en 2004 et qui a été proposé et dirigé à cette époque, par Messieurs, *MOKRANI Lakhdar*, professeur à l'université de Laghouat et *BENDAÂS Lokman*, professeur à l'université de Batna.

Tout d'abord, je remercie notre Dieu, le Tout Puissant, qui m'a donné la vie, la santé et le savoir, et qui m'a aidé pour arriver à ce point dans ma vie, rien ne vaut et ne vaudra ses faveurs envers nous.

Je tiens à remercier Monsieur *MOKRANI Lakhdar*, professeur à l'université de Laghouat, de m'avoir proposé ce sujet de recherche en me faisant ainsi confiance et pour son aide précieuse pour achever ce travail.

Que Monsieur *AZOUÏ Boubekour*, professeur à l'université de Batna, trouve ici toute ma reconnaissance et mes remerciements pour avoir co-encadré ce travail, et pour sa disponibilité et ses encouragements durant la réalisation de cette thèse.

Mes sincères remerciements et toute ma gratitude, vont à tous les membres de jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger ce travail, en l'occurrence :

Monsieur *RACHID Abdessemed*, professeur à l'université de Batna, d'avoir accepté de présider ce jury.

Messieurs *NACERI Farid*, professeur à l'université de Batna, *BENALLA Hocine*, Professeur à l'Université de Constantine et *RAHEM Djamel*, Maître de conférences à l'Université d'Oum El-Bouaghi, de leur temps sacrifié pour la lecture de cette thèse en tant qu'examineurs de ce jury.

Je tiens à remercier également Monsieur *BENKHORIS Mohammed Fouad*, professeur à l'université de Nantes, un collaborateur génial et homme de science, qui, malgré ses engagements pédagogiques et administratifs, m'a offert la possibilité de faire mes stages au Centre de Recherche et de Transfert de Technologie '*CRTT*' à l'IREENA de Saint-Nazaire et pour ses orientations dans les travaux entrepris. Sans son aide, je n'aurais jamais pu avancer dans ma thèse. Il m'honorera de sa présence parmi les jurés.

Mes chaleureux remerciements vont aussi à Monsieur *ZEGNINI Boubakeur*, professeur à l'université de Laghouat et directeur du laboratoire LEDMaSD, pour son aide précieuse et ses encouragements ainsi que pour son acceptation de financer certains déplacements durant mes activités scientifiques.

Je remercie infiniment, les membres du laboratoire d'IREENA, particulièrement, Messieurs :

*MACHMOUM Mohammed*, professeur, directeur du laboratoire et *Luc LORON*, professeur (ex-directeur du laboratoire) d'avoir accepté de faire mes stages de courte durée au sein du laboratoire, *Franck JUDIC* technicien du laboratoire, pour ces aides précieuses pendant la réalisation du banc d'essai, c'est un fin technicien, d'une personnalité exemplaire. Ma gratitude à mon très cher ami le docteur, *Matthieu VONNET*, sans lui j'aurai eu beaucoup de difficultés pour implanter la commande par DTC, qu'il trouve ici mes meilleures pensées et mes remerciements les plus chaleureux. Je cite aussi *Nicolas* qui m'a accueilli durant mes premiers jours au laboratoire, il m'a fait visiter le lieu ce qui m'a beaucoup aidé à me familiariser avec mon environnement.

Mes remerciements également vont à *Christine BROHAN*, secrétaire du laboratoire pour ses services et sa patience.

Que mes chers *HALIFA Bachir* et *LADJAL Madani*, trouvent ici mes chaleureux remerciements pour l'importance dont ils me réservent au fond de leurs cœurs et pour leur aide inappréciable.

Toutes personnes, spécialement celles de l'université de Laghouat, et plus spécialement celles de l'ex-département de Génie électrique, qu'elles trouvent ici, mes sincères remerciements, pour leurs attentions et leurs nobles sentiments envers moi.

Je ne peux oublier, à l'occasion de cet heureux événement, de citer mes chers parents, bien que je ne trouve pas les mots convenables pour témoigner de ma profonde et éternelle gratitude envers eux. L'amour que je leur réserve est insignifiant devant les sacrifices qu'ils ont subis pour une seule cause ; voir leurs petits-enfants grandir dans les meilleures conditions en bonne santé et correctement éduqués. Je pense également à ma femme et mes chers enfants (*mon cœur ne cesse de me rappeler que, hélas, je n'ai pas réservé leurs droits, en tant que père de famille, durant ces dernières années*), qu'ils me pardonnent, je suis très touché.

Sans oublier de remercier mes collègues (*compagnons de bureau*): *Ameur Aissa, Birame M'hamed, Mahdjoubi Abdelhalim et Hadjadj Merouane, et mes très chers amis Saci Youcef, Jerrai Ahmed et Kouidri Abdelkader*, pour leur soutien durant tout le temps que nous avons passé ensemble, et je peux maintenant leur dire que le moteur a finalement tourné.

*Que tous ceux que je n'ai pas cités ici sachent que je ne les ai pas oubliés. Merci à tous pour avoir contribué d'une manière ou d'une autre, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail.*

|| Mokhtari Bachir



# SOMMAIRE GLOBAL

**SOMMAIRE GLOBAL**

	SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS _____	i
	Liste des figures et tableaux _____	iii
	INTRODUCTION GÉNÉRALE _____	1
<b>CHAPITRE I</b>	<b>ÉTAT DE L'ART "LE MAS ET LA DTC AU FIL DU TEMPS"</b>	
	SOMMAIRE _____	5
	I.1 APERÇU HISTORIQUE "DU MAS À SA COMMANDE" _____	6
	I.2 DÉMARCHE DE LA DTC "APPARITION et ÉVOLUTION" _____	15
	I.3 TRAVAUX PERSONNELS _____	29
	I.4 CONCLUSION _____	30
<b>CHAPITRE II</b>	<b>IMPLANTATION DE LA DTC</b>	
	SOMMAIRE _____	31
	II.1 INTRODUCTION _____	32
	II.2 DTC DE BASE _____	32
	II.3 ALIMENTATION DE L'ONDULEUR _____	39
	II.4 ONDULEUR À DEUX NIVEAUX _____	41
	II.5 MODÉLISATION DU MAS _____	44
	II.6 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI ET RÉSULTATS _____	51
	II.7 CONCLUSION _____	72
<b>CHAPITRE III</b>	<b>L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE APPLIQUÉE À LA DTC</b>	
	SOMMAIRE _____	74
	III.1 INTRODUCTION _____	76
	III.2 LES RÉSEAUX NEURONAUX _____	76
	III.3 LA LOGIQUE FLOUE _____	98
	III.4 OPTIMISATION DE LA DTC PAR ALGORITHME GÉNÉTIQUE _____	108
	III.5 CONCLUSION _____	114
<b>CHAPITRE IV</b>	<b>DTC ASSOCIÉE À UN OBSERVATEUR À MODE GLISSANT</b>	
	SOMMAIRE _____	116
	IV.1 INTRODUCTION _____	117
	IV.2 OBSERVATEURS _____	117
	IV.3 RÉSULTATS ET DISCUSSIONS _____	131
	IV.4 CONCLUSION _____	138
	CONCLUSION GÉNÉRALE _____	140
	ANNEXE _____	144
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES _____	153

# SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

$\delta$	L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique
$\psi$	L'angle entre l'axe ( $d$ ) du repère de Park et l'axe de la phase ( $a$ ) du système triphasé.
$(\alpha, \beta)$	Axes d'un repère lié au stator
$\varepsilon\phi_s$	Largeur de la bande d'hystérésis de flux
$(d, q)$	Axes d'un repère de Park arbitraire
$\omega_{ref}$	Pulsation référentielle
$\omega_{s,r}$	Pulsation statorique/rotorique
$\phi_{s,r}$	Flux (statorique/rotorique)
$\varepsilon T_e$	Largeur de la bande d'hystérésis de couple
$[L_s], [L_r]$	Les matrices des inductances propres statoriques/rotoriques
$[Msr]$	La matrice des inductances mutuelles stator/rotor
A(D)pF	Augmenter (Diminuer) peu le Flux
A(D)pT	Augmenter (Diminuer) peu le Couple
A N	Analogiques Numériques
AG	Algorithme Génétique
CMG	Commande par Mode Glissant
DDC	"Decoupled Direct Control" : Commande Directe Découplée (CDD)
DSP	"Digital Signal Processor" : Processeur de Signal Numérique
DTFC	"Direct Torque and Flux Control" : Commande directe du couple et du flux (DTC)
DTNFC	DTC à Régulateur Neuro-Flou à la place de comparateur à Hystérésis
$E$	Tension de bus continue à l'entrée de l'onduleur
EKF	"Extended Kalman Filter" : Filtre de <i>Kalman</i> Étendu
$f$	Coefficient de frottement visqueux du MAS
FLC	"Fuzzy Logic Controller of Commutation" : Régulateur flou de commutation
FOC	"Field Oriented Control" : Commande par orientation de flux
FPGA	"Field Programmable Gate Array" : Circuit Intégré Programmable
FSM	"Fuzzy Sliding Mode" : Mode Glissant Flou
FSTPI	"Four Switch Three Phase Inverter" : Onduleur triphasé à quatre interrupteurs
$J$	Moment d'inertie total sur l'arbre du moteur
$I_{s,r}$	Courant statorique/rotorique
$K_{ij}$ et $L_{ij}$	Gains de l'OMG
$K_{p,i}$	Gains du régulateur PI de vitesse
LF	Logique Floue
LSE	Limite supérieure exceptionnelle de la bande d'hystérésis
LSI	Limite supérieure intérieure de la bande d'hystérésis
LSO	Limite supérieure ordinaire de la bande d'hystérésis
MAS	Machine (Moteur) Asynchrone
MCC	Moteur à Courant Continu
MCS	"Minimum Controller Synthesis" : Synthèse de contrôle minimal
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
MRAC	"Model Reference Adaptive Control" : Commande par modèle de référence adaptatif
MRAS	"Model Reference Adaptive System" : Système à modèle de référence adaptatif
NPC	"Neutral Point Clamped" : À point neutre fixe
NPC3N	Onduleur triphasé type NPC à 3 niveaux
OM4N	Onduleur multicellulaires à 4 niveaux
OMG	Observateur à Mode Glissant
$p$	Nombre de paires des pôles du moteur

$P$	l'opérateur de Laplace
PIF	Régulateur Proportionnel Intégral Flou
RNA	Réseau Neuronal Artificiel
$r_{s,r}$	Résistance statorique/rotorique
SNA	Sélecteur Neuronal Artificiel
SVM	"Space Vector Modulation" : Modulation de vecteur d'espace
$T_e$	Couple électromagnétique
$T_{ech}$	Pas d'échantillonnage
THD	Taux de distorsion des harmoniques
$T_m$	Période de Modulation
$T_{s,r}$	Constantes de temps statorique/rotorique
TVC	Table de vérité conventionnelle
TVR	Table de Vérité Réduite
$V_{s,r}$	Tension statorique/rotorique
$W_k$ et $V_k$	Bruits blancs centrés non corrélés
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel
$E_{ki} = E_i$	État des interrupteurs de demi-bras haut de l'onduleur ( $i=1,2$ et $3$ )
$S_{i=1,2,\dots,6}$	Secteur obtenu d'un onduleur triphasé

# LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

A- FIGURES	PAGE
<b>CHAPITRE I</b>	
I.1 : Machine asynchrone à cage d'écurueil	07
I.2 : Commande de MCC	08
I.3 : Commande scalaire	10
I.4 : Commande par FOC	13
I.5 : Commande par DTC	16
I.6 : Schéma structurel de la commande du MAS par DTC	17
I.7 : Topologie de la FSTPI	22
<b>CHAPITRE II</b>	
II.1 : Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan $(\alpha, \beta)$ .	34
II.2 : Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites	34
II.3 : Comparateur à hystérésis de flux statorique	36
II.4 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux du couple électromagnétique	37
II.5 : Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i$	38
II.6 : Schéma global de la chaîne de commande du MAS	39
II.7 : Bloc d'alimentation de l'onduleur de tension triphasé	40
II.8 : Alimentation d'un MAS par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux	41
II.9 : Structure électrique du MAS	44
II.10 : Schéma du MAS	45
II.11 : Représentation des phases du MAS dans les axes $(d,q)$ de Park	48
II.12 : Vue générale du banc d'essai monté de la DTC	52
II.13 : Schéma global du banc d'essai monté	52
II.14 : Division de l'espace en trois secteurs	53
II.15 : Module de flux statorique	54
II.16 : Couple électromagnétique	54
II.17 : Trajectoire de flux statorique	54
II.18 : Vitesse rotorique	54
II.19 : Couple électromagnétique	55
II.20 : Module de flux statorique	55
II.21 : Module de flux statorique	56
II.22 : Couple électromagnétique	56
II.23 : Couple électromagnétique	57
II.24 : Module de flux statorique	57
II.25 : Couple électromagnétique	57
II.26 : Module de flux statorique	57
II.27 : Secteurs occupés en absence d'un PI de vitesse	58
II.28 : Secteurs occupés en présence d'un PI de vitesse	58
II.29 : Couple expérimental	59
II.30 : Module de flux expérimental	59
II.31 : Vitesse rotorique	59
II.32 : Vitesse rotorique expérimentale	60
II.33 : Couple expérimental et couple de simulation	60
II.34 : Trajectoire de flux expérimental	60
II.35 : Vitesse rotorique expérimentale	60
II.36 : Couple expérimental et couple de simulation	60
II.37 : Trajectoire de flux expérimental	61

II.38 : Couple électromagnétique	62
II.39 : Module de flux statorique	62
II.40 : Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{i=1...6}$ décalés de $30^\circ$ .	63
II.41 : Partition du plan $(\alpha, \beta)$ en douze secteurs angulaires $S_{i=1...12}$ .	64
II.42 : Configurations possibles dans les deux secteurs (1) et (12).	65
II.43 : Signe de la dérivée du couple lors des séquences nulles	67
II.44 : Oscillation du couple dans sa bande d'hystérésis	68
II.45 : Couple expérimental obtenu pour différentes tables de vérité	70
II.46 : Module de flux statorique expérimental obtenu pour différentes tables de vérité	70
II.47 : Trajectoire du flux statorique expérimental obtenu pour différentes tables de vérité	71
II.48 : Zones occupées par le flux statorique	71
II.49 : Couple électromagnétique	72
II.50 : Module de flux statorique	72

### CHAPITRE III

III.1 : Schéma d'un neurone formel ou artificiel	77
III.2 : Exemple de réseau de neurones non bouclé	78
III.3 : Exemple de réseau de neurones bouclé	79
III.4 : Codages de l'entrée et de la sortie utilisés pour l'apprentissage	82
III.5 : Structure du SNA retenue pour un onduleur à 2 niveaux	83
III.6 : Couple électromagnétique	84
III.7 : Module de flux statorique	84
III.8 : Tensions de sortie des onduleurs à 2 niveaux et à 3 niveaux	86
III.9 : Bras d'un onduleur NPC3N	87
III.10 : Vecteurs de tension et états des interrupteurs correspondant d'un NPC3N	88
III.11 : Comparateur à hystérésis du couple électromagnétique	89
III.12 : Couple électromagnétique	89
III.13 : Module de flux statorique	89
III.14 : Structure d'un bras d'un onduleur multicellulaire à cellules imbriquées	90
III.15 : Les états des interrupteurs d'un OM4N	91
III.16 : Bande d'hystérésis utilisée pour le couple dans le cas d'un OM4N	92
III.17 : Demi-bande d'hystérésis de couple pour l'OM4N et le NPC3N	93
III.18 : Couple électromagnétique	93
III.19 : Module de flux statorique	93
III.20 : Trajectoire du vecteur de tension pour un NPC3N	94
III.21 : Trajectoire du vecteur de tension pour un OM4N	94
III.22 : Vitesse dégradée	95
III.23 : Couple électromagnétique	95
III.24 : Module de flux statorique	95
III.25 : Trajectoire du flux statorique	95
III.26 : Spectres des tensions délivrées par les trois onduleurs	96
III.27 : Codage utilisé pour l'apprentissage dans le cas d'un NPC3N	96
III.28 : Couple électromagnétique	97
III.29 : Module de flux statorique	97
III.30 : Trajectoire du vecteur de tension pour un NPC3N	97
III.31 : Trajectoire du vecteur de tension pour un OM4N	97
III.32 : Schéma d'un régulateur flou	99
III.33 : Schéma bloc du PIF pour estimer la résistance statorique	100
III.34 : Fuzzification des variables linguistiques floues de l'estimateur	101
III.35 : Schéma bloc d'une DTC à estimation floue de $r_s$	104
III.36 : Variations supposées de la résistance statorique	104

III.37 : Couple électromagnétique pendant une variation de $r_s$	105
III.38 : Module de flux statorique pendant une variation de $r_s$	105
III.39 : Trajectoire de flux statorique réel pendant une variation de $r_s$	105
III.40 : Vitesse rotorique	105
III.41 : $r_s$ estimée par le PIF	106
III.42 : Couple électromagnétique pendant la variation de $r_s$	106
III.43 : Trajectoire de flux statorique corrigée par le PIF	106
III.44 : Vitesse rotorique en présence du PIF	106
III.45 : Module du flux statorique	107
III.46 : Trajectoire du flux	107
III.47 : Module de flux statorique en présence du PIF	108
III.48 : Trajectoire du flux en présence du PIF	108
III.49 : Optimisation d'un processus par AG	110
III.50 : 1 <sup>er</sup> Algorithme de l'AG	111
III.51 : 2 <sup>ème</sup> Algorithme de l'AG	111
III.52 : Surface de l'erreur dynamique de la vitesse à minimiser par les AG	112
III.53 : Vitesse de rotation du MAS	112
III.54 : Résistance statorique (estimée et réelle)	113
III.55 : Vitesse de rotation réduite de 10% puis inversée	114

#### CHAPITRE IV

IV.1 : Schéma bloc d'un observateur d'état	119
IV.2 : Schéma bloc de l'observateur de <i>Luenberger</i> discret	120
IV.3 : Schéma bloc d'un observateur de flux	121
IV.4 : Schéma bloc d'un estimateur de <i>Kalman</i>	123
IV.5 : Structure d'un observateur à mode glissant associé à la DTC	124
IV.6 : Les deux formes de la fonction de commutation	130
IV.7 : Schéma bloc d'une commande DTC d'un MAS, associée à un OMG	131
IV.8 : Variations proposées de la résistance $r_s$	132
IV.9 : Évolution du couple et du flux en absence de l'OMG et à grande vitesse (cas d'une variation de $r_s$ en rampe)	133
IV.10 : Évolution du couple et du flux en absence de l'OMG et à grande vitesse (cas d'une variation de $r_s$ en exponentielle)	133
IV.11 : Évolution du couple et du flux en présence de l'OMG et à grande vitesse (cas d'une TVC)	134
IV.12 : Évolution du couple et du flux en présence de l'OMG et à grande vitesse (cas d'une TVR)	134
IV.13 : Évolution du couple et du flux en absence de l'OMG et à basse vitesse	135
IV.14 : Évolution de la vitesse de rotation en absence de l'OMG (cas de faible consigne de vitesse)	135
IV.15 : Évolution du couple électromagnétique en présence de l'OMG à basse vitesse	136
IV.16 : Évolution du flux statorique en présence de l'OMG à basse vitesse	136
IV.17 : Évolution de la vitesse de rotation en présence de l'OMG	137
IV.18 : Vitesse de rotation pour OMG à gains optimisés	137
IV.19 : Trajectoire de flux statorique de l'OMG (avec et sans optimisation par AG)	138

#### ANNEXE

A.1 : Photo de l'onduleur ARCEL	145
A.2 : Photos de la pince ampérométrique	146
A.3 : Photo de la sonde différentielle	146
A.4 : Tableau de bord du banc d'essai monté ( <i>image prise en imprime écran</i> )	146
A.5 : Schéma bloc de la commande par DTC d'un MAS	147
A.6 : Régulateur PI de vitesse	148
A.7 : Transformation de Park (Courant et Tension)	148

A.8 : Estimation du flux statorique et de sa position	148
A.9 : Estimation du couple électromagnétique	148
A.10 : Commande de l'onduleur à deux niveaux	149
A.11 : Convergence de l'erreur quadratique moyenne du SNA (cas d'un onduleur à 2 niveaux)	149
A.12 : Convergence de l'erreur quadratique moyenne du SNA (cas d'un NPC3N)	150
A.13 : Convergence de l'erreur quadratique moyenne du SNA (cas d'un OM4N)	151

## B- TABLEAUX

### CHAPITRE II

II.1 : Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC	37
II.2 : Table classique de localisation des états de l'onduleur	37
II.3 : Table primaire de localisation des états de l'onduleur	38
II.4 : Vecteurs tension d'état de l'onduleur	43
II.5 : Table de vérité sans séquences nulles	61
II.6 : Table de vérité de la DTC à secteurs décalés de 30°	63
II.7 : Comparaison entre la DTC simple et celle à secteurs décalés de 30°	63
II.8 : Table de sélection des vecteurs de tension dans les deux secteurs 1 et 12	65
II.9 : Table de vérité de la DTC, en utilisant douze secteurs	66
II.10 : Table de vérité à deux Zones	67
II.11 : Table de vérité réduite proposée	69

### CHAPITRE III

III.1 : Comparaison des performances de SC et SNA	84
III.2 : État de commutation d'un NPC3N	87
III.3 : Interconnexions possibles de la charge et de son alimentation	88
III.4 : Table de vérité de la DTC à NPC3N	89
III.5 : Comparaison des performances de DTC pour les deux types d'onduleurs	90
III.6 : Répartition des états des interrupteurs pour les trois onduleurs utilisés	91
III.7 : Table de commutation proposée pour un OM4N	92
III.8 : Comparaison des performances de DTC pour les deux types d'onduleurs (NPC3N et OM4N)	94
III.9 : Structures neuronales retenues pour les deux types d'onduleurs	97
III.10 : Temps d'exécution des algorithmes sans et avec les RNA	98
III.11 : Règles d'inférences floues de l'estimateur de $\Delta r_s$	101

### CHAPITRE IV

IV.1 : Données de la simulation d'une DTC munie d'un OMG	133
--	-----

### ANNEXE

A.1 : Paramètres du MAS utilisé dans l'étude	145
--	-----



# INTRODUCTION GÉNÉRALE

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique ont permis d'aborder la commande à vitesse variable dans diverses applications. Conjointement à ces avancées technologiques, la communauté scientifique a développé plusieurs approches de commande pour maîtriser en temps réel le fonctionnement des machines électriques.

Les ensembles convertisseurs-machines-commandes permettent désormais d'allier souplesse, précision et fiabilité, aux impératifs actuels d'économie d'énergie. Ceci n'est envisageable qu'à partir d'une répartition intelligente des efforts, suivant les besoins et les applications. Les progrès des microprocesseurs sont si rapides qu'il est souvent difficile de rester à la pointe de cette poussée technologique. De plus la micro-informatique apporte toute la souplesse d'utilisation de la commande numérique et supprime avantageusement les techniques analogiques [00CC1, 00CC2, 08AV, 08RT, 09MS, 11MA et 11MT].

Trois types de machines se partagent le domaine de la variation de fréquence :

- la machine à courant continu, adaptée par nature à la vitesse variable ;
- les deux familles des machines à courant alternatif (*Synchrone et Asynchrone*).

Le débat sur le choix de l'une ou l'autre de ces possibilités, dans les applications de variation de vitesse, ne date pas d'hier. Cependant, le marché de la variation de vitesse se développe nettement à l'avantage de la solution alternative qui croît annuellement, quand le marché des motovariateurs à courant continu plafonne à un rythme de croissance important dans les pays industriels [88FL, 89JC, 95FL, 00CC1, 00CC2, 00GG et 08AV].

La DTFC (*Direct Torque and Flux Control*) ou populairement connue par la DTC est apparue au milieu des années quatre-vingt, spécialement par les deux chercheurs *Isao Takahashi* et *Toshihiko Noguchi* [IT86]. Elle s'est appuyée essentiellement sur des hypothèses simples, qui la rendaient ainsi facile à implanter. Elle est caractérisée par une rapidité de réponse du couple, une insensibilité vis-à-vis de la dérive paramétrique rotorique, notamment la constante de temps, et une convenance systématique à la commande de vitesse sans capteur [86IT, 89IT et 99LB].

Les oscillations rencontrées au niveau de couple et de flux, marquent l'un des points noirs de cette technique de commande. Plusieurs solutions ont été publiées depuis cette époque jusqu'à l'heure actuelle. Celles-ci peuvent être classées en deux grandes catégories :

la première rassemble les solutions basées sur des modifications algorithmiques, comme par exemple la modification des tables de vérité et des comparateurs à hystérésis. Cette catégorie a l'avantage de la simplicité et l'apport économique. La deuxième catégorie concerne les solutions basées sur des modifications introduites au niveau des dispositifs (matériels), ce qui limite en quelque sorte son intérêt. L'exemple qu'on peut citer est l'utilisation des onduleurs multi-niveaux et qui sont assez coûteux.

Néanmoins, la multiplication des combinaisons des vecteurs de tension en utilisant des onduleurs à plusieurs niveaux, pourrait pallier le problème de limitation de la fréquence de commutation (inconvenient principal de cette stratégie de commande), et en plus réduire les fluctuations nuisibles au niveau du couple, générées dans le cas d'un onduleur ordinaire à deux niveaux. La continuité des publications durant plusieurs années, montre l'intérêt que les chercheurs ont porté à ces sujets, et à titre d'exemple nous citons : [98BK, 00VP, 00AA, 01EG, 01XW, 02AC, 02KB, 03MC, 05XT, 06BS, 06YW, 10HL, 10JM, 10RZ, 11MT, 11NA et 11VK].

Nous savons que chaque technique de commande possède sa propre réaction vis-à-vis des variations paramétriques qui peuvent se manifester pendant le fonctionnement de la machine. Si ces variations ne sont pas détectées au bon moment, l'information perdue, entache l'estimation nécessaire à la commande par des erreurs pouvant entraîner une instabilité au système. Quant à la DTC, elle est fortement sensible à la variation de la résistance statorique qui est supposée constante et cause une chute ohmique négligeable [97AL, 98BS, 03MA, 03SH et 07AJ].

Quelle que soit la commande utilisée (vectorielle, scalaire, ...etc.), pour asservir la vitesse de la charge, il faut la mesurer par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. Pour des raisons économiques et/ou de sûreté de fonctionnement, certaines applications imposent de s'en affranchir.

La valeur de la vitesse doit être alors, reconstruite à partir des grandeurs électriques. La commande sans capteur de vitesse doit cependant avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec un capteur mécanique. Il est donc important, lors de l'élaboration d'une approche de mesure de vitesse sans capteur, de mettre l'accent sur les précisions statiques et dynamique de celui-ci en fonction du point de fonctionnement de la machine. Les travaux de recherches tels que : [00CL, 00DC2, 00JM,

03DC, 03JF, 05MC, 05MG, 06GR, 07AP, 08JL et 08MM], ont présenté quelques solutions à ce problème.

Notre contribution pour résoudre les problèmes exposés précédemment, est la proposition d'une nouvelle table de vérité réduite, basée sur la table conventionnelle, pour réduire les fluctuations de couple et de flux statorique. L'introduction des onduleurs multi-niveaux de type NPC à trois niveaux et multicellulaires à quatre niveaux, est une autre alternative que nous utiliserons pour résoudre ce problème, et puisque cette dernière solution est accompagnée par l'inconvénient de l'agrandissement des algorithmes de calcul, nous résoudrons ce problème par classification de l'ensemble des vecteurs de tension à la sortie de l'onduleur multi-niveaux, en utilisant les réseaux de neurones qui sont un outil de l'intelligence artificielle, très puissant en tant que classeur de données.

Afin de traiter les perturbations nuisibles causées par la variation de la résistance statorique, un PI à base de la Logique Floue (PIF) sera l'une des alternatives, utilisées pour l'estimation du flux statorique (passage obligatoire pour une DTC). Dans le même contexte, nous bénéficierons d'une application à base des algorithmes génétiques pour optimiser les gains du PI de la vitesse et du PIF. La deuxième alternative est l'utilisation d'un Observateur à Mode Glissant (OMG) relativement robuste d'ordre complet. Cet OMG permettra d'une part de renforcer la stabilité de la DTC et d'autre part d'estimer la vitesse rotorique en réalisant ainsi une DTC sans capteur de vitesse mécanique.

L'association des techniques de l'intelligence artificielle et de la DTC, dans le but de l'améliorer et de renforcer sa robustesse, est le sujet de ce présent travail de thèse, que nous présentons en quatre chapitres :

Le premier chapitre comprendra un état de l'art qui décrira l'histoire du moteur asynchrone et la commande par DTC. On commencera par donner un bref historique sur ce moteur et les commandes qui lui ont été appliquées en rappelant leurs avantages et leurs inconvénients. Ensuite, nous donnerons l'historique de la commande par DTC et son actualité de nos jours. Cette phase regroupera l'essentiel de papiers concernant les travaux de recherche en relation avec ce thème. Une lecture de la majorité de ces papiers sera présentée en essayant d'expliquer leurs apports et résultats obtenus. Nous terminerons ce chapitre par une présentation des travaux personnels pour mettre en clair notre contribution.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'implantation de la DTC appliquée au MAS. Il comprendra une description des principes de la DTC, suivie d'une modélisation du système global constitué d'une source électrique triphasée, d'un redresseur triphasé, d'un filtre passe bas, d'un onduleur de tension et en fin d'un MAS. On présentera aussi le modèle mathématique du MAS exprimé dans un repère à deux axes, basé sur des hypothèses simplificatrices, afin de le linéariser et faciliter ainsi son étude. L'implantation expérimentale d'un banc d'essai sera la suite de cette modélisation, où des résultats obtenus seront présentés et discutés afin de valider les algorithmes de commande par DTC appliquée au MAS. Les méthodes utilisées pour réduire les oscillations de la DTC, les plus connues et qui ont été traitées par simulation dans [04BM], seront examinées expérimentalement et feront l'objectif d'une large discussion. Deux tables de vérité proposées, basées sur la table conventionnelle de la DTC, seront présentées et leurs résultats obtenus par simulation seront discutés et commentés.

Le chapitre suivant représentera le noyau de cette thèse, car il comportera quelques applications des réseaux neuronaux, de la logique floue et des algorithmes génétiques. Ces techniques intelligentes seront introduites et associées à la DTC en utilisant des onduleurs à trois et à quatre niveaux afin de réduire les fluctuations de couple et la fréquence de commutation des onduleurs et de surmonter la sensibilité de la DTC causée par la variation de la résistance statorique pendant le fonctionnement.

Le quatrième et dernier chapitre fera l'objet d'une DTC sans capteur de vitesse, car la présence de ce dernier n'est pas préférable dans les systèmes à commander pour des raisons techno-économiques et d'implantation. La théorie de quelques observateurs sera présentée et expliquée, parmi lesquels l'Observateur à Mode Glissant sera utilisé pour estimer les composantes du flux statoriques afin d'améliorer la robustesse et renforcer la stabilité de la commande par DTC face à la variation de la résistance statorique. L'étude prendra en compte toute la plage de variation de la vitesse. Afin de raffiner les résultats obtenus par cet observateur, nous aborderons une optimisation par algorithme génétique de ses gains qui, généralement, sont difficiles à déterminer convenablement. À la fin du chapitre, des résultats obtenus seront présentés pour illustrer la robustesse de la DTC munie de cet observateur.

Enfin, une conclusion générale sera présentée, pour résumer les principaux résultats obtenus, et suggérer les perspectives envisagées.

## CHAPITRE I

ÉTAT DE L'ART  
"LE MAS ET LA DTC AU FIL DU TEMPS"

---

<b>I.1 APERÇU HISTORIQUE "DU MAS À SA COMMANDE"</b>	6
I.1.1 Le Moteur Asynchrone	6
I.1.2 Commande du moteur asynchrone	8
a. <i>Démarrage direct et démarreur</i>	9
b. <i>Loi U/f</i>	10
c. <i>Contrôle vectoriel</i>	12
<b>I.2 DÉMARCHE DE LA DTC "APPARITION ET ÉVOLUTION"</b>	15
I.2.1 Influence de la variation de la résistance statorique	18
I.2.2 Réduction de fluctuations de couple et de flux	19
I.2.3 DTC associée à des techniques avancées	23
<b>I.3 TRAVAUX PERSONNELS</b>	29
I.3.1 Sommaire des travaux réalisés dans le cadre de cette thèse	30
<b>I.4 CONCLUSION</b>	30

## I.1 APERÇU HISTORIQUE " DU MAS À SA COMMANDE "

La commande des machines électriques a connu un développement très important et assez rapide. L'évolution des composants des semi-conducteurs présente l'une des causes principales en plus de l'évolution des calculateurs qui deviennent tous puissants et trop rapides.

Derrière cette révolution technique, nous pouvons constater toute une amélioration à plusieurs niveaux que ce soit au niveau de l'industrie ou bien au niveau de la vie privée.

Les différentes commandes des machines électriques sont donc à l'origine de plusieurs techniques industrielles, et ces commandes n'ont jamais cessé de s'améliorer et se développer de point de vue performances ou en se débarrassant de leurs inconvénients.

L'utilisation d'automate où la machine prend la place de l'homme était une idée très ancienne. D'après la littérature cela remonte jusqu'au seizième siècle, là où les idées ont été bien avancées par rapport à leurs propriétaires en terme de réalisation.

### I.1.1 Le Moteur Asynchrone

Les premières machines asynchrones apparaissaient dans les années du dix-neuvième siècle. Cette petite *bête* a pu balayer certaines contraintes pour servir son créateur "*l'homme*" et accomplir des tâches étant pour lui un vrai défi.

La paternité de la machine asynchrone est controversée entre trois inventeurs : en 1887, le physicien *Nikola Tesla* dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante il dépose aussi cinq autres brevets. Pendant la même période, *Galileo Ferraris* publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888.

En 1889, *Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski*, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891 [76PL].

**La machine asynchrone**, connue également sous le terme «anglo-saxon» **machine à induction**, est une machine alimentée en courant alternatif sans connexion mécanique entre le stator et le rotor. Le terme **asynchrone** provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent, ce qui aboutit à une vitesse différente à celle du réseau d'alimentation.

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique statorique qui accueille dans des encoches, l'enroulement statorique polyphasé (*généralement triphasé*).

À l'intérieur de ce circuit magnétique, sous forme d'un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches, soit des bobines (*généralement triphasées*) ou des barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé, ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés du même matériau. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui s'appuie sur des paliers montés dans les flasques fixés au carter [76PL and 01MF].

On s'intéresse dans cette étude au moteur asynchrone à cage d'écureuil (voir figure I.1), qui est caractérisé par :

- La présence d'un seul bobinage triphasé alimenté par une source extérieure au stator ;
- La présence d'un bobinage massif en court-circuit au rotor.

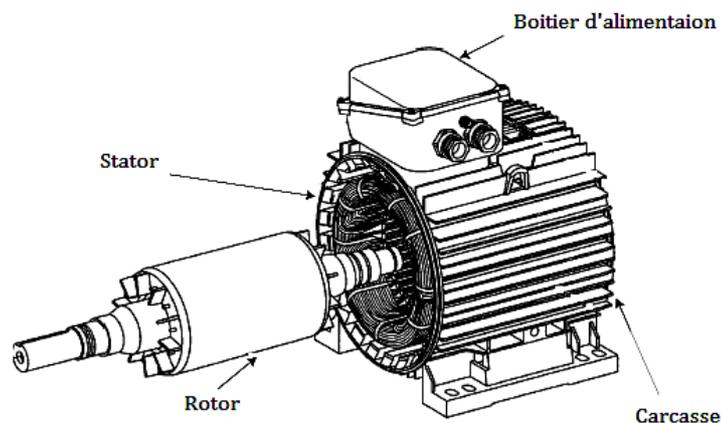


Figure I.1 : Machine asynchrone à cage d'écureuil [01MF]

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (*métro, trains, propulsion des navires, voitures électriques*), dans l'industrie (*machines-outils*), dans l'électroménager ... etc. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice (*le cas des éoliennes par exemple*) [01MF].

## I.1.2 Commande du moteur asynchrone

Des années après, on a eu cherché comment rendre cette machine (*bête*), un automate, en comprenant le principe de fonctionnement et tous les phénomènes qui interviennent. À ce moment-là, on a eu la possibilité de la simuler et cela a conduit à la définition des lois agissant sur ses phénomènes électriques, magnétiques et mécaniques.

Ce n'est qu'après des décennies, que les premières lois introduites pour faire contrôler la vitesse et le couple à travers d'autres grandeurs facilement ou moyennement connues, ont été apparues et exploitées dans l'industrie.

Les systèmes modernes d'entraînement électriques sont composés principalement par : des moteurs, des composants d'électronique de puissance, des transformateurs, des contrôleurs Analogiques|Numériques, et par des capteurs ou observateurs. Les améliorations et les progrès énormes dans le domaine de l'électronique de puissance grâce aux composants semi-conducteurs (*et donc aux convertisseurs*) et dans les logiciels de conception et de réalisation, ont abouti tous, à la création des techniques de contrôle avancées et complexes. Par faveur de ces avancées et des algorithmes de commande, robustes et améliorés, l'effort de recherche considérable est consacré pour développer des techniques optimales de vitesse et de couple pour la machine à induction.

Les ensembles convertisseurs-machines-commandes permettent désormais d'allier souplesse, précision et fiabilité, aux impératifs actuels d'économie d'énergie. Ceci n'est envisageable qu'à partir d'une répartition intelligente des efforts, suivant les besoins et les applications. Les progrès des microprocesseurs sont si rapides qu'il est souvent difficile de rester à la pointe de cette poussée technologique. De plus la micro-informatique apporte toute la souplesse d'utilisation de la commande numérique et supplante avantageusement les techniques analogiques.

Trois types de machines se partagent actuellement le domaine du pilotage [00CC1] :

- La machine à Courant Continu (MCC), adaptée par nature à la vitesse variable (voir figure I.2) ;
- Les deux familles des machines à courant alternatif (*Synchrone et Asynchrone*).

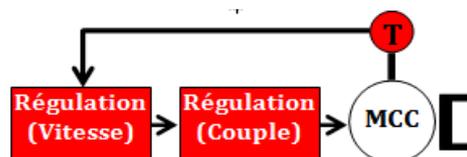


Figure I.2 : Commande de MCC

Le débat sur le choix de l'une ou l'autre de ces deux possibilités, dans les applications de variation de vitesse, ne date pas d'hier. Cependant, le marché de la variation de vitesse se développe nettement à l'avantage de la solution alternative qui croît annuellement, quand le marché des *motovariateurs* à courant continu plafonne à un rythme de croissance important dans les pays industriels.

On effet, le moteur à courant continu et le Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), sont de plus en plus détrônés par le Moteur Asynchrone (MAS) dans le domaine de la vitesse variable. Cela est due principalement aux :

- Limitations d'utilisation du MCC en vitesse et en puissance, ainsi que son coût et son entretien ;
- Coût du MSAP, malgré sa puissance massique et la précision de sa commande ;
- Robustesse et coût du MAS ;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance et l'apparition des processeurs numériques à fréquences élevées et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithme de commande de plus en plus compliquée.

Les MAS, qui ont moins de taille pour le même niveau de puissance par rapport aux moteurs à courant continu, n'ont pas de balais ni de collecteur de sorte qu'ils sont presque sans entretien, mais ceci cache des inconvénients aussi : La structure de contrôle d'un moteur à induction est compliquée et d'autres complications surviennent en raison du fait que les courants ou le flux du rotor, d'un moteur à induction à cage d'écureuil, ne peuvent être directement contrôlés.

Plusieurs techniques pour piloter le MAS, ont été développées par des grands constructeurs, tels que : *Schneider Electric, Toshiba, Mitsubishi, Yaskawa, ABB, Fuji, GE, Siemens, ...etc.* Le variateur de vitesse apporte des solutions dans différents domaines : la consommation d'énergie, la durée de vie des moteurs, les performances, ...etc.

D'autre part, et pour faire tourner ce moteur, on recourt aux différentes manières pour alimenter le MAS, dont nous citons principalement :

#### **a. Démarrage direct et démarreur**

Le démarrage direct sur le réseau introduit un fort courant (*jusqu'à 6 ou 7 fois le courant nominal !*) dans le moteur pendant les premiers temps de la mise sous tension. De plus, si le

moteur est connecté à une charge trop importante, celui-ci ne peut pas démarrer et risque de subir une forte élévation de température.

En effet, dans ce cas de fonctionnement, le moteur est entraîné par la charge (*ou bloqué par un frein*) et le courant à l'intérieur est calé à sa valeur de démarrage. À ce niveau de courant, le moteur s'échauffe très rapidement ; il ne faut pas plus d'une *dizaine de secondes* pour faire fondre les enroulements et le détruire.

Des modes de démarrage moins brutaux ont été développés. Le but principal est d'éviter le *pic de courant*. Le principe est de mettre deux thyristors par phase du moteur, montés en tête-bêche en parallèle, et de commander leurs ouvertures en alternance.

Lorsque les trois phases sont passantes en même temps, la tension réseau est directement envoyée sur le moteur. Initialement, une seule phase est passante à la fois. Puis, le rythme d'ouverture des thyristors augmente deux, puis trois phases étant passantes en même temps.

Si nous choisissons judicieusement le temps de commutation des thyristors, il est possible de limiter le niveau de courant dans le moteur.

Pour ces types de démarrage, le courant maximal est en général inférieur à celui obtenu avec un démarrage direct. Toutefois, il n'est pas possible d'assurer que le niveau de courant reste faible (*environ 2 fois le courant nominal*) [01MF].

### b. Loi $U/f$

Ce mode de fonctionnement est fondé sur la modélisation en régime permanent du moteur à induction (voir figure I.3). Effectivement, la relation entre, d'une part l'amplitude  $U$  et la fréquence  $f$  de la tension statorique et d'autre part, l'amplitude  $|\phi|$  du flux peut être approché par la relation  $|\phi| = U/f$  (formules en régime permanent).

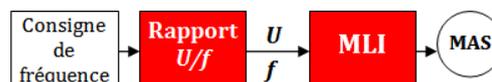


Figure I.3 : Commande scalaire

Il est alors clair que, choisissant de travailler à flux constant, il faut imposer à la tension statorique de respecter le rapport  $U/f$  constant. Par construction, cette technique est sensible dans les phases transitoires. Le courant peut être limité de manière *hardware ou logicielle*.

### 1. Ses spécificités

- Les variables de commande sont la tension et la fréquence ;
- La simulation de la tension sinusoïdale est faite par un modulateur ;
- Le contrôle de flux se fait via le rapport  $U/f$  constant ;
- L'entraînement est en boucle ouverte ;
- Le couple est fonction de la charge.

À la différence des variateurs à courant continu, les convertisseurs de fréquence utilisent des grandeurs externes au moteur comme variables de commande, à savoir la tension et la fréquence. La tension de référence et la consigne de fréquence passent par un modulateur qui crée une tension alternative sinusoïdale et transmet celle-ci aux enroulements statoriques du moteur.

Cette technique, appelée *Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI)*, exige l'utilisation d'un redresseur à diodes côté réseau et le maintien d'une tension continue constante dans le circuit intermédiaire. L'onduleur commande le moteur par un train d'impulsions *MLI* qui détermine à la fois la tension et la fréquence.

Cette technique de commande n'utilisant pas de capteur pour mesurer la vitesse de rotation de l'arbre ou sa position angulaire, la boucle de commande ne prend pas en compte ces valeurs.

### 2. Ses avantages

- Un coût réduit ;
- Une simplicité du fait de l'absence de capteur.

Cette configuration sans capteur constitue une solution économique relativement simple pour la commande des moteurs asynchrones, machines moins onéreuses et plus simples à exploiter. Ce type d'entraînement est plus particulièrement adapté aux applications exigeant des niveaux de précision limités, comme les applications de pompage et de ventilation.

### 3. Ses inconvénients

- Pas d'orientation du flux ;
- L'état électromagnétique du moteur n'est pas pris en compte ;
- Pas de contrôle, ni de régulation de couple ;
- Temps de réponse plus long du fait du modulateur.

Avec cette technique, parfois appelée (*Contrôle scalaire*), l'orientation du flux du moteur n'est pas contrôlée. Les principales variables de commande sont, dans ce cas, la fréquence et la tension qui sont appliquées aux enroulements statoriques. L'état du rotor n'est pas pris en compte, ce qui signifie qu'on ne dispose pas d'un retour vitesse ou d'un retour position [99ABB, 01MF et 03BF].

Par conséquent, on ne peut en aucun cas agir sur le couple. En outre, cette technique nécessite le passage par un modulateur pour générer les signaux de tension et de fréquence avant leur application au moteur, ce qui rallonge quelque peu le temps de réponse du moteur à toute variation des conditions de fonctionnement.

Cette commande présente des performances statiques satisfaisantes, mais à basse vitesse le comportement dynamique se dégrade.

### **c. Contrôle vectoriel**

Elle est appelée aussi commande par orientation de flux et notée FOC (*Field Oriented Control*, voir figure I.4), (mais en réalité c'est le repère arbitraire  $(d,q)$  qui est choisit (orienté) d'une manière que l'une des composantes du vecteur flux soit nulle). C'est en 1969 que les principes de cette commande ont été définis par *Hasse* [03]C] et en 1971 *Blaschke* a présenté la première publication sur cette commande.

Après une dizaine d'années, elle a connu un développement important. En effet, deux méthodes ont été alors apparues : commandes par orientation de flux *directe* et *indirecte*. Actuellement plusieurs variantes ont été développées, elles sont liées aux degrés de libertés définis pour le MAS, à savoir [03]C] :

- Le référentiel de travail lié au champ tournant ou lié au stator ;
- La nature du flux à réguler : le flux statorique, le flux rotorique ou celui de l'entrefer ;
- L'initialisation du référentiel par l'alignement de l'axe  $(d)$  avec l'un des trois flux ou avec le vecteur du courant statorique ;
- L'asservissement de l'orientation du repère par une régulation en boucle fermée de l'orientation du repère  $(d,q)$  ou l'initialisation implicite de type boucle ouverte. Cette option est en relation directe avec la commande explicite ou implicite de la fréquence des courants rotoriques.

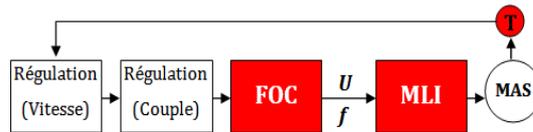


Figure I.4 : Commande par FOC

La FOC permet d'imposer au MAS des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu ou à la machine synchrone dans lesquelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique. Ces avantages sont accompagnés par une complexité plus grande de la commande et la mise en œuvre de structures d'observation ou de mesure des grandeurs de la machine, exigés par la commande.

De plus, la sensibilité aux variations des paramètres internes de la machine présente l'inconvénient majeur de la FOC [00CC1]

Par analogie au moteur à aimantation permanente, cette technique aspire à découpler les commandes de manière à contrôler le flux et le couple électromagnétique indépendamment. Obtenant des performances bien meilleures en régime dynamique, elle est largement répandue chez les fabricants de variateurs de vitesse. Le niveau de courant maximum dans la machine est imposée par des limitations *hardwares* ou *logicielles*. Cette limite est aux alentours de 1,8 fois le courant nominal [01MF].

### 1. Ses spécificités

- Coût réduit ;
- Contrôle de l'orientation du flux – comme pour un entraînement à courant continu ;
- Modélisation des caractéristiques électriques du moteur ;
- Entraînement en boucle fermée ;
- Contrôle indirect de couple.

Pour simuler les caractéristiques de fonctionnement électromagnétiques d'un moteur à courant continu, c'est-à-dire pour contrôler l'orientation du flux, le variateur à contrôle vectoriel de flux doit connaître la position angulaire du flux rotorique à l'intérieur du moteur asynchrone.

Avec un variateur à contrôle vectoriel de flux de type *MLI*, l'orientation du flux est assurée électroniquement et non plus par l'ensemble mécanique collecteur-balais comme dans le cas d'un moteur à courant continu.

Dans un premier temps, la vitesse de rotation et la position angulaire du rotor par rapport au champ statorique sont mesurées au moyen d'un codeur incrémental. Un entraînement mettant en œuvre ce type de capteur est appelé "*entraînement en boucle fermée*".

Par ailleurs, les caractéristiques électriques du moteur sont modélisées par des microprocesseurs qui traitent les données collectées. Le circuit de commande d'un variateur à contrôle vectoriel de flux élabore des grandeurs électriques telles que : la tension, le courant et la fréquence, qui sont les variables de commande, et transmet ces valeurs au moteur asynchrone par l'intermédiaire d'un modulateur. C'est ainsi que le couple est contrôlé *indirectement*.

## 2. Ses avantages

- Temps de réponse court en régulation de couple ;
- Bonne précision en régulation de vitesse ;
- Possibilité de délivrer un couple maximal à vitesse nulle ;
- Performances comparables à celles des entraînements de MCC.

Ainsi, la technique du contrôle vectoriel de flux permet d'obtenir un couple maximum à vitesse nulle, offrant des performances très proches de celles d'un entraînement à courant continu.

## 3. Ses inconvénients

- Utilisation obligatoire d'un capteur ;
- Technique coûteuse ;
- Utilisation obligatoire d'un modulateur.

Pour obtenir des temps de réponse très courts en régulation de couple et une précision élevée en régulation de vitesse, il faut recourir à un capteur, facteur de surcoût et de complexité pour un moteur asynchrone dont deux atouts clés sont justement le faible coût et la simplicité [99ABB].

Par ailleurs, cette technique nécessite la mise en œuvre d'un modulateur pour traiter les signaux de tension et de fréquence avant qu'ils ne soient appliqués au moteur, ce qui rallonge quelque peu les temps de réponse du moteur à toute variation des conditions de

fonctionnement. Même si le moteur est simple de point de vue mécanique, l'entraînement est complexe de point de vue électrique [95JP, 99ABB et 00CC1].

## I.2 DÉMARCHE DE LA DTC "APPARITION ET ÉVOLUTION "

C'est au cours des deux dernières décennies du 20<sup>ème</sup> siècle que tout a commencé. Étant déjà dit, les améliorations technologiques des semi-conducteurs de puissance et de la technologie des microprocesseurs ont rendu possible l'application rapide des techniques de contrôle avancées pour les systèmes d'entraînement du moteur à induction.

De nos jours, la commande vectorielle du moteur à induction est simple à réaliser, elle a de nombreux avantages par rapport aux autres types de commande des moteurs à courant continu, notamment ce qui concerne la réponse du système commandé et la robustesse globale.

Les types de commande vectorielle de base les plus répandus dans l'industrie sont la FOC et la DTFC [97JN, 02DC et 11MT].

Le mécanisme de production de couple dans une machine à courant alternatif ou à courant continu est similaire. Malheureusement, cette similitude n'est pas soulignée avant 1971, quand le premier article sur la FOC pour les moteurs à induction, a été présenté par *Blaschke* dans cette année, en collaboration avec son collègue *Depenbrock*.

Depuis ce temps, la technique a été entièrement développée et est aujourd'hui matures de point de vue industriel [99ABB].

Aussi, ce type de contrôle a été, pendant longtemps, un champ remarquable pour la recherche industrielle et académique. Des techniques de contrôle de couple, ont été développées pour de nombreux types d'actionneurs électriques et pour diverses applications, à titre d'exemple on peut citer les travaux des références suivantes : [91FB, 98MR, 00ME, 03RB, 09PV, 10AA, 10SB, 10SJ, 11YZ, 12AA, 12DH et 12SS].

Cela peut être confirmé par le nombre croissant de conférences et de revues sur la commande en vitesse et de couple des moteurs à induction (*à titre indicatif, plus de 130 documents sont retenus comme références dans cette thèse*).

Il est certain que le contrôle de couple optimal et la robustesse, sont l'une des importantes indications pour le développement technologique en particulier pour les applications basées sur les variateurs de vitesse.

Aujourd'hui cette commande est une réalité industrielle et est disponible sur le marché par plusieurs producteurs et avec des différentes solutions et performances [11MT].

La DTFC (ou simplement DTC, voir figure I.5), apparue au milieu des années quatre-vingt, a impliqué une rapidité de réponse du couple, une insensibilité vis-à-vis de la dérive paramétrique rotorique de la machine, et une convenance systématique à la commande de vitesse sans capteur [97]N, 00CC1 et 03]C].



Figure I.5 : Commande par DTC

Elle permet de piloter précisément le flux statorique et le couple électromagnétique en se basant uniquement sur la connaissance des courants et des tensions statoriques et la vitesse rotorique (si on veut qu'elle soit corrigée -boucle de vitesse-).

En régime permanent, la tension statorique permet d'estimer facilement le flux statorique à partir de courant statorique  $I_s$ , la tension appliquée au stator  $V_s$  et la pulsation statorique  $\omega_s$ . Les valeurs du flux et du couple sont alors calculées sans boucle de retour complexe, indépendamment des paramètres rotoriques.

Le fait que la DTC commande directement les interrupteurs, sans passer par des régulateurs de courant, améliore nettement ses performances dynamiques par rapport à la FOC [98BK, 00CC1, 00PA et 03]C].

Néanmoins, l'application de la DTC au MAS alimenté par un onduleur ordinaire ne permet pas de limiter la fréquence de commutation (*inconvenient principal de cette stratégie de commande*), sinon elle génère des fluctuations nuisibles au niveau du couple.

De plus, l'utilisation des régulateurs à hystérésis augmente en quelque sorte ces ondulations et dégrade ainsi la douceur du mouvement rotatif du MAS [00CC1].

On présente dans la figure I.6, une structure de cette technique de commande :

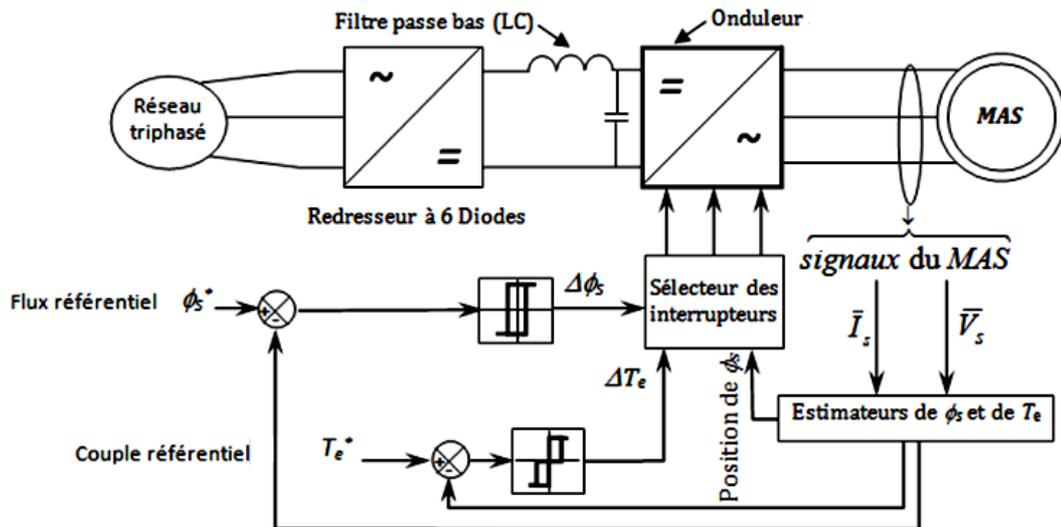


Figure I.6 : Schéma structurel de la commande du MAS par DTC

La première chose que l'on observe est la similitude entre la boucle de régulation de l'entraînement à base du MCC (voir figure I.2) et la boucle de commande de l'entraînement par DTC (voir figure I.5). Dans les deux cas, ce sont les grandeurs du moteur qui servent à contrôler directement le couple. Cependant, la DTC présente le triple avantage de ne recourir à aucun capteur, d'utiliser un moteur à courant alternatif et de n'exiger aucune excitation externe [97]N et 99ABB].

Les variateurs à courant continu et les variateurs à DTC utilisent, tous les deux, les grandeurs réelles du moteur pour contrôler et réguler le couple et la vitesse. On obtient ainsi de meilleures performances dynamiques avec une configuration plus simple. De même, la technologie DTC s'affranchit, dans la plupart des applications, d'un retour de vitesse ou de position.

La comparaison du schéma fonctionnel d'un entraînement DTC (voir figure I.5) à ceux des entraînements à courant alternatif (voir figures I.3 et I.4) met en évidence plusieurs différences, la principale étant l'absence de modulateur pour la DTC. Avec un variateur à courant alternatif de type *MLI*, les variables de commande sont la fréquence et la tension, qui doivent subir plusieurs traitements avant d'être appliquées au moteur.

C'est ainsi qu'avec cette technique, le contrôle et la régulation se font dans le circuit de commande électronique et non pas dans le moteur.

La DTC s'appuie essentiellement sur la connaissance des tensions appliquées aux bobines du stator, des courants qu'ils y circulent et de la résistance statorique.

Alors que ces grandeurs électriques sont facilement mesurables (par des *sondes*), la résistance statorique doit être instantanément bien connue car la DTC est fortement sensible à ses variations dues essentiellement aux échauffements pendant le fonctionnement du moteur.

Lors du fonctionnement normal, la dérive thermique des résistances introduit une erreur paramétrique qui peut créer des problèmes de blocage dans le domaine de la basse vitesse ou au moins baisser notablement les performances.

### **1.2.1 Influence de la variation de la résistance statorique**

D'une façon générale, pour améliorer les performances d'un variateur de vitesse ou pour rendre autonome le contrôle des moteurs à induction sans capteur mécanique, il faut connaître de manière précise les paramètres du moteur à piloter. Afin de pallier ce problème, [97Al] propose dans son étude d'utiliser les réseaux de neurone (*RN*). En comparant trois topologies différentes, il a abouti à une structure capable d'estimer convenablement la résistance statorique et maintenir ainsi la robustesse de la DTC. De sa part le travail de [98BS] présente comme solution un compensateur adaptatif à la variation de la résistance statorique. Il a comparé un régulateur PI adaptatif avec un régulateur qu'il a appelé *intelligent* basé sur la *logique floue*, et il a conclu ensuite cette étude par le fait que les deux PI sont similaires en point de vue performance, néanmoins l'implantation du premier est facile et simple à réaliser.

Le travail de [00JM] a pu résoudre ce même problème en utilisant un observateur adaptatif de flux pour estimer la vitesse et la résistance statorique. L'estimateur de flux est utilisé dans la DTC en temps discontinu afin d'avérer une bonne réponse de couple. Ceci a été validé par l'expérience et a donné de bons résultats.

Par ailleurs, la référence [00AK] a utilisé un observateur à mode de glissement pour estimer le flux statorique et la résistance du stator. Cette résolution considère le *MAS*, qui est un système à dynamique non-linéaire, comme un système linéaire à incertitude sur les variations de la vitesse et de la résistance statorique.

Quant à la référence [01FM], elle propose la synthèse d'un observateur du moteur à induction fondée sur la linéarisation du système autour d'une trajectoire par la génération d'un observateur non singulier pour un système variant dans le temps possédant des singularités d'observabilité.

D'autre part, [03MA] propose aussi, tout comme [97AL], l'utilisation des *RN* associés à un estimateur basé sur un système adaptatif à modèle de référence (*MRAS*). Cette estimation est assez simple, elle ne nécessite que la tension et le courant statoriques. Ses résultats sont acceptables en régime permanent, tandis que le système est mal géré pendant la phase transitoire.

Pour ce qui est de [03SH], les auteurs ont tout simplement introduit un PI utilisant comme entrée, le courant statorique et sa référence, et donc, l'erreur en courant, afin de déterminer la dérive de la résistance statorique et corriger ainsi la valeur estimée. Cette solution n'a pas apporté beaucoup d'avantage au système dont la fréquence d'échantillonnage est bornée.

Une autre proposition a été proposée dans [05HW], qui utilise un modèle du MAS d'ordre cinq pour implanter une commande DTC basée sur l'adaptation entrée-sortie avec un découplage compensé. Ainsi, les réglages du flux et du couple sont indépendant l'un de l'autre.

Une fonction d'adaptation paramétrique est mise en place pour faire face à l'incertitude de la résistance du stator et *aussi du rotor*. D'après les auteurs le principal inconvénient de leur proposition est qu'elle nécessite des mesures à faire sur l'état complet de la machine.

### **I.2.2 Réduction de fluctuations de couple et de flux**

Un autre problème persiste dans la DTC conventionnelle, ce sont les fluctuations aux niveaux de couple électromagnétique et de flux statorique (*les deux grandeurs à contrôler !*). Ceci est dû à plusieurs causes, dont on cite l'utilisation des comparateurs à hystérésis qui pratiquement, présentent des chevauchements avec la fréquence d'échantillonnage choisie : Des fois, pendant le fonctionnement du système piloté par DTC, les régulateurs à hystérésis ne peuvent pas suivre instantanément les variations de couple ou de flux, d'où on perd l'information et l'entraînement se dégrade ainsi [97]N].

Plusieurs travaux de recherches se sont penchés sur l'amélioration de ces ondulations, que ce soit à grandes vitesses ou à basses vitesses. Par exemple les auteurs de [97TN] proposent une méthode d'injection des signaux dans le système en superposant une onde triangulaire de haute fréquence et de faible amplitude sur les erreurs de flux et de couple respectivement. Leurs résultats de simulation validés par l'expérimental, montrent une

réduction au niveau de ces ondulations de 30% par rapport à la DTC conventionnelle. Ce qui a permis d'affaiblir le bruit acoustique à moins de 56 (*dba*).

De sa part la référence [97LY] nous présente une commande prédictive pour minimiser les basses fréquences des fluctuations du couple en basses vitesses, aussi elle propose de compenser le temps mort des interrupteurs de l'onduleur, qui causent des distorsions au courant entraînant des erreurs à l'estimation de flux et de couple.

Par ailleurs, les auteurs de [98EF et 99JC] ont utilisé aussi une méthode prédictive qui pré-calculé les états de commutation pour des intervalles très courts. Ces études sont validées expérimentalement et ont apporté des améliorations remarquables. En plus le deuxième travail développe une méthode basée sur un système adaptatif avec modèle de référence (*MRAS*) en utilisant un modèle de flux de rotor modifié, afin de déterminer la vitesse du rotor du moteur à induction. Les résultats des simulations montrent une très bonne précision de réponse et un bon état d'équilibre dynamique. Ceci est validé par des expériences réalisées avec une structure de contrôle numérique.

Dans [99JK1], une nouvelle stratégie pour atteindre une fréquence de commutation constante avec une bande d'ondulation de couple réduite a été proposée. Dans son algorithme, la commutation instantanée optimale est calculée pour chaque cycle de commutation en se basant sur des équations de pente du couple instantané. Par comparaison, la bande de fluctuation de la DTC conventionnelle a été de 15 N.m, tandis que celle obtenue par cette stratégie a atteint 3 Nm (crête à crête). Cette technique améliore la caractéristique de la DTC en basse vitesse mais n'influe pas les ondulations du flux. Le même auteur revient dans [99JK2] et présente une étude sur l'effet de la bande d'hystérésis sur les ondulations du couple et du flux. Il propose la régulation de la fréquence de commutation des comparateurs d'hystérésis de flux et du couple. Les performances de cette stratégie ont été examinées et améliorées pour toute la plage de vitesse.

Aussi, la référence [00JM] traite l'estimation de la résistance statorique et quelques autres grandeurs, ainsi que le problème des fluctuations du couple. L'observateur adaptatif proposé améliore l'allure du couple sur toute la plage de vitesse.

Une modulation de vecteur d'espace (SVM) a été introduite pour remplacer la table de sélecteur de la DTC conventionnelle dans les travaux [00DC1 et 01TC].

Cette technique rend possible l'utilisation de plusieurs vecteurs de tension par période d'échantillonnage au lieu d'utiliser un seul vecteur dans le cas d'une DTC simple, cependant selon [00DC1], le temps d'exécution de l'algorithme de commande augmente d'environ 25 à 30% mais les fluctuations sont plus améliorées.

De sa part la référence [00VP] modifie la structure de la DTC en utilisant un onduleur à trois niveaux à la place de l'onduleur à deux niveaux (*simple*), en comparant les deux configurations pour les deux plages de vitesse (basse-nominale). Ainsi, les distorsions de couple et de flux sont amorties. Ceci est dû principalement à la diversité des vecteurs de tension utilisés pour la même commutation par rapport à un onduleur simple. Mais l'algorithme devient plus grand et donc beaucoup de calculs ajoutés (temps d'exécution plus grand).

Les auteurs de [00PZ] ont remplacé les comparateurs à hystérésis par un régulateur *Neuro-Flou*, et ont validé leur proposition en utilisant le DSP1102 et un moteur de 3 kW. Les distorsions du courant (couple), sont atténuées et plusieurs avantages sont obtenus et mentionnés dans ce travail. Une fois de plus, la logique floue est utilisée pour remplacer les comparateurs à hystérésis dans [04XT et 06PV]. Les entrées de ce régulateur sont les erreurs de flux et de couple et la position du vecteur flux et sa sortie détermine les états des interrupteurs de l'onduleur. Les résultats de simulation obtenus, montrent une certaine efficacité, néanmoins, ils doivent être validés expérimentalement.

La différence avec l'étude de [05LC] réside dans le choix des entrées du régulateur flou, et sa sortie. Les auteurs ont choisi les erreurs de couple et de flux comme entrées, tandis que la sortie floue détermine l'angle de l'erreur de flux. Cette commande est à base de SVM, les résultats ne sont pas validés expérimentalement, tandis que les résultats de simulation obtenus, montrent une amélioration significative.

L'étude [00SV] traite l'influence de la bande d'hystérésis des deux comparateurs utilisés pour gérer les interrupteurs de l'onduleur, étant donné que cette bande est liée fortement à l'apparition des fluctuations de couple et de flux. Les auteurs proposent un contrôle online des bornes de la bande d'hystérésis tout en respectant les limites de la fréquence de commutation car cette dernière s'affecte par variation de cette bande d'hystérésis. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de cette régulation pour réduire les fluctuations et les bruits acoustiques.

Les auteurs de [01JC], ont implanté une DTC à SVM utilisant un DSP-TMS320VC33 associé à un générateur à base de FPGA dédiée à un véhicule électrique. Le DSP exécute les algorithmes de la DTC-SVM, tandis que le FPGA génère les signaux de commutation et connecte le DSP qui est *assez rapide*, au matériel *plus lent*, comme les convertisseurs A|N et N|A.

Là aussi, un onduleur à trois niveaux est introduit à la place de l'onduleur simple. Les résultats de simulation validés, montrent une très bonne amélioration dans la distorsion de forme d'onde de sortie, notamment lors de la génération de tensions de faible amplitude, et ceci par rapport à un onduleur simple. Un autre avantage qu'apporte l'onduleur à trois niveaux, est la réduction significative des harmoniques de la commutation de 10 kHz. Ce qui réduit significativement le bruit audible.

Le travail de [01JF] utilise quatre algorithmes de commutation, le premier est celui de la DTC conventionnelle c'est à dire à régulateur à hystérésis, les trois autres sont sans régulateurs à hystérésis. Les auteurs déclarent après cette étude, que les régulateurs sans hystérésis, sont moins chers et consomment moins d'énergie que les contrôleurs à hystérésis.

Le régulateur sans hystérésis à bi-bande de flux et à tri-bande de couple, donne un meilleur résultat, avec un algorithme de contrôle plus simple.

Une nouvelle topologie proposée par [01MA], utilise un onduleur simple à quatre interrupteurs commandés, dans deux bras, et le troisième bras est constitué de deux condensateurs alimentés par le bus continu. Cette topologie est appelée FSTPI (*Four-Switch Three-Phase Inverter*) (voir figure I.7).

Les résultats obtenus montrent une amélioration au niveau de la valeur moyenne et le taux d'ondulation, mais au niveau de la bande à crête, l'amélioration est légère.

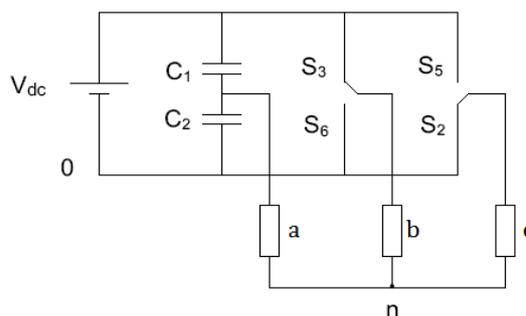


Figure I.7 : Topologie de la FSTPI

### I.2.3 DTC associée à des techniques avancées

Le MAS est un système non-linéaire, une fois entraîné, des incertitudes, de perturbations et même des dérives paramétriques se manifestent. La technique de commande par mode glissant (CMG), en raison de sa robustesse vis-à-vis de ces incertitudes et ces perturbations, peut résoudre ce problème. La CMG exige de définir une surface dite de glissement en fonction des états du système pour qu'elle soit attractive.

Dans [01SL, 02EE, 02ME, 02MR et 05TJ], on a traité l'intégration de cette commande à la DTC. Généralement la CMG force le système à glisser jusqu'à une surface *de glissement* puis elle le maintient le long de cette surface.

Les auteurs de [01SL], proposent (*en s'appuyant sur un travail déjà fait sur un mode de glissement adaptatif*) une nouvelle CMG basée sur l'association d'une DTC et une MRAC (*Commande à Modèle de Référence Adaptatif*). La surface de glissement du couple a été remplacée par une surface intégrale de glissement, et l'observation du flux a aussi été modifiée. Tandis que la référence [02EE] traite ce sujet en deux parties : la première est une réalisation d'un modèle à mode glissant afin de linéariser le système (MAS), la deuxième est un découplage entre le flux rotorique et la vitesse de rotation. Un MRAS est utilisé afin de compenser la variation paramétrique du système. Les résultats sont validés par l'expérimental et ils ont montré un renforcement de la robustesse de la commande. Néanmoins le problème de *Chattering* n'est pas tout à fait réglé.

Une autre étude exposée dans la référence [01XW], où on a remplacé la table de vérité conventionnelle et les comparateurs à hystérésis par une structure neuronale. Le MAS est alimenté par un onduleur à trois niveaux pour réduire les ondulations des grandeurs commandées. Selon cette étude le temps de calcul est amélioré et on obtient la décision des états de commutation plus rapidement.

Dans l'article [02AC], les auteurs présentent une étude bien détaillée et validée par l'implantation d'une DTC à commutation imposée, appliquée à un MAS alimenté par un onduleur multicellulaire à condensateurs. Ce travail a choisi comme application un onduleur à quatre niveaux, cependant, on peut le généraliser pour des niveaux supérieurs.

La topologie multicellulaire présente assez de degrés de liberté pour contrôler le couple et le flux, permettant ainsi un affaiblissement des ondulations de couple et une dynamique élevée d'une part, et d'imposer la fréquence de commutation et l'équilibre de tension des

condensateurs d'autre part. Les résultats de simulation et ceux expérimentaux, obtenus dans le cas d'un onduleur simple et de quatre niveaux, montrent bien l'efficacité de ce choix, pour l'amélioration de la commande de point de vue de la réduction des ondulations de couple et de flux et l'affaiblissement des harmoniques fréquentielles. Néanmoins, la fréquence d'échantillonnage augmente pour les *tests hardwares*, mais elle est moins de 2 à 3 fois celle de la DTC simple.

Dans le même sujet, les auteurs de [04JR2] ont étudié une DTC associée à un onduleur à 11 niveaux et ceux de [10JM] ont traité une association à base d'un onduleur à 5 niveaux. Leurs résultats (pour les onduleurs à 3, 5 et 11 niveaux) ont bien renforcé l'idée que l'augmentation des niveaux de l'onduleur minimise considérablement les ondulations des grandeurs à commander et l'utilisation d'un algorithme de fréquence imposée, fixe la fréquence de commutation ce qui est bénéfique dans ce cas.

Une nouvelle Commande Directe Découplée (CDD) est proposée par [02CE]. Elle repose sur la conception d'une matrice de découplage entre le réglage du flux et celui du couple. Deux méthodes sont alors à envisager : La première détermine le vecteur de tension statorique de telle sorte que le couple et le flux suivent leurs trajectoires respectives en un seul prélèvement. La seconde définit séparément le comportement dynamique des erreurs du couple et du flux en utilisant un régulateur PI. Ces méthodes prennent en compte la dynamique du moteur complet sans la nécessité d'une transformation de coordonnées et réduisent sensiblement les exigences de calcul par rapport à d'autres techniques de commande.

Les deux stratégies proposées ont été mises en œuvre expérimentalement et comparées à d'autres commandes. Les résultats obtenus montrent la supériorité de la PI-CDD proposée par rapport aux autres types de commande, en termes de temps d'exécution qui est réduit à un tiers.

D'autre part, un nouvel algorithme d'une DTC à onduleurs à trois niveaux et une fréquence de commutation limitée autour de 0,5 à 1 (kHz) a été présenté dans la référence [02KB] afin de réduire l'ondulation de couple. La démagnétisation de flux du stator qui se produit pendant l'opération à basse vitesse a été pleinement étudiée et résolue par une nouvelle méthode de sélection de tension en utilisant des vecteurs de tension, intermédiaires.

Par ailleurs, une nouvelle technique de réduction des ondulations de couple, basée sur le choix du vecteur tension, calculé au cours de l'intervalle d'échantillonnage de 200 (s) a permis de réduire l'ondulation de couple de plus ou moins 30%, par rapport à l'algorithme de la DTC conventionnelle. Cette réduction d'ondulation de couple a été établie en régimes permanent et transitoire pour toute la gamme de vitesse examinée.

De plus, le travail présenté dans l'article [03AS] illustre une étude de modélisation et de simulation, validée par l'expérimental, d'une DTC appliquée à un onduleur à trois niveaux de type NPC (cette topologie est utilisée aussi par plusieurs chercheurs [03MC, 05XT, 08EH, 09HC, 09JK, 09LH, 10HL et 10YZ], où un filtre LC est monté entre l'onduleur et le MAS).

De leur part, les références [08EH, 09HC et 10RZ] proposent l'association d'une SVM au système traité. Une implantation hardware, a été réalisée par [05XT] en utilisant le contrôleur DSP1103. Pour les autres études la réalisation n'est pas traitée et seulement des simulations softwares ont été présentées. Quelques tests ont pris en considération les deux régimes permanent et transitoire. Les résultats indiquent une bonne réponse dynamique et un très bon accord entre la simulation et les mesures effectuées.

Les deux auteurs de [03BH] étudient une DTC *tous-flux* comme variables d'état. Ils ont pris en compte le temps-mort des grandeurs à commander, à savoir le couple, et le régime de fonctionnement à basse vitesse. L'étude est basée fortement sur une synthèse purement mathématique, qui est testée et validée expérimentalement. Néanmoins, les résultats ne montrent pas d'une manière claire ces améliorations apportées au niveau des ondulations citées.

Dans le travail [03DC], on présente une nouvelle stratégie de commande sans capteur de vitesse basée sur la DTC mais a l'avantage d'une fréquence de commutation fixe et moins d'ondulations au niveau du couple et du flux. C'est ce qu'une SVM apporte comme le montrent les références [04JR1 et 06YW]. L'idée est de réaliser un système en boucle fermée si l'erreur entre les vecteurs de flux de référence rotorique et celui estimé, est utilisée comme signal de rétroaction. Là aussi les auteurs s'intéressent au temps-mort durant le fonctionnement et ils le compensent afin d'améliorer la robustesse de la commande.

Dans le même contexte, les auteurs de [03EM] décrivent une méthode basée sur une reconfiguration dynamique de la DTC simple et une SVM-DTC. Cette reconfiguration exige

une écriture (modélisation) des variables d'état dans un repère polaire. L'intervalle de fonctionnement est divisé en deux temps : En régime transitoire, la reconfiguration prend contrôle et pendant le temps permanent, la SVM-DTC est appliquée et préférée, pour diminuer considérablement les fluctuations de couple.

Quant au travail de [03RK], une nouvelle structure a été proposée pour estimer le flux du stator. Un terme correctif est ajouté pour compenser l'offset du courant. Deux approches théoriques sont vérifiées par des mesures et des expériences, et comparées avec la DTC simple. Les méthodes proposées permettent de fixer la fréquence de commutation et résoudre le problème de démarrage en transitoire. L'application de cette nouvelle structure d'estimation a abouti aussi à la réduction des pulsations du couple.

Les auteurs de [04AA] proposent une nouvelle technique adaptative floue, basée sur la mise en place d'un processus de modulation, qui fournit à l'onduleur les états actifs sélectionnés pendant un temps ( $T_{on}$ ), qui est d'une durée suffisante pour permettre au couple et au flux d'atteindre leurs valeurs de référence. Pour la commutation, un état nul est activé, ce qui se traduit par des changements minimes dans les valeurs de flux et de couple. Par conséquent, un cycle d'utilisation doit être déterminé pour chaque période d'échantillonnage et en faisant varier ce rapport cyclique entre ses valeurs extrêmes, il est possible d'appliquer n'importe quelle valeur de tension au moteur. La sélection de la valeur du cycle d'utilisation convenant le mieux pour chaque période de commutation, se fait au moyen d'un régulateur flou nommé (FLC). L'adaptation fait l'ajuster après une affectation arbitraire entre 0 et 1. On lui accorde alors, les valeurs appropriées au minimum de distorsion du couple. Ce travail est clôturé par de bons résultats.

Dans les systèmes ayant des incertitudes et dérives paramétriques, le *Filtre de Kalman (KF)* est très utilisé. Les auteurs de [04MB] proposent l'utilisation d'un *Filtre de Kalman Étendu (EKF)* afin d'identifier la valeur de la résistance rotorique et déterminer le couple de charge dans le cas d'une DTC sans capteur de vitesse. Plusieurs scénarios ont été étudiés, les résultats ont montré une bonne robustesse et une estimation performante.

Le travail réalisé dans [05SM] compare entre deux PI intelligents, l'un est à base de la logique floue (FL) et mis online, l'autre est à base d'un algorithme génétique (AG) et mis offline. Dans les conditions normales de fonctionnement, le PI-AG a donné de meilleures performances que le PI-FL, tandis que dans le cas de variation de la charge le PI-FL est

devenu dominant. Néanmoins, ces résultats doivent être validés par l'expérience. Cette étude est presque semblable à celle de [07MS] où une comparaison est faite entre un PI-AG et un FSM (Fuzzy Sliding Mode) utilisés les deux pour estimer la vitesse. Cette fois aussi, le PI-AG domine en régime de fonctionnement normal, tandis que le FSM présente une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes.

Dans les références [06BS et 12PC] une étude sur une table de sélection modifiée est faite. Il s'agit d'une table à 12 secteurs. Pour une DTC simple, la sélection des vecteurs de tension appliquée au MAS se fait à partir d'une table à 6 secteurs, ce qui permet de délivrer 8 vecteurs tension, dont 6 sont actifs et les deux restant sont nuls. Mais une table à 12 secteurs nous permet d'augmenter ce nombre à 14 vecteurs. L'examen des résultats obtenus par simulation, montre une amélioration légère pour ce qui concerne la réduction des fluctuations de couple.

Une DTC à base de SVM et un régulateur PI prédictif sont proposés dans [06GR]. Le PI à sa sortie assure les deux composantes de tension référentielle. Ses entrées sont les composantes des variables d'états (*courant et flux, statoriques*), le flux référentiel et l'angle de position corrigée (*son erreur est estimée par un PI dont l'entrée est l'erreur de couple*). Les résultats expérimentaux valident l'étude par simulation avec nuisance dans les allures obtenues causée par les offsets de mesures, les harmoniques du courant et la saturation magnétique qui n'est pas prise en considération.

D'autre part, la référence [06QW] propose une DTC hybride, basée sur l'utilisation d'une CMG, un PI et une SVM. Cette dernière est introduite dans le but de corriger le *chattering* de la CMG. Le PI est utilisé pendant le régime permanent du système d'entraînement, tandis que la CMG est utilisée pendant le transitoire. Un commutateur adaptatif sert à déterminer en exact les bornes de ces deux régimes. L'étude est intéressante et mérite la validation expérimentale.

Aussi faut-il mentionner le travail de [06WS] qui comprend une étude sur l'influence de la variation paramétrique (résistance rotorique et inertie) et de la perturbation externe sur la DTC. Les auteurs proposent alors, de les compenser par un régulateur adaptatif à base d'une MCS (Synthèse de Contrôle Minimal).

Comparé au régulateur MRAS, celui à MCS est simple à implanter et il s'adapte bien lors d'une dérive paramétrique. Ces résultats sont validés expérimentalement en utilisant un DSP-TMSC320C30 et un MAS de 0,47 kW.

L'étude présentée dans [07MS] effectue une comparaison entre un PI optimisé par les algorithmes génétiques (AG) et une DTC combinée avec la logique floue et le mode glissant (FSM). Elle conclut que le PI-AG est meilleur en fonctionnement normal du système, alors que dans le cas de variations paramétriques et la présence des perturbations c'est la FSM qui est en supériorité.

Les deux observateurs non-linéaires le MRAS et l'EKF, ont été utilisés et présentés dans [08MM] afin d'obtenir une bonne estimation lors des dérives paramétriques et pendant la variation de la charge. L'EKF contrairement au MRAS, nécessite la connaissance du couple de charge et a un temps de calcul plus long.

Dans le travail présenté dans [08SM], l'intelligence artificielle a été introduite via l'utilisation d'un PI optimisé par la logique floue et les AG, d'une régulation floue et d'une régulation hybride (Floue|Mode Glissant). Les auteurs ont conclu que l'utilisation de l'intelligence artificielle écarte la complexité de la modélisation mathématique.

Toutes les régulations intelligentes fonctionnent parfaitement dans les conditions normales et le régulateur (Flou|MG), présente une meilleure robustesse et une aptitude à rejeter les perturbations externes malgré le phénomène de *chattering* qui nécessite une correction.

D'autre part, les deux auteurs de [10AD] ont introduit un PI neuro-flou pour améliorer une DTC-SVM. Les variables choisies comme entrées floues sont les erreurs de couple et de flux et à la sortie, on trouve les deux composantes de la tension référentielle.

Les résultats sont obtenus par simulation et ont montré une bonne robustesse de la commande où toutes les grandeurs à contrôler suivent leurs références sans dépassement avec une réponse rapide et un bon rejet de perturbations.

La logique floue est encore utilisée dans [10WY] et l'onduleur NPC est utilisé aussi pour réduire les oscillations du couple ce qui est démontré par simulation.

En plus de la commande du couple et du flux statorique, obtenus par une DTC appliquée au MAS alimenté par un onduleur triphasé ordinaire, [10GR] proposent l'application d'un convertisseur matriciel qui peut permettre de maintenir le facteur de puissance à 0,9 et apporte une réduction remarquable aux oscillations de couple.

C'est la fin de cet aperçu, d'autres travaux plus récents (2011 et 2012), seront abordés ultérieurement pour bien renforcer la bibliographie de cette thèse.

### I.3 TRAVAUX PERSONNELS

Les travaux réalisés par l'auteur et ces associés dans le même sujet, ont débuté en 2003|2004, au début, c'était un sujet de magistère, achevé en novembre 2004. Ce dernier a formé une plate-forme d'un sujet de Doctorat, sur le même plan c'était bien une continuité d'une thèse unique.

Depuis ce temps-là, plusieurs travaux ont été publiés dans des conférences nationales et internationales et dans des revues scientifiques et des journaux internationaux.

Dans ce qui suit nous allons présenter en résumé ces travaux en relation étroite avec le sujet de la thèse.

Commençons par 2004, et dans [04BML], nous avons utilisé un estimateur à base de la logique floue de la résistance statorique et un sélecteur neuronal au lieu de la table de vérité simple. À cette époque cette idée a pris une bonne place parmi les travaux qui ont été réalisés. Peu de travaux qui ont introduit ces techniques pour l'estimation des paramètres du moteur ou de remplacer l'hexagone par les RN.

D'autre part, et dans [04BMB], nous avons proposé l'utilisation d'un onduleur NPC à trois niveaux, et pour résoudre le problème de l'élargissement de l'algorithme de calcul en utilisant ce NPC, nous avons proposé une structure adéquate à base des RN comme sélecteur de vecteurs tension.

Aussi, nous avons dans [09BM] appliqué une DTC dans un système de poursuite photovoltaïque, une idée qui a été récente à cette époque, pour améliorer le rendement globale d'un système à énergie solaire.

En 2012 et dans [12BM1 et 12BM2], nous avons pu implanter expérimentalement une DTC sur DSP1103. Trois tables de vérité ont été testées et une étude comparative entre ces trois stratégies a été présentée et discutées.

Une partie importante des algorithmes de la DTC, développées durant la réalisation de cette thèse, a été testée et validée pratiquement. Les travaux présentés ont été orientés vers une application industrielle économique, il s'agit de l'optimisation du système à énergie solaire abordé par [09BM] et qui présente un sujet d'actualité.

### I.3.1 Sommaire des travaux réalisés dans le cadre de cette thèse

#### A- PUBLICATIONS INTERNATIONALES

- [12BM1] **B. Mokhtari**, A. Ameer, M.F. Benkhoris, L. Mokrani and B. Azoui, "*Experimental DTC of an Induction Motor Applied to Optimize a Tracking System*", In Renewable Energy & Power Quality Journal, No.10, 2012.
- [12BM2] **B. Mokhtari**, A. Ameer, L. Mokrani, B. Azoui and M. F. Benkhoris, "*Comparative Experimental Study of Three Switching Tables of a DTC Applied to an Induction Motor for a Tracking System*", In Journal of Electric Engineering, Vol.12, No.3, pp.99-104, 2012.

#### B- PUBLICATIONS NATIONALES

- [04BML] **B. Mokhtari**, L. Mokrani, R. Abdessemad et M.L. Bendaâs, "*Estimateur Flou de la Résistance Statorique d'un Moteur à Induction Commandé par DTC Neuronale*", Dans la revue **DIRASSAT**, pp.78-83, Laghouat, Algérie, 2004.

#### C- COMMUNICATIONS INTERNATIONALES (à l'étranger)

- [09BM] **B. Mokhtari**, A. Ameer, L. Mokrani, B. Azoui et M.F. Benkhoris, "*DTC Applied to Optimize Solar Panel Efficiency*", In proceedings of The 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society **IECON'09**, pp. 118-1123, Portugal, 4-5 November, 2009.

#### D- COMMUNICATIONS INTERNATIONALES (en Algérie)

- [04BMB] **B. Mokhtari**, L. Mokrani, R. Abdessemad et M.L. Bendaâs, "*Minimisation des Fluctuations du Couple Électromagnétique d'un MAS Commandé par DTC Neuronale en utilisant un onduleur triphasé à 3 Niveaux*", **CEE'04**, pp.315-319, Batna, Algérie, 4-6 Octobre 2004.

### I.4 CONCLUSION

Le sujet de cette thèse est très riche en matière de documentation disponible, toujours en croissance. C'est un indice qui marque bien le point, en confirmant l'emplacement important de la commande par DTC parmi les commandes des machines électriques. Cette commande a connu, et connaîtra sans doute, d'autres améliorations. D'autres études vont lui apporter plus d'avantages, par rapport aux autres techniques concurrentes *dans un futur proche*.

## CHAPITRE II IMPLANTATION DE LA DTC

<b>II.1 INTRODUCTION</b>	32
<b>II.2 DTC DE BASE</b>	32
II.2.1 Comportement du flux statorique	33
II.2.2 Comportement du couple électromagnétique	34
II.2.3 Estimation du flux et du couple	35
II.2.4 Principe de la DTC de base	36
<b>II.3 ALIMENTATION DE L'ONDULEUR</b>	39
II.3.1 Redressement de la tension triphasée	40
II.3.2 Modélisation du filtre de tension redressée	40
<b>II.4 ONDULEUR À DEUX NIVEAUX</b>	41
<b>II.5 MODÉLISATION DU MAS</b>	44
II.5.1 Modélisation généralisée	44
II.5.2 Modèle dynamique de Park du MAS	47
<b>II.5.2.1 Principe de la transformation de Park</b>	47
<b>II.5.2.2 Équations des tensions du MAS dans le repère de Park</b>	49
<b>II.5.2.3 Référentiels utilisés</b>	50
<b>II.5.2.4 Expression du couple électromagnétique</b>	51
<b>II.6 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI ET RÉSULTATS</b>	51
II.6.1 Résultats d'une DTC à trois secteurs	53
II.6.2 Résultats d'une DTC simple sans boucle de vitesse	55
<b>II.6.2.1 Effets de la largeur de la bande d'hystérésis</b>	56
a, Bande d'hystérésis de flux	56
b, Bande d'hystérésis de couple	56
<b>II.6.2.2 Effets de la fréquence d'échantillonnage</b>	57
II.6.3 Résultats d'une DTC simple avec boucle de vitesse	58
II.6.4 DTC à tables de vérité modifiées	61
<b>II.6.4.1 Différentes stratégies de présentation de la table de sélection</b>	61
a, Table sans séquences nulles	61
b, Table à secteurs décalés de 30°	63
c, Table à douze secteurs	64
d, Table à deux zones	66
e, Table de vérité réduite	67
<b>II.6.4.2 Résultats des différents essais</b>	69
<b>II.7 CONCLUSION</b>	72

## II.1 INTRODUCTION

Le moteur asynchrone est un système électromécanique à structure géométrique simple qui cache des complexités variantes derrière. Parmi ces complexités, la non-linéarité de ces grandeurs électromagnétiques qui sont des grandeurs fortement liées entre elles et sensibles quelques fois aux différentes perturbations internes ou externes.

Sa commande s'appuie énormément sur des hypothèses simplificatrices qui minimisent en quelques sortes ces complexités. Lorsque ces phénomènes de perturbation sont négligés par l'étude, la synthèse se trouva éloignée du système réel, et donc les résultats obtenus seront erronés et ne reflètent pas la réalité physique.

Trouver un modèle mathématique adéquat à ce système *assez compliqué*, est une étape très délicate, mais malheureusement cette démarche est fortement nécessaire pour examiner les réactions statique et dynamique du système face aux forces appliquées.

Avant d'aborder l'implantation physique de la DTC, on va présenter dans ce qui suit une description de la commande par DTC d'un moteur triphasé à cage. Le banc d'essai réalisé pour l'implantation de cette commande sera présenté avec l'essentiel du détail. Ensuite une étude expérimentale sur la robustesse de la DTC sera examinée et commentée.

## II.2 DTC DE BASE

Le but principal d'appliquer une DTC, est de contrôler d'une manière précise le flux statorique et le couple électromagnétique. Cette technique est basée essentiellement sur la connaissance des courants  $I_s$  et des tensions  $V_s$ , statoriques, (et de la vitesse rotorique  $\omega_r$  si on veut sa régulation).

En régime permanent, le flux statorique peut être facilement estimé à partir de  $I_s$ ,  $V_s$  et de la vitesse statorique  $\omega_s$ . Les valeurs de flux et de couple sont alors calculées sans boucle de retour complexe, indépendamment des paramètres rotoriques.

Le fait que la *DTC* commande directement les interrupteurs sans passer par des régulateurs de courant comme le cas d'une FOC, améliore nettement ses performances et offre une caractéristique très bénéfique.

Pour connaître l'état électromagnétique du MAS afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprié du moteur. À partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant [00CC1 et 00AA] :

- le flux statorique ;
- le couple électromagnétique qu'il développe ;
- et la vitesse de rotation mécanique.

Celle-ci (la vitesse) n'est pas nécessaire si on veut imposer un couple de référence (cas sans boucle de vitesse), ce qui constitue un grand avantage pour ce type de commande. Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de consigne pour déterminer les instants de commande des interrupteurs.

### II.2.1 Comportement du flux statorique

On se place dans le repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator du MAS. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation complexe suivante :

$$\bar{V}_s = r_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad \text{donc} \quad \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.1})$$

Sur un intervalle périodique de contrôle  $[0 \ T_{ech}]$ , correspondant à une période d'échantillonnage  $T_{ech}$ , la commande des interrupteurs de l'onduleur est fixe. On suppose que la valeur de la résistance statorique reste constante et pour simplifier, on néglige la chute Ohmique statorique devant la tension statorique. Ainsi on peut écrire [96YA et 00CC1] :

$$\bar{\phi}_s \approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.2})$$

D'autre part, et pendant une période d'échantillonnage  $T_{ech}$ , la tension appliquée au moteur reste constante, d'où on peut écrire :

$$\bar{\phi}_s(k+1) \approx \bar{\phi}_s(k) + \bar{V}_s T_{ech} \quad \rightarrow \quad \Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_{ech} \quad (\text{II.3})$$

Sachant que :

- $\bar{\phi}_s(k)$  est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\bar{\phi}_s(k+1)$  est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta \bar{\phi}_s$  est la variation du vecteur de flux statorique  $(\bar{\phi}_s(k+1) - \bar{\phi}_s(k))$  ;
- $T_{ech}$  est la période d'échantillonnage.

Notons que  $\Delta\bar{\phi}_s$ , est proportionnel au module du vecteur de tension appliquée au stator. La figure II.1 montre l'évolution du vecteur flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$  entre deux instants successifs [04]P].

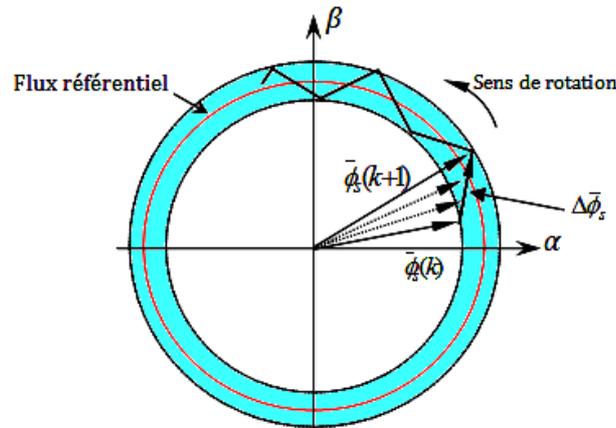


Figure II.1 : Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer une tension dont le vecteur lui y est colinéaire et est dans sa direction, et vice versa.

### II.2.2 Comportement du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique comme le montre la figure suivante :

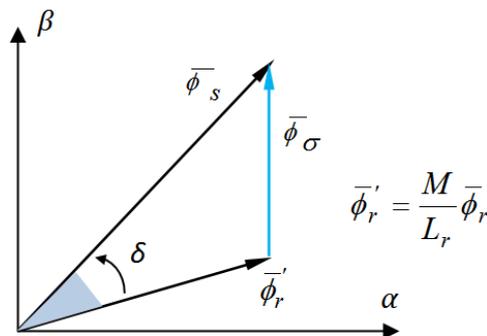


Figure II.2 : Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites

L'expression pour déterminer sa valeur est donnée par :

$$T_e = k(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r') = k|\bar{\phi}_s||\bar{\phi}_r'| \sin(\delta) \tag{II.4}$$

Avec :

- $\bar{\phi}_s$  est le vecteur flux statorique ;
- $\bar{\phi}_r'$  est le vecteur flux rotorique ramené au stator ;
- $\delta$  est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.
- $\bar{\phi}_r$  est le vecteur flux rotorique ;
- $\bar{\phi}_\sigma$  est le vecteur flux de fuites ;

Lorsque les deux flux statorique et rotorique sont maintenus constants, par limitation du flux statorique dans une bande d'hystérésis autour de sa consigne, le couple sera fonction de l'angle de déphasage entre ces deux flux.

Pour agir sur cet angle, on doit varier la position du vecteur flux statorique dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , en appliquant un vecteur tension approprié. Ainsi, pour augmenter au maximum la valeur du couple, il suffit d'appliquer une tension dont le vecteur est en quadrature avance par rapport au vecteur de flux statorique, et vice versa [96YA et 00CC1].

### II.2.3 Estimation du flux et du couple

On considère le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  lié au stator du MAS. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \dot{\phi}_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \dot{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

L'estimation des deux composantes du flux statorique se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage  $T_{ech}$ , peut être formulée de la façon suivante :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha}(k) = \hat{\phi}_{s\alpha}(k-1) + [v_{s\alpha}(k-1) - r_s i_{s\alpha}(k-1)]T_{ech} \\ \hat{\phi}_{s\beta}(k) = \hat{\phi}_{s\beta}(k-1) + [v_{s\beta}(k-1) - r_s i_{s\beta}(k-1)]T_{ech} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Le module de flux et sa phase sont obtenus à partir des équations du système suivant :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\phi}_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Ainsi, on peut directement déterminer la valeur du couple, une fois les deux composantes du flux sont obtenues. La formule suivante donne l'expression désirée :

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.9})$$

### II.2.4 Principe de la DTC de base

La DTC conventionnelle est basée sur l'algorithme suivant [00CC1 et 00AA] :

- Division du domaine temporel en périodes de durée  $T_{ech}$  réduites (de l'ordre de dizaines de  $\mu s$ ) ;
- Mesure des courants de ligne et de la tension par phase du MAS à chaque instant ;
- Reconstitution des composantes du flux statorique, en utilisant les équations II.7 ;
- Estimation du couple électromagnétique du MAS, à travers l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation II.9 ;
- Introduction de l'écart  $\Delta\phi_s$ , entre le flux de référence  $\phi_s^*$  et le flux estimé  $\hat{\phi}_s$  en module, dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir figure II.3), qui génère à sa sortie la valeur (+1) pour augmenter le flux et (0) pour le réduire (ceci ne prend pas en considération la largeur de la bande d'hystérésis) ;

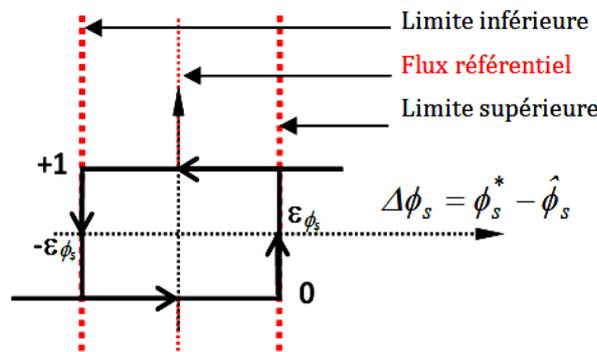


Figure II.3 : Comparateur à hystérésis de flux statorique

- Utiliser un comparateur à hystérésis à trois niveaux, pour normaliser l'erreur de couple, modélisé par le système II.10, tels que  $K_c$  représente l'état à la sortie de ce comparateur et  $\varepsilon_{T_e}$  est la limite de la bande d'hystérésis comme il est montré par la figure II.4 :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta T_e > \varepsilon_{T_e} & \rightarrow K_c = 1 \\ \text{si } \Delta T_e < -\varepsilon_{T_e} & \rightarrow K_c = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{T_e} \leq \Delta T_e \leq \varepsilon_{T_e} & \rightarrow K_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Ce comparateur génère la valeur (1) pour augmenter le couple, (-1) pour le réduire et (0) pour le maintenir constant dans une bande bien choisie. L'augmentation du nombre de niveaux du comparateur permet de réduire la fréquence de commutation moyenne de l'onduleur, car la dynamique de couple est généralement plus rapide que celle du flux [96YA et 00CC1].

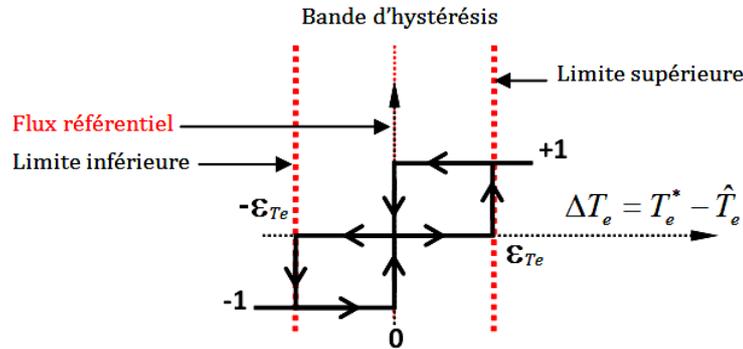


Figure II.4 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux du couple électromagnétique

- Choisir l'état des interrupteurs de l'onduleur, ce qui détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé II.1 ou bien le tableau détaillé II.2. Le vecteur  $V_k$  étant le vecteur de la tension dans le secteur actuel, tandis que les indices  $k-1$  et  $k+1$  indiquent les secteurs voisins (*avant et après le secteur k*). Ce choix est basé sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta T_e$ , et selon la position (angle) du vecteur flux ( $S_{i(i=1,2,...6)}$ ).

	Augmentation ↑	Diminution ↓
$\phi_s$	$V_{k-1}, V_k$ et $V_{k+1}$	$V_{k-2}, V_{k+2}$ et $V_{k+3}$
$T_e$	$V_{k+1}$ et $V_{k+2}$	$V_{k-1}$ et $V_{k-2}$

Tableau II.1 : Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC

En se basant sur le tableau généralisé ci-dessus, on peut établir le tableau classique II.2 à six secteurs, résumant la MLI vectorielle proposée par Takahashi et Noguchi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MAS [86IT].

$\Delta\phi_s$	$\Delta T_e$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	← Six secteurs Tension à appliquer
↑1	1↑	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	-1↓	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	
↓0	1↑	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	-1↓	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	
↑ Normalisation par 3 niveaux								
↑ Normalisation par 2 niveaux								

Tableau II.2 : Table classique de localisation des états de l'onduleur

Les tensions nulles  $V_0$  et  $V_7$ , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart  $\Delta T_e$ . Elles sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande :  $-\varepsilon_{T_e} \leq \Delta T_e \leq \varepsilon_{T_e}$  [00CC1].

La distribution des vecteurs de tension dans le plan vectoriel nous permet de le diviser en trois secteurs égaux de  $120^\circ$ . De ce fait, une table de vérité réduite (voir tableau II.3) peut être la base d'une DTC primaire dont les performances sont médiocres ce qui exige de doubler les secteurs obtenus.

$\Delta\phi_s$	$\Delta T_e$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	← Trois secteurs
$\uparrow 1$	$1 \uparrow$	$V_2$	$V_4$	$V_6$	Tension à appliquer
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	$-1 \downarrow$	$V_6$	$V_2$	$V_4$	
$\downarrow 0$	$1 \uparrow$	$V_3$	$V_5$	$V_1$	
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	$-1 \downarrow$	$V_5$	$V_1$	$V_3$	
↑ Normalisation par 3 niveaux					
↑ Normalisation par 2 niveaux					

Tableau II.3 : Table primaire de localisation des états de l'onduleur

Le nouveau partage du plan complexe sera composé de six secteurs angulaires (voir figure II.5). Pour chaque secteur, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta T_e$ , suivant la logique de comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'une tension statorique donnée [00CC1 et 00AA].

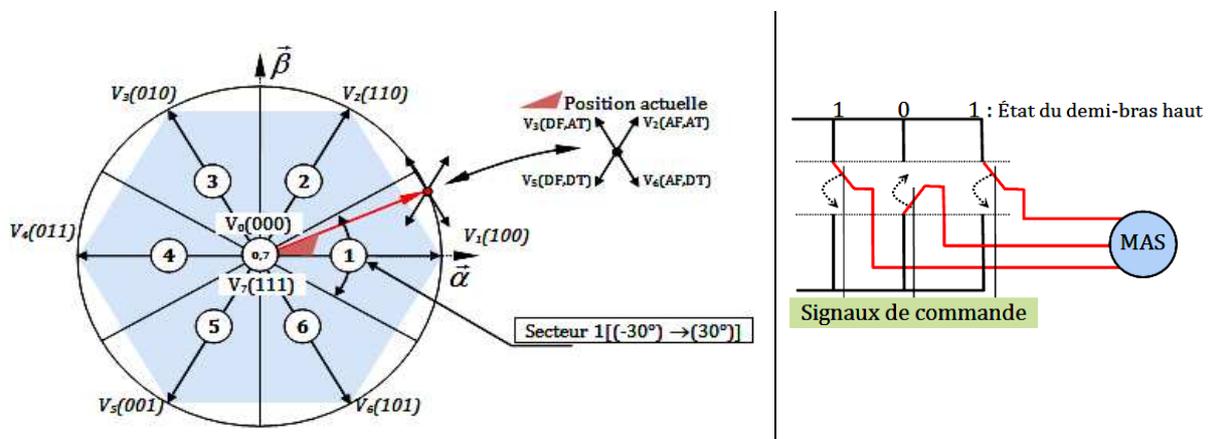


Figure II.5 : Partition du plan complexe en six secteurs angulaires  $S_i$

Sachant que :

1, le code  $V_6(101)$  par exemple, signifie :

- **1** : interrupteur supérieur du 1<sup>er</sup> bras fermé ;
- **0** : interrupteur supérieur du 2<sup>eme</sup> bras ouvert ;
- **1** : interrupteur supérieur du 3<sup>eme</sup> bras fermé.

$V_6$  est la tension résultante de cette configuration.

2, **A(D)F** : Augmenter (**D**iminuer) le **F**lux ;

**A(D)T** : Augmenter (**D**iminuer) le couple (**T**orque en Anglais).

Afin de réaliser la DTC, nous allons dans ce qui suit, présenter la modélisation des éléments constituant la chaîne de commande. Nous commençons tout d'abord par exprimer les relations entre tension et courant de l'alimentation électrique utilisée.

Les formules exposées ci-après seront écrites dans l'espace de *Park*, qui est nécessaire pour réduire la complexité du modèle.

Il s'agit de créer une image biphasée (*en utilisant la transformation de Park*) du système triphasé, dont les grandeurs sont fortement couplées.

### II.3 ALIMENTATION DE L'ONDULEUR

La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'amplitude de tension et fréquence, imposées et constantes. La figure II.6 illustre le schéma global du système complet à étudier.

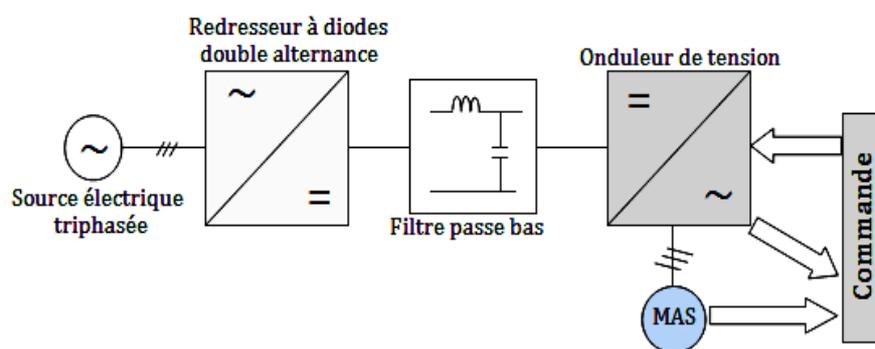


Figure II.6 : Schéma global de la chaîne de commande du MAS

Cette source d'alimentation est supposée parfaite, elle produit trois tensions  $V_a(t)$ ,  $V_b(t)$  et  $V_c(t)$ , identiques, alternatives de fréquence fixe et décalées entre elles de  $120^\circ$ .

Ces tensions sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ V_b(t) = V_m \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = V_m \sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

### II.3.1 Redressement de la Tension Triphasée

Le système de tension triphasé est utilisé pour générer une tension continue et alimenter l'onduleur. Ces trois tensions sont redressées tout d'abord par un convertisseur AC|DC tout diodes, supposé parfait (*les chutes de tensions aux bornes de ces éléments sont négligées et la réponse électrique est instantanée*). La tension redressée obtenue est filtrée ensuite par un filtre passe-bas constitué d'une inductance  $L$  et une capacité  $C$ .

Cet ensemble constitue le bloc d'alimentation qui fournit à l'onduleur l'alimentation continue  $E$ . Le schéma représentatif de ce bloc est donné par la figure suivante :

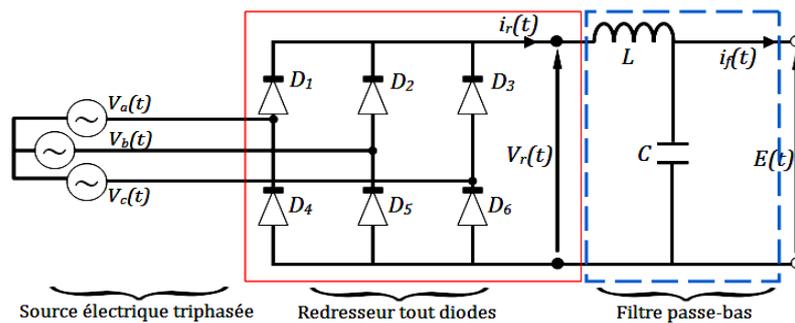


Figure II.7 : Bloc d'alimentation de l'onduleur de tension triphasé

Le redresseur comporte trois diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$ , à cathode commune assurant l'aller du courant  $i_r(t)$  et trois diodes à anode commune  $D_4$ ,  $D_5$  et  $D_6$ , assurant son retour. Si l'effet de l'empîement est négligé, on peut exprimer la valeur instantanée de la tension redressée par :

$$V_r(t) = \max(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) - \min(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) \quad (\text{II.12})$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

### II.3.2 Modélisation du filtre de tension redressée

L'utilisation du filtre ( $LC$ ) permet de réduire le taux d'ondulation de la tension redressée  $V_r(t)$ . Ce filtre est modélisé par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_r(t)}{dt} = \frac{1}{L}(V_r(t) - E(t)) \\ \frac{dE(t)}{dt} = \frac{1}{C}(i_r(t) - i_f(t)) \end{cases} \quad (II.13)$$

Les valeurs de  $L$  et  $C$  doivent être calculées judicieusement en plaçant la fréquence de coupure au-dessous de la fréquence de la première harmonique de  $V_r(t)$ . Sous cette condition on peut dimensionner les deux éléments du filtre.

### II.4 ONDULEUR À DEUX NIVEAUX

L'onduleur est un convertisseur statique de puissance constitué de composants à semi-conducteurs contrôlables, tels que les transistors ou les thyristors. Il est le cœur de l'organe de commande du MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance.

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras, avec deux interrupteurs pour chaque bras. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux, est illustré par la figure II.8, comme suit [03]B :

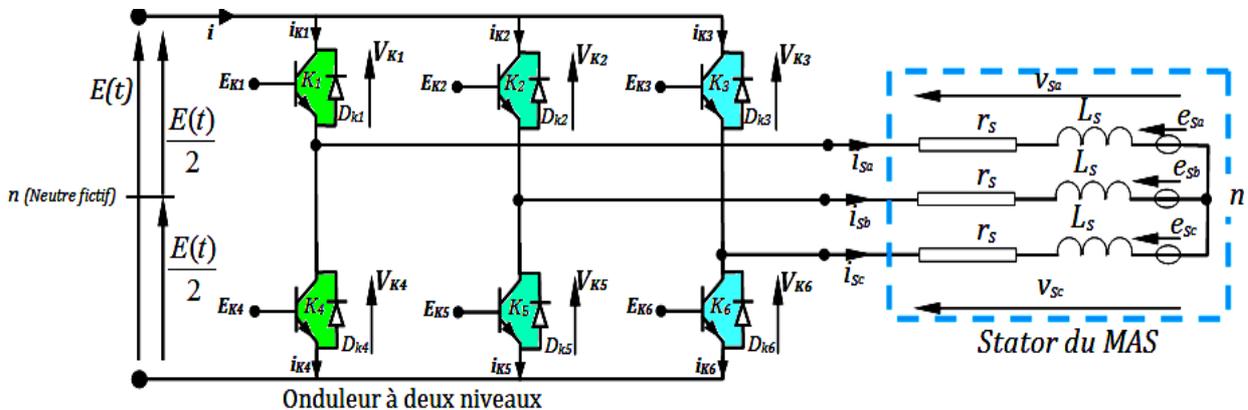


Figure II.8 : Alimentation d'un MAS par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Les diodes  $D_{ki(i=1,2,...,6)}$ , sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération. Les couples d'interrupteurs  $(K_1|K_4)$ ,  $(K_2|K_5)$  et  $(K_3|K_6)$ , doivent être commandés d'une façon complémentaire pour assurer la continuité des courants dans la charge et éviter le court-circuit de la source.

On peut montrer que les tensions simples s'écrivent en fonction des tensions composées  $u_{sab}$ ,  $u_{sbc}$  et  $u_{sca}$  sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{Sa} = \frac{1}{3}(u_{Sab} - u_{Sca}) \\ v_{Sb} = \frac{1}{3}(u_{Sbc} - u_{Sba}) \\ v_{Sc} = \frac{1}{3}(u_{Sca} - u_{Sbc}) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Ces interrupteurs sont commandés de plusieurs manières, dont la plus utilisée, est la Modulation de Largeur d'Impulsions (*MLI*), elle permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide de plusieurs créneaux rectangulaires dont les largeurs, convenablement choisies, ont pour but :

- de repousser la plage de fréquence des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage,
- de faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La *MLI* cherche à approximer des tensions sinusoïdales en faisant varier sinusoïdalement la valeur "moyenne instantanée" des tensions de sortie.

Pour cela, on forme chaque alternance, non plus d'un créneau, mais d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Plusieurs types de *MLI* se présentent pratiquement, dont on peut citer [00GG] :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en générale triangulaire ;
- Les modulations *précalculées* pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre, et donner une certaine onde fondamentale ;
- Les modulations *postcalculées* appelées encore *MLI régulières symétriques* ou *MLI vectorielles* dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On s'intéresse dans cette étude au troisième type de modulation dite, *MLI vectorielle*. Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'onde sinusoïdales [02AB, 02DC].

La *MLI* vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur, mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation  $T_m$ .

Elle consiste à approcher trois tensions instantanées par action sur les signaux de commande des interrupteurs, le mieux possible. L'objectif est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer par palier, c'est-à-dire sur chaque période de commutation, la forme de ces signaux sinusoïdaux.

L'état des interrupteurs, *supposés parfaits*, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commandes  $E_{k_1}$ ,  $E_{k_2}$  et  $E_{k_3}$  qui peuvent prendre la valeur 1 (*interrupteur du haut est fermé*) ou la valeur 0 (*interrupteur du haut est ouvert*), donc nous écrivons :

$$v_{Sn} = E_{ki}E - \frac{E}{2} \tag{II.15}$$

Cette relation exprime la tension simple de la charge par rapport au point neutre fictif. La tension délivrée par l'onduleur s'écrit alors :

$$V_S = \sqrt{\frac{2}{3}}E[E_{k_1} + E_{k_2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + E_{k_3}e^{j\frac{4\pi}{3}}] \tag{II.16}$$

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs d'un onduleur à deux niveaux, dont six sont des séquences actives. Ces dernières définissent six vecteurs de tension à la sortie de l'onduleur :  $V_{i(i=1,2,..6)}$ , les deux restants sont nuls  $V_0(E_{ki} : 000)$  et  $V_7(E_{ki} : 111)$ .

La table suivante récapitule les vecteurs de tension d'état de l'onduleur [00CC1] :

Vecteur délivré	Tensions simples de charge			Tension délivrée par l'onduleur
	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$V_S$
$V_0$ (000)	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0
$V_5$ (001)	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{4\pi}{3}}$
$V_3$ (010)	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{2\pi}{3}}$
$V_4$ (011)	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$
$V_1$ (100)	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
$V_6$ (101)	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{5\pi}{3}}$
$V_2$ (110)	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$
$V_7$ (111)	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0

Tableau II.4 : Vecteurs tension d'état de l'onduleur

Les six vecteurs actifs forment les axes d'un hexagone régulier et les deux vecteurs inactifs (nuls), coïncident avec l'origine. L'objectif de cette *MLI* est d'approximer la tension de commande par une combinaison des vecteurs de tension que peut délivrer l'onduleur. Le vecteur de sortie peut être représenté par une combinaison linéaire de deux des six vecteurs non nuls (voir figure II.5) [98BS, 00CC1, 02AB et 03JB].

## II.5 MODÉLISATION DU MAS

Dans ce qui suit, on va exposer le modèle classique et connu qui décrit le MAS sous formes condensées (matricielles). Pour cette mise en équation, on suppose que le bobinage est bien réparti pour donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

On suppose également que le circuit magnétique du MAS n'est pas saturé. Le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligés. Et puisque le neutre n'est pas relié la machine et son alimentation sont supposées symétriques, alors le régime homopolaire est absent [00CC1, 07RZ, 08RT et 11MT].

Ces hypothèses simplificatrices ont pour principales conséquences :

- Additivité des flux, constance des inductances propres ;
- Loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique en fonction de l'angle électrique.

### II.5.1 Modélisation généralisée

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. La figure II.9 rappelle le schéma élémentaire du MAS [03JB] :

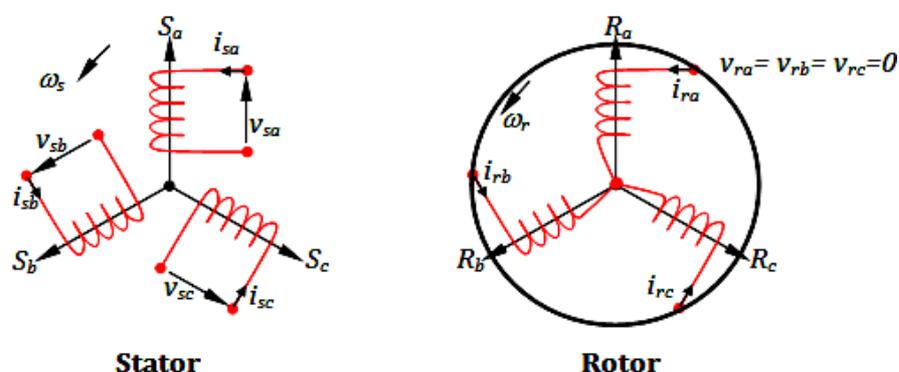


Figure II.9 : Structure électrique du MAS

Les trois phases statoriques sont alimentées par trois tensions alternatives triphasées de pulsation  $\omega_s$  et de même amplitude :

$$v_{sabc} = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^t \quad (\text{II.17})$$

Ces trois phases sont parcourues par trois courants alternatifs triphasés de pulsation  $\omega_s$  tels que :

$$i_{sabc} = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^t \quad (\text{II.18})$$

Les équations de tension peuvent être écrites sous forme matricielle comme suit [95]P, 00CC1] :

- Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

D'autre part, les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductance  $[L(\theta)]$ . Celle-ci comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique " $\theta$ ", position de la phase (a) du rotor par rapport à la phase (a) du stator (voir la figure suivante).

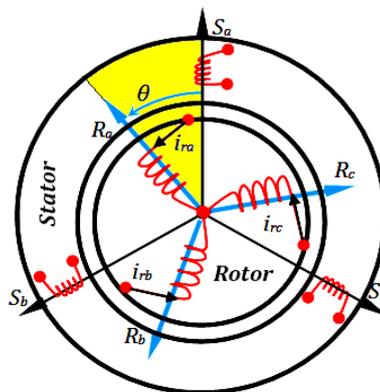


Figure II.10 : Schéma du MAS

Les flux statoriques engendrés sont exprimés par :

$$\phi_{sabc} = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^t \quad (\text{II.21})$$

et les flux rotoriques par :

$$\phi_{rabc} = [\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^t \quad (\text{II.22})$$

L'angle électrique s'exprime par :  $\theta = p\theta_r$  où  $p$  est le nombre de paires de pôles magnétiques de la machine et  $\theta_r$  est la position mécanique du rotor par rapport au stator.

Couramment, les flux statoriques et rotoriques sont donnés par la forme matricielle condensée suivante [00CC1, 00CC2 et 00GG] :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = L(\theta) \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Tels que :

$$[L_{s,r}] = \begin{bmatrix} l_{s,r} & M_{s,r} & M_{s,r} \\ M_{s,r} & l_{s,r} & M_{s,r} \\ M_{s,r} & M_{s,r} & l_{s,r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Où  $[L_s]$  et  $[L_r]$  sont les matrices des inductances propres et mutuelles statoriques et rotoriques respectivement, tandis que  $[M_{sr}]$  correspond à la matrice des inductances mutuelles *Stator-Rotor*, et  $M_{sr}$  étant la valeur maximale de ces inductances mutuelles.

Les flux s'expriment en fonction de deux courants statorique et rotorique ; ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor. Ce couplage est à la base des *non-linéarités* du MAS. Les stratégies de commande moderne (commande vectorielle, DTC, ... etc.), permettent de découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables indépendantes à commander [00CC2].

La dernière relation importante complétant le modèle du MAS, est l'équation fondamentale mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \Omega_r = T_e - T_r \quad (\text{II.26})$$

Tels que :

- $J$  ( $kg.m^2$ ) est le moment d'inertie total sur l'arbre du moteur ;
- $\Omega_r$  ( $rad/s$ ) est la vitesse angulaire mécanique du rotor ;
- $f$  ( $N.m.s/rad$ ) est le coefficient de frottement visqueux ;
- $T_e$  ( $N.m$ ) est le couple électromagnétique délivré par le moteur ;
- $T_r$  ( $N.m$ ) est le couple résistant (de charge).

### II.5.2 Modèle dynamique de Park du MAS

Dans le modèle dynamique électrique du moteur asynchrone, la matrice des inductances varie en fonction de la vitesse de rotation du moteur, donc en fonction du temps. Afin d'en réduire la complexité et obtenir un système d'équations à coefficients constants, on applique la transformation de *Park*. Ainsi, un changement de variables faisant intervenir le décalage angulaire entre l'axe des enroulements et les axes  $(d,q)$ , permet de considérer un système d'enroulements équivalents pour le stator et le rotor. Ce système est formé de deux bobinages statorique et rotorique d'axes  $(d,q)$  en quadrature tournant à une même vitesse angulaire arbitraire [95]P].

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de *Park* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère qui tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *Park* [03]B, 95]P et 00GG].

#### II.5.2.1 Principe de la transformation de Park

Dans un système triphasé quelconque de tensions, de courants ou de flux,  $[x_a \ x_b \ x_c]^t$ , on associe un système biphasé  $[x_d \ x_q]^t$  donnant le même champ tournant. Les deux systèmes sont liés par la matrice de *Park*  $[A]$  donnée ci-dessous [97RA] :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$\text{avec : } [A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Où :  $\psi$  est l'angle entre l'axe  $d$  du repère de *Park* et l'axe de la phase (a) du système triphasé.

Ce système n'étant pas réversible, il faut lui adjoindre une équation supplémentaire. Pour cela, on introduit  $x_o$  proportionnelle à la composante homopolaire des grandeurs triphasées, telle que :

$$x_o = \frac{1}{3}(x_a + x_b + x_c) \quad (\text{II.28})$$

D'où la matrice de *Park* s'écrit :

$$P(\psi) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Sa matrice inverse  $P^{-1}(\psi)$  s'écrit sous la forme :

$$P^{-1}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

D'autre part, la figure ci-dessous, représente les phases du *MAS* et leurs équivalents dans le plan de *Park* ( $d, q$ ) :

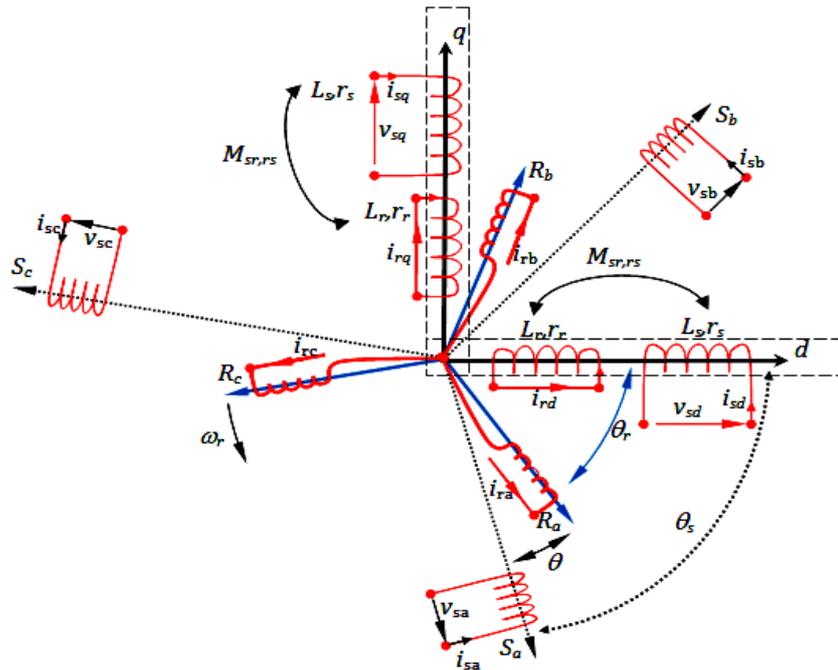


Figure II.11 : Représentation des phases du *MAS* dans les axes ( $d, q$ )

L'équation II.19 sous forme matricielle compacte peut être généralisée pour trois phases repérées par les indices  $a, b$  et  $c$ , que ce soient statoriques ou rotoriques [95]P :

$$[V_{abc}] = [r] [i_{abc}] + \left( \frac{d}{dt} \right) [\phi_{abc}] \quad (\text{II.31})$$

En appliquant la transformation de *Park* aux équations de tension, on obtient le système d'équations des tensions dans le repère de *Park*, qui constitue un modèle électrique dynamique pour l'enroulement équivalent [95]P et 00GG] :

$$\begin{cases} v_d = r i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \phi_q \\ v_q = r i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \frac{d\psi}{dt} \phi_d \\ v_o = r i_o + \frac{d\phi_o}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Dans le cas d'un système symétrique et une alimentation équilibrée (*la somme des composantes  $a, b, c$  est nulle*), la troisième équation, toujours vérifiée car identiquement nulle, devient inutile.

### II.5.2.2 Équations des tensions du MAS dans le repère de Park

Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de *Park* sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd} \\ v_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Sachant que les flux dans le repère de *Park*, sont exprimés en fonction des courants statoriques et rotoriques par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Rappelons que :

- $l_s$  est l'inductance propre d'une phase statorique ;
- $l_r$  est l'inductance propre d'une phase rotorique ;
- $M_s$  est un coefficient de mutuelle inductance entre deux phases statoriques ;
- $M_r$  est un coefficient de mutuelle inductance entre deux phases rotoriques ;
- $M_{sr/rs}$  est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique, obtenu lorsque les axes sont alignés ;
- $L_s = l_s - M_s$  est l'inductance cyclique statorique ;
- $L_r = l_r - M_r$  est l'inductance cyclique rotorique ;
- $M = (3/2)M_{sr}$  est l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

### II.5.2.3 Référentiels utilisés

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axe  $(d,q)$  qui dépendent des objectifs de l'application [95]P et 00GG :

- |                                       |  |
|---------------------------------------|--|
| • Axes solidaires au champ tournant   | $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r$ |
| • Axes tournant à la vitesse du rotor |  |
| • Axes liés au stator                 |  |

Pour agir sur les grandeurs réelles, il faut alors opérer un changement de référentiel c'est à dire la transformation inverse de *Park*. De même à partir des grandeurs saisies pour l'estimation ou la commande du système, il convient pour passer dans ce repère de *Park*, d'opérer les deux transformations de *Clarke* et de *Park* respectivement :  $abc \rightarrow \alpha\beta$  et  $\alpha\beta \rightarrow dq$ .

Cependant le repère lié au stator est utilisé pour l'estimation des flux dans les commandes directe. Et puisque l'objectif du présent travail, est d'implanter la DTC basée entre autres sur la connaissance de l'amplitude et la position du flux statorique, on présente le modèle complet de la machine dans le repère de *Park* lié au référentiel statorique  $(\alpha,\beta)$  et mis sous la forme d'état suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (II.35)$$

Tels que :

$$X = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad U = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (II.36)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

Avec :

- $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  le coefficient de dispersion de *Blondel* ;
- $T_s = \frac{L_s}{r_s}$  et  $T_r = \frac{L_r}{r_r}$  les constantes de temps statorique et rotorique respectivement ;
- $\omega_r = p\Omega_r$  la pulsation mécanique du rotor et  $p$  le nombre de paires de pôles du MAS.

#### II.5.2.4 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions [95]JP et [03]JB] dont on retient la suivante qui convient à la DTC et qui est exprimée en fonction des variables d'état utilisées précédemment :

$$T_e = \frac{3}{2} p ( \phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s} ) \quad (II.38)$$

## II.6 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI ET RÉSULTATS

La réalisation d'un banc d'essai est essentielle pour la validation du système étudié dans des conditions réelles. Les résultats de recherche obtenus par simulation sur la DTC, pourront être confrontés à la réalité du banc expérimental.

L'algorithme de l'implantation est réalisé sur la manipulation de la figure II.12, schématisée par la figure II.13. Des détails en plus concernant cette manipulation, seront donnés en annexe et en consultant [09CK].



Figure II.12 : Vue générale du banc d'essai monté de la DTC

Avec :

1-**MAS** (voir Annexe) ;

2-**LA CHARGE** (Génératrice Synchronique à Aimants Permanents) ;

3-**PC** : P3 (X86 Family 6, Model 8, stepping 6), 866 MHz, 256 MO (Ram), VGA: Matrox Millinium G450 Dual head (32 MO), OS: Windows 2000 pro;

4-**DSPACE**: ISA, DSP 1103 PPC Controlled Board;

5-**ONDULEUR** : à deux niveaux (max 100 kHz), à IGBT (1200V-50A) ;

6-**CAPTEURS** :

a: Vitesse: Universal DIGISINE, DH05 [BEI-IDEACOD] ;

b: Courant: AM30N 10-100A/1V, (Input: 100A peak max, DC. 100kHz|output:100-10mV/A, 1V peak max;

c: Tension: Différentiel DP1000 avec deux sorties 10-100.

Beaucoup d'essais ont été réalisés ce qui nous a permis de valider les algorithmes développés durant la réalisation de ce travail de recherche. Plus loin, seront illustrés les plus importants.

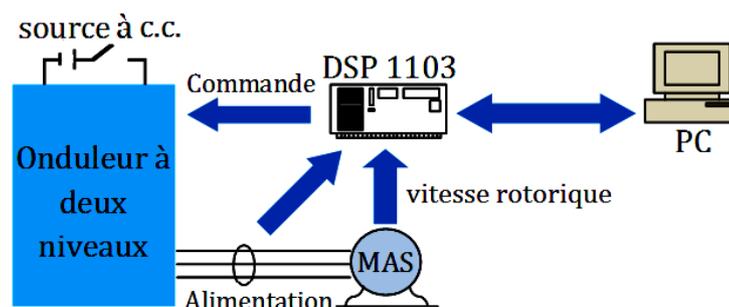


Figure II.13 : Schéma global du banc d'essai monté

### II.6.1 Résultats d'une DTC à trois secteurs

Avant de présenter les résultats d'une DTC conventionnelle, la présentation de ceux d'une DTC à trois secteurs mérite l'examen. Si on peut le dire, c'est la plus simple DTC, où le plan est partagé en trois zones, comme il est montré par la figure II.14.

Selon le tableau II.3, la position du vecteur flux dans cet espace ne permet pas d'appliquer les vecteurs appropriés de tension pour le faire augmenter ou diminuer, lorsqu'on est au voisinage des limites de ces trois secteurs.

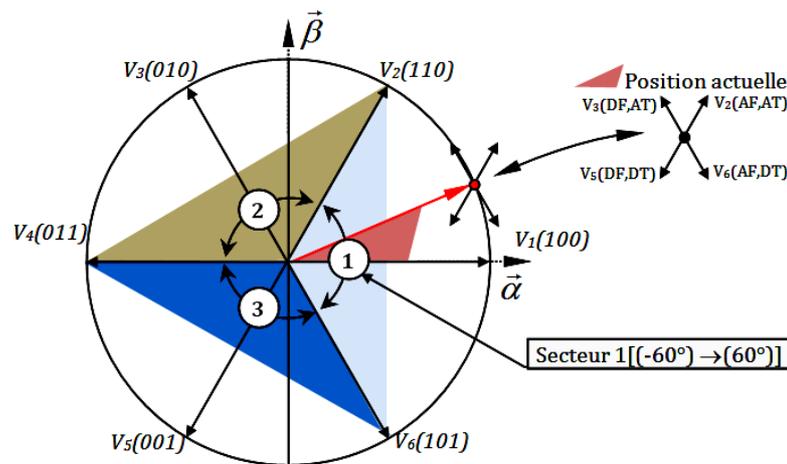


Figure II.14 : Division de l'espace en trois secteurs

Ceci se traduit par la déformation de l'allure du flux dans la figure II.15. Pour cette raison cette division en trois secteurs est remplacée par celle de six secteurs. Généralement, *plus le nombre de secteurs est grand plus de vecteurs de tension à appliquer sont disponibles*.

Dans un premier temps, le MAS démarre à vide pour atteindre une vitesse référentielle de 100 (rad/s). Entre les instants 0,3 (s) et 0,6 (s), il entraîne une charge de 29,5 (N.m). Ensuite, entre 0,6 (s) et 0,8 (s), on diminue cette charge à 18 (N.m), puis on le décharge complètement le reste du temps.

La figure II.16 montre que le couple suit convenablement sa référence avec des oscillations plus ou moins importantes, tandis que le flux subit de fortes oscillations autour de sa référence, dues comme déjà dit, au manque de vecteurs de tension qu'il faut appliquer au voisinage des limites des secteurs.

Les vecteurs de tension, appliqués alors, ne sont pas forcément appropriés. Dans la figure II.17, les trois secteurs ou le vecteur flux se déplace, sont bien visibles, la vitesse du

moteur dans la figure II.18, rejoint convenablement sa référence qui est fixée à 100 rad/s, cependant, il lui faut du temps pour atteindre sa référence lors d'une variation de la charge, mais tout de même ça converge lentement.

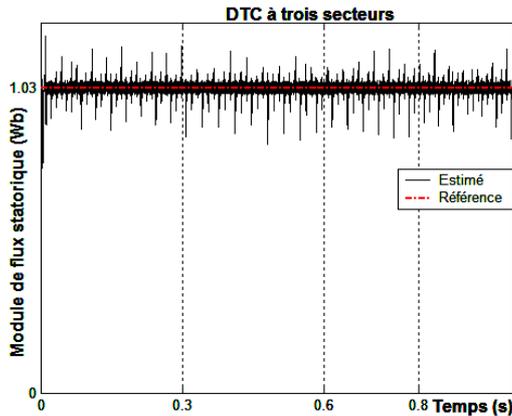


Figure II.15 : Module de flux statorique

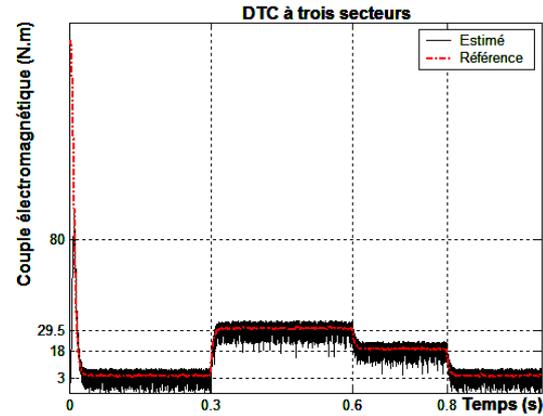


Figure II.16 : Couple électromagnétique

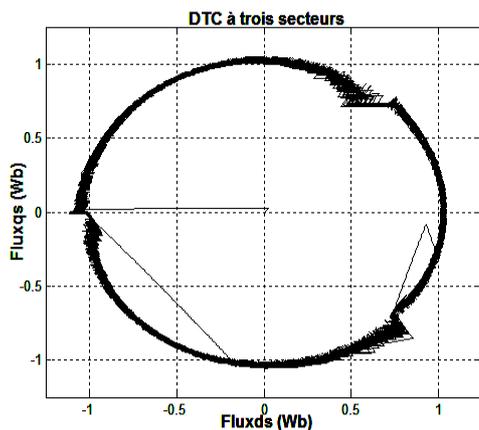


Figure II.17 : Trajectoire de flux statorique

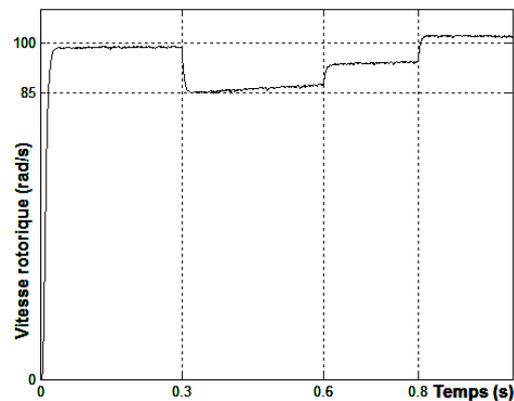


Figure II.18 : Vitesse rotorique

La manipulation précédente s'est déroulée dans les conditions suivantes :

Fréquence d'échantillonnage	<b>25 kHz</b>
Vitesse référentielle	<b>100 rad/s</b>
Flux de référence	<b>1,03 Wb</b>
Bandes d'hystérésis	$\varepsilon_{T_e}=1,9$ N.m et $\varepsilon_{\phi_s}=0,01$ Wb
Gains du PI de vitesse	$K_p=1,9$ ; $K_i=1,2$

Maintenant, pour examiner les performances de la commande par DTC, il est préférable de traiter deux cas essentiels : une DTC sans régulation de vitesse (sans boucle) et une DTC avec boucle de vitesse.

### II.6.2 Résultats d'une DTC simple sans boucle de vitesse

Dans un premier temps, nous allons présenter les résultats d'une DTC simple sans régulation de vitesse, la figure II.19 montre l'allure du couple du MAS qui suit sa référence adéquatement selon le scénario suivant : entre 0 et 0,3 (s) le couple référentiel est égal à 0 (N.m) (charge nulle) ; de 0,3 à 0,5 (s) nous appliquons une charge de 15 (N.m).

Entre 0,5 et 0,6 (s) nous inversons le couple de référence (cas d'un freinage par exemple), dans l'intervalle de temps de 0,6 à 0,8 (s) nous éliminons la charge (le système génère encore un couple oscillant moyennement, puis à partir de 0,8 (s) on annule la consigne de flux ce qui se traduit par la disparition des oscillations du couple. La figure II.20 représente le comportement du flux statorique pendant tout ce temps.

Nous pouvons constater l'invariance du flux ce qui reflète un bon découplage flux|couple. Durant cet essai, nous avons fixé la fréquence d'échantillonnage à 25 kHz et les bandes d'hystérésis comme suit :  $\varepsilon_{T_e}=2$  N.m et  $\varepsilon_{\phi_s}=0,001$  Wb.

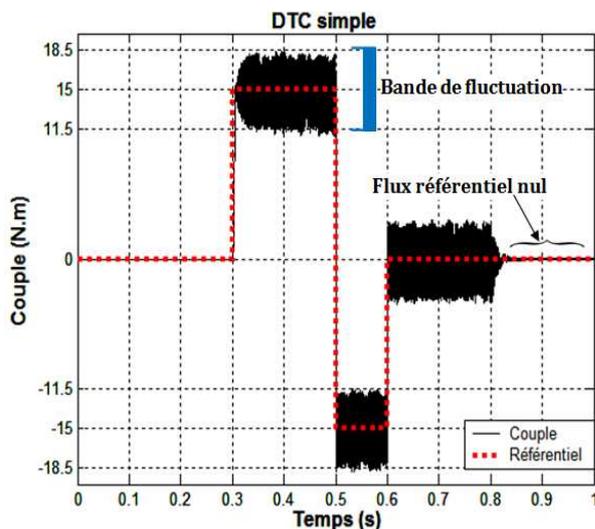


Figure II.19 : Couple électromagnétique

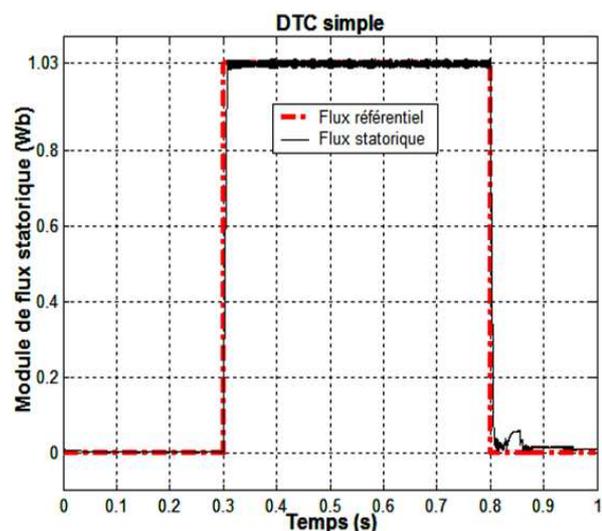


Figure II.20 : Module de flux statorique

Nous notons ici que ces résultats obtenus, sont confirmés expérimentalement par un scénario similaire [09BM].

### II.6.2.1 Effets de la largeur de la bande d'hystérésis

Dans ce qui suit, on va examiner l'importance du choix de la largeur de la bande d'hystérésis et voir son influence sur le comportement des deux grandeurs à contrôler à savoir le couple et le flux magnétique du stator [94DC, 99JK2 et 00SV].

#### a, Bande d'hystérésis de flux

Les résultats de la figure II.21 montrent l'importance du choix de la largeur de la bande d'hystérésis de flux. Nous fixons la largeur de la bande d'hystérésis du couple à 2 (N.m), tandis que celle de flux est fixée dans les intervalles de temps indiqués et les pourcentages sont calculés par rapport à la référence qui est de 1,03 Wb. La limite qu'on peut exploiter est de 0,1% en dessous de laquelle, on n'aura pas d'amélioration au niveau des oscillations du flux. Le couple illustré par la figure II.22, n'est pas fortement influé par cette variation et l'amélioration n'est pas clairement visible.

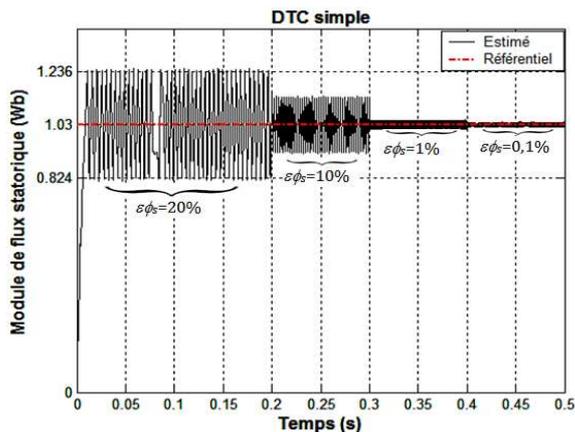


Figure II.21 : Module de flux statorique

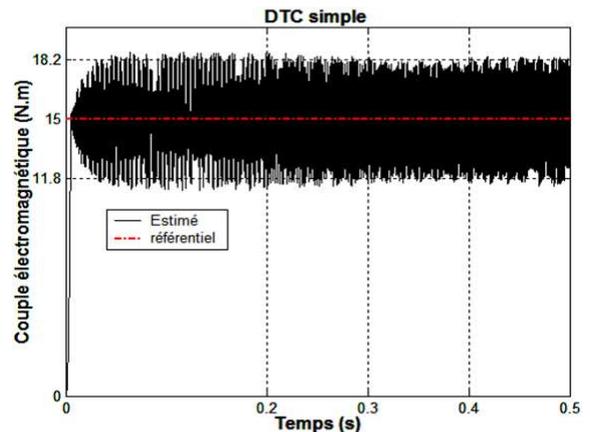


Figure II.22 : Couple électromagnétique

#### b, Bande d'hystérésis de couple

Cette fois-ci, nous fixons la largeur de la bande d'hystérésis du flux à 0,001 Wb et nous varions celle du couple. D'après les résultats figurant dans II.23-24, la variation de la largeur de la bande d'hystérésis du couple n'apporte pas un grand changement au niveau des oscillations de couple et de flux. Cependant une légère diminution de ces fluctuations est observée dans l'intervalle [0,3 0,4] (s) correspondant à une largeur de 1% de la valeur référentielle. Ceci peut être justifié par la réponse électromécanique qui est lente sans régulation de vitesse.

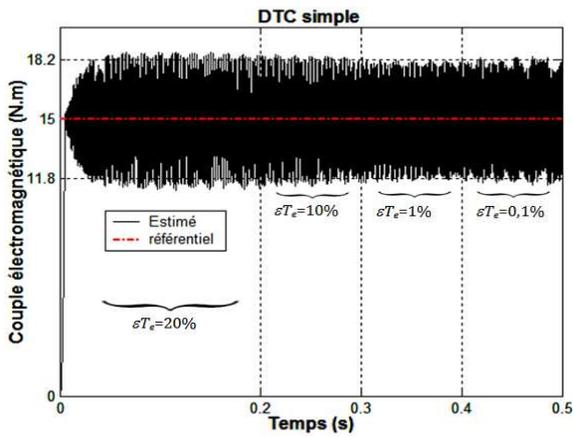


Figure II.23 : Couple électromagnétique

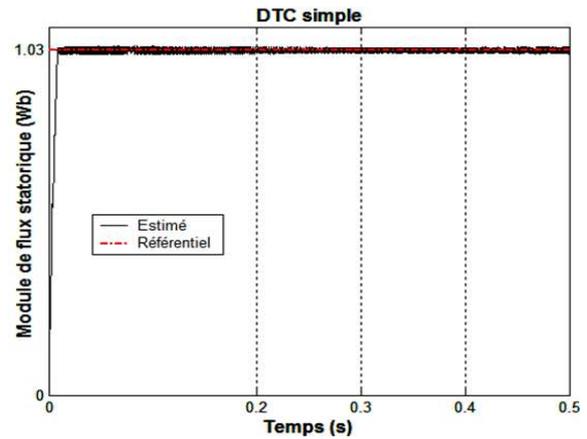


Figure II.24 : Module de flux statorique

### II.6.2.2 Effets de la fréquence d'échantillonnage

La fréquence d'échantillonnage joue un rôle prépondérant dans l'implantation de la commande. Un retard de l'obtention d'une information peut entraîner la dysfonction du système entraîné, et de même, un calcul plus rapide que le temps de réponse physique du système présente un temps gaspillé sans intérêt.

Pour étudier l'effet de cette fréquence, nous avons pris en considération les valeurs suivantes : l'intervalle de la fréquence d'échantillonnage est [10 100] kHz ; les largeurs d'hystérésis ( $\epsilon_{\phi_s}=0,001$  Wb et  $\epsilon_{T_e}=0,15$  N.m).

Les figures II.25 et II.26, montrent que l'augmentation de cette fréquence peut réduire les oscillations du flux et du couple, néanmoins ceci n'est pas toujours autorisé, car des contraintes, telle que la fréquence de commutation de l'onduleur qui est bornée, limitent la marge de cette variation, et nous n'avons qu'une plage bien déterminée exploitable.

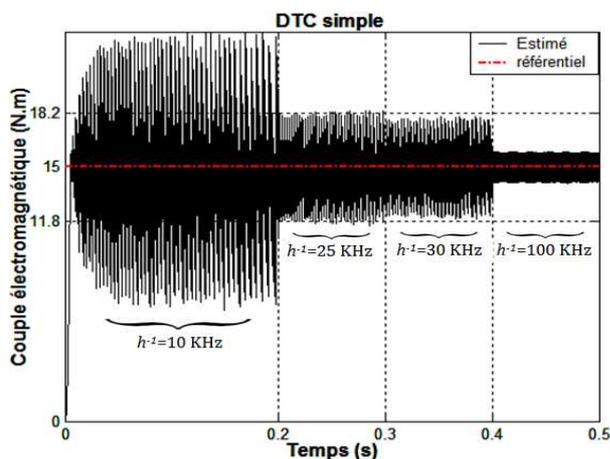


Figure II.25 : Couple électromagnétique

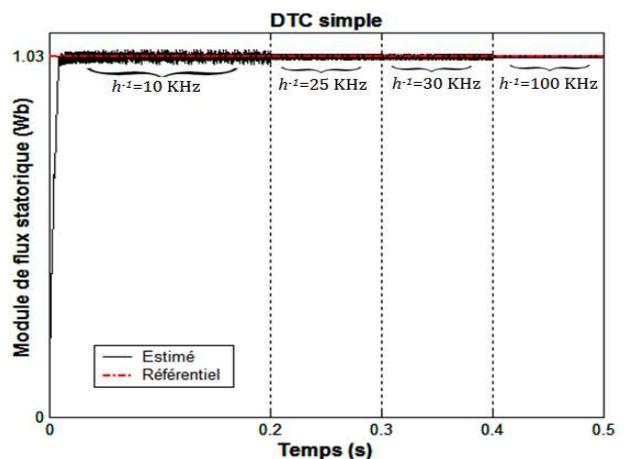


Figure II.26 : Module de flux statorique

### II.6.3 Résultats d'une DTC simple avec boucle de vitesse

La boucle de vitesse est largement utilisée dans l'industrie, afin de contrôler la vitesse du MAS tout en développant le couple désiré. Le fait d'introduire une régulation de vitesse accélère rapidement la vitesse du champ, ceci impose au flux de changer de secteur dans des temps plus courts par rapport au cas sans boucle de vitesse.

Cette rapidité réduit la bande de fluctuation. Tandis que, dans le cas sans régulation, le flux reste un temps plus lent dans la même zone (secteur) et des va-et-vient entre deux secteurs entraînent des dépassements de la bande d'hystérésis. Les deux figures II.27-28, illustrent les occupations des six secteurs par le vecteur de flux statorique dans les deux cas, sans et avec une boucle de réglage de vitesse, en gardant les mêmes valeurs précédentes des conditions d'essai et une fréquence d'échantillonnage de 25 kHz.

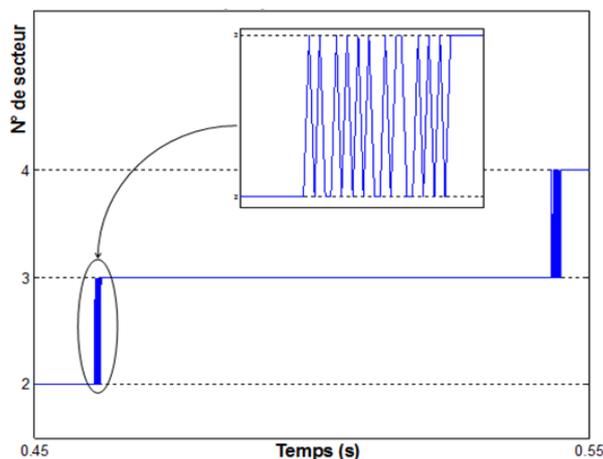


Figure II.27 : Secteurs occupés en absence d'un PI de vitesse

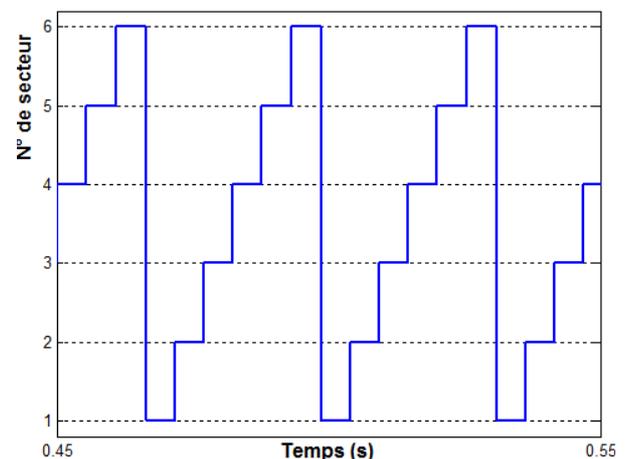


Figure II.28 : Secteurs occupés en présence d'un PI de vitesse

Étudions dans ce cas aussi, l'influence de la fréquence d'échantillonnage. Sur le banc d'essai, nous avons testé une DTC pour trois fréquences différentes : 10, 25 et 30 kHz, au-delà de cette fréquence le matériel n'a pas pu supporter l'augmentation en fréquence vue les limites de la partie hardware (caractéristiques sont données précédemment) ce qui a abouti à une impossibilité de démarrage du MAS.

La réduction des fluctuations du couple a respectivement atteint environ 12.5% et 25% par rapport à la crête du cas de 10 kHz, tandis que pour le flux nous avons noté une atténuation d'environ 63,46% et 70,68% par rapport à la crête du flux à fréquence d'échantillonnage de 10 kHz, (voir les figures II.29-30).

L'allure de la vitesse dans la figure II.31, marque aussi un affaiblissement des oscillations en augmentant la fréquence d'échantillonnage. Mais cette amélioration au niveau des oscillations est accompagnée par des augmentations indésirables du temps de calcul et de la température des interrupteurs de l'onduleur, deux facteurs très importants qui nécessitent la prise en considération en pratique.

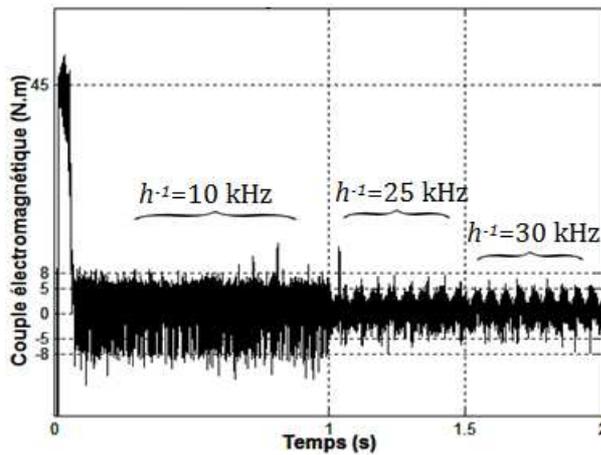


Figure II.29 : Couple expérimental

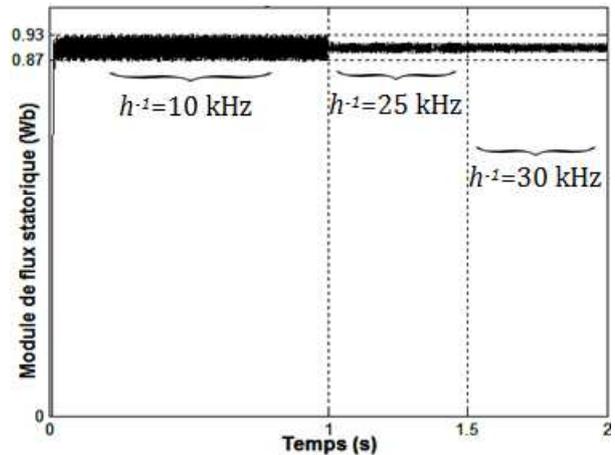


Figure II.30 : Module de flux expérimental

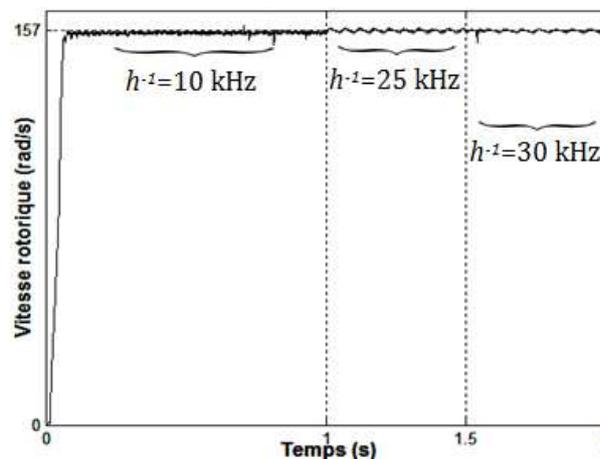


Figure II.31 : Vitesse rotorique

D'après la figure II.32, le couple à vide développé suit convenablement sa référence. De plus, d'après les figures II.33-34, le flux du stator et la vitesse sont bien réglés.

Parmi les causes qui rendent les ondulations du couple grandes dans la figure II.33, nous citons : la valeur de la vitesse référentielle qui vaut 100 rad/s et qui est réduite d'environ un tiers par rapport à la vitesse nominale et les bruits de mesure captés durant l'essai. Ceux-ci peuvent influencer la douceur des grandeurs contrôlées.

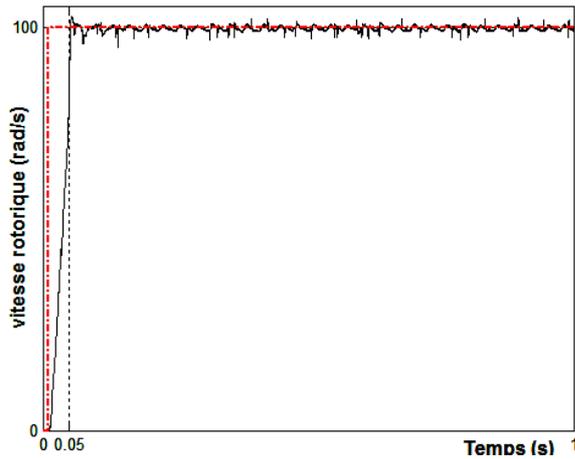


Figure II.32 : Vitesse rotorique expérimentale

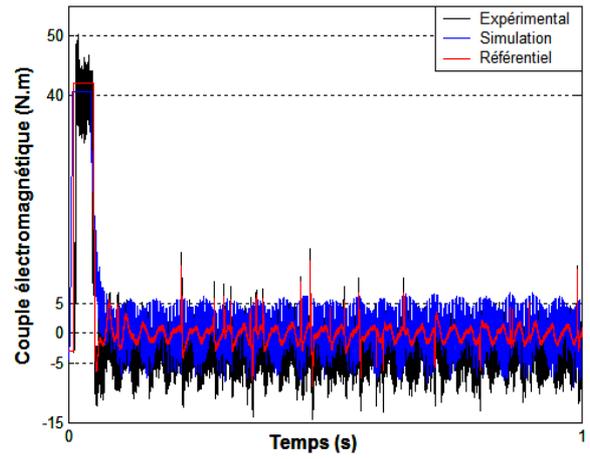


Figure II.33 : Couples expérimental et de simulation

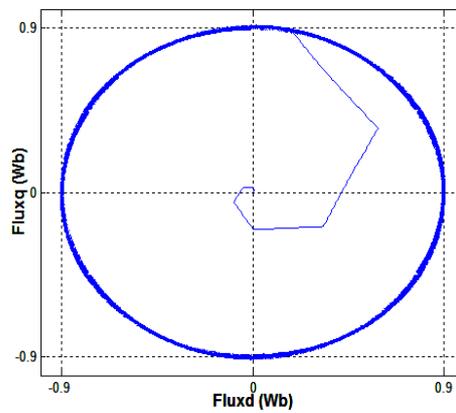


Figure II.34 : Trajectoire de flux expérimental

Par contre le couple est moins oscillant en appliquant une référence de vitesse de 157 rd/s, car pour les vitesses autour de la vitesse nominale le couple et le flux subissent moins de fluctuations. En effet, la chute ohmique statorique dans ce cas, est négligeable et l'inertie du MAS joue le rôle d'un filtre mécanique qui domine ces fluctuations. Les figures II.35-37 illustrent ces résultats où les oscillations sont réduites par rapport au cas précédent.

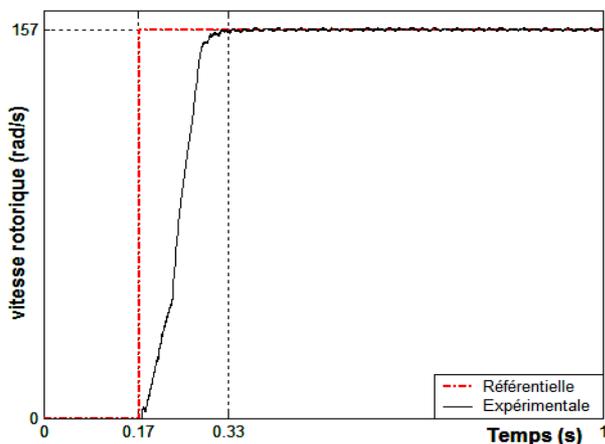


Figure II.35 : Vitesse rotorique expérimentale

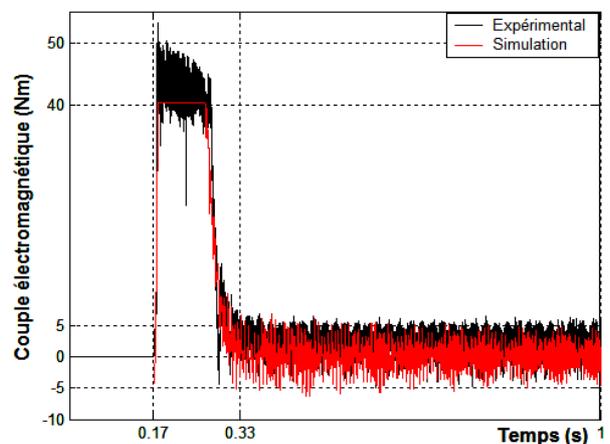


Figure II.36 : Couples expérimental et de simulation

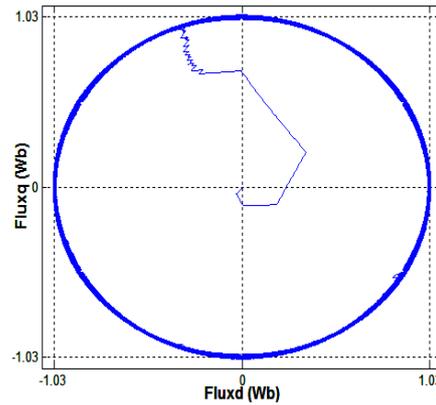


Figure II.37 : Trajectoire de flux expérimental

### II.6.4 DTC à tables de vérité modifiées

Les oscillations rencontrées au niveau de couple et de flux, sont l'un des points noirs de la commande par DTC. Pour les réduire, plusieurs méthodes ont été proposées, et celles qui n'exigent pas de modifications au niveau du matériel, peuvent nous aboutir à un intérêt technico-économique.

Pour cela, des tables de vérité modifiées basées sur la DTC simple initialement proposée par [86IT], ont été développées afin de réduire ces oscillations. Dans ce qui suit, les tables modifiées les plus populaires vont être présentées, expliquées et implantées expérimentalement.

#### II.6.4.1 Différentes tables de sélection

Afin d'exploiter au mieux toutes les séquences possibles de fonctionnement de l'onduleur, la table de sélection classique de la DTC est modifiée selon plusieurs formes, donnant ainsi la possibilité d'appliquer un grand nombre de vecteurs de tension. Dans ce qui suit, nous présenterons quelques stratégies de choix de la table de vérité de la DTC [00CC1, 00AA et 01NR].

##### a, Table sans séquences nulles

Ce choix consiste à n'utiliser que les séquences actives. Les séquences qui correspondent à  $\Delta T_e$  nulle sont ignorées. La table suivante illustre cette modification.

$\Delta\phi_s$	$\downarrow 0$		$\uparrow 1$	
$\Delta T_e$	$\downarrow 0$	$\uparrow 1$	$\downarrow 0$	$\uparrow 1$
$S_1$	001	010	101	110
$S_2$	101	011	100	010
$S_3$	100	001	110	011
$S_4$	110	101	010	001
$S_5$	010	100	011	101
$S_6$	011	110	001	100

Tableau II.5 : Table de vérité sans séquences nulles

Les erreurs  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta T_e$  sont codées par (1) si elles sont positives ce qui conduit à une augmentation du (flux/couple) et codées par (0) si elles sont négatives, ce qui implique une diminution du (flux/couple).

Tandis que l'utilisation des séquences nulles des tensions permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur en particulier en basse vitesse de rotation [00CC1].

Les figures II.38-39 présentent les allures de couple électromagnétique et de flux statorique, résultats d'une DTC sans application des séquences nulles. En réalité, pour que les tensions nulles soient exploitables, il faut ajuster plusieurs paramètres tels que la fréquence d'échantillonnage, le bon choix des largeurs d'hystérésis ... etc. pour maintenir le couple dans une bande très étroite et pour qu'il puisse rejoindre sa référence à largeur de la bande près.

Dans le cas général d'une DTC simple (non précise) ces séquences nulles ne sont jamais exploitées, c'est pourquoi la table couramment utilisée est celle de séquences non nulles.

Les oscillations de cette table de vérité sont plus grandes par rapport à une table à séquences nulles.

En appliquant les tensions nulles, on peut profiter d'environ 33% de réduction d'oscillation de couple et d'environ 26% pour le flux. L'interprétation est évidente car si le couple oscille autour de sa consigne alors que les vecteurs de tension, nuls, qui le maintiennent dans la bande d'hystérésis ne sont pas appliqués, nous aurons de larges oscillations.

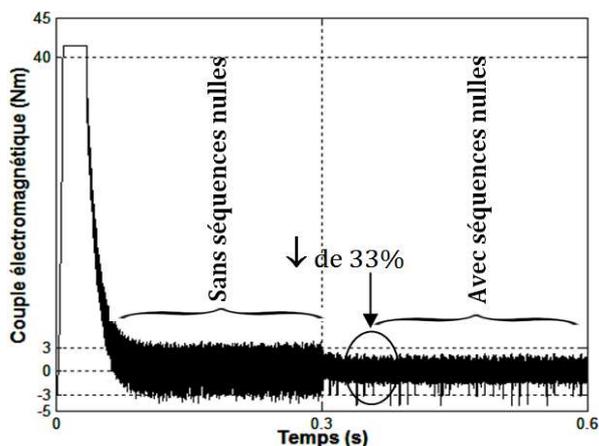


Figure II.38 : Couple électromagnétique

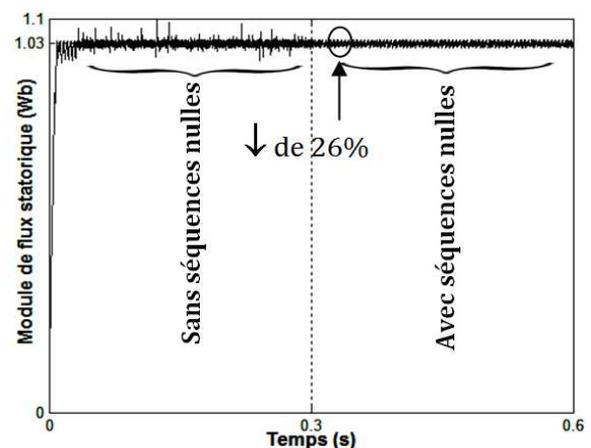


Figure II.39 : Module de flux statorique

**b, Table à secteurs décalés de 30°**

Dans cette approche [00AA], les zones sont décalées de 30°. La première zone située entre (-30°) et (30°) est décalée de 30°, elle commence de 0° et se termine à 60° (voir figure II.40).

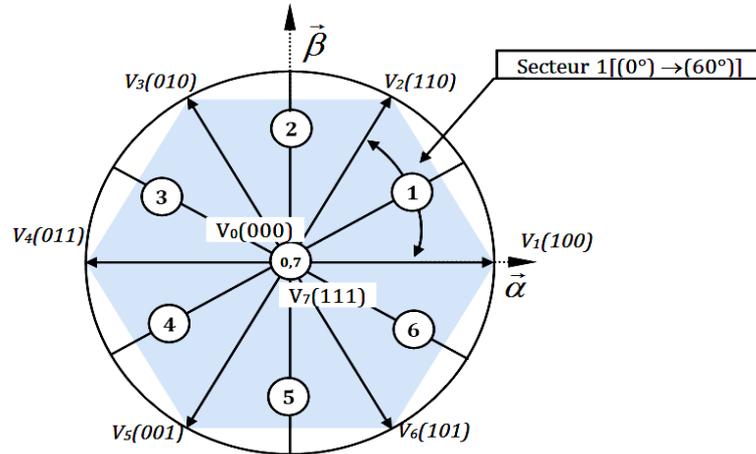


Figure II.40 : Partition du plan complexe en six secteurs angulaires  $S_{i=1...6}$  décalés de 30°

La table de vérité de la DTC modifiée résumant les états des interrupteurs d'un onduleur de tension à 2 niveaux est donnée par le tableau II.6.

$\Delta\phi_s$	1↑			0↓		
$\Delta T_e$	1↑	0	-1↓	1↑	0	-1↓
$S_1$	110	000	100	011	000	001
$S_2$	010	000	110	001	000	001
$S_3$	011	000	010	101	0 0	101
$S_4$	001	0 0	011	100	000	100
$S_5$	101	000	001	110	000	110
$S_6$	100	000	101	010	000	010

Tableau II.6 : Table de vérité de la DTC à secteurs décalés de 30°

Une comparaison entre cette méthode et la méthode classique est résumée pour une position du vecteur flux dans le premier secteur dans le tableau II.7.

	DTC classique	DTC à secteurs décalés
$V_1$	-30° → 30°   <b>couple indéterminé</b>	-60° → 0°   DT, AF
$V_2$	30° → 90°   AT, AF	0° → 60°   AT, AF
$V_3$	90° → 150°   AT, DF	60° → 120°   <b>flux indéterminé</b>
$V_4$	150° → 210°   <b>couple indéterminé</b>	120° → 180°   AT, DF
$V_5$	210° → 270°   DT, DF	180° → 240°   DT, DF
$V_6$	270° → 330°   DT, AF	240° → 300°   <b>flux indéterminé</b>

Tableau II.7 : Comparaison entre la DTC simple et celle à secteurs décalés de 30°

Notons que pour la DTC classique, les tensions  $V_1$  et  $V_4$  ne sont pas utilisées pour une position de flux dans le premier secteur, puisque la variation du couple est indéterminée et dépend de la position exacte du flux dans le même secteur.

Alors que pour la DTC à secteurs décalés de  $30^\circ$ , ce sont les tensions  $V_3$  et  $V_6$  qui ne sont pas utilisées, car dans ce cas l'ambiguïté est dans la variation du flux.

**c, Table à douze secteurs**

Les stratégies précédentes ont deux vecteurs de tension non utilisables pour chaque secteur où se positionne le vecteur flux. On peut prévoir qu'une utilisation de tous les vecteurs de tension peut améliorer les ondulations du couple et du flux [00CC1 et 00AA].

L'augmentation du nombre de secteurs fait maximiser l'exploitation des vecteurs de tension. Pour cette fin, on peut utiliser une table à douze secteurs au lieu de six. Néanmoins des procédures de calcul seront ajoutées. La figure II.41 illustre cette partition en 12 secteurs.

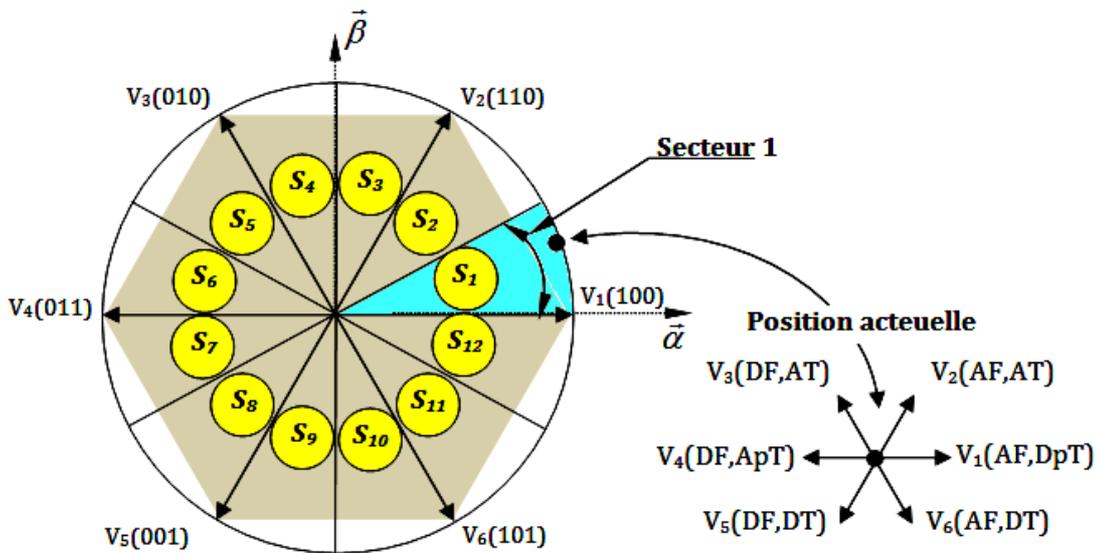


Figure II.41 : Partition du plan  $(\alpha, \beta)$  en douze secteurs angulaires  $S_{i=1...12}$

Tel que : **A(D)pT** : Augmenter (**D**iminuer) **p**eu le couple.

L'application des séquences dans les deux secteurs (1) et (12) (à titre d'exemple), est récapitulée dans le tableau suivant :

		$S_1$	$S_{12}$
<b>Flux</b>	↑	$V_1, V_2$ et $V_6$	$V_1, V_2$ et $V_6$
	↓	$V_3, V_4$ et $V_5$	$V_3, V_4$ et $V_5$
<b>Couple</b>	↑	$V_2, V_3$ et $V_4$	$V_1, V_2$ et $V_3$
	↓	$V_5, V_6$ et $V_1$	$V_4, V_5$ et $V_6$

Tableau II.8 : Table de sélection des vecteurs de tension dans les deux secteurs (1) et (12)  
 Dans ce cas, nous utilisons un comparateur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et un comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le flux.

Notons que pour une position donnée du vecteur flux dans le premier secteur, la tension  $V_1$  est appliquée pour diminuer un peu le couple et augmenter le flux, alors que la tension  $V_4$  sert à augmenter un peu le couple et diminuer le flux. Cette procédure sera inversée si le vecteur flux se trouve dans le sixième secteur, en effet l'application de  $V_1$  diminue un peu le couple et l'application de  $V_4$  sert à une petite augmentation de couple (voir figure II.42) [06BS et 12PC].

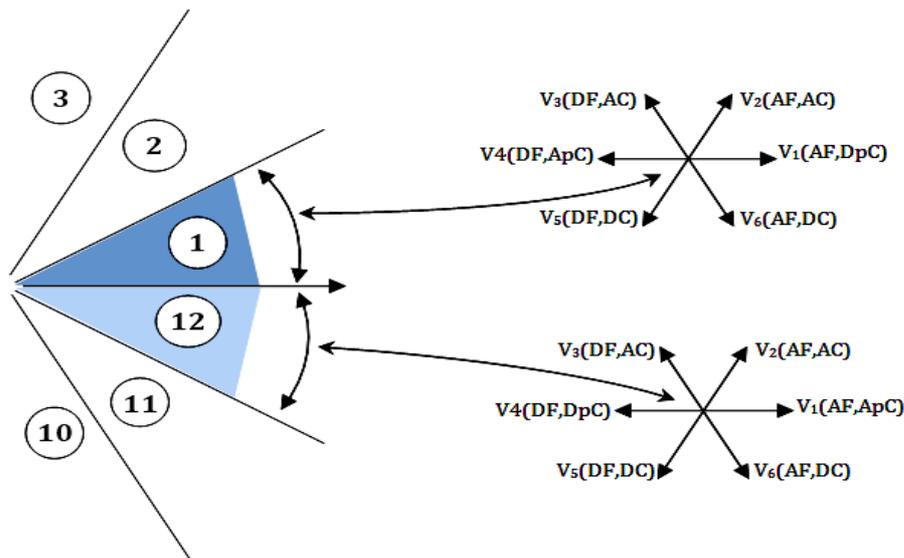


Figure II.42 : Configurations possibles dans les deux secteurs (1) et (12)

D'autre part, le tableau II.9 présente les séquences appliquées dans le cas d'une table de sélection de douze secteurs. Les codes (2) et (-2) utilisés pour l'erreur du couple indiquent une grande valeur absolue de l'erreur, pour laquelle, il est utile d'appliquer la tension qui correspond à une grande augmentation où une grande diminution du couple respectivement. Tandis que les codes (-1) et (1), correspondent à une légère augmentation et une légère diminution du couple respectivement.

$\Delta\phi_s$	$\Delta T_e$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$	$S_9$	$S_{10}$	$S_{11}$	$S_{12}$
<b>1</b>	<b>2</b>	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100	100	110
	<b>1</b>	*110	110	*010	010	*011	011	*001	001	*101	101	*100	100
	<b>-1</b>	100	*100	110	*110	010	*010	011	*011	001	*001	101	*101
	<b>-2</b>	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
<b>0</b>	<b>2</b>	010	011	011	001	001	101	101	100	100	110	110	010
	<b>1</b>	011	*011	001	*001	101	*101	100	*100	110	*110	010	*010
	<b>-1</b>	000	001	000	101	000	100	000	110	000	010	000	011
	<b>-2</b>	001	101	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001

Tableau II.9 : Table de vérité de la DTC, en utilisant douze secteurs

Les codes marqués par (\*) correspondent aux tensions qui ne produisent pas les petites variations voulues et leurs applications sont facultatives [00AA].

#### d, Table à deux zones

La dérivée temporelle du couple électromagnétique, nous conduit (en négligeant le flux de fuites par rapport au flux du stator), à l'expression suivante [00CC1] :

$$\frac{dT_e}{dt} \approx \frac{p}{\sigma L_s} (\langle \bar{\phi}_s, -j\bar{V}_s \rangle) - \frac{R'_s}{p} T_e - \omega \phi_s^2 \quad (\text{II.39})$$

Avec :

- $\langle x, y \rangle$  est le produit scalaire de  $x$  par  $y$  ;
- $R'_s = R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r$ .

Pour des tensions nulles, il ne reste que le deuxième et le troisième, termes de l'expression précédente, soit :

$$\left. \frac{dT_e}{dt} \right|_{V_{s\alpha}=V_{s\beta}=0} \approx -\frac{R'_s}{\sigma L_s} T_e - \frac{p}{\sigma L_s} \omega \phi_s^2 \quad (\text{II.40})$$

Cette dérivée est une fonction du couple et de la vitesse. Divisons le plan (*couple*|*vitesse*) en deux zones A et B, selon que la dérivée du couple est positive ou négative.

La figure II.43 montre les deux zones A et B, correspondant à une dérivée du couple positive et négative respectivement.

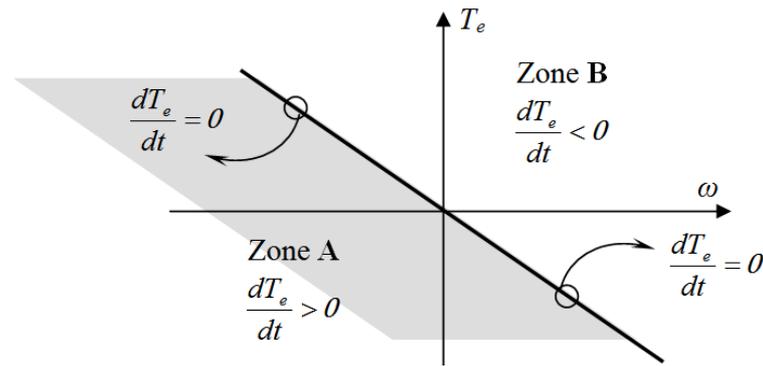


Figure II.43 : Signe de la dérivée du couple lors des séquences nulles [00CC1]

On peut appliquer les séquences nulles pour augmenter le couple, si le point de fonctionnement se trouve dans la zone A, et pour le diminuer s'il est dans la zone B. Tandis que le module de flux dans les deux zones ne peut que diminuer en appliquant les séquences nulles. Le tableau II.1 résume le principe de cette stratégie de contrôle. Les erreurs de couple et de flux étant limitées par trois zones, ce qui correspond à des comparateurs à hystérésis à trois niveaux [00CC1].

$\Delta\phi_s$	$\Delta T_e$	Zone A						Zone B					
		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
1↑	1↑	001	101	100	110	010	011	000	000	000	000	000	000
	0	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000	000
	-1↓	000	000	000	000	000	000	010	011	001	101	100	110
0	1↑	101	100	110	010	011	001	000	000	000	000	000	000
	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	-1↓	000	000	000	000	000	000	110	010	011	001	101	100
-1↓	1↑	101	100	110	010	011	001	101	100	110	010	011	001
	0	100	110	010	011	001	101	100	110	010	011	001	101
	-1↓	110	010	011	001	101	100	110	010	011	001	101	100

Tableau II.10 : Table de vérité à deux Zones

**e, Table de vérité réduite**

Nous proposons dans ce qui suit une nouvelle table de vérité réduite (TVR), basée sur la table de vérité conventionnelle (TVC). Rappelons ici que la réduction des oscillations du couple et du flux, en utilisant des tables de vérité modifiées, peut entraîner un gain technico-économique.

Cette proposition est basée sur le fait que les vecteurs correspondant à la diminution de couple, ne sont pas utilisés et à la place, nous appliquons directement le vecteur de tension nul.

Pour que le couple atteigne sa référence, nous devons appliquer un vecteur tension qui l'augmente jusqu'à l'instant  $t_m$ .

Une fois le couple est dans sa bande d'hystérésis, l'application d'une tension nulle, le fait maintenir dans cette bande. Ainsi, le couple augmente mais il ne dépasse la limite inférieure que légèrement. Si le couple dépasse la limite supérieure, on peut le rétablir en appliquant uniquement les vecteurs qui l'augmentent et la tension nulle entre  $t_m$  et  $t_d$  (voir la figure suivante).

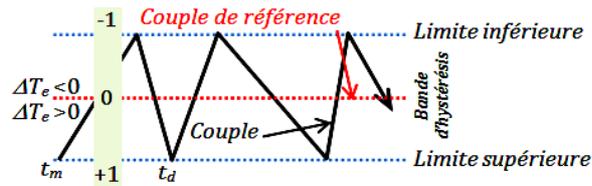


Figure II.44 : Oscillations du couple dans sa bande d'hystérésis

Une interprétation physique peut être donnée pour justifier cette stratégie, en admettant qu'un système physique quelconque tend à se débarrasser de l'énergie obtenue d'une source extérieure soit par une consommation soit par une transformation à une autre forme d'énergie.

Donc, une fois le moteur aura l'énergie suffisante à développer le couple désiré, le vecteur flux tourne et se trouvera dans une position où le vecteur tension appliqué ne sert plus à faire augmenter le flux (le couple). Il tend à décroître et à ce moment-là, il est contrôlé (surveillé) par la limite supérieure, s'il la dépasse, l'application du vecteur tension correspondant à son augmentation se déclenche.

L'interdiction de dépassement de la limite inférieure est donc assurée par le comportement naturel du système (c'est tout à fait analogue à une bulle d'air, pour la maintenir dans un niveau d'hauteur, on doit uniquement la pousser vers le haut sans tenir compte à son retour vers le bas).

Cette nouvelle table de vérité réduite est plus simple que la table conventionnelle. L'erreur de couple est dominante lorsqu'elle est inférieure à la limite supérieure (LS) de la bande d'hystérésis pour les vitesses positives, et lorsqu'elle est supérieure à la limite inférieure de la bande d'hystérésis pour les vitesses négatives. Tandis que l'erreur de flux devient dominante dans les autres cas.

Les vecteurs de tension, applicables, sont donnés selon le tableau suivant :

$Sign(\omega_r). \Delta T_e < LS$		$V_0$						← Application de la tension nulle
Secteurs →		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	
$\Delta\phi_s$	↑1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$\omega_r > 0$
	↓0	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	
	↑1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$\omega_r < 0$
	↓0	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	

Tableau II.11 : Table de vérité réduite proposée

Tel que :  $Sign(\omega_r). \Delta T_e < LS$  est la condition d'appliquer un vecteur tension nul et  $Sign(\omega_r)$  est le signe de la vitesse (rotation dans le sens positif ou dans le sens négatif).

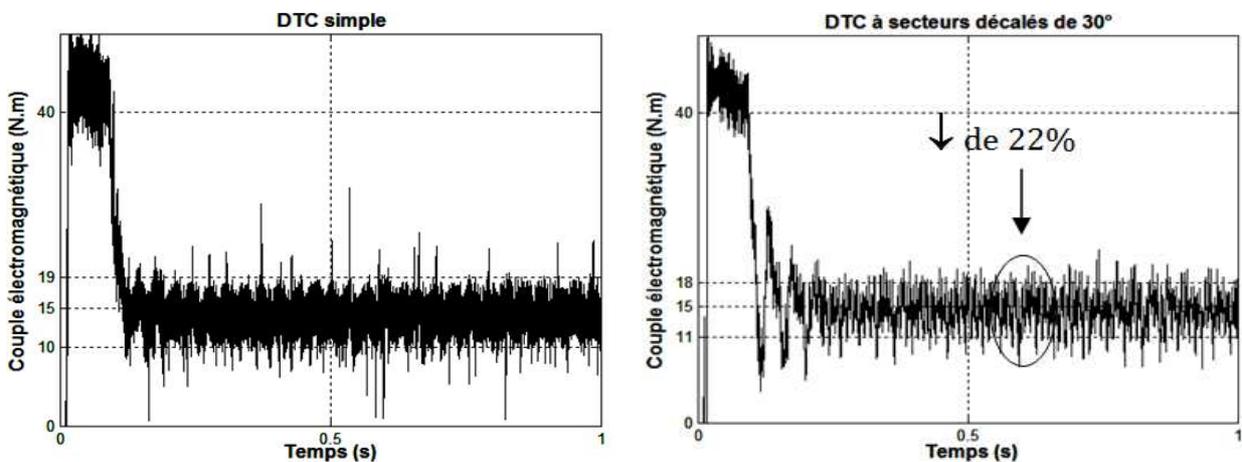
### II.6.4.2 Résultats des différents essais

Afin d'examiner les essais réalisés pratiquement dans cette partie de thèse, nous allons montrer les résultats du couple et du flux et les comparer aux allures de ceux obtenus par la DTC conventionnelle. Cela, nous permettra de voir la différence et valider les tables de sélection précédemment détaillées.

D'après les résultats expérimentaux figurant dans II.45, nous pouvons remarquer une bonne amélioration au niveau des fluctuations du couple, en décalant les secteurs de 30°. En effet, par rapport à une DTC simple des réductions des oscillations d'environ 22% sont atteintes.

La table à 12 secteurs réduit ces ondulations de 11%. Par contre pour le flux (voir figure II.46), le phénomène s'inverse et on se retrouve face à une légère augmentation de la bande de fluctuation, ce qui présente un dilemme.

Fréquence d'échantillonnage : 25 kHz ;  $\epsilon\phi_s=0,001$  Wb ;  $\epsilon T_e=1$  N.m ; vitesse référentielle : 100 rad/s



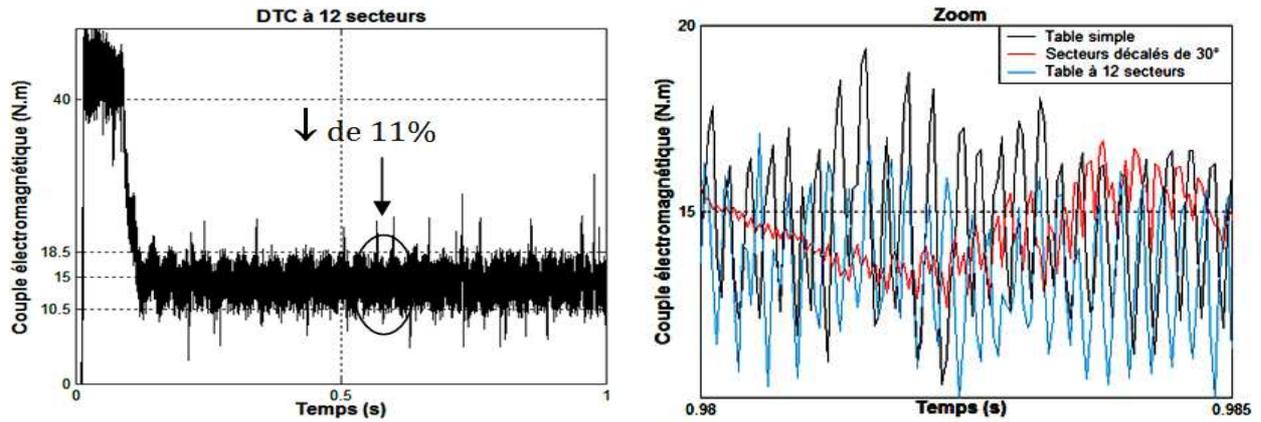


Figure II.45 : Couple expérimental obtenu pour différentes tables de vérité

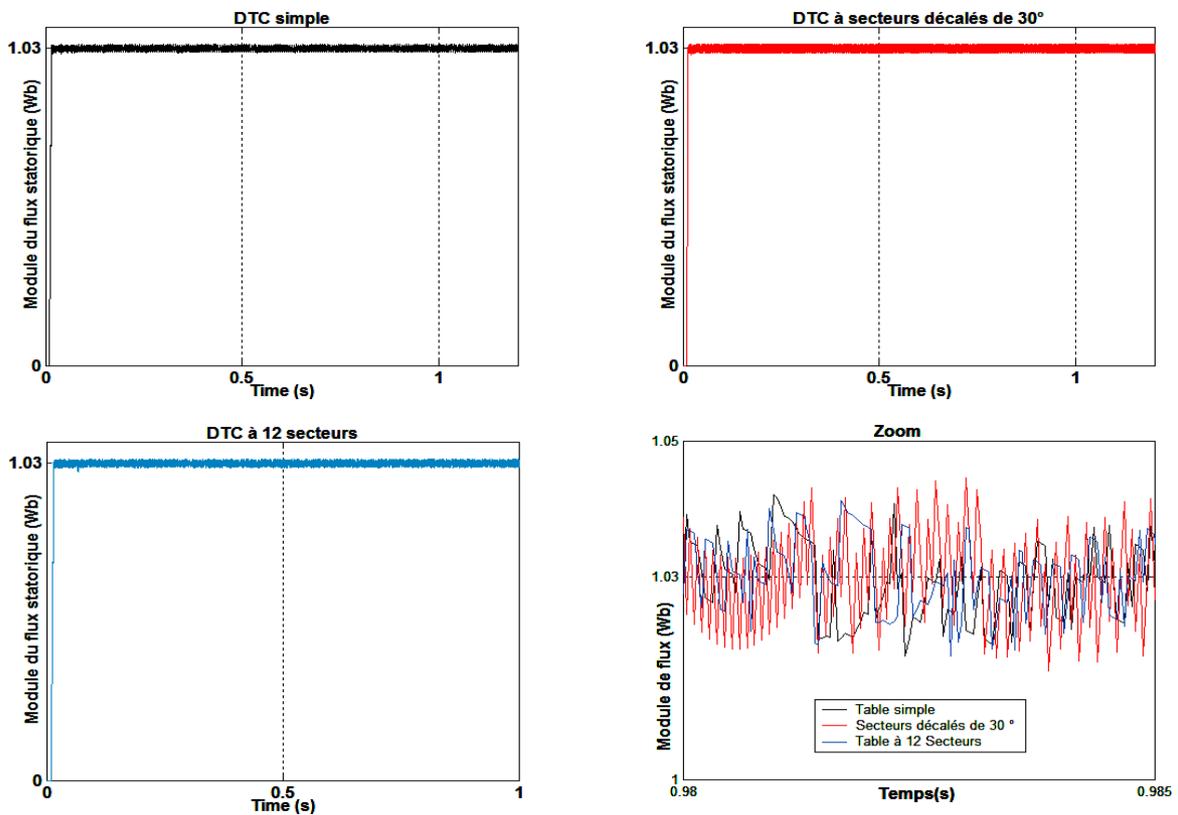


Figure II.46 : Module de flux statorique expérimental (obtenu pour différentes tables de vérité)

Par ailleurs, et en examinant les secteurs occupés par le vecteur flux du stator (voir figure II.47), nous pouvons noter que les allures montrent une rapidité de déplacement du vecteur flux dans la DTC à table simple et moins rapide pour la table à 12 secteurs et plus lente pour les secteurs décalés de  $30^\circ$ .

Ceci entraîne un dépassement de la bande de fluctuation normale pour le flux. En effet, et d'après l'allure de la figure II.48, les fréquences de déplacement, en valeur moyenne, sont d'environ : 37, 30 et 32 Hz successivement.

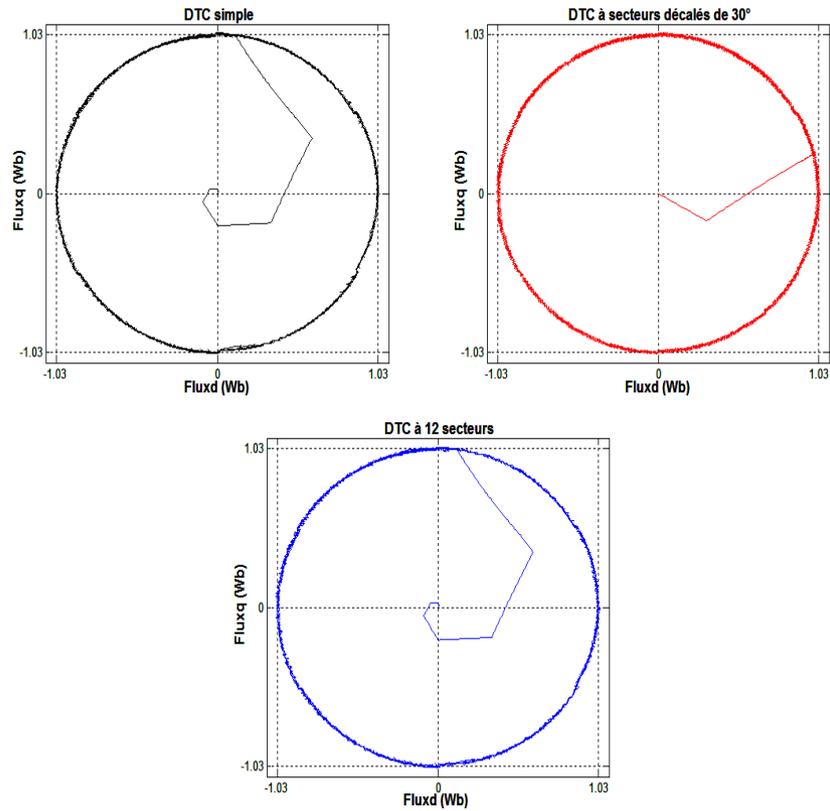


Figure II.47 : Trajectoire du flux statorique expérimental pour différentes tables de vérité

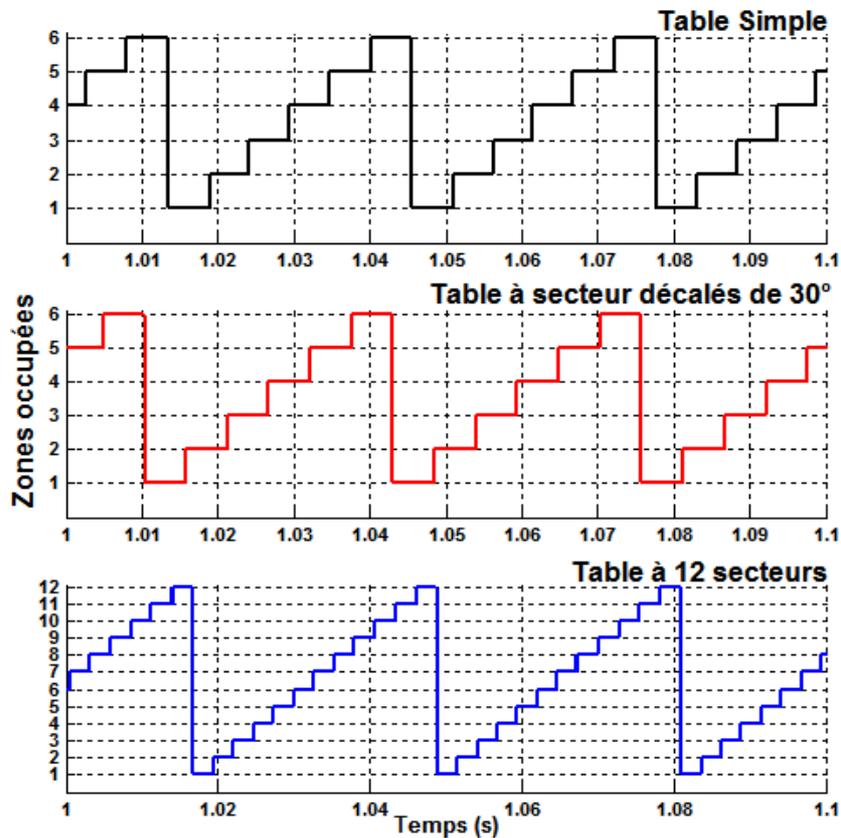


Figure II.48 : Zones occupées par le flux statorique

Nous comparons maintenant les résultats d'une DTC à TVC avec celle à TVR. Les figures II.49-50 montrent une réduction d'environ 47% des fluctuations pour le couple et d'environ 14 % pour le flux. Cela est très satisfaisant en comparant avec les résultats précédant, donc cette TVR est meilleure que la TVC du point de vue oscillations mais malheureusement cela entraîne une augmentation en double de la fréquence de commutation moyenne, qui vaut environ 6,5 kHz pour la TVC.

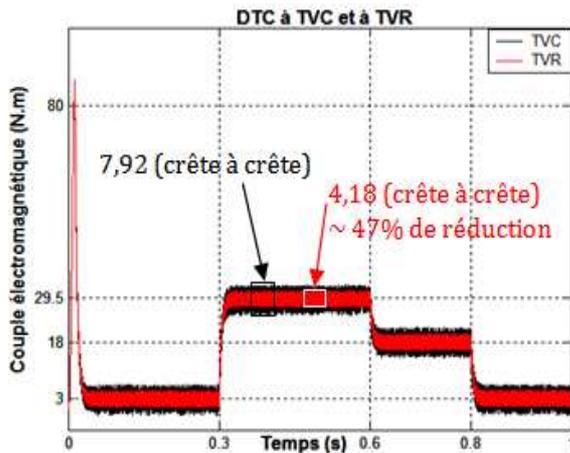


Figure II.49 : Couple électromagnétique

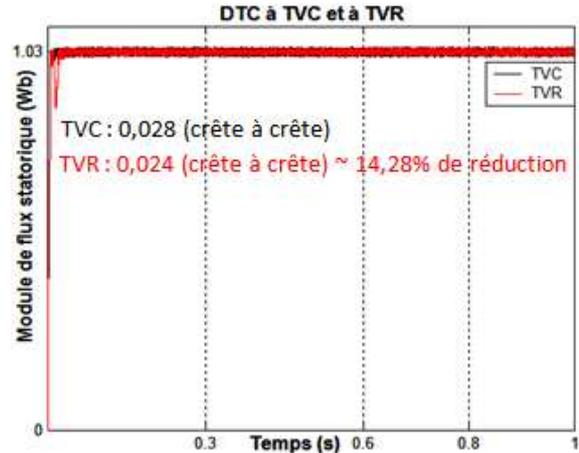


Figure II.50 : Module de flux statorique

## II.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'implantation d'une DTC appliquée à un MAS. Notre étude est basée sur des algorithmes qui ont été validés expérimentalement à travers un banc d'essai. Le but principal est de justifier le reste des algorithmes à développer plus loin à l'intérêt de l'optimisation de cette commande.

Dans un premier temps, nous avons présenté la DTC à table de vérité simple. Les grandeurs contrôlées par DTC, qui sont le couple et le flux de stator, suivent leurs consignes convenablement dans les deux cas d'entraînement (avec et sans boucle de vitesse). Mais un inconvénient majeur a caractérisé cette simple commande et qui réside dans l'apparition des oscillations au niveau des grandeurs à contrôler.

Plusieurs paramètres rentrent en jeu pour provoquer cet inconvénient. Nous citons le choix du pas d'échantillonnage qui est en proportionnalité inverse avec la réduction de ces ondulations mais aussi avec le temps de calcul et l'échauffement des interrupteurs de l'onduleur. Ces deux derniers sont des facteurs très importants à prendre en considération en pratique.

La plage de vitesse choisie pour l'entraînement, a une grande importance elle aussi. Car pour les basses vitesses la chute ohmique statorique devient importante et ne doit plus être négligée, ce qui fait perdre la précision de la loi de commande qui est basée sur l'hypothèse de la négliger. Ceci entraîne une augmentation considérable des ondulations du couple et de flux.

Il faut nécessairement choisir une largeur de bandes d'hystérésis du couple et du flux, adéquate pour une fréquence d'échantillonnage appropriée, afin de pouvoir maintenir, spécialement, le couple dans son intervalle de contrôle.

Des stratégies simples à implanter pour réduire les oscillations, sont présentées dans ce chapitre concernant des modifications apportées à la table de sélection de la DTC conventionnelle. Deux tables parmi trois, sont alors implantées expérimentalement et examinées.

Les résultats obtenus ont montré des améliorations plus ou moins importantes, et le fait qu'elles soient réalisées via des interventions côté *software*, les a rendus bénéfiques. Quant à la table à deux zones, nous n'avons présenté que sa théorie et elle n'est pas examinée dans ce travail, néanmoins les résultats par simulation ont été déjà présentés et comparés avec ceux obtenus par la DTC simple dans la référence [04BM].

Enfin, et dans ce contexte, nous avons proposé une nouvelle table de vérité plus simple à implanter pour réduire les oscillations de couple et de flux statorique. Cette table réduite est déduite de la table de vérité conventionnelle proposée par *Takahashi* et *Noguchi*, elle a l'avantage d'utiliser moins de vecteurs de tension, ce qui soulage le fonctionnement de l'onduleur et apporte un gain économique. D'après les résultats obtenus, cette proposition permet une atténuation considérable des ondulations issues de la DTC conventionnelle.

## CHAPITRE III L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE APPLIQUÉE À LA DTC

<b>III.1 INTRODUCTION</b>	76
<b>III.2 LES RÉSEAUX NEURONAUX</b>	76
III.2.1 Neurone formel	77
III.2.2 Réseaux de neurones artificiels	78
III.2.3 Apprentissage d'un réseau neuronal artificiel	80
<b>III.2.3.1 Apprentissage supervisé</b>	80
<b>III.2.3.2 Apprentissage non supervisé</b>	81
III.2.4 Apprentissage par rétropropagation	81
III.2.5 Application des réseaux de neurones artificiels à la DTC	82
<b>III.2.5.1 Sélecteur neuronal artificiel</b>	82
A. Conception d'un sélecteur neuronal artificiel pour un onduleur à 2 niveaux	82
<b>A.1 Résultats d'une DTC à sélecteur neuronal</b>	84
B. Conception d'un sélecteur neuronal artificiel pour un onduleur multi-niveaux	85
<b>B.1 Onduleur multi-niveaux</b>	85
B.1.1 Topologie NPC d'un onduleur à trois niveaux	86
B.1.1.1 Résultats d'une DTC à NPC3N	89
B.1.2. Topologie d'un onduleur multicellulaire	90
B.1.2.1 Topologie d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux	90
B.1.2.2 Résultats d'une DTC à OM4N	93
B.1.3 Aperçu sur les harmoniques de la tension d'alimentation	95
<b>B.2 Application du RNA à la DTC pour le NPC3N et L'OM4N</b>	96
B.2.1 Résultats obtenus	97
<b>III.3 LA LOGIQUE FLOUE</b>	98
III.3.1 Codage et décodage des entrées et des sorties	99
III.3.2 Application de la logique floue à la DTC	99
<b>III.3.2.1 Estimateur flou de la résistance statorique</b>	100
A. Expression du module de courant statorique estimé	102
<b>A.1 Résultats d'une DTC à estimateur flou de <math>r_s</math></b>	104
A.1.1 Cas d'une DTC sans estimateur flou	105
A.1.2 DTC à estimation par PIF de $r_s$	106
B. Cas d'un entraînement à basse vitesse	107
<b>III.4 OPTIMISATION DE LA DTC PAR ALGORITHME GÉNÉTIQUE</b>	108
III.4.1 Principes et définitions	108

III.4.2 Application pour optimiser le régulateur PI de vitesse	110
<b>III.4.2.1 Optimisation des gains du régulateur PI de vitesse</b>	111
<i>A. Résultat d'optimisation des gains du régulateur PI de vitesse</i>	112
III.4.3 Optimisation des gains du régulateur PIF	113
<b>III.4.3.1 Résultats de l'optimisation des gains du PIF</b>	113
<b>III.5 CONCLUSION</b>	114

### III.1 INTRODUCTION

C'est connu qu'à travers une commande d'une machine électrique, on peut produire certaines grandeurs désirées pour des applications spécifiques, car les machines électriques obéissent à la loi de la commande appliquée. Si cette loi ne prend pas en considération l'existence des paramètres internes et/ou externes, ou les conditions de fonctionnements qui sont généralement variables, elles ne peuvent pas réagir d'elles-mêmes. L'homme a réussi dans une grande partie de ces recherches à rendre leurs réactions similaires à celles de l'être humain, et c'est à ce moment-là que l'intelligence artificielle est introduite dans les commandes modernes. Bien que déjà présents dans d'autres sujets de recherche en électrotechnique et d'autres domaines, les **réseaux de neurones**, la **logique floue** et les **algorithmes génétiques**, présentent les grands titres de cette intelligence artificielle et ne cessent guère de présenter de nouvelles applications dans le domaine de la commande des machines électriques.

Dans ce chapitre, nous voulons savoir, quel pourrait être l'apport de ces méthodes appliquées à la commande des machines électriques [99LB]. Des questions se posent alors naturellement : ces méthodes qui ne relèvent, en tout cas, pas à première vue, d'une logique cartésienne classique, peuvent-elles conduire à de meilleurs résultats ? Sinon, que présentent-elles comme avantages et inconvénients par rapport aux techniques conventionnelles ?

Ces techniques touchent plusieurs disciplines en même temps, il est évidemment impossible de cerner toutes les possibilités et les combinaisons où peuvent intervenir ces techniques. On va dans cette partie d'étude examiner la régulation par DTC d'un MAS et son optimisation par ces techniques intelligentes. Il nous apparaît nécessaire de commencer par présenter ces méthodes, brièvement, puis d'explicitier les manières les plus simples de les mettre dans quelques applications concernant la DTC.

### III.2 LES RÉSEAUX NEURONAUX

Les réseaux de neurones (RN) formels sont des systèmes de traitement de l'information dont la structure s'inspire de celle du système nerveux. Leurs deux grands domaines d'application sont, d'une part, la modélisation biologique, et d'autre part, la réalisation de machines destinées à effectuer des tâches auxquelles les ordinateurs et les outils traditionnels semblent moins bien adaptés que les êtres vivants, telles que des tâches perceptives et motrices [92CT et 96IR]. Ainsi, les applications des réseaux de neurones

formels à la reconnaissance de formes et à la classification ont pris une place importante au sein des réalisations industrielles.

Dans le domaine de traitement du signal et de l'automatique, les années 90 ont été marquées par des avancées significatives tant du point de vue fondamental que du point de vue des applications industrielles, signe incontestable de la maturation de ces outils. Dans cette section, nous allons présenter les principes de base des réseaux de neurones artificiels et leur application en tant que classeurs pour sélectionner les états des interrupteurs d'un onduleur de tension à deux niveaux en remplaçant la table de sélection de la DTC conventionnelle [92CT et 04BM].

### III.2.1 Neurone formel

Un neurone *formel* ou *artificiel* est un processeur très simple (simulé sur ordinateur ou réalisé sur circuit intégré) imitant grossièrement la structure et le fonctionnement d'un neurone biologique. La première version du neurone formel réalisée en 1943 est celle de *W. McCULLOCH* et *W. PITTS*. Ils ont supposé que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés [92CT, 96IR et 99LB].

C'est un automate binaire qui réalise une somme pondérée de ses entrées, le *potentiel*, et compare ce potentiel à un seuil (nul) : s'il est supérieur, la sortie vaut (+1) et le neurone est **actif**, s'il est inférieur, la sortie vaut (-1) et le neurone est **inactif**. Il existe aujourd'hui d'autres types de neurones, mieux adaptés aux tâches de traitement du signal ou de classification, dont la sortie n'est pas le signe de leur potentiel, mais une fonction ( $f$ ) non linéaire dérivable de ce potentiel, telle que la tangente hyperbolique : Cette fonction est dite *fonction d'activation du neurone* (voir figure III.1). On peut également mettre en œuvre des fonctions gaussiennes, d'ondelettes, ... etc.

Les entrées du neurone sont désignées par  $x_i$  ( $i=1.., n$ ). Les paramètres  $C_{ij}$  reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques ou tout simplement poids.

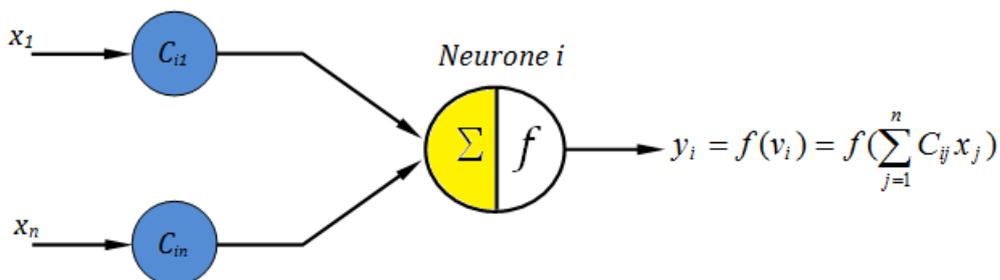


Figure III.1 : Schéma d'un neurone formel ou artificiel

Tels que  $(x)$  est l'état d'activation du neurone (également appelé état ou activité) et  $(f)$  est sa fonction.

Conformément au modèle biologique, les fonctions d'activation sont généralement croissantes et bornées. Les fonctions les plus connues sont la fonction signe, la fonction linéaire saturée et la fonction sigmoïde. Les réseaux de neurones sont constitués de neurones élémentaires connectés entre eux par l'intermédiaire des poids qui jouent le rôle des synapses.

L'information est portée par la valeur de ces poids tandis que la structure du réseau de neurones ne sert qu'à traiter cette information et à l'acheminer vers la sortie. Le réseau de neurones fait partie des *Réseaux Adaptatifs Non-linéaires*, cela signifie que ses agents (neurones) s'organisent et modifient leurs liens mutuels lors d'une procédure fondamentale dite d'apprentissage. Pour une tâche précise, l'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids  $C_{ij}$  [96IR et 99LB].

### III.2.2 Réseaux de neurones artificiels

Un réseau de neurones artificiel (RNA) est un système constitué de neurones interconnectés, qui reçoit des informations de l'environnement. On distingue deux familles de réseaux de neurones :

- *Les réseaux non bouclés*, dans lesquels l'information circule des entrées vers les sorties, sans bouclage (voir figure III.2) : Ce sont des systèmes statiques, utilisés principalement pour effectuer des tâches de classification ou de modélisation statique de processus. Ainsi, l'opérateur réalisé par un réseau de neurones non bouclé (relation entrées-sorties) est une fonction algébrique ;

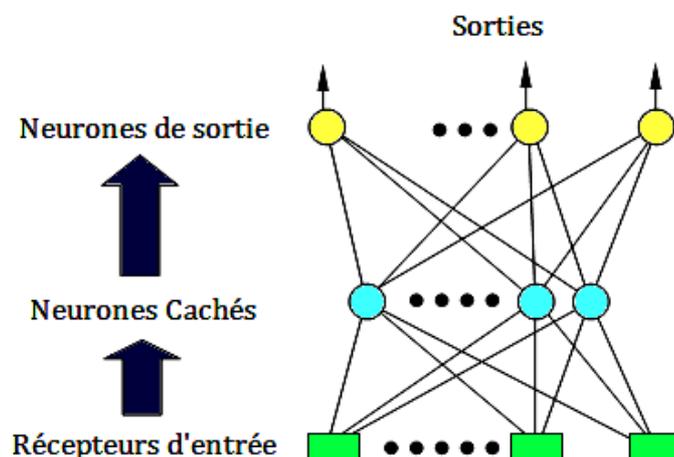


Figure III.2 : Exemple de réseau de neurones non bouclé

- *Les réseaux bouclés*, dont le graphe des connexions contient des cycles, (voir figure III.3) : Ce sont des systèmes dynamiques, utilisés comme filtres non linéaires, ainsi que pour la modélisation et la commande de processus. L'opérateur réalisé par un réseau bouclé est un ensemble d'équations aux différences couplées.

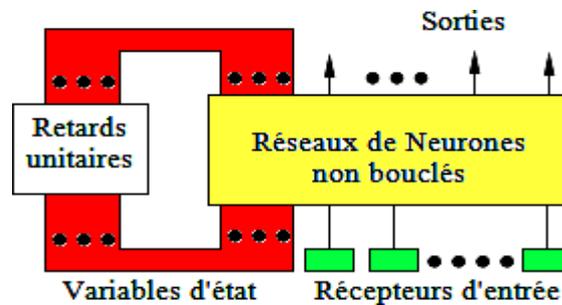


Figure III.3 : Exemple de réseau de neurones bouclé

L'opérateur non linéaire réalisé par un réseau (bouclé ou non) dépend des valeurs des coefficients de pondération  $C_{ij}$  (de la connexion du neurone  $j$  au neurone  $i$ ) du réseau. Pour qu'un réseau effectue une tâche donnée, il faut donc ajuster la valeur de ses coefficients.

Une tâche est définie par un ensemble d'exemples, ou couples (valeurs des entrées, valeurs des sorties désirées correspondantes). Par exemple le couple (forme, classe) utilisé en *classification* et le couple (commande, sortie mesurée du processus) utilisé en *modélisation*. Ces couples constituent l'ensemble d'apprentissage.

La procédure d'ajustement des coefficients de manière que les sorties du réseau soient aussi proches que possible des sorties désirées est appelée apprentissage. Le principe général des algorithmes d'apprentissage repose sur la minimisation d'une fonction de coût quadratique des différences entre les sorties du réseau et les sorties désirées.

Les réseaux de neurones possèdent la propriété d'approximation universelle, qui stipule que toute fonction continue et bornée peut être approchée uniformément sur un domaine borné de ses entrées par un réseau de neurones de taille finie. En vertu de cette propriété, le comportement de tout système statique peut être approché par un réseau de neurones non bouclé approprié, et celui de tout système dynamique par un réseau bouclé. C'est cette propriété, conjuguée à l'existence d'algorithmes d'apprentissage performants, qui fait l'intérêt des réseaux de neurones formels pour l'automatique, beaucoup plus que leur parenté historique avec la circuiterie biologique [96IR et 09PV].

### III.2.3 Apprentissage d'un réseau neuronal artificiel

L'un des problèmes de l'utilisation d'un RNA consiste dans le choix de sa topologie. Par exemple, il n'existe pas de règle générale qui donne le nombre de neurones à retenir pour la couche intermédiaire. Ce choix est spécifique à chaque application et à ce jour, ce ne sont que des choix arbitraires dont on vérifie par la suite la validité.

Une fois la structure est fixée, il faut passer par le processus d'*apprentissage*, par lequel les poids synaptiques entre les neurones, vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation [92CT et 96IR].

Donc les variables modifiées pendant la phase d'apprentissage sont généralement les poids des connexions entre neurones. A cette fin le réseau va être testé plusieurs fois au fur et à mesure que l'on ajuste les poids, avant qu'il satisfasse à une réponse désirée. Une fois le but est réalisé les poids seront fixés et on peut alors passer à la phase d'utilisation du réseau.

Certains modèles de réseaux de neurones sont improprement dénommés à apprentissage permanent. Dans ce cas, il est vrai que l'apprentissage ne s'arrête jamais. Cependant on peut toujours distinguer une phase d'apprentissage et une phase d'utilisation. Cette technique permet de conserver au réseau un comportement adapté malgré les fluctuations dans les données d'entrées. Au niveau des algorithmes d'apprentissage, il a été défini deux grandes classes selon que l'apprentissage est dit, supervisé ou non [92CT et 96IR].

#### III.2.3.1 Apprentissage supervisé

Dans ce type d'apprentissage, un superviseur présente au réseau de neurones un ensemble de couples (entrée(s)/sortie(s) désirée(s)) appelés aussi échantillons d'apprentissage. Les poids des connexions du réseau sont ajustés de façon à réduire l'écart entre la réponse désirée et celle du réseau.

Cette procédure est répétée jusqu'à ce qu'un critère de réponse du réseau soit satisfait ou jusqu'à ce qu'on atteigne un nombre maximal d'itérations fixé au début. Une fois la procédure d'apprentissage est achevée, les coefficients synaptiques prennent des valeurs optimales au regard des configurations mémorisées, et le réseau peut être opérationnel.

Dans la phase d'utilisation, les performances du réseau sont évaluées à l'aide d'un ensemble d'exemples (de même nature que l'ensemble d'apprentissage) dit ensemble de test [92CT, 96IR et 99BL].

### III.2.3.2 Apprentissage non supervisé

Dans ce deuxième type d'apprentissage, la connaissance à priori de la sortie désirée n'est pas nécessaire et la procédure d'apprentissage est basée uniquement sur les valeurs d'entrée.

Généralement, le but est de partager l'espace d'entrée en plusieurs classes, représentant des régions de décisions différentes. Donc, le réseau organise lui-même les entrées qui lui sont présentées de façon à optimiser un critère ou atteindre un objectif donné. Cette propriété est appelée propriété d'auto-organisation.

### III.2.4 Apprentissage par rétropropagation

Nous avons noté que l'apprentissage supervisé consiste à ajuster les paramètres du réseau pour que ses sorties soit suffisamment proches des sorties désirées pour un ensemble d'échantillons dit ensemble d'entraînement.

Cela rend le réseau de neurones capable de reconnaître des exemples n'appartenant pas nécessairement à l'ensemble d'apprentissage.

Deux étapes sont nécessaires pour effectuer cette reconnaissance :

1. Définition d'une topologie du réseau neuronal ;
2. Choix de l'algorithme d'apprentissage.

La première étape consiste à définir l'ensemble des paramètres (poids) ajustables, leur répartition sur les couches du réseau (connexions) et la relation entre les entrées et les sorties (équations). Par contre, la deuxième étape définit la méthode d'adaptation de ces paramètres.

La rétropropagation est actuellement la règle la plus utilisée pour l'apprentissage supervisé des réseaux neuronaux. C'est une technique de calcul des dérivées qui peut être appliquée à n'importe quelle structure de fonctions dérivables.

Elle est généralement utilisée pour des réseaux de neurones multicouches appelés aussi *perceptrons*, plus de détail concernant ce point est présenté dans [99LB et 04BM].

### III.2.5 Application des réseaux de neurones artificiels à la DTC

Plusieurs applications des RNA peuvent être introduites pour renforcer la robustesse des commandes des machines électriques. Parmi elles, on trouve la classification que beaucoup de travaux l'ont testée et ont montré son efficacité de reproduire d'une façon remarquable les fonctions de transfert des systèmes étudiés. Quelques applications de la classification neuronale vont être l'objet de ce qui suit.

#### III.2.5.1 Sélecteur neuronal artificiel

Notre première application consiste à remplacer la TVC par un sélecteur à base de RNA (SNA). Cela se fait par la conception d'une structure neuronale capable de gérer de la même façon les signaux de commande des interrupteurs. Une fois ses sorties convergent vers la cible qui est les états de la DTC à TVC (phase d'apprentissage), on injecte cette structure dans la boucle de commande à la place de l'algorithme de calcul de cette TVC.

##### A. Conception d'un sélecteur neuronal artificiel pour un onduleur à 2 niveaux

Pour remplacer le Sélecteur Conventionnel (SC), le nouveau sélecteur neuronal doit déterminer la relation entre les entrées du SC et sa sortie qui est les états des interrupteurs. Ceci est effectué en utilisant l'algorithme d'apprentissage par la méthode de rétropropagation de *Levenberg-Marquardt* dont la convergence est rapide. La structure initiale est choisie la plus petite possible, pour aboutir à un sélecteur ayant un temps de calcul minimal.

Nous procédons à agrandir progressivement la structure initiale jusqu'à l'obtention d'une convergence vers la solution désirée (cible = ensemble d'entraînement). La phase d'apprentissage est débutée par un codage des entrées utilisées comme référence avec leur sortie connue d'une manière exacte. Nous adoptons donas ce cas, le codage montré par la figure ci-dessous :

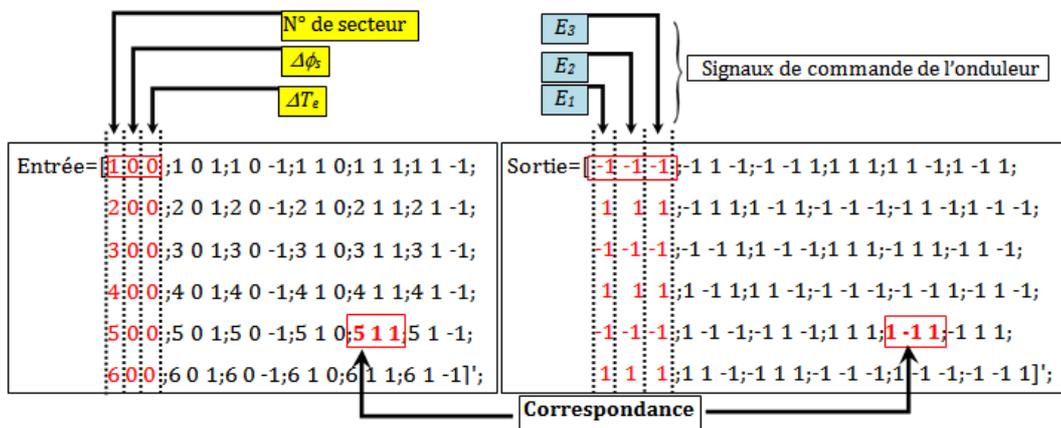


Figure III.4 : Codage de l'entrée et de la sortie utilisé pour l'apprentissage

Le schéma synoptique d'une telle commande ne diffère de la figure I.6 que par le sélecteur des états des interrupteurs de l'onduleur. Après la phase d'apprentissage en utilisant la table de sélection de la DTC conventionnelle, la structure retenue du SNA correspond à celle de la figure III.5.

Les entrées du SNA sont la position du vecteur de flux statorique représentée par le numéro du secteur correspondant (de 1 à 6), l'écart normalisé (0 ou 1) entre la valeur de flux statorique estimée et sa référence et l'écart normalisé (-1, 0 ou 1) entre le couple électromagnétique estimé et sa référence, soient trois neurones dans la couche d'entrée.

Pour la couche de sortie, elle est aussi composée de trois neurones, chacun représente l'état ( $E_i = -1$  (fermé), 1 (ouvert)) du  $i^{\text{ème}}$  demi-bras de l'onduleur relié à la borne positive de la source continue. Tandis que les signaux des demi-bras bas sont obtenus par inversement de ces signaux.

La figure III.5 illustre le schéma de la conception du SNA d'une DTC conventionnelle (sept neurones dans la couche cachée). La sortie du réseau obtenu sera comparée avec la sortie cible (figure précédente), lorsque leur écart est nul on aura une satisfaction et de ce fait le SNA sera validé et prêt à l'emploi.

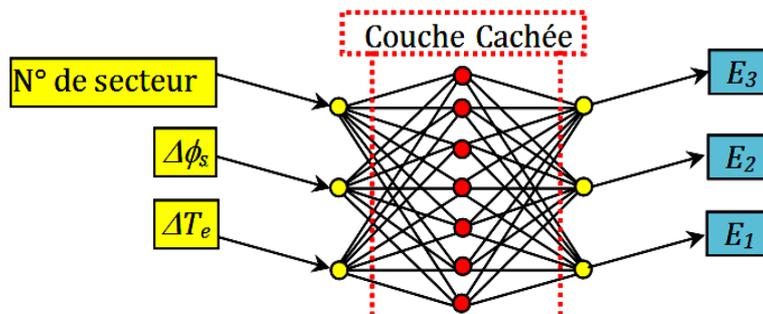


Figure III.5 : Structure du SNA retenue pour un onduleur à 2 niveaux

D'après les tests, nous avons remarqué que l'augmentation du nombre de couches cachées dans un réseau de neurone, ne donne pas forcément une erreur quadratique moyenne plus petite et donc un meilleur résultat. De plus, le temps d'apprentissage avec cette structure augmente et le calcul devient lourd. Nous commençons donc par l'augmentation du nombre de neurones de la couche cachée.

Si la structure en cours n'aboutit pas à une convergence, nous diminuons le nombre de neurones à la faveur d'une augmentation de nombre de couches cachées [07NA].

A.1 Résultats d'une DTC à sélecteur neuronal artificiel

Les résultats obtenus (voir figures III. 6-7), montrent que les réseaux neuronaux conçus reproduisent d'une façon fiable les signaux de commande de la DTC en sujet. Les figures de couple et de flux sont identiques à celles obtenues par la DTC à sélecteur conventionnel. Donc de point de vue fonctionnement, c'est OK ! Mais quel est l'apport de ce SN à la DTC ?

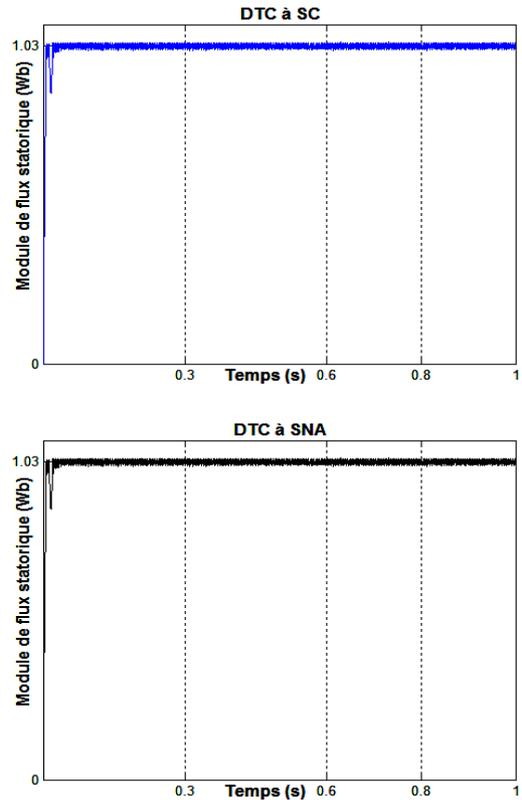
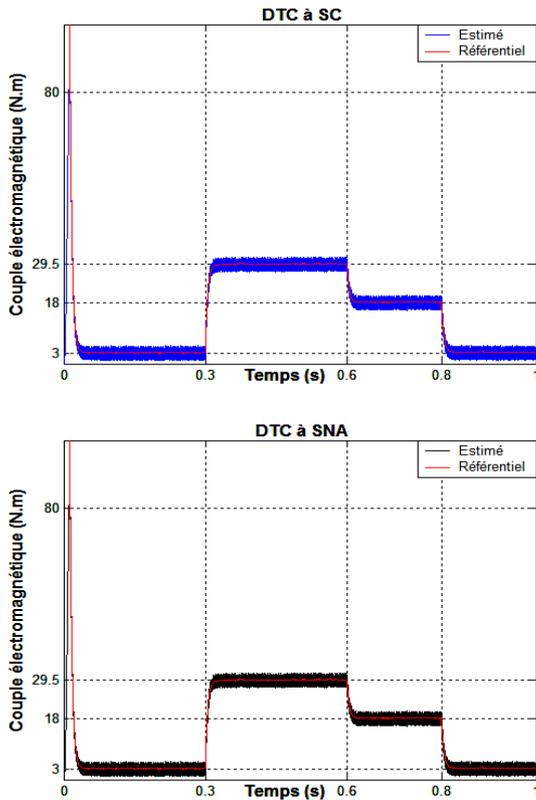


Figure III.6 : Couple électromagnétique | Figure III.7 : Module de flux statorique

Afin de répondre à cette question, il est important de calculer le temps d'exécution de la simulation. Pour cela l'instruction (tic, toc) est introduite dans l'algorithme de simulation pour déterminer globalement le temps qui est épuisé pendant l'exécution du programme. Le tableau suivant récapitule les paramètres caractérisant l'application des deux sélecteurs :

Type de sélecteur	SC	SNA
Temps d'exécution ( <i>pour une seconde</i> ) x 10 <sup>2</sup> (s)	1,32	2,36
Fréquence de commutation en (kHz)	12,5	12,5
Largeur des oscillations du couple en (N.m)	4,20	4,20
Largeur des oscillations du flux en (Wb)	0,026	0,026

Tableau III.1 : Comparaison des performances du SC et du SNA

Nous remarquons que le temps de simulation a augmenté dans le cas du SNA, ce qui n'est pas bénéfique pour cette application.

### ***B. Conception d'un sélecteur neuronal artificiel pour un onduleur multi-niveaux***

Théoriquement, les algorithmes de calcul pour une commande qui utilise un onduleur multi-niveaux sont beaucoup plus volumineux par rapport à un onduleur ordinaire à deux niveaux.

Ceci est bien justifié par des cas pratiques comme il est souligné par [04BMB]. Cependant, l'introduction des RN peut-elle réduire cet encombrement algorithmique ?

Dans ce qui suit, nous allons reproduire la DTC en utilisant un onduleur NPC à trois niveaux, présentée par [04BMB], et de l'examiner autrement. Puis nous allons aborder une DTC associée à un onduleur multicellulaire à quatre niveaux.

Cela, d'une part, pour réduire les oscillations de couple et de flux et donc améliorer la commande par DTC et d'autre part pour appliquer les RN comme sélecteurs d'état, dans l'intention d'obtenir une meilleure efficacité.

#### ***B.1 Onduleur multi-niveaux***

Un onduleur triphasé à deux niveaux (à six interrupteurs) conventionnel, est en mesure de basculer chaque phase entre deux tensions positive et négative. Tandis qu'un onduleur à trois niveaux est capable de produire une tension de phase à trois niveaux (positifs, négatifs et nuls).

L'utilisation des convertisseurs multicellulaires donne un nombre plus important de degrés de liberté. Ces degrés de liberté se traduisent par un nombre plus important de vecteurs de tension et plus riche en niveaux. Ils permettent ainsi de diminuer de façon considérable les ondulations.

En produisant une tension de sortie ayant plus de niveaux, l'onduleur peut mieux approcher la tension de sortie sinusoïdale requise sans augmenter la fréquence de découpage.

Cela est illustré par la figure III.8, qui nous montre une comparaison des tensions phase-neutre et phase-phase, produites par les onduleurs à deux et à trois niveaux.

Ceci se traduit par une réduction au niveau des harmoniques de courant et donc une bonne utilisation de l'énergie disponible. Toutefois, cette amélioration obtenue est au détriment de la complexité du système et du matériel supplémentaire.

Pour un moteur à induction alimenté par un onduleur à deux niveaux, ces harmoniques provoquent une augmentation des pertes Joule, des pertes fer, des pulsations de couple, des bruits et des fatigues mécaniques.

Alors que son alimentation par un onduleur à trois niveaux, minimise ces inconvénients ce qui est avantageux et plus efficace [01]C].

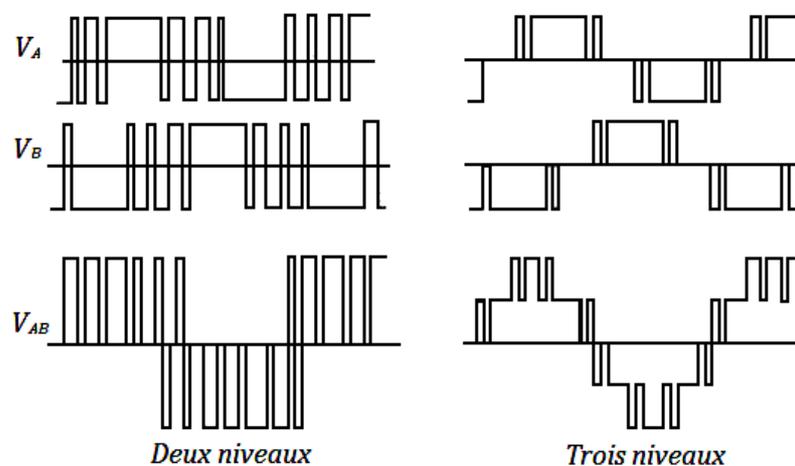


Figure III.8 : Tensions de sortie des onduleurs à 2 et à 3 niveaux

Le problème majeur qui se manifeste en appliquant la DTC est l'apparition des distorsions harmoniques car les fluctuations indésirables du couple peuvent entraîner des effets dynamiques sur l'arbre et des bruits sonores nuisibles [89]C, 00CC1 et 00CC2].

Pour résoudre ce problème, nous utilisons des onduleurs multi-niveaux, en admettant que plus le nombre de niveaux de l'onduleur est grand, plus l'abaissement des distorsions est remarquable.

On rencontre deux topologies d'onduleur multi-niveaux, largement utilisées, à savoir, la topologie NPC (*Neutral Point Clamped*) et la topologie multicellulaire [00CC1 et 01]C].

### B.1.1 Topologie NPC d'un onduleur à trois niveaux

Cette structure est pratiquement utilisée pour un onduleur à trois niveaux (NPC3N). Sa première apparition était en 1981 par *Nabae et al.* Un prototype NPC3N à base d'IGBT de 600 V et 150 A, a été développé en 1999 par *X. Li* [01]C].

Le nombre des interrupteurs dans ce cas est le double de celui d'un onduleur à deux niveaux, c'est à dire 12 interrupteurs, soient quatre interrupteurs par bras illustré par la figure III.9.

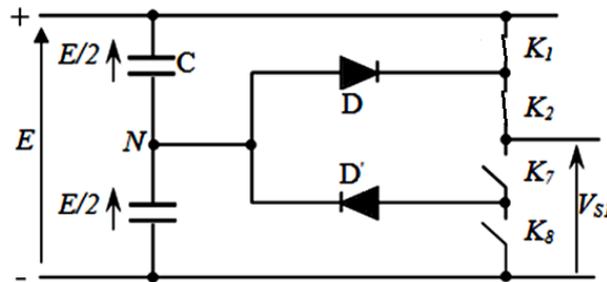


Figure III.9 : Bras d'un onduleur NPC3N

Les commutations se font par paire d'interrupteurs :  $(K_1 K_2)$ ,  $(K_2 K_7)$  et  $(K_7 K_8)$ , selon le tableau suivant :

Commutations				Tension de sortie
$K_1$	$K_2$	$K_7$	$K_8$	
ON	ON	OFF	OFF	+ E/2
OFF	ON	ON	OFF	0
OFF	OFF	ON	ON	-E/2

Tableau III.2 : État de commutation d'un NPC3N

La combinaison des états des différents interrupteurs est de 23, soit 27 états. Ces configurations correspondent à 19 états dont 16 sont actifs, les trois restant sont des séquences nulles.

En partant du même principe, on peut généraliser pour un onduleur à  $N$  niveaux :

- $3N(N-1)+1$  : Vecteurs de tension atteignables ;
- $23(N-1)$  : Séquences d'interrupteurs différentes.

La figure III.10 représente les états des interrupteurs et les vecteurs de tension, délivrés par un NPC3N [00CC1, 01]C et 04BM].

Le code de chaque vecteur de tension indique les états des trois demi-bras en haut de l'onduleur. Ainsi le vecteur [2 1 0] par exemple indique que :

- Les deux interrupteurs du 1<sup>er</sup> demi-bras en haut ( $K_1$  et  $K_2$ ) sont fermés, (code 2) ;
- Les deux interrupteurs du 2<sup>ème</sup> demi-bras en haut ( $K_3$  et  $K_4$ ) sont respectivement ouvert et fermé, (code 1) ;
- Les deux interrupteurs du 3<sup>ème</sup> demi-bras en haut ( $K_5$  et  $K_6$ ) sont ouverts, (code 0).

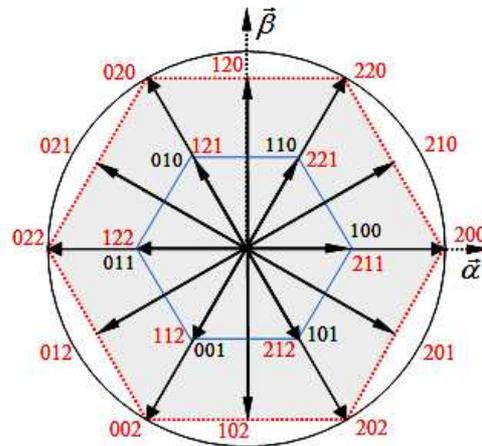


Figure III.10 : Vecteurs de tension et états des interrupteurs correspondant d'un NPC3N

Comme on l'a déjà dit, l'utilisation de l'onduleur à trois niveaux pour alimenter le MAS, sert à minimiser les ondulations du couple électromagnétique en présentant plus de vecteurs de tension à sa sortie.

La configuration des différentes tensions du NPC3N peut être présentée comme l'indique le tableau suivant :

Combinaisons	000, 111, 222	200, 220, 020 022, 002, 202	210, 120, 021 012, 102, 201	211, 221, 121 022, 112, 212	100, 110, 010 011, 001, 101
Connexions					

Tableau III.3 : Interconnexions possibles de la charge et de son alimentation

Le tableau III.4 présente le codage des séquences correspondant à chaque position du vecteur de flux et aux états des écarts de couple et de flux. Sachant que l'erreur entre le flux de référence et le flux estimé, est introduite dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux identique à celui du couple (voir figure II.4), qui délivre (1) si cette erreur dépasse la limite inférieure, (0) si elle est dans la bande d'hystérésis et (-1) si elle dépasse la limite supérieure.

D'autre part, l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé, est introduite dans un comparateur à hystérésis à cinq niveaux (voir figure III.11). Ce dernier délivre (2) si cette erreur dépasse la Limite Supérieure Ordinaire (LSO), (1) si elle est entre cette limite et la Limite Supérieure Exceptionnelle (LSE) qui vaut 1% de LSO, (0) si elle est comprise dans la bande d'hystérésis limitée par LSE et -LSE, (-1) si elle est comprise entre -LSE et -LSO et finalement (-2) si elle est inférieure à -LSO.

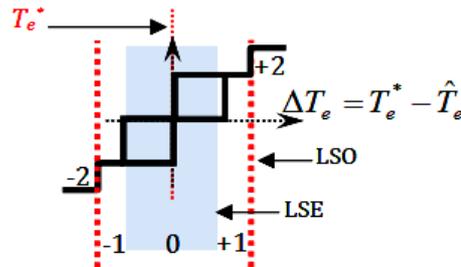


Figure III.11 : Comparateur à hystérésis du couple électromagnétique.

$\Delta\phi_s$	1↑					0					-1↓				
$\Delta T_e$	2↑↑	1↑↑	0	-1↓	-2↓↓	2↑↑	1↑	0	-1	-2↓↓	2↑↑	1↑	0	-1↓	-2↓↓
$S_1$	220	210	200	201	202	120	120	000	102	102	020	021	122	012	002
$S_2$	020	120	220	210	200	021	021	000	201	201	022	012	112	102	202
$S_3$	022	021	020	120	220	012	012	000	210	210	002	102	212	201	200
$S_4$	002	012	022	021	020	102	102	000	120	120	202	201	211	210	220
$S_5$	202	102	002	012	022	201	201	000	021	021	200	210	221	120	020
$S_6$	200	201	202	102	002	210	210	000	012	012	220	120	121	021	022

Tableau III.4 : Table de vérité de la DTC à NPC3N

Notons bien que le code donné aux états des interrupteurs, qui est par exemple (210) correspond respectivement aux coefficients (1, 0 et -1) qu'on utilise pour calculer la tension délivrée par l'onduleur.

B.1.1.1 Résultats d'une DTC à NPC3N

Nous allons comparer maintenant les résultats d'une DTC en utilisant un NPC3N avec ceux d'une DTC à onduleur à deux niveaux et avec une TVR. Les résultats obtenus montrent que l'utilisation du NPC3N peut réduire les oscillations du couple d'environ 0,48%, et celles du flux d'environ 4,16%.

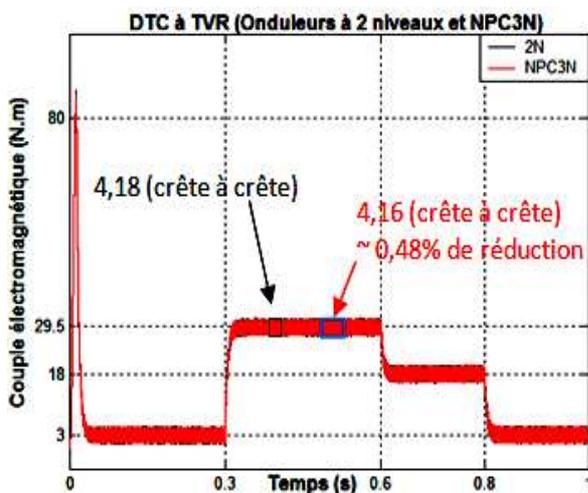


Figure III.12 : Couple électromagnétique

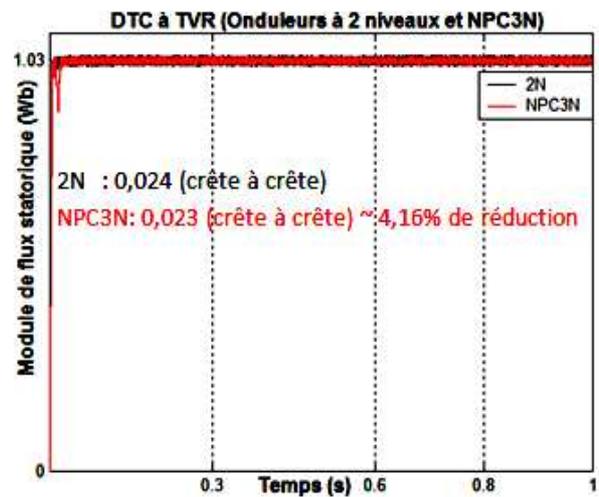


Figure III.13 : Module de flux statorique

La fréquence de commutation du NPC3N vaut moyennement 8,33 kHz, elle est légèrement plus grande que celle d'une TVC mais plus petite que celle d'une TVR dans le cas d'un onduleur ordinaire. Mais en appliquant une TVR cette fréquence devient 12,5 kHz.

On peut résumer les résultats pour les deux types d'onduleur et les deux stratégies de la table de sélection dans le tableau suivant :

Type d'onduleur Type de stratégie	2 niveaux		NPC3N	
	TVC	TVR	TVR	TVC
Fréquence de commutation en (kHz)	6,25	12,50	12,50	8,33
Largeur des oscillations du couple en (N.m)	8,35	4,20	4,22	6,20
Largeur des oscillations du flux en (Wb)	0,028	0,026	0,023	0,026

Tableau III.5 : Comparaison des performances de la DTC pour les deux types d'onduleurs

### B.1.2 Topologie d'un onduleur multicellulaire

Le bras d'un onduleur de telle topologie, peut être représenté par la figure III.14. Le nombre de niveaux n'est pas limité et les cellules de chaque niveau fonctionnent d'une façon classique. En effet, les états des interrupteurs sont complémentaires et accompagnés par des temps morts à chaque commutation.

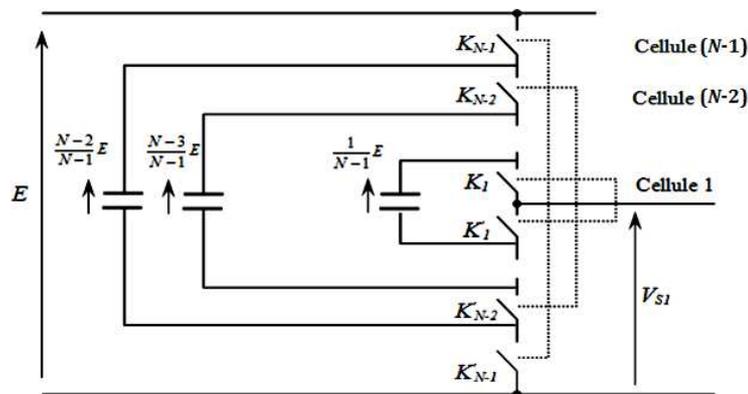


Figure III.14 : Structure d'un bras d'un onduleur multicellulaire à cellules imbriquées

#### B.1.2.1 Topologie d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux

Chaque bras de l'onduleur (OM4N) est constitué de trois cellules et six interrupteurs, donc, dans la figure précédente, N prend la valeur 4. Par combinaison des états des six interrupteurs d'un même bras, on peut imposer à la phase quatre niveaux différents de tension.

Donc, le nombre de vecteurs tension à la sortie de l'OM4N est supérieur au nombre de vecteurs délivrés par les deux autres onduleurs, il vaut  $4^3 = 64$  vecteurs. Parmi ceux-ci, on

distingue des vecteurs redondants (similaires) et 37 vecteurs différents qui forment trois hexagones concentriques. Le schéma spatial de tension dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est représenté par la figure ci-dessous. Les vecteurs de tension, nuls  $(000, 111, 222, 333)$ , au centre des hexagones ne sont pas présentés, ainsi que la redondance des vecteurs de tension.

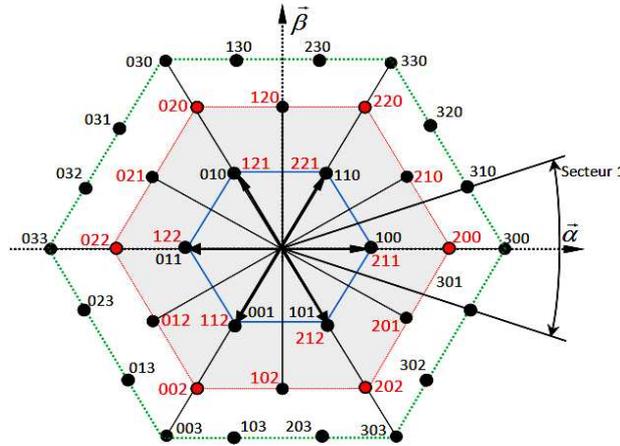


Figure III.15 : Les états des interrupteurs d'un OM4N

La technique de la DTCM (DTC avec convertisseur multicellulaire) est une généralisation de la DTC avec un onduleur à deux niveaux. Cette généralisation se fait à l'aide des sources de tension rajoutées dans chaque bras et séparant les cellules qui constituent le convertisseur utilisé. Ces sources de tension sont formées de condensateurs choisis de façon convenable [07AT]. On peut répartir les 36 vecteurs de tension et les vecteurs de tension, nuls, en quatre groupes selon le tableau suivant :

OM4N	NPC3N	Onduleur à 2 niveaux	Vecteurs tensions nuls	000, 111, 222, 333
			Vecteurs tensions : 1 <sup>er</sup> hexagone	100, 110, 010, 011, 001, 101
			Vecteurs tensions : 2 <sup>ème</sup> hexagone	200, 210, 220, 120, 020, 021, 022, 012, 002, 102, 202, 201
			Vecteurs tensions : 3 <sup>ème</sup> hexagone	300, 310, 320, 330, 230, 130, 030, 031, 032, 033, 023, 013, 003, 103, 203, 303, 302, 301

Tableau III.6 : Répartition des états des interrupteurs pour les trois onduleurs utilisés

La table de vérité de la DTCM que nous proposons, est représentée dans le tableau III.7. L'espace est divisé en neuf secteurs d'un angle de  $\pi/9$  rad ( $40^\circ$ ). Cette division affirme la relation générale entre le nombre de secteurs ( $NS$ ) et le nombre de niveaux de l'onduleur ( $Nn$ ), donné par :  $NS = (Nn - 1) \times 3$ .

$\Delta\phi_s$	$\Delta T_e$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$	$S_9$
1↑	3↑↑	330	130	031	033	013	103	303	301	310
	-3↓↓	303	301	310	330	130	031	033	013	103
	2↑	320	230	030	032	023	003	203	302	300
	-2↓	302	300	320	230	030	032	023	003	203
	1↑	310	330	130	031	033	013	103	303	301
	-1↓	301	310	330	130	031	033	013	103	303
	0	200	320	230	020	032	023	002	203	302
0	3↑↑	120	020	032	012	103	203	302	301	330
	-3↓↓	102	202	301	210	230	130	031	023	003
	2↑	120	020	032	012	103	203	302	301	330
	-2↓	102	202	301	210	230	130	031	023	003
	1↑	120	020	032	012	103	203	302	301	330
	-1↓	102	202	301	210	230	130	031	023	003
	0	000	000	000	000	000	000	000	000	000
-1↓	3↑↑	030	032	023	003	203	302	300	320	230
	-3↓↓	003	203	302	300	320	230	030	032	023
	2↑	031	033	013	103	303	301	310	330	130
	-2↓	013	103	303	301	310	330	130	031	033
	1↑	021	012	002	203	302	200	320	230	020
	-1↓	002	203	302	200	320	230	020	021	012
	0	122	013	103	212	301	310	221	130	031

Tableau III.7 : Table de commutation proposée pour un OM4N

Le tableau précédent présente les séquences correspondant à chaque position du vecteur de flux. L'espace vectoriel des tensions délivrées par l'OM4N ne possède pas une symétrie à ces secteurs, ce qui complique de trouver les vecteurs de tension, appropriés. Par exemple dans le deuxième secteur, le vecteur choisi pour une variation de flux nulle, n'est pas la solution unique et d'autres vecteurs peuvent être choisis.

Le même comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le cas d'un NPC est retenu pour cette fois-ci. Tandis que l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé, est introduite dans un comparateur à hystérésis à sept niveaux, selon le principe schématisé comme suit :

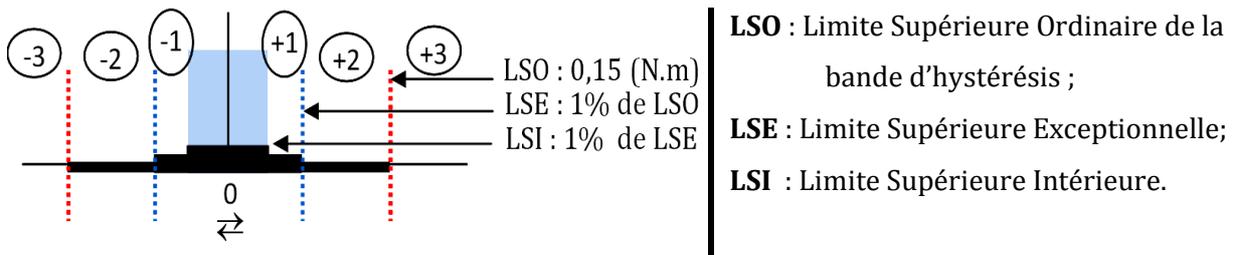


Figure III.16 : Bande d'hystérésis utilisée pour le couple dans le cas d'un OM4N

La figure ci-après présente la demi-bande d'hystérésis de couple pour éclaircir la différence entre l'OM4N et le NPC3N. On doit garder la même largeur de la bande d'hystérésis pour comparer les deux résultats dans les mêmes conditions pour les deux types d'onduleurs.

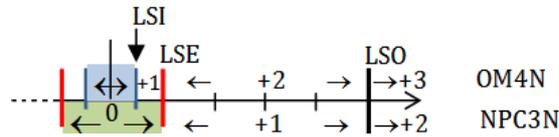


Figure III.17 : Demi-bande d'hystérésis de couple pour l'OM4N et le NPC3N

B.1.2.2 Résultats d'une DTC à OM4N

Pour illustrer le comportement d'une DTC en utilisant un OM4N, on reproduit le même scénario d'entraînement pour le NPC3N comparé à l'onduleur à 2 niveaux. Il nous a paru donc utile de prendre le NPC3N comme référence pour cette étude de comparaison, puisqu'il a abouti à une amélioration par rapport à l'onduleur ordinaire.

Nous retenons les valeurs des limites des comparateurs à hystérésis suivantes : LSO=0,15 N.m ; LSE=20% de LSO et LSI=50% de LES. Les figures montrent que l'utilisation d'un OM4N au lieu d'un NPC3N, peut réduire d'environ 2,13% les oscillations de couple, et d'environ 7% celles de flux. Les figures III.20-21 illustrent les divers vecteurs de tension que les deux onduleurs peuvent développer. Nous constatons que ces vecteurs de tension, suivent leurs trajectoires en traçant les hexagones du tableau III.7, ce qui est en concordance avec les deux figures III.10 et III.15. Ces résultats valident nos algorithmes de simulation.

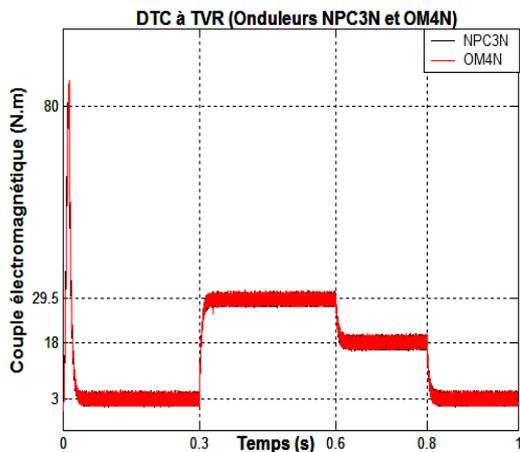


Figure III.18 : Couple électromagnétique

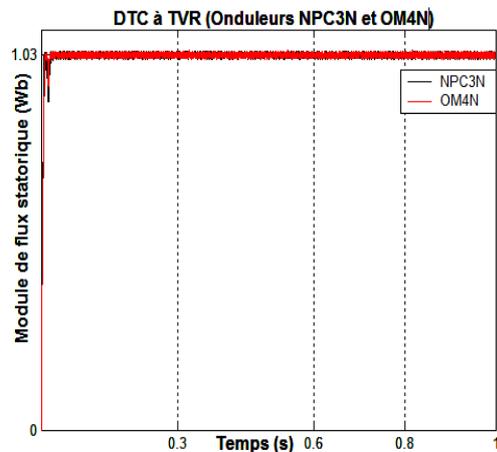


Figure III.19 : Module de flux statorique

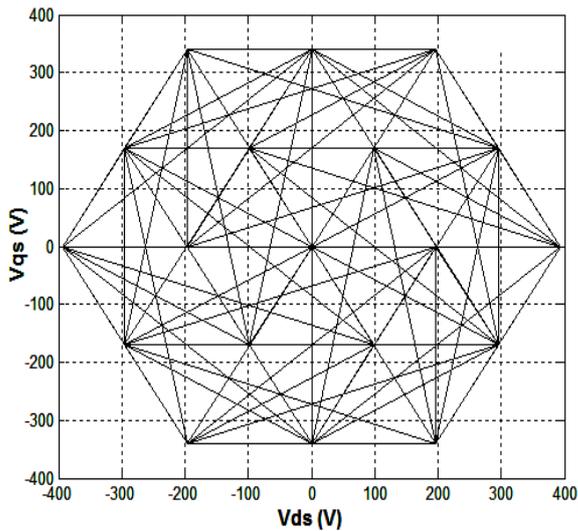


Figure III.20 : Trajectoire du vecteur de tension pour un NPC3N

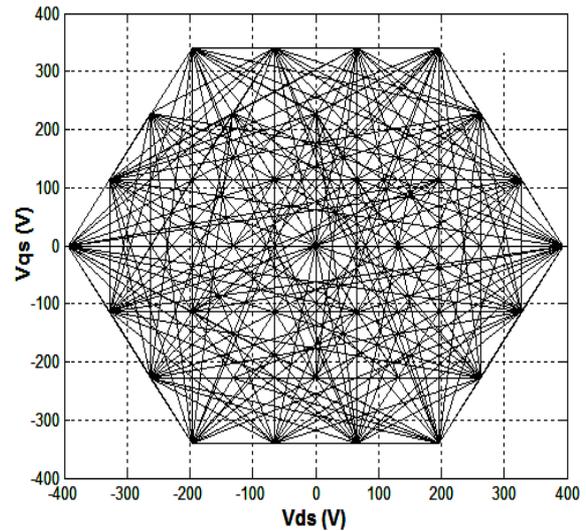


Figure III.21 : Trajectoire du vecteur de tension pour un OM4N

Une comparaison de la fréquence de commutation et de largeur de fluctuation est récapitulée dans le tableau suivant :

Type d'onduleur Tables de vérité	NPC3N		OM4N	
	TVC	TVR	TVR	TVC
Fréquence de commutation en (kHz)	8,33	12,50	8,33	6,25
Largeur des oscillations du couple en (N.m)	6,20	4,22	4,13	8,01
Largeur des oscillations du flux en (Wb)	0,026	0,023	0,021	0,021

Tableau III.8 : Comparaison des performances de la DTC pour les deux types d'onduleurs (NPC3N et OM4N)

D'après ces résultats, l'utilisation d'un OM4N à TVC apporte une réduction des oscillations de couple moins que celle obtenue par un NPC3N, contrairement au cas du flux. Mais lorsque nous utilisons une TVR, les résultats sont beaucoup améliorés. Nous constatons aussi la réduction de la fréquence de commutation qui est un facteur très important pour réduire les pertes de puissance et soulager les interrupteurs à l'intérêt d'une durée de vie plus longue.

Des études sur les onduleurs multicellulaires, proposent de décomposer la table de vérité dans le cas des onduleurs multi niveaux selon des plages de vitesse, car *l'application des vecteurs des hexagones ne permet pas à la machine de fonctionner à vitesse nominale sous le flux nominal* [07AT]. Mais la table de vérité que nous avons proposée (voir table III.7) fonctionne convenablement pour toute la plage de vitesse. Pour illustrer ceci, les figures

suivantes montrent un entraînement à une vitesse dégradée de 150 (rad/s) jusqu'à 5 (rad/s). Les résultats sont satisfaisants et justifient l'intérêt de ce choix.

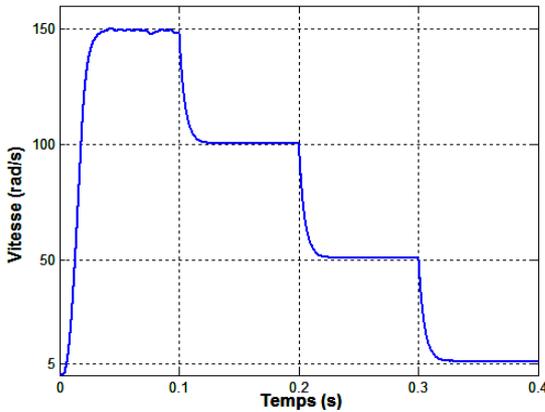


Figure III.22 : Vitesse dégradée

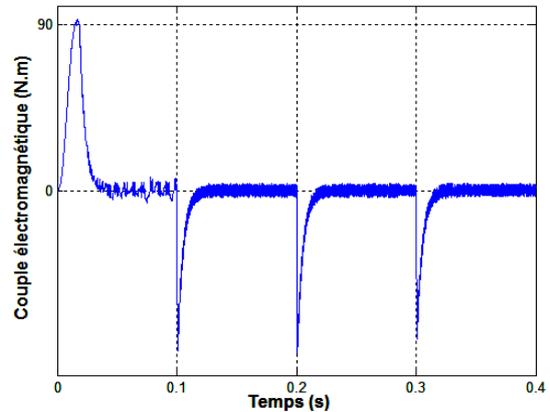


Figure III.23 : Couple électromagnétique

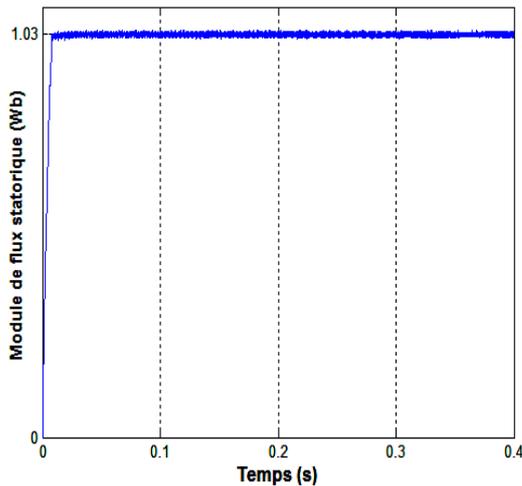


Figure III.24 : Module de flux statorique

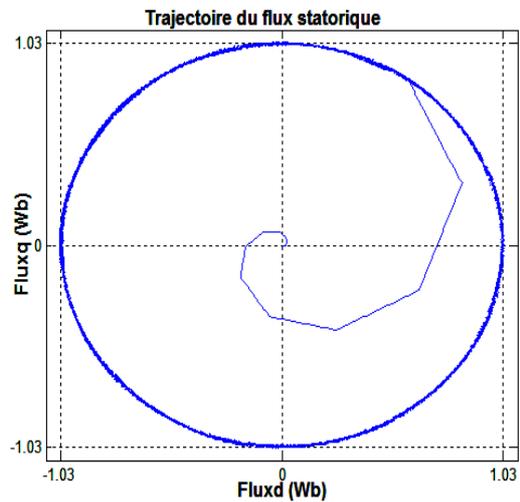


Figure III.25 : Trajectoire du flux statorique

### B.1.3 Aperçu sur les harmoniques de la tension d'alimentation

Une analyse par FFT de la tension délivrée par les trois onduleurs, montre que la TVR réduit nettement les harmoniques de la tension par rapport à la TVC. Les modules des harmoniques sont au-dessous de 10% du fondamental, sauf le cas de l'onduleur à deux niveaux à TVC où ils les dépassent légèrement. Parmi les trois onduleurs utilisés, l'OM4N possède les taux d'harmonique les moins bas, ce qui est bénéfique aux niveaux acoustique et vibrations mécaniques. La figure III.32 montre ces résultats et le taux de distorsion d'harmoniques (THD) pour chaque cas.

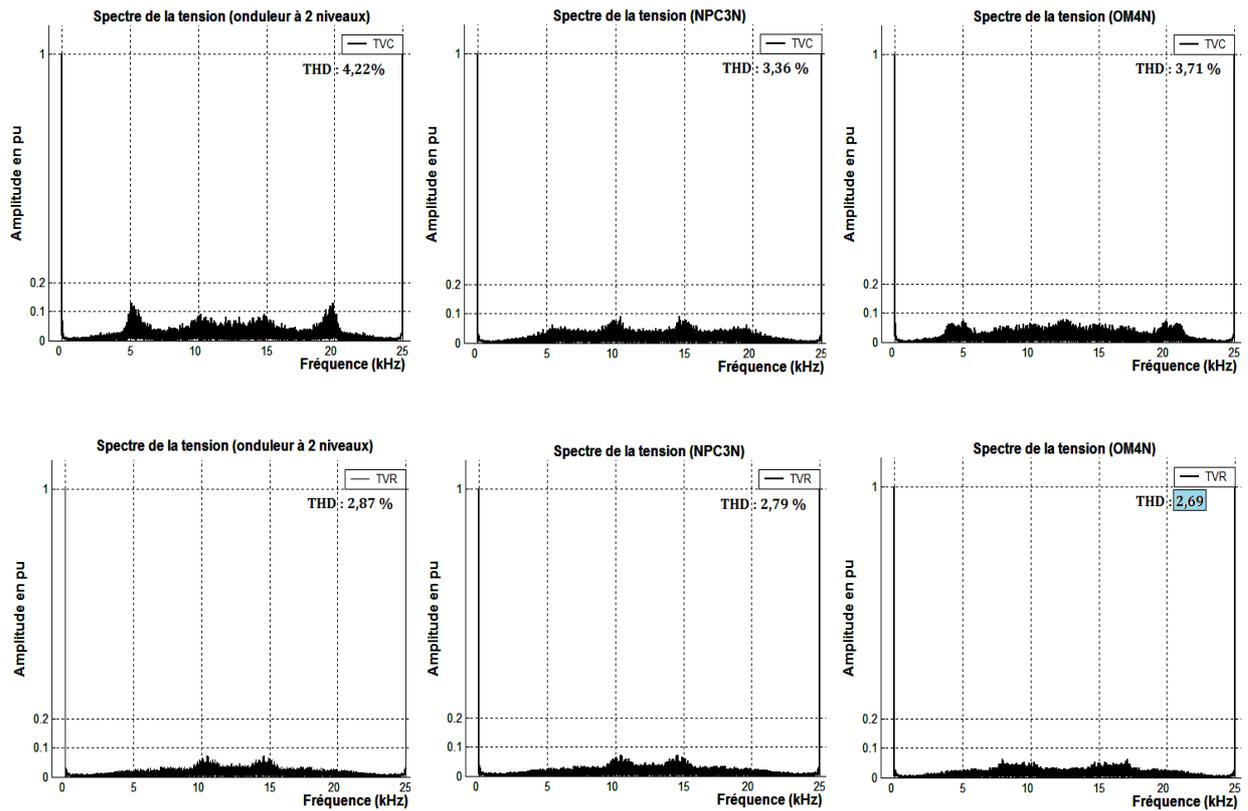


Figure III.26 : Spectres des tensions délivrées par les trois onduleurs

Prenons maintenant l'application des RNA à la DTC dans les deux cas d'alimentation du MAS par un NPC3N et un OM4N.

B.2 Application du RNA à la DTC pour le NPC3N et L'OM4N

Nous suivons les mêmes étapes que dans le cas d'un onduleur à deux niveaux, pour réaliser des SNA pour les deux autres types d'onduleurs pour une DTC à TVC. La phase d'apprentissage s'articule sur la TVC de l'onduleur en sujet. Pour le NPC3N le codage adopté est le suivant :

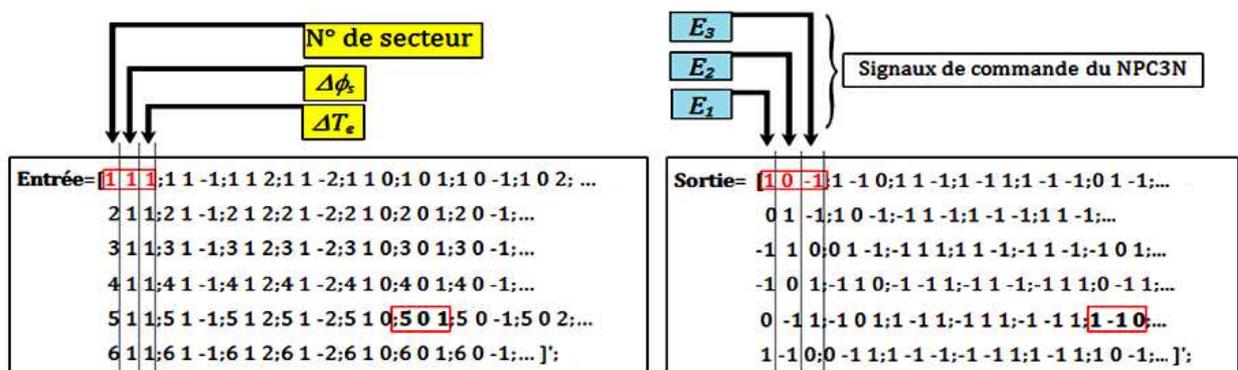


Figure III.27 : Codage utilisé pour l'apprentissage dans le cas d'un NPC3N

D'autre part, pour le cas de l'OM4N, nous suivons la même logique mais en changeant les limites des bandes d'hystérésis, car cette fois-ci, le comparateur du couple est à sept niveaux. Les structures retenues sont regroupées dans le tableau suivant (pour plus de détails sur leurs caractéristiques, voir annexe) :

	NPC3N	OM4N
Couche d'entrée	Trois neurones	Trois neurones
Couches cachées	12 neurones	15 neurones
Couche de sortie	Trois neurones	Trois neurones

Tableau III.9 : Structures neuronales retenues pour les deux types d'onduleurs

B.2.1. Résultats obtenus

Les figures III.28-29 montrent les grandeurs contrôlées par la DTC à sélecteur neuronal pour les deux types d'onduleurs. Nous constatons une bonne reproduction des résultats d'un sélecteur conventionnel. Tandis que les figures III.30-31, illustrent les trajectoires des vecteurs de tension, délivrés par chaque onduleur.

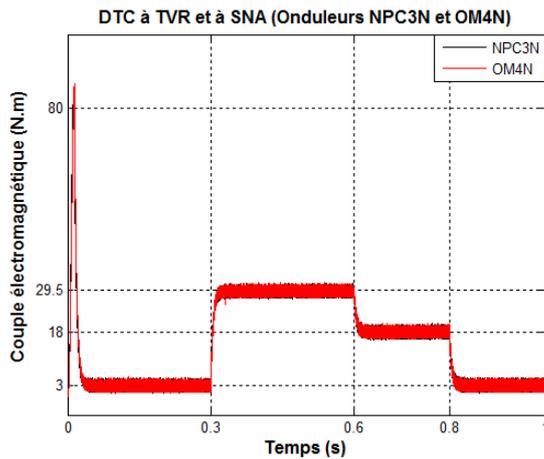


Figure III.28 : Couple électromagnétique

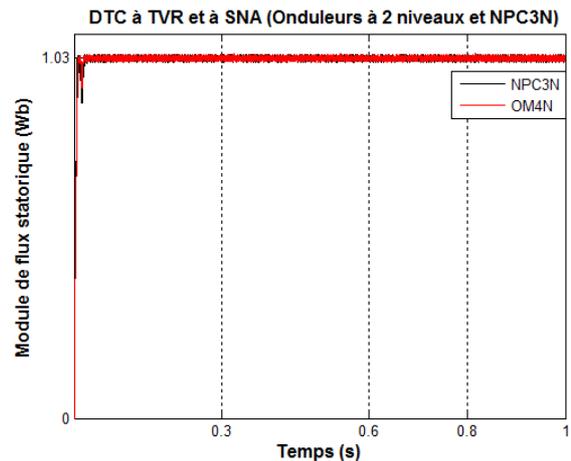


Figure III.29 : Module de flux statorique

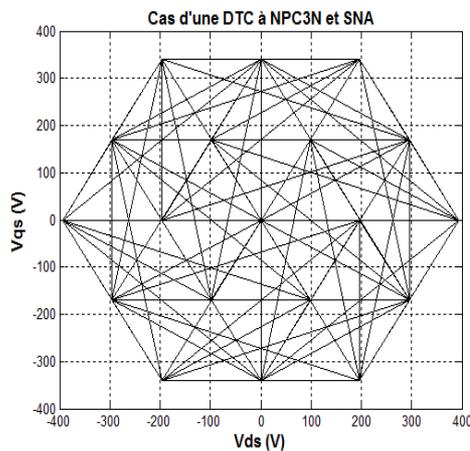


Figure III.30 : Trajectoire du vecteur de tension pour un NPC3N

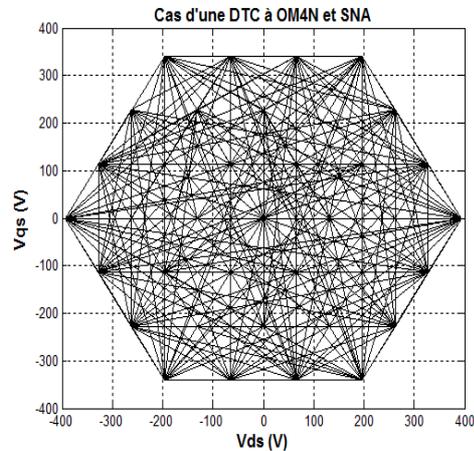


Figure III.31 : Trajectoire du vecteur de tension pour un OM4N

Afin de valoriser l'utilisation des réseaux neuronaux, on doit citer ce qu'ont apporté à la commande comme avantages et comme inconvénients. Pour cela un calcul de temps d'exécution des algorithmes neuronaux est récapitulé dans le tableau suivant pour un temps de simulation d'une seconde :

	DTC conventionnelle		DTC à NPC3N		DTC à OM4N	
	SC	SNA	SC	SNA	SC	SNA
Temps d'exécution x 100 (s)	1,62	2,5	1,63	2,37	1,19	2,53

Tableau III.10 : Temps d'exécution des algorithmes sans et avec les RNA

Effectivement et d'après les résultats obtenus en utilisant les RNA, cette technique intelligente peut simuler d'une façon fiable des algorithmes assez volumineux créés pour la DTC conventionnelle. Néanmoins, cette amélioration entraîne une augmentation indésirable de temps de calcul, due à l'introduction du calcul neuronal en ligne et en série avec l'algorithme de commande. La solution probable de ce problème est l'implantation des modules RN travaillant en parallèle avec l'algorithme de commande ce qui peut minimiser le temps d'exécution. Par ces résultats, nous clôturons l'utilisation des RNA pour passer à une autre technique, aussi intéressante, et qui est la technique de la logique floue.

### III.3 LA LOGIQUE FLOUE

La Logique Floue (LF) est une branche de mathématiques basée sur la théorie des probabilités et des concepts flous. À ce titre, toute une série de notions fondamentales a été développée. Ces notions ont permis de justifier et de démontrer certains principes de base de cette logique floue.

Le principe du réglage par la LF part du constat suivant : dans les problèmes de régulation auxquels il est confronté, l'homme ne suit pas, à l'image de ses inventions, un modèle mathématique basé sur des valeurs numériques et d'équations. Au contraire, il utilise des termes d'appréciation tels que « un peu trop chaud, roulez beaucoup plus vite, freiner à fond, ... etc. » ainsi que ses propres connaissances qu'il a dans le domaine. Celles-ci sont, le plus souvent, acquises de façon empirique.

Il s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire ou booléenne) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours.

De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. Sur la base de ce principe, différentes réalisations ont vu le jour et, actuellement, on trouve deux types d'approche pour le réglage par logique floue.

Dans l'une de ces approches, les règles sont appliquées aux variables à l'aide d'une procédure numérique par le biais d'un microprocesseur ou d'un ordinateur. Dans l'autre approche, les règles sont appliquées aux variables de façon analogique.

Ces deux approches permettent de développer des organes de contrôle par logique floue que l'on désigne par processeur digital flou ou par processeur analogique flou. Pour plus de détails sur le principe de la logique floue avec des exemples réels, à se référer aux références suivantes : [99LB, 00PZ, 10AT, 12AG et 12JA].

### III.3.1 Codage et décodage des entrées et des sorties

L'application de la LF aux systèmes exige une étape importante qui est le codage des entrées (*fuzzification*) et le décodage des sorties (*défuzzification*). Cette phase transforme les grandeurs d'entrée du régulateur flou en syntaxe linguistique de type : grand, petit, ... etc. Ce sont des termes que le régulateur utilise pour le traitement. Une fois le traitement flou est achevé on recourt à la transformation inverse. Le schéma sur la figure III.32 illustre cette phase de traitement.

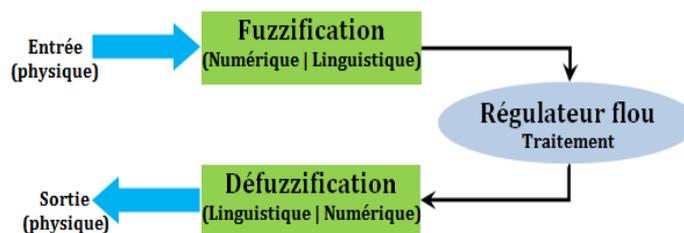


Figure III.32 : Schéma d'un régulateur flou

### III.3.2 Applications de la logique floue à la DTC

Dans une DTC conventionnelle, les paramètres du MAS sont supposés connus à chaque instant. En réalité, ces paramètres ne le sont pas toujours, et on doit estimer en temps réel les paramètres clés pour corriger l'information de la loi de commande qui en dépend. L'une des applications de la LF est d'estimer la résistance statorique, parce que la variation de cette dernière par échauffement par exemple peut affecter la robustesse et la stabilité de la DTC.

### III.3.2.1 Estimateur flou de la résistance statorique

La commande par DTC nécessite la connaissance du couple électromagnétique et du flux statorique (amplitude et phase). Les courants et les tensions statoriques du MAS sont les seules grandeurs facilement mesurables.

L'étude de l'influence de la variation de la résistance statorique sur la stabilité et la robustesse de la commande par DTC, nous a conduit à conclure la nécessité de compenser cette variation afin d'éviter une sensibilité ou une éventuelle instabilité de la commande.

Toute variation de la résistance statorique crée un déséquilibre dans les équations de tensions électriques du MAS. L'estimation du courant statorique du MAS ( $i_s^*$ ) en partant d'un modèle invariable qui ne tient pas compte de l'évolution de la résistance statorique durant le fonctionnement, est sans doute entaché d'erreur par rapport au courant réel ( $i_s$ ) absorbé par le moteur [98SM et 03SH].

L'écart entre le courant statorique estimé et le courant réel de la machine,  $e(k) = i_s^*(k) - i_s(k)$ , et la variation de cet écart  $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ , sont utilisés comme variables floues d'entrée de l'estimateur flou de  $\Delta r_s$  (PIF), dont le schéma bloc est illustré par la figure suivante :

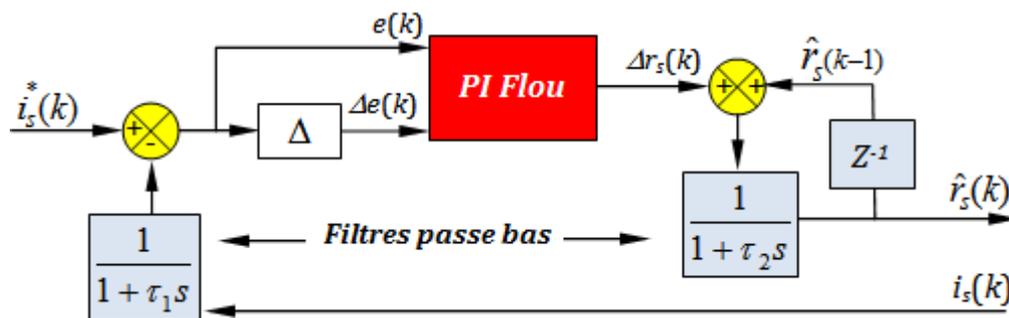


Figure III.33: Schéma bloc du PIF pour estimer la résistance statorique [98SM]

La *fuzzification* des variables d'entrée et de sortie de l'estimateur flou est illustrée par la figure III.34. Chacune des trois variables linguistiques est représentée par cinq sous-ensembles flous (**NG** ≡ Négatif Grand, **NP** ≡ Négatif Petit, **ZE** ≡ nul, **PP** ≡ Positif Petit et **PG** ≡ Positif Grand). Par ailleurs, la *défuzzification* a été réalisée par la méthode du *centre de gravité* associée à la méthode d'interférence somme-produit [98SM], ce qui donne :

$$\Delta r_s = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} X_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} S_i} \tag{III.1}$$

Tels que, pour la  $i^{\text{ème}}$  règle :  $\mu_{ci}$  est son degré,  $X_{Gi}$  est l'abscisse de son centre de gravité et  $S_i$  est la surface du sous-ensemble flou de sa sortie.

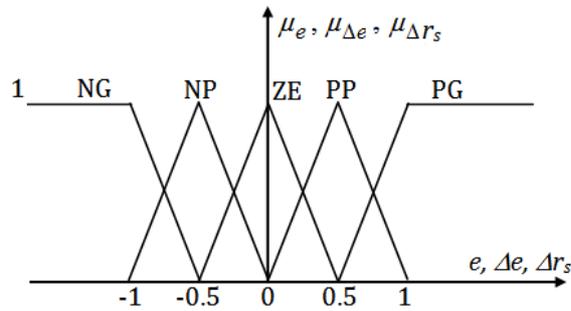


Figure III.34 : Fuzzification des variables linguistiques floues de l'estimateur

Les 25 règles d'inférence sont récapitulées dans le tableau III.12.

		<b>PG</b>	<b>PP</b>	<b>ZE</b>	<b>NG</b>	<b>NP</b>	← Δe
e	<b>PG</b>	PG	PG	PG	PP	ZE	
	<b>PP</b>	PG	PG	PP	ZE	NP	
	<b>ZE</b>	PG	PP	ZE	NP	NG	
	<b>NG</b>	PP	ZE	NP	NG	NG	
	<b>NP</b>	ZE	NP	NG	NG	NG	

Tableau III.11 : Règles d'inférences floues de l'estimateur de Δr\_s

Le raisonnement de cette table d'inférence est déduit d'après le système des équations III.2. En effet, si la résistance statorique subit une augmentation à tension et flux donnés, le courant statorique du moteur diminue.

Par conséquent, nous devons diminuer le courant statorique et l'obliger à poursuivre le courant statorique réel du MAS. Pour cela, nous faisons croître la résistance statorique estimée. Ainsi, nous augmentons  $r_s$  pour une diminution de  $i_s$  par rapport à  $i_s^*$ , et vice versa.

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s} = \int_0^t (v_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}) dt \\ \phi_{\beta s} = \int_0^t (v_{\beta s} - r_s i_{\beta s}) dt \end{cases} \tag{III.2}$$

À titre d'exemple, pour  $e = i_s^* - i_s$  Positive Grande (PG) et une variation  $\Delta e$  PG, alors  $\Delta r_s$  doit être PG aussi, ... etc.

Et suivant cette logique, nous pouvons justifier toutes les autres règles du tableau précédent.

#### A. Expression du module de courant statorique estimé

Montrons dans ce qui suit la méthodologie d'estimation du module du courant statorique  $i_s$ , sans tenir compte de la résistance statorique  $r_s$ . Ce courant sera comparé au courant réel du MAS pour déduire une image de l'évolution de  $r_s$  en utilisant l'estimateur flou exposé précédemment.

Réécrivons tout d'abord les expressions des flux (statorique et rotorique) et du couple électromagnétique dans un référentiel lié au champ tournant [98BS] :

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad , \quad \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (III.3)$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad , \quad \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (III.4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (III.5)$$

Les tensions rotoriques sont exprimées par :

$$r_r i_{dr} - \omega_g \phi_{qr} + P \phi_{dr} = 0 \quad (III.6)$$

$$r_r i_{qr} + \omega_g \phi_{dr} + P \phi_{qr} = 0 \quad (III.7)$$

Où  $P$  est l'opérateur de Laplace et  $\omega_g$  est la pulsation de glissement.

Ces grandeurs étant exprimées dans le référentiel  $(dq)$ , alors en orientant le flux statorique suivant l'axe  $d$ , nous pouvons écrire :

$$\phi_{qs} = 0 \quad , \quad \phi_{ds} = \phi_s \quad (III.8)$$

En remplaçant III.8 dans III.3 et III.5, on aura :

$$\phi_s = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad , \quad 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (III.9)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \phi_s i_{qs} \quad (III.10)$$

D'après cette dernière formule, nous pouvons tirer l'une des composantes du courant de référence, à savoir  $i_{qs}^*$ , en utilisant les valeurs de référence du couple et du flux :

$$i_{qs}^* = \frac{2 T_e^*}{3p \phi_s^*} \quad (\text{III.11})$$

En dérivant l'expression III.9, et comme le flux est supposé constant en régime permanent, nous aurons :

$$L_s P i_{ds} = -M P i_{dr} , L_s P i_{qs} = -M P i_{qr} \quad (\text{III.12})$$

De plus, en régime établi nous avons :  $P i_{ds} = P i_{qs} = 0$ . Alors, tous les courants et les flux rotoriques dans III.6-7, peuvent être éliminés en utilisant l'expression III.12. Il vient :

$$-\frac{r_r L_s}{M} i_{qs}^* + \omega_g^* M i_{ds}^* \left( 1 - \frac{L_s L_r}{M^2} \right) + \omega_g^* \frac{L_r}{M} \phi_s^* = 0 \quad (\text{III.13})$$

$$-\frac{r_r L_s}{M} i_{ds}^* - \omega_g^* M i_{qs}^* \left( 1 - \frac{L_s L_r}{M^2} \right) + \frac{r_r}{M} \phi_s^* = 0 \quad (\text{III.14})$$

Les deux équations III.13-14 sont des fonctions de deux inconnus :  $i_{ds}^*$  et  $\omega_g^*$ . Par élimination nous obtenons une équation à un seul inconnu  $i_{ds}^*$  :

$$L_s (i_{ds}^*)^2 - \phi_s^* \left( 1 - \frac{L_s L_r}{M^2 - L_s L_r} \right) i_{ds}^* + L_s (i_{qs}^*)^2 - \frac{L_r}{M^2 - L_s L_r} (\phi_s^*)^2 = 0 \quad (\text{III.15})$$

La résolution de cette équation donne la solution physique de  $i_{ds}^*$  qui est la valeur réelle la plus petite parmi les solutions trouvées, et à partir de laquelle on calcule le module du courant statorique de référence selon l'expression suivante :

$$i_s^* = \sqrt{(i_{ds}^*)^2 + (i_{qs}^*)^2} \quad (\text{III.16})$$

La figure III.35 illustre le schéma d'une DTC munie d'un PIF pour l'estimation de la résistance statorique.

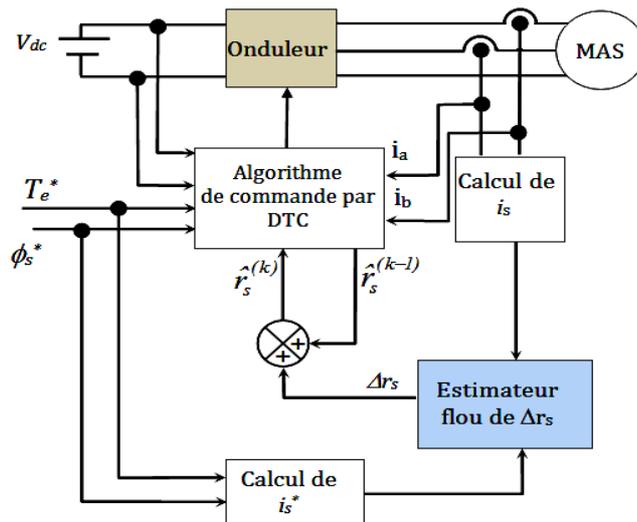


Figure III.35 : Schéma bloc d'une DTC à estimateur flou de  $r_s$

### A.1 Résultats d'une DTC à estimateur flou de $r_s$

Pour examiner le comportement de la DTC lors de changement paramétrique, on suppose deux scénarios pour la variation de la résistance statorique : une variation sévère en créneaux et une variation en rampe sur le même intervalle de temps en gardant les mêmes limites, comme le montre la figure III.36 :

- 0 → 0,3 s
  - 0,3 → 0,6 s
  - 0,6 → 0,9 s
  - Au-delà de 0,9 s
- |  |
|--|
| $r_s = r_{sn}$ résistance nominale à température nominale ;                            |
| $r_s = 1,25 \times r_{sn}$ (échauffement $\Delta T = 63,5 \text{ }^\circ\text{C}$ ) ;  |
| $r_s = 1,5 \times r_{sn}$ (échauffement $\Delta T = 127,22 \text{ }^\circ\text{C}$ ) ; |
| $r_s = 1,25$ (diminution de température $\Delta T = -10 \text{ }^\circ\text{C}$ ).     |

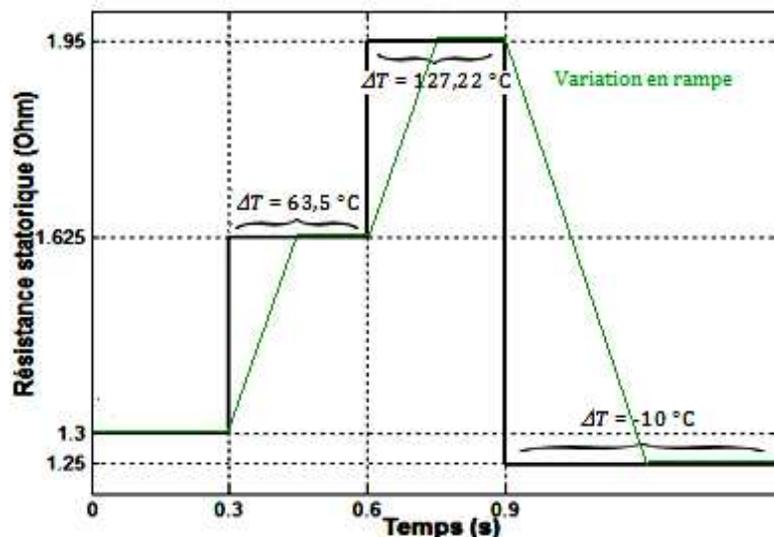


Figure III.36 : Variations supposées de la résistance statorique

Dans un premier temps, nous allons commander le MAS par une DTC simple sans introduire l'estimateur de la résistance statorique. Cela entraîne une erreur dans les équations qui décrivent l'estimation du flux statorique et donc du couple. Ce scénario que nous supposons, traite le cas extrême d'une variation probable de  $r_s$ .

A.1.1 Cas d'une DTC sans estimateur flux

La figure III.37 montre l'évolution du couple développé pour les deux variations supposées pour un MAS à charge variable. Nous pouvons remarquer que le couple suit encore sa référence avec des oscillations nuisibles dans l'intervalle où la résistance est supposée inférieure à la valeur nominale. Quant au flux, il est plus perturbé dans cet intervalle de temps (voir figures III.38-39), et dans ce même intervalle, c'est pareil pour la vitesse qui tend à rejoindre sa référence lentement à cause du fonctionnement du MAS en charge (voir figure III.40).

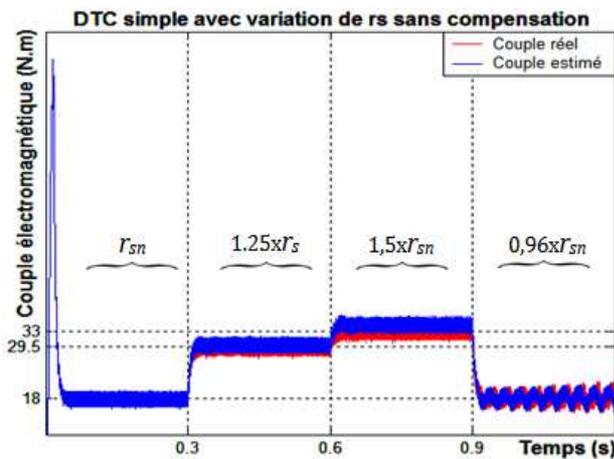


Figure III.37 : Couple électromagnétique pendant une variation de  $r_s$

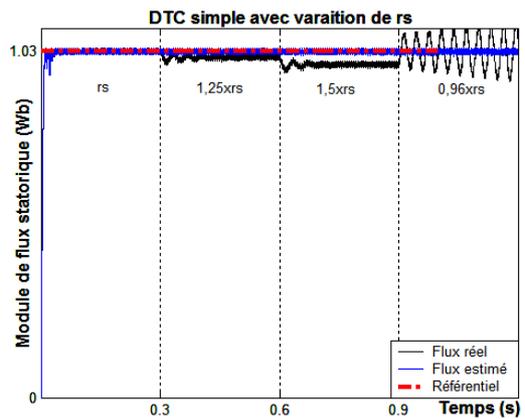


Figure III.38 : Module de flux statorique pendant une variation de  $r_s$

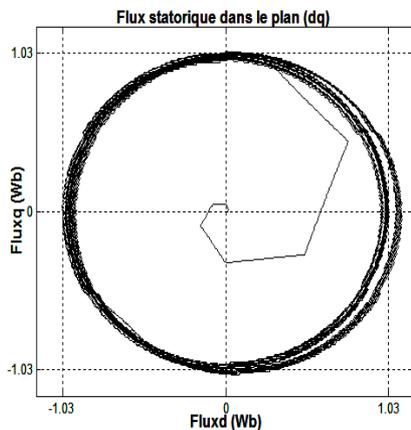


Figure III.39 : Trajectoire de flux statorique réel pendant une variation de  $r_s$

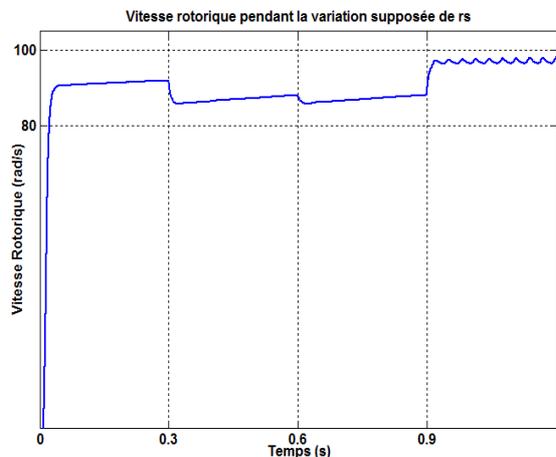


Figure III.40 : Vitesse rotorique

A.1.2 DTC à estimation par PIF de  $r_s$

Après compensation des variations de  $r_s$  par le PIF, les résultats de simulation dans les figures III.41-43, montrent clairement une bonne correction des valeurs estimées. De plus, les grandeurs commandées suivent bien leurs trajectoires désirées, et d'une façon remarquable l'allure de la résistance estimée par le PIF coïncide avec celles des deux scénarios proposés. L'allure de la résistance dans les instants des variations brusques, présente certains piques qu'on ne les trouve pas pour le cas des variations en rampes ce qui est tout à fait normal, car un système physique réel ne permet pas un changement brusque instantanément.

Quant à la figure III.44, nous remarquons le rejet de la perturbation de la vitesse due à la variation de  $r_s$ , ce qui confirme la robustesse du PIF utilisé.

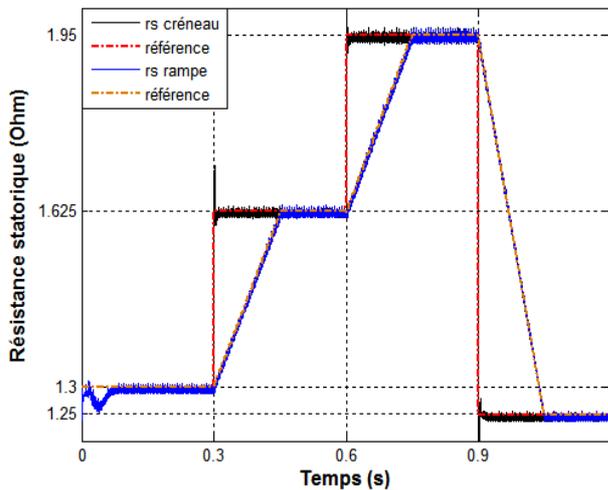


Figure III.41 :  $r_s$  estimée par le PIF

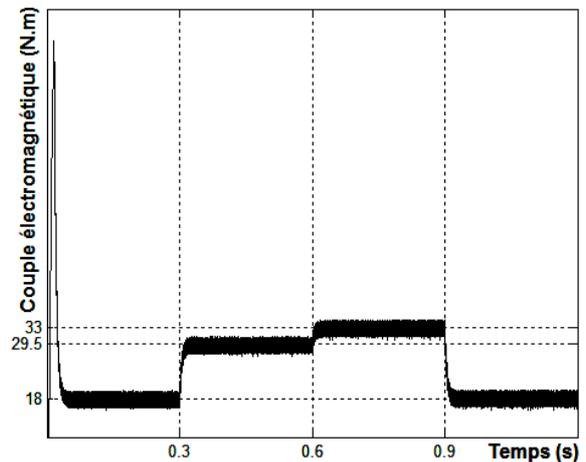


Figure III.42 : Couple électromagnétique pendant la variation de  $r_s$

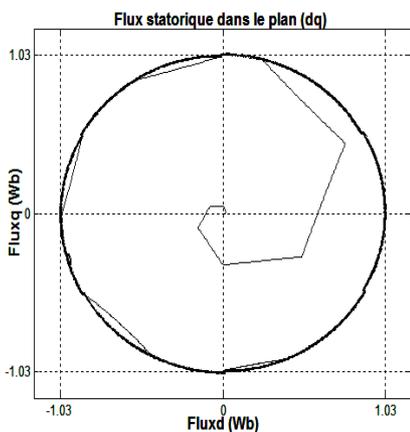


Figure III.43 : Trajectoire de flux statorique corrigée par le PIF

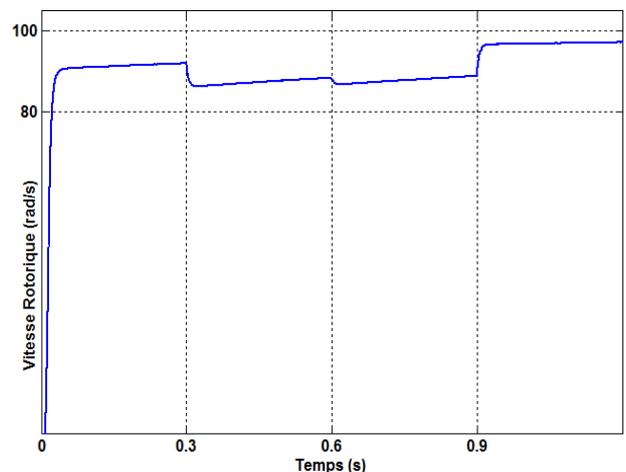


Figure III.44 : Vitesse rotorique en présence du PIF

**B. Cas d'un entraînement à basse vitesse**

Nous savons que la chute ohmique statorique est négligeable dans la plage des grandes vitesses, ce qui rend la variation de la résistance statorique moins influente et les grandeurs commandées pas trop perturbées. Pour les basses vitesses, cette chute ohmique devient comparable à la variation de flux statorique, et donc, la variation de la résistance peut influencer fortement la stabilité de l'entraînement. Dans ce qui suit, nous reprenons la variation de  $r_s$  selon le premier scénario pour une vitesse de 10 rad/s.

Nous rappelons, d'après les résultats obtenus précédemment, que le flux est plus perturbé par rapport au couple quand la résistance statorique varie en absence de son estimation.

D'autre part, et pour les basses vitesses, la bande de fluctuation du couple devient plus large, d'une manière où les perturbations causées par la variation de  $r_s$ , deviennent difficilement visibles. Pour ces raisons, nous nous intéresserons uniquement au comportement de flux statorique pour présenter nos résultats de simulation.

Les allures de flux dans les figures III.45-46, montrent une grande perturbation et une divergence du flux estimé dans l'intervalle de temps où la résistance est au-dessous de sa valeur nominale.

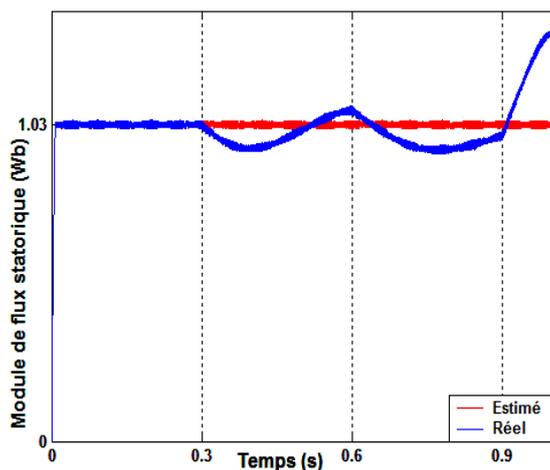


Figure III.45 : Module de flux statorique

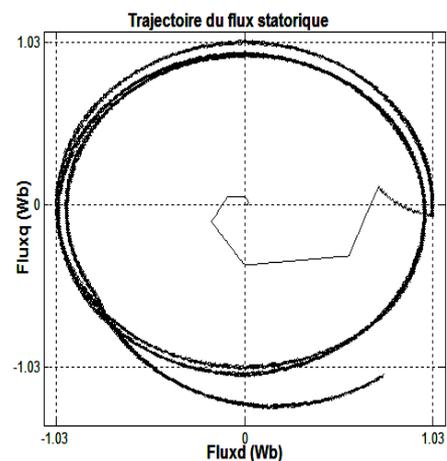


Figure III.46 : Trajectoire de flux

D'après les résultats obtenus en utilisant l'estimateur flou, la DTC a repris sa stabilité et ses grandeurs commandées sont bien à leurs consignes (voir figures III. 47-48).

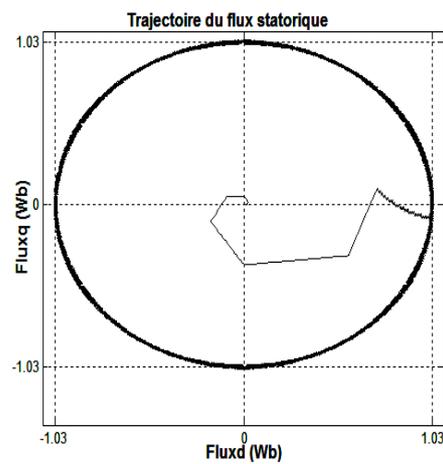
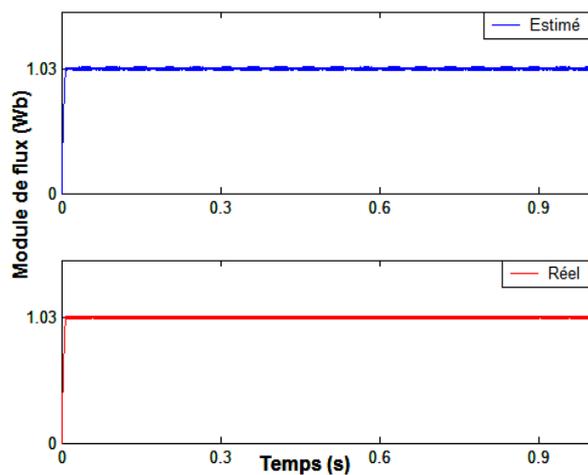


Figure III.47 : Module de flux statorique en présence du PIF

Figure III.48 : Trajectoire de flux en présence du PIF

Par ces résultats, nous venons de terminer cette application en utilisant la technique de la logique floue. Dans la partie suivante, nous entamons une optimisation de la DTC, en utilisant les algorithmes génétiques.

### III.4 OPTIMISATION DE LA DTC PAR ALGORITHME GÉNÉTIQUE

Les algorithmes génétiques (AG), comme les réseaux de neurones, font partie des "Réseaux Adaptatifs Non-linéaires" (RAN). Ils sont composés d'un grand nombre d'unités élémentaires ou agents, qui sont dans notre cas des neurones ou des chromosomes. Ces agents traitent l'information le plus souvent de façon parallèle et distribuée.

Ils interagissent entre eux d'une manière non-linéaire et sans contrôle central. Si l'environnement extérieur dans lequel ils baignent est capable de leur fournir une rétroaction, alors les agents et leurs interactions sont modifiés par des "opérateurs" de telle sorte que le système global s'adapte progressivement à son environnement et améliore sa réponse.

#### III.4.1 Principes et définitions

Les algorithmes génétiques sont développés pour des fins d'optimisation. Ils permettent la recherche d'un extremum global. Ces algorithmes s'inspirent des mécanismes de sélection naturelle et de la génétique de l'évolution. Un algorithme génétique fait évoluer une population de gènes en utilisant ces mécanismes. Il utilise une fonction coût basée sur un critère de performance pour calculer une "qualité d'adéquation" (fitness).

Les individus les plus "forts" seront à même de se reproduire et auront plus de descendants que les autres. Chaque chromosome est constitué d'un ensemble d'éléments appelés caractéristiques ou gènes. Le but est de trouver la combinaison optimale de ces éléments qui donne un "fitness" maximum. À chaque itération (génération de population), une nouvelle population est créée à partir de la population précédente [99LB, 05SM, 07DH, 07MS et 09PV].

Donc le principe de base consiste à simuler le processus d'évolution naturelle dans un environnement artificiel. On parlera de l'individu dans une population, Il est composé d'un ou plusieurs chromosomes. Les chromosomes sont eux-mêmes constitués de gènes qui contiennent les caractères héréditaires de l'individu.

Pour un problème d'optimisation donné, un individu représente un point de l'espace d'état. On lui associe la valeur du critère à optimiser.

L'algorithme génère ensuite de façon itérative des populations d'individus sur lesquelles, on applique des processus de sélection, de croisement et de mutation. Les meilleurs éléments seront donc favorisés par sélection parmi la population. En ce moment-là, le croisement et la mutation nous assurent une exploration efficace de l'espace d'état. Il se prête cependant très bien au calcul parallèle puisque l'adéquation d'un individu n'est pas liée à celle de son voisin.

Un algorithme génétique recherche alors, le ou les extrêmes (minimum ou maximum) d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, nous devons disposer des six éléments suivants :

1. Un principe de codage de l'élément de population : Cette étape associe à chacun des points de l'espace d'état une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Le codage binaire a été très utilisé à l'origine. Le codage réel est, désormais, largement utilisé, notamment dans les domaines applicatifs pour l'optimisation des problèmes à variables réelles ;
2. Un mécanisme de génération de la population initiale : Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important, car il

peut rendre plus ou moins rapide la convergence vers l'optimum global. Dans le cas où l'on ne connaît rien du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale, soit bien répartie sur tout le domaine de recherche ;

3. Une fonction à optimiser : Celle-ci retourne une valeur appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu ;
4. Un mécanisme de sélection des individus candidats à l'évolution ;
5. Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état. L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'état ;
6. Des paramètres de dimensionnement : Taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation.

On note également que l'on a eu à aucun moment besoin de dériver une quelconque fonction, ce qui présente un avantage des algorithmes génétiques. *Toute médaille ayant son revers*, la convergence vers l'optimum demande un grand nombre de générations. Si l'évaluation du "fitness" de chaque individu demande *un temps de calcul important*, alors le processus devient très lourd [09BL].

### III.4.2 Application pour optimiser le régulateur PI de vitesse

Pour notre étude, nous voulons appliquer cette technique dans le but de précalculer (d'ajuster) les gains du régulateur PI utilisé de la boucle de vitesse ce qui peut être appliqué notamment pour calculer d'une façon optimale les autres gains utilisés dans cette étude comme les gains du PIF et ultérieurement les gains des observateurs.

L'optimisation de ces gains se fait soit en parallèle (offline) soit en série (real time). Une fois les gains sont obtenus offline par l'application de l'algorithme génétique, on les introduit dans l'algorithme de commande.

Le processus optimisé par les AG peut être schématisé comme suit :

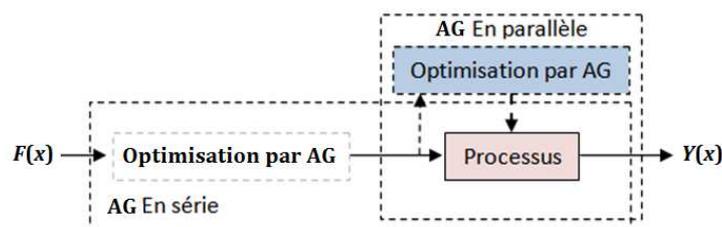


Figure III.49 : Optimisation d'un processus par AG

Donc deux possibilités d'introduire l'optimisation par AG, peuvent être examinées : Nous définissons une fonction exécutée en parallèle (offline), ou, nous introduisons au cœur de l'algorithme de commande une optimisation par les AG (voir figure III. 50-51).

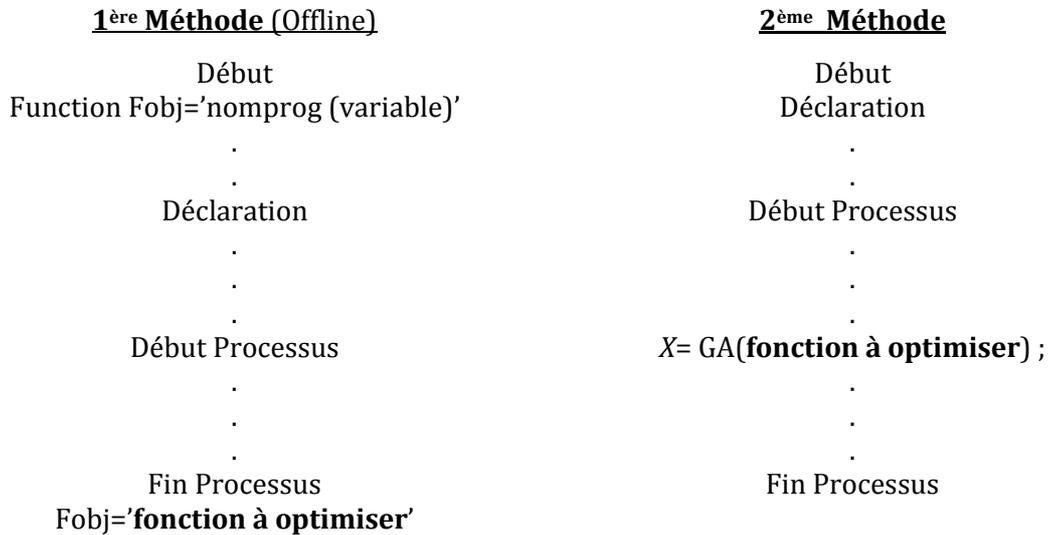


Figure III.50 : 1<sup>er</sup> Algorithme d'une optimisation par AG | Figure III.51 : 2<sup>ème</sup> Algorithme d'une optimisation par AG

Où :  $X$  est le vecteur des variables à optimiser par AG.

#### III.4.2.1 Optimisation des gains du régulateur PI de vitesse

Les gains du régulateur PI de vitesse que nous avons utilisé dans nos études précédentes, sont ajustés par tâtonnement (manuellement).

La méthode classique pour se rapprocher du meilleur choix de ces gains consiste à résoudre le système d'équations obtenu par comparaison entre la fonction de transfert en boucle fermée d'une régulation de vitesse par un PI et l'équation d'un système de premier ordre, pour avoir un même comportement. Par identification, nous tirons les valeurs initiales des gains.

Un bon PI possède les gains donnant un temps de réponse rapide sans dépassement. Ceci se traduit par une minimisation de la surface colorée dans la figure ci-après et qui reflète l'écart dynamique entre la vitesse du moteur et sa référence.

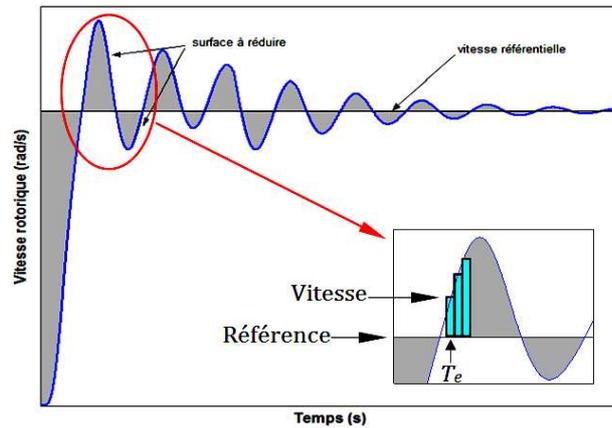


Figure III.52 : Surface de l'erreur dynamique de la vitesse à minimiser par AG

Afin de procéder à cette optimisation (réduire la surface de l'erreur dynamique en gris), nous définissons l'intégrale de l'erreur quadratique qui permet la recherche de la solution optimale de la fonction objective suivante :

$$F_{obj} = \int_0^{t_f} (\omega_{ref} - \omega_r)^2 dt \tag{III.17}$$

La recherche du minimum de cette intégrale permet de calculer les paramètres du régulateur qui minimise le critère III.17.

L'optimisation par les AG, aboutit à des gains différents de ceux utilisés au début de ce travail par tâtonnement. Nous avons gardé l'utilisation de ceux-ci jusqu'à ce point de rédaction dans le but de justifier l'application de cette optimisation.

**A. Résultat d'optimisation des gains du régulateur PI de vitesse**

En appliquant l'optimisation des gains du régulateur PI de la vitesse, nous aboutissons au résultat suivant :

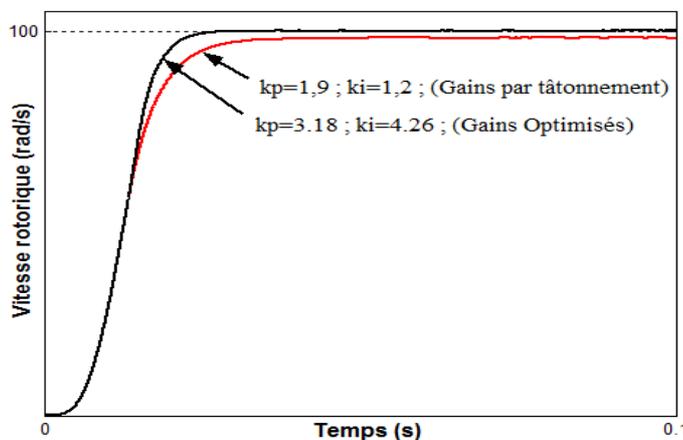


Figure III.53 : Vitesse de rotation du MAS

Cette figure montre la réponse dynamique de la vitesse pour un régulateur PI à gains obtenus par tâtonnement et à gains optimisés par AG. Nous pouvons noter l'amélioration de la dynamique de vitesse en termes de rapidité et de précision.

### III.4.3 Optimisation des gains du régulateur PIF

Dans cette partie, nous allons entamer une optimisation du régulateur PIF, en calculant ses gains en utilisant les algorithmes génétiques de la même méthode utilisée précédemment pour le régulateur PI de la vitesse. Les valeurs obtenues seront utilisées à la place des valeurs trouvées par tâtonnement et exploitées pour la correction floue de l'estimation dans §III.3.2.1.

Cette fois-ci, nous devons chercher le minimum de l'écart entre le courant statorique estimé et le courant statorique réel, ou bien l'écart entre les flux statoriques estimé et réel si celui-ci est mesuré.

#### III.4.3.1 Résultats de l'optimisation des gains du PIF

Les figures ci-après, montrent l'allure de la résistance statorique estimée et la réponse de la vitesse, qui est réduite de 10% entre  $t=0,4$  (s) et  $t=0,8$  (s), puis inversée et qui est régulée par le nouveau PIF, comparés au PIF à gains non optimisés (voir figure III.55). Il est clair que la résistance a une large bande d'oscillation pour les basses vitesses, alors que cette bande est moins oscillante pour les grandes vitesses d'entraînement, comme le montre la figure III.54 (a). La figure III.54 (b) montre que l'optimisation des gains des régulateurs par les AG, peut réduire d'une façon convenable ces oscillations pour toute la plage de vitesse, ce qui est intéressant et bénéfique pour la DTC.

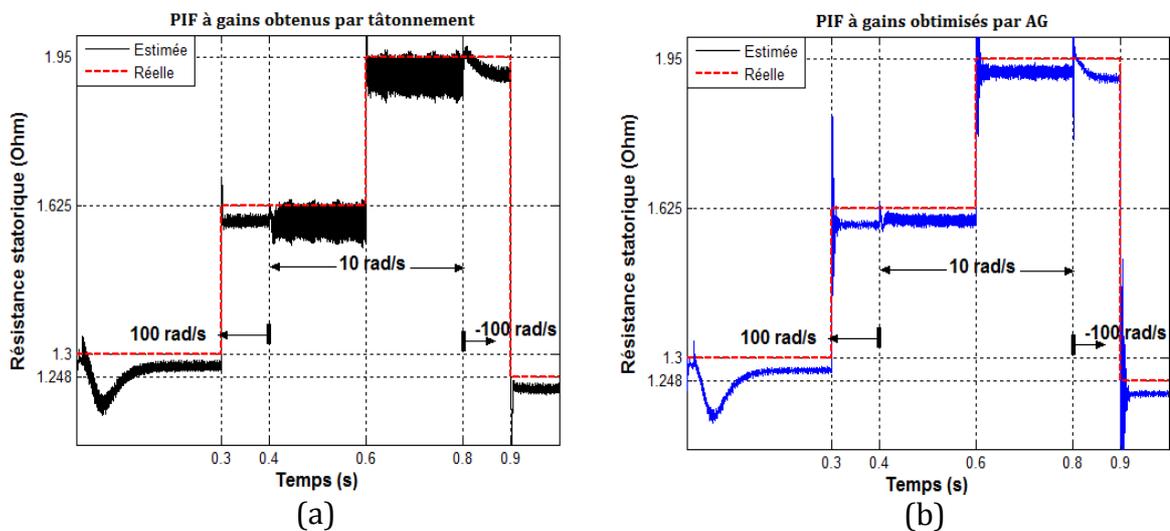


Figure III. 54 : Résistance statorique (estimée et réelle)

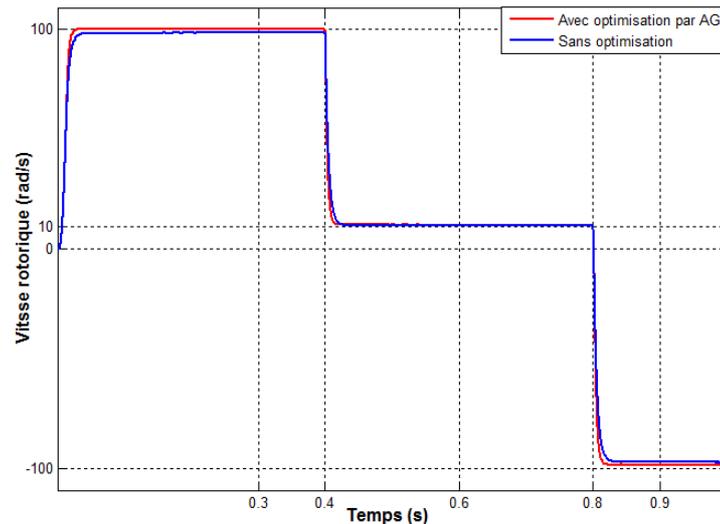


Figure III. 55 : Vitesse de rotation réduite de 10% ensuite inversée

Notons que ces résultats sont obtenus dans les conditions suivantes :

- Fréquence d'échantillonnage : 25 kHz ;
- Bandes d'hystérésis :  $\varepsilon_{T_e}=0,015$  N.m ;  $\varepsilon_{\phi_s}=0,001$  Wb ;
- Gains du PI de la vitesse ( $k_p= 1,9$  ;  $k_i=1,2$ ) et du PIF ( $k_e= 2,8$  ;  $k_{de}=28$  ;  $k_{rs}=3,8$ );
- Gains optimisés du PI de la vitesse ( $k_p= 3,18$  ;  $k_i=4,26$ ) et du PIF ( $k_e= 4,62$  ;  $k_{de}=4,58$  ;  $k_{rs}=4,20$ ).

### III.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, deux autres alternatives pour réduire les oscillations du couple et du flux, ont été présentées, à savoir l'utilisation d'un onduleur de type NPC à trois niveaux et d'un onduleur multicellulaires à quatre niveaux. Nous avons présenté leurs structures, ainsi que la table de vérité du NPC à trois niveaux, et nous avons proposé une nouvelle table de vérité pour l'onduleur multicellulaire à quatre niveaux.

Une large comparaison entre les résultats obtenus a été faite pour éclaircir la différence obtenue par ces deux dispositifs. Nous avons constaté que par rapport à un onduleur à deux niveaux, l'utilisation du NPC à trois niveaux réduit les oscillations en sujet, mais la fréquence de commutation moyenne se trouve augmentée.

Quant à l'onduleur multicellulaire à 4 niveaux comparé à l'onduleur NPC, il a l'avantage d'avoir une fréquence de commutation réduite et moins d'oscillations au niveau de flux statorique, sans oublier de citer qu'il provoque moins de distorsions au niveau de tension, en appliquant une TVR.

D'autre part, un ensemble de techniques de l'intelligence artificielle, a été utilisé et exploité dans ce chapitre. En effet, une application des réseaux de neurones artificiels (RNA) pour la DTC, a été explorée. Pour les trois types d'onduleurs utilisés, nous avons présenté des sélecteurs neuronaux artificiels (SNA) de vecteur de tension, afin de remplacer les tables de vérité conventionnelles. Nos résultats obtenus, nous ont assuré l'efficacité de ces SNA au détriment d'une augmentation du temps de calcul, présentant ainsi un inconvénient pour cette démarche.

Pour remédier au problème de la perte de stabilité et/ou de la dégradation des performances de la DTC lors de la variation de la résistance statorique (augmentation ou diminution), un PI à base de la logique floue a été présenté et utilisé. L'estimation en utilisant ce PIF était satisfaisante de point de vue stabilité et performance rétablies.

Le tâtonnement que nous avons fait pour déterminer les gains du régulateur PI de la vitesse et de l'estimateur flou de la résistance statorique PIF, a présenté un problème de précision. L'allure de la vitesse réglée par PI a eu une erreur statique avec un retard de temps de réponse et quant à la résistance statorique reconstituée en utilisant le PIF, nous avons remarqué des fluctuations qui se manifestent clairement pour les basses vitesses. Nous avons surmonté ces problèmes par une optimisation à base des algorithmes génétiques en calculant les gains des deux régulateurs d'une façon adéquate.

---

## CHAPITRE IV DTC ASSOCIÉE À UN OBSERVATEUR À MODE GLISSANT

---

<b>IV.1 INTRODUCTION</b>	117
<b>IV.2 OBSERVATEURS</b>	117
IV.2.1 Principe d'un observateur	118
IV.2.2 Observateur de <i>Luenberger</i>	120
IV.2.3 Filtre de <i>Kalman</i>	122
IV.2.4 Observateur à mode glissant	124
<b>IV.2.4.1 Synthèse d'un observateur à mode glissant de flux statorique du MAS</b>	124
<b>IV.2.4.2 Phénomène de <i>Chattering</i></b>	130
<b>IV.3 RÉSULTATS ET DISCUSSIONS</b>	131
IV.3.1 Cas d'une variation de $r_s$ à grande vitesse de rotation	132
IV.3.2 Cas d'une variation de $r_s$ à basse vitesse de rotation	134
IV.3.3 Optimisation des gains de l'observateur à mode glissant	137
<b>IV.4 CONCLUSION</b>	138

## IV.1 INTRODUCTION

Rappelons encore une fois, la nécessité de connaître d'une manière exacte le flux statorique (amplitude et phase) et le couple électromagnétique pour implanter la commande DTC. Alors que la loi de cette dernière s'appuie sur la connaissance préalable de la valeur de la résistance statorique selon les équations II.7, pour des fonctionnements, peut-être sévères, cette résistance peut changer de valeur (s'augmenter ou se diminuer).

Pour surmonter ce problème, on peut utiliser soit un estimateur, c'est-à-dire une « copie » du système sans retour d'information, soit un observateur qui assure en plus un retour d'information [00AK et 00CC2].

Les bonnes propriétés de la machine permettent d'envisager l'utilisation d'un estimateur qui donnera des résultats satisfaisants si le modèle est relativement bien connu et si le système n'est pas trop perturbé par rapport aux performances souhaitées. Si ces dernières sont trop contraignantes, alors il faut envisager l'utilisation d'un observateur [00AG, 00CC2, 00GG et 00JM], dont l'implantation permet de reconstituer l'état du système et corriger les grandeurs estimées nécessaires pour la commande de la machine.

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié la première alternative, tandis que dans ce chapitre, nous allons présenter brièvement quelques types d'observateurs et consacrer le reste du chapitre à l'étude d'un Observateur à Mode Glissant qui permet la compensation de la variation de  $r_s$  et l'estimation de la vitesse rotorique.

## IV.2 OBSERVATEURS

Certaines grandeurs d'état ou de sortie utilisées pour l'élaboration de la commande des machines électriques sont difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux) ou pour des problèmes économiques (vitesse) [00CC2, 00GG et 01MF].

Il est préférable donc de déterminer celles-ci, sans utiliser des capteurs dédiés. Elles sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (tensions, courants) et elles peuvent être reconstituées par [00CC2, 00GG, 00GR, 00JM, 01MF et 05MF] :

- Des estimateurs utilisés en boucle ouverte : Un exemple d'estimateurs a été présenté au deuxième chapitre et utilisé pour reconstituer le flux statorique de la commande par DTC du MAS.

- Des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées : Il existe plusieurs types d'observateurs dont on présente quelques-uns brièvement dans la suite de ce chapitre.

L'intérêt industriel de la commande sans capteur des machines asynchrones n'est plus à démontrer. De manière évidente, la commande sans capteur de vitesse, du moteur asynchrone, nécessite un algorithme d'estimation de la vitesse de rotation du rotor.

Lorsque celui-ci est basé sur une utilisation plus poussée des informations portées par les grandeurs électriques statoriques, des techniques de reconstitution de l'état de systèmes non-linéaires peuvent être utilisés.

La mise en œuvre de la plupart de ces techniques de reconstitution repose sur la connaissance du modèle électrique du moteur asynchrone.

Or, les paramètres électriques qui caractérisent ce modèle, peuvent varier de manière significative, lors du fonctionnement normal du moteur, sous l'effet de phénomènes tels que l'échauffement du stator et du rotor, la saturation magnétique ou encore l'effet pelliculaire [05MG].

La mauvaise connaissance et la variation des paramètres peuvent dégrader les performances des observateurs et par conséquent les performances de la commande.

Ainsi, d'une part, il est important d'utiliser des algorithmes d'estimation en ligne de la vitesse et d'autre part, du fait des incertitudes paramétriques et de l'existence de phénomènes physiques négligés, il est impératif d'utiliser des algorithmes d'estimation robustes.

Dans de nombreux travaux récents, deux approches ont souvent été considérées : une approche **déterministe** et une approche **stochastique** [01MF, 05MF et 05MG].

#### IV.2.1 Principe d'un observateur

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée par la figure IV.1. Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom de *prédicteur* et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système.

La structure fonctionne en boucle fermée, elle est établie par l'introduction d'une matrice de gains  $K$ , qui permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur [00CC1, 00CC2, 00GR, 00JM, 01MF, 05MF et 05MG].

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-après, représentent respectivement :

- Le vecteur d'entrée  $U$  du système réel et de l'observateur ;
- Le vecteur d'état  $X$  constitué des grandeurs à observer ;
- Le vecteur de sortie  $y$  dont les composantes sont mesurables (tensions, courants).

Ce dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent  $\hat{y}$  donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée.

Ainsi, nous définissons une nouvelle variable qui est l'erreur d'observation. Celle-ci est multipliée par une matrice de gains  $K$  et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés  $\hat{X}$  par le retour d'état [98AB et 00GG].

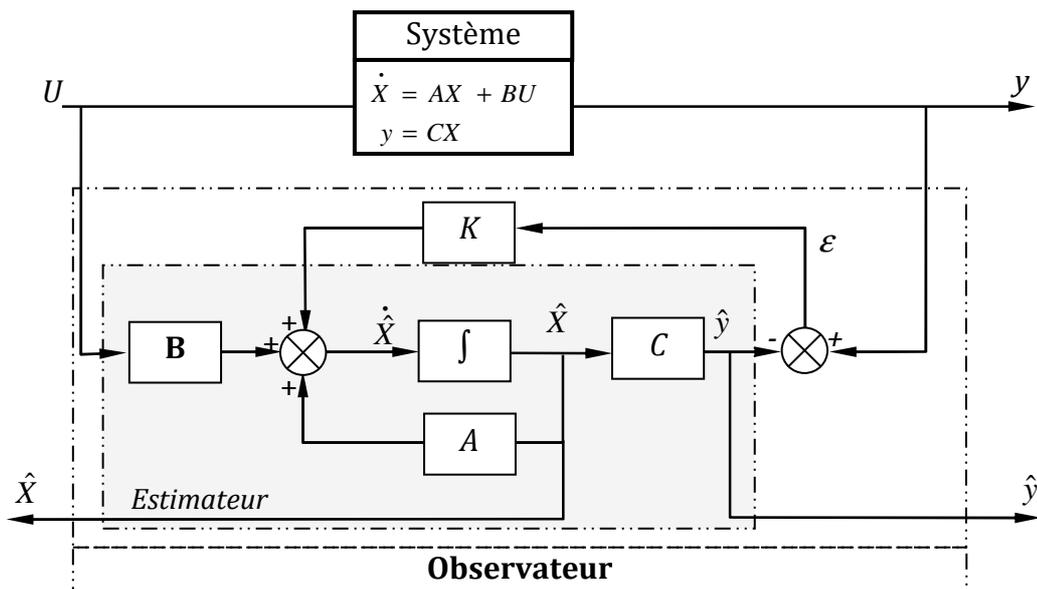


Figure IV.1 : Schéma bloc d'un observateur d'état

La forme générale d'un observateur peut prendre alors la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (IV.1)$$

Le choix d'un bon référentiel s'avère important pour la description de l'observateur. En effet, il est important d'avoir une matrice dynamique  $A$  quasi stationnaire, ce qui permet de vérifier la validité de l'hypothèse de linéarisation du système liée à la séparation des modes.

Un référentiel lié au stator permet d'avoir, d'une part une matrice d'état  $A$  qui ne contient que la vitesse de rotation  $\omega_r$  et d'autre part une matrice  $C$  de sortie, qui ne comprend que des termes constants.

Nous allons présenter dans ce qui suit, la théorie des observateurs de *Luenberger* et de *Kalman* avant d'aborder avec plus de détails l'observateur à mode glissant auquel nous nous intéressons dans cette étude.

### IV.2.2 Observateur de *Luenberger*

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et aussi des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il peut permettre aussi l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système. Le schéma bloc ci-dessous représente ce type d'observateur [00GG].

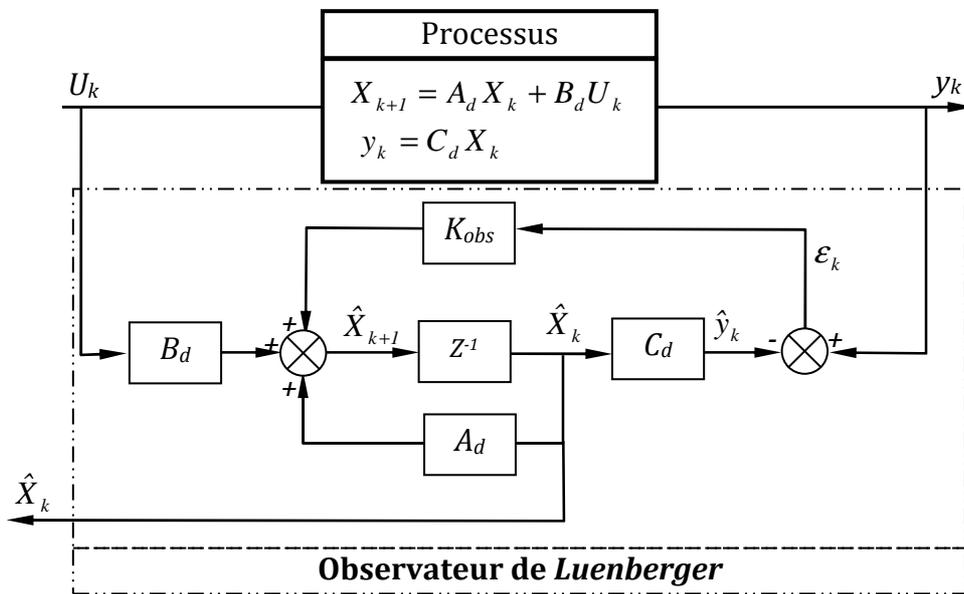


Figure IV.2 : Schéma bloc de l'observateur de *Luenberger* discret

La mise en équation de cet observateur conduit à la forme discrète suivante :

$$\begin{cases} \hat{X}_{k+1} = A_d \hat{X}_k + B_d U_k + K_{obs} \epsilon_k \\ \hat{y}_k = C_d \hat{X}_k \end{cases} \quad (IV.2)$$

Le terme  $K_{obs}\epsilon_k$  corrige le vecteur reconstruit en utilisant l'erreur d'estimation  $\epsilon_k = y_k - \hat{y}_k$ .

À partir des équations IV.2, on établit :

$$\hat{X}_{k+1} = (A_d - K_{obs} C_d) \hat{X}_k + B_d U_k + K_{obs} y_k \tag{IV.3}$$

L'erreur d'estimation  $\tilde{X}_k = X_k - \hat{X}_k$  est donnée par :

$$\tilde{X}_{k+1} = (A_d - K_{obs} C_d) \tilde{X}_k \tag{IV.4}$$

La matrice de gain  $K_{obs}$  est calculée de manière à assurer la stabilité de l'observateur et la convergence rapide de  $\hat{X}$  vers  $X$ . Les performances de cet observateur sont liées aux valeurs propres de  $(A_d - K_{obs} C_d)$ , qu'il faut placer judicieusement pour une éventuelle conception de ce type d'observateur.

Dans le cas du moteur asynchrone, cet observateur permet de reconstituer les flux de la machine, sachant que ces grandeurs restent loin d'être facilement mesurées. La figure IV.3 illustre un schéma bloc d'une reconstitution de flux en utilisant l'observateur de *Luenberger*.

Il peut être utilisé aussi pour reconstituer la vitesse de rotation du moteur à partir du couple électromagnétique et de la position angulaire lorsque le couple résistant est connu.

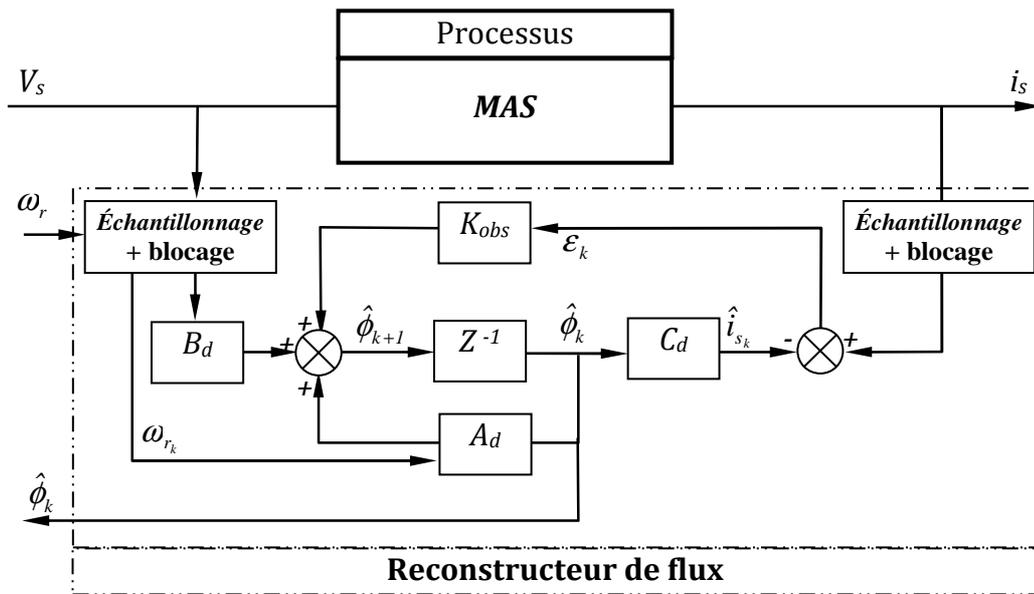


Figure IV.3 : Schéma bloc d'un observateur de flux

### IV.2.3 Filtre de Kalman

Les observateurs optimisant un critère statistique, donnent une estimation optimale de l'état du système perturbé par des bruits, dont les propriétés stochastiques sont connues. Le filtre de Kalman appartient à cette famille de reconstituteurs d'état.

Généralement, il est utilisé en tant qu'un estimateur de flux, de la vitesse ou des paramètres rotoriques utilisés pour la synthèse des commandes vectorielles [00CC2 et 00GG].

Rappelons que toute observation physique est perturbée par des signaux parasites pour des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesure. Quand les bruits sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante, mais pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées [00CC2, 08MM et 10MG].

Le filtre de Kalman permet de reconstruire une variable aléatoire  $\hat{X}$  représentant l'état du système à l'instant  $k$ , connaissant le vecteur de mesure '  $y$ ', qui minimise la variance *a priori* de l'erreur d'estimation [00GG] :

$$E(\tilde{X}^T \tilde{X}) \text{ avec } \tilde{X} = X - \hat{X}$$

Le modèle discret du système pour lequel on veut reconstruire l'état est exprimé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_{d_k} X_k + B_d U_k + W_k \\ y_k = C_{d_k} X_k + V_k \end{cases} \quad (IV.5)$$

Tels que  $W_k$  et  $V_k$  sont des bruits blancs centrés non corrélés, caractérisés par leur matrice de covariance. On peut écrire alors :

$$E(W_i) = 0 \text{ et } E(V_j) = 0 \quad (IV.6)$$

D'autre part, les matrices de covariance sont notées par :

$$\sum W_{ki} W_{kj} = [E(W_{ki} \ W_{kj})] = Q_k \delta_{ij} \quad (IV.7)$$

$$\sum V_{ki} V_{kj} = [E(V_{ki} \ V_{kj})] = R_k \delta_{ij} \quad (IV.8)$$

Où,  $\delta_{ij}$  est l'opérateur défini par  $\delta_{ij}=1$  si  $i=j$  et  $\delta_{ij}=0$  si  $i \neq j$ , et  $Q$  et  $R$  sont des matrices symétriques définies positives.

De plus, puisque  $W_k$  et  $V_k$  sont supposées décorrélés, on peut écrire aussi :

$$E(W_{k_i} V_{k_j}) = 0 \tag{IV.9}$$

On note  $\hat{X}_{k/n}$  l'estimation à l'instant  $kT_{ech}$  minimisant la variation de l'erreur d'estimation

$E\left((X_k - \hat{X}_{k/n})(X_k - \hat{X}_{k/n})^T\right)$  connaissant les mesures.  $y_{1, \dots, n}$ . Ainsi :

- Si  $k < n$ ,  $\hat{X}_{k/n}$  est obtenu par un lissage ;
- Si  $k = n$ ,  $\hat{X}_{k/n}$  est le résultat d'un filtrage ;
- Si  $k > n$ ,  $\hat{X}_{k/n}$  est une prédiction.

Pour élaborer l'algorithme de cet observateur, on doit suivre les deux étapes suivantes :

- La phase de prédiction ou de propagation ;
- La phase de correction.

Un schéma bloc représentant l'estimateur de Kalman est donné ci-dessous [00GG].

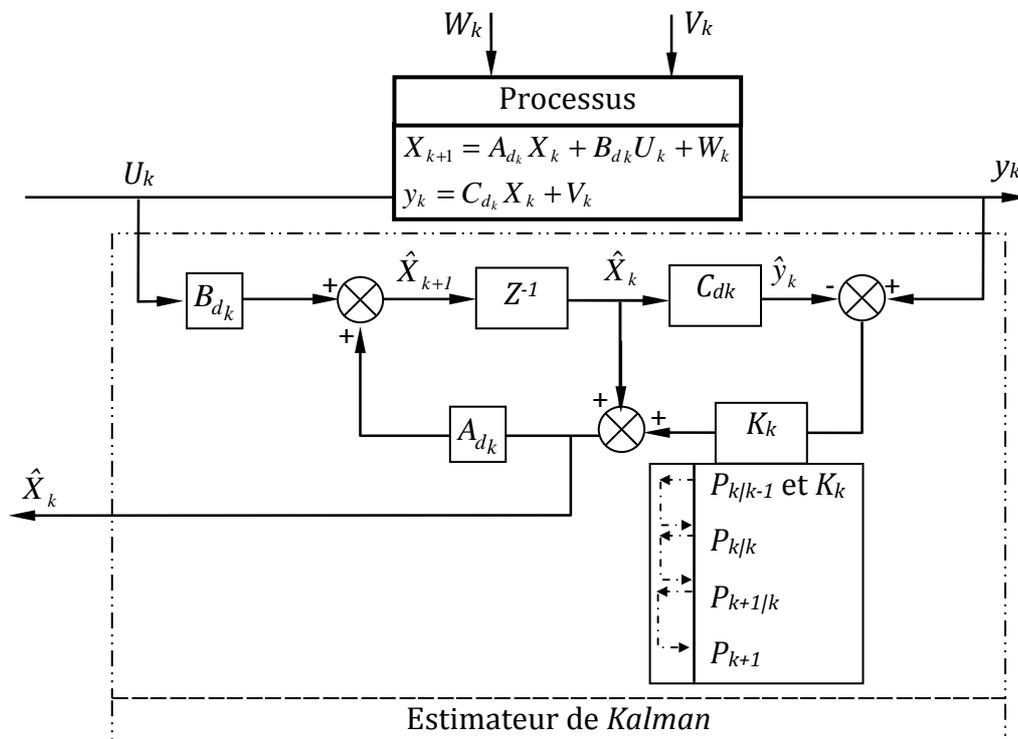


Figure IV.4 : Schéma bloc d'un estimateur de Kalman

Tels que :

$P_{k+1/k}$  et  $P_{k/k}$  sont les matrices de covariance *a priori* et *a posteriori* respectivement et  $K_k$  désigne le gain de Kalman.

### IV.2.4 Observateur à mode glissant

Un observateur à mode glissant utilise un terme correcteur qui est une fonction signe discontinue notée par '*sign*'. Sa technique consiste à contraindre à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre '*n*' à converger sur une variété de dimensions '*n-m*', dite surface de glissement.

Les dynamiques concernées sont celles de l'erreur d'observation de l'état :  $e = X - \hat{X}$ . En effet, on impose l'évolution de ces dynamiques sur une variété, sur laquelle l'erreur d'estimation de la sortie ( $\varepsilon = y - \hat{y}$ ) est nulle. Elles sont stabilisées sur la surface de glissement, ou assignées, de manière à borner ou annuler le reste de l'erreur d'estimation [98AB, 99FS, 00AK, 01SL, 02EE, 02ME, 02MR et 11AB].

L'OMG peut être introduit dans une boucle de commande par DTC du MAS, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma de la figure (VI.5) illustre une structure générale d'un OMG associé à un bloc de commande par DTC.

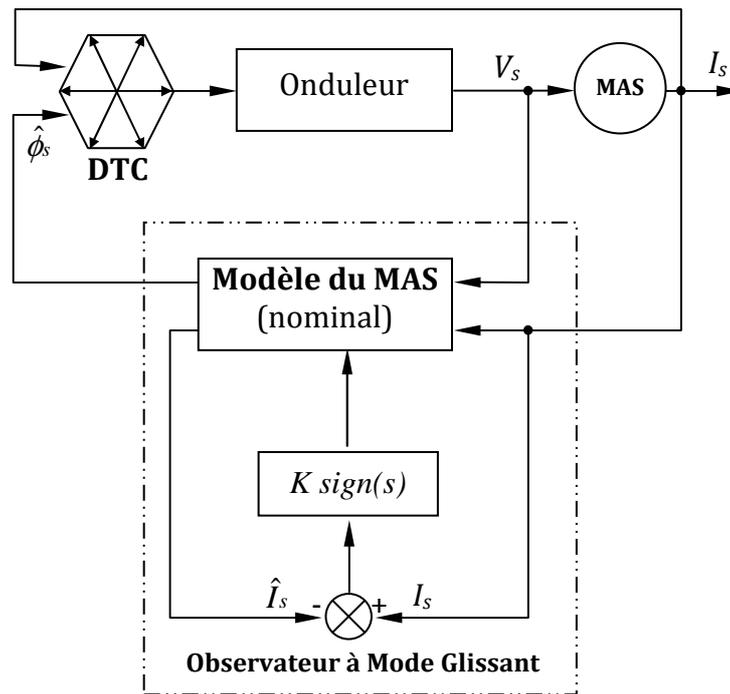


Figure IV.5 : Structure d'un observateur à mode glissant associé à la DTC

#### IV.2.4.1 Synthèse d'un observateur à mode glissant de flux statorique du MAS

Le modèle du MAS lié au stator, présenté dans le deuxième chapitre, va être utilisé cette fois-ci comme plate-forme à la place du modèle couramment cité par les références [98AB, 00AK et 02MR] et qui utilise les flux rotoriques en tant que variables d'état.

Rappelons alors qu'on peut écrire :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ y = CX \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Tels que :

$$X = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_s & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Mettons  $A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$  et définissons la surface de glissement telle que :

$$s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \Gamma \begin{bmatrix} i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \\ i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

Le choix de ' $\Gamma$ ' est fait de façon à faciliter le calcul des gains  $K$  de l'observateur [98AB].

Alors le modèle de l'observateur peut être écrit sous la forme suivante [00AK] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_s = A_{11} \hat{i}_s + A_{12} \hat{\phi}_s + BU - K \text{sign}(s) \\ \dot{\hat{\phi}}_s = A_{21} \hat{i}_s + A_{22} \hat{\phi}_s + LK \text{sign}(s) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Tels que :  $\hat{i}_s = [\hat{i}_{\alpha s} \ \hat{i}_{\beta s}]^t$ ,  $\hat{\phi}_s = [\hat{\phi}_{\alpha s} \ \hat{\phi}_{\beta s}]^t$ ,  $K = \begin{bmatrix} -k_{11} & 0 \\ 0 & -k_{22} \end{bmatrix}$  et  $L = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}$

D'après IV.12, les expressions des erreurs, en courant et en flux statoriques, sont exprimées par :

$$\begin{cases} \dot{e}_{is} = A_{11} e_{is} + A_{12} e_{\phi s} - K \text{sign}(s) \\ \dot{e}_{\phi s} = A_{21} e_{is} + A_{22} e_{\phi s} + LK \text{sign}(s) \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

$$\text{Où : } e_{is} = \hat{i}_{is} - i_{is} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \text{ et } e_{\phi_s} = \hat{\phi}_{is} - \phi_{is} = \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

La stabilité de l'OMG dépend de la matrice  $\mathbf{K}$  qui est déterminée de façon à assurer l'attractivité de la surface 's'.

Cela est obtenu en vérifiant le critère de *Lyapounov* [98AB, 00AK et 02MR] :

$$s^t \dot{s} < 0 \quad (\text{IV.14})$$

Par ailleurs, la matrice  $\mathbf{L}$  est obtenue, en vérifiant la stabilité du système localement quand 's' et sa dérivée, sont nulles.

Pour déterminer la matrice  $\mathbf{K}$ , on doit alors vérifier la condition de IV.14, pour cela, nous écrivons l'erreur des courants statoriques sous la forme suivante [00AK] :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} k_{11} \text{sign}(s) \\ k_{22} \text{sign}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.15})$$

Naturellement, les phénomènes liés aux systèmes physiques, tels que les flux statoriques et les flux rotoriques, sont bornés.

Nous considérons alors, deux paramètres positifs  $\lambda_{1,2}$ , comme étant les bornes supérieures des flux statoriques [98AB et 00AK] :  $|\phi_{\alpha s}| < \lambda_1$  et  $|\phi_{\beta s}| < \lambda_2$ .

Supposons maintenant, deux autres paramètres  $\gamma_{1,2}$  vérifiant les deux inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \gamma_1 > \left( \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) |e_1| + \omega_r |e_2| + \frac{1}{\sigma L_s T_r} (\lambda_1 + |\hat{\phi}_{\alpha s}|) + \frac{|\omega_r|}{\sigma L_s} (\lambda_2 + |\hat{\phi}_{\beta s}|) \right) \\ \gamma_2 > \left( \omega_r |e_1| + \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) |e_2| + \frac{|\omega_r|}{\sigma L_s} (\lambda_1 + |\hat{\phi}_{\alpha s}|) + \frac{1}{\sigma L_s T_r} (\lambda_2 + |\hat{\phi}_{\beta s}|) \right) \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Alors, nous pouvons déduire les valeurs des éléments de la matrice gain  $\mathbf{K}$ , vérifiant IV.14, tels que :

$$\begin{cases} k_{11} > \gamma_1 \\ k_{22} > \gamma_2 \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

D'autre part, pour déterminer la matrice  $\mathbf{L}$ , nous supposons que la condition d'établissement du mode glissant est vérifiée.

D'après cette condition et à partir de l'expression IV.16, nous pouvons tirer ce que nous appelons les gains équivalents de la commande par modes de glissement :

$$\begin{bmatrix} k_{11eq} \\ k_{22eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

La matrice  $\mathbf{L}$  doit être choisie de façon à assurer la stabilité de l'observateur et la convergence rapide des flux estimés à leurs valeurs réelles.

Cela est vérifié si on prend [01SL] :

$$\mathbf{L} = T \begin{bmatrix} -\eta & \omega_r \\ -\omega_r & -\eta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

Tels que :

$$T = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \end{bmatrix}^{-1} = A_{12}^{-1} \text{ et } \eta \text{ est un nombre positif.}$$

Dans le cas où les conditions d'établissement du mode glissant, sont vérifiées et en remplaçant la matrice  $\mathbf{L}$  par son expression précédente dans l'équation exprimant l'erreur des flux dans IV.13, on aura [01SL] :

$$\dot{e}_{\phi_s} = (A_{22} + \mathbf{L}A_{12}) e_{\phi_s} \quad (\text{IV.20})$$

En développant cette dernière expression, nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \left(-\frac{1}{T_r} - \eta\right) e_3 \\ \dot{e}_4 = \left(-\frac{1}{T_r} - \eta\right) e_4 \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

Cette dernière expression montre que les erreurs des flux statoriques ont une forme exponentielle décroissante ce qui fait qu'ils tendent vers zéro. Notons que le choix de  $\eta$  joue un rôle déterminant sur la dynamique de flux estimé.

Le choix de  $L$  permet d'obtenir les performances dynamiques désirées des flux statoriques déterminés par l'OMG.

La commande du moteur, sans capteur mécanique de vitesse, est un axe de développement et de recherche industrielle fondamental, car il représente une fonctionnalité particulière stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs.

De plus, la robustesse d'une telle commande renforce encore l'idée d'utiliser le moteur asynchrone comme actionneur électromécanique privilégié.

Certaines commandes directes industrielles se targuent de maintenir de bonnes performances en faisant abstraction de la vitesse mécanique.

Même si cette grandeur n'est pas nécessaire dans l'absolu, la qualité d'estimation des composantes du flux statorique est grandement améliorée par la connaissance de cette grandeur, améliorant *de facto* la robustesse globale de l'asservissement de couple [00CC1].

L'OMG que nous introduisons pour renforcer la DTC, estime les deux composantes du flux et les deux composantes du courant statoriques.

La valeur du couple est déduite en appliquant l'expression II.9 où les composantes de courant statorique sont estimées par l'OMG, tandis que la vitesse est estimée en appliquant la formule II.26. Cette estimation suppose la connaissance de couple de charge.

Rappelons l'expression II.26 décrivant la dynamique du rotor du MAS :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \Omega_r = T_e - T_r \quad (IV.22)$$

Le couple estimé par l'OMG est exprimé par :

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} \hat{i}_{s\alpha}) \quad (IV.23)$$

Nous remplaçons IV.23 dans IV.22, nous obtenons :

$$J \frac{d\hat{\Omega}_r}{dt} + f \hat{\Omega}_r = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} \hat{i}_{s\alpha}) - T_r \quad (IV.24)$$

Nous pouvons écrire cette expression sous forme discrétisée comme suit :

$$\left(\frac{J}{T_{ech}} + f\right)\hat{\Omega}_r(k) - \frac{J}{T_{ech}}\hat{\Omega}_r(k-1) = \frac{3}{2}p\left[\hat{\phi}_{s\alpha}(k)\hat{i}_{s\beta}(k) - \hat{\phi}_{s\beta}(k)\hat{i}_{s\alpha}(k)\right] - T_r \quad (IV.25)$$

D'où :

$$\hat{\Omega}_r(k) = \frac{\frac{3}{2}pT_{ech}\left[\hat{\phi}_{s\alpha}(k)\hat{i}_{s\beta}(k) - \hat{\phi}_{s\beta}(k)\hat{i}_{s\alpha}(k)\right] - T_{ech}T_r + J\hat{\Omega}_r(k-1)}{(J + T_{ech}f)} \quad (IV.26)$$

En supposant  $T_r$  connu, nous pouvons estimer la vitesse de rotation une fois le courant et le flux statoriques sont obtenus par l'OMG.

Afin d'écartier l'utilisation du capteur de couple de charge, nous pouvons opter l'utilisation de l'observateur de *Luenberger* d'ordre 2, en supposant la constance de ce couple sur une période d'échantillonnage. Nous écrivons alors [06SK] :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{3p\left[\phi_{s\alpha}\hat{i}_{s\beta} - \phi_{s\beta}\hat{i}_{s\alpha}\right] - T_r}{2J} \\ \frac{dT_r}{dt} = 0 \end{cases} \quad (IV.27)$$

Nous mettons ce système sous la forme IV.10, tels que :

$$X = \begin{bmatrix} \Omega_r \\ T_r \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{f_r}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \frac{3p}{2J} \begin{bmatrix} -\phi_{s\beta} & \phi_{s\alpha} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}, y = [\Omega_r] \text{ et } C = [1 \ 0]$$

L'équation de l'observateur déterministe peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \hat{X} = A\hat{X} + BU + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (IV.28)$$

Avec :  $L = [l_1 \ l_2]^t$  est une matrice déterminée par les deux gains  $l_1$  et  $l_2$ .

D'où :

$$\begin{cases} \hat{X} = (A - LC)\hat{X} + BU + LCX \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (IV.29)$$

Finalement, nous écrivons :

$$\begin{bmatrix} \hat{\Omega}_r \\ \hat{T}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{f_r}{J} & -\frac{1}{J} \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Omega}_r \\ \hat{T}_r \end{bmatrix} + \frac{3p}{2J} \begin{bmatrix} -\phi_{s\beta} & \phi_{s\alpha} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} [\Omega_r] \quad (IV.30)$$

#### IV.2.4.2 Phénomène de chattering

Pour un moteur asynchrone alimenté par un actionneur fonctionnant en commutation, les grandeurs d'entrée de l'observateur du flux présentent par définition des discontinuités importantes. Il est alors logique de se tourner vers les techniques d'observation à structure variable, pour lesquelles la théorie des modes glissants est ici employée pour effectuer la synthèse de l'observateur.

Même si cette approche est très prometteuse, il reste à résoudre les problèmes pratiques liés à la sensibilité aux bruits de mesure, aux dynamiques négligées et aux phénomènes de *chattering*.

La figure IV.6 montre un exemple d'adaptation de la fonction de commutation standard [00CC1]. Donc, un réglage par mode glissant peut généralement se faire par une commande de type relais ou de type adouci.

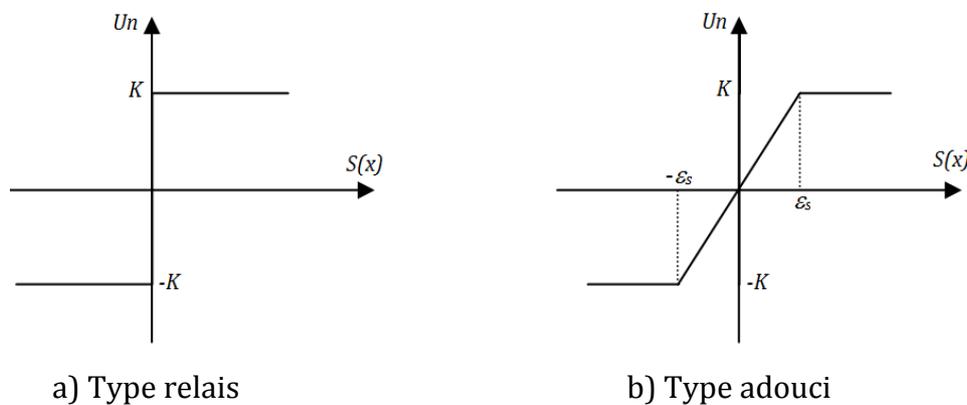


Figure IV.6 : Formes de la fonction de commutation

L'utilisation de la commande de type relais peut provoquer le phénomène de *chattering*. Ce phénomène appelé aussi 'broutement' est un sérieux obstacle pour les applications de la commande par mode de glissement, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement de système.

Pour cela, la commande adoucie est préférable au type relais, elle consiste à remplacer la fonction de commutation par une fonction de saturation adéquate qui filtre les composantes de haute fréquence. Cette fonction de saturation est exprimée par la relation suivante :

$$U_n = \begin{cases} \frac{K}{\varepsilon_s} S(x) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon_s \neq 0 \\ K \text{sign}(S(x)) & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (IV.31)$$

Dans notre cas, nous pouvons choisir ' $\varepsilon_s$ ' égale à la largeur de la bande d'hystérésis de flux.

### IV.3 RÉSULTATS ET DISCUSSIONS

Dans cette partie d'étude, nous allons examiner une DTC munie d'une boucle de réglage de la vitesse par un PI, et associée à un OMG d'ordre complet (*en prenant en compte l'estimation de la vitesse rotorique*).

Notre système à étudier qui est constitué d'un observateur à mode glissant de courant, de flux statoriques et de la vitesse rotorique d'un MAS commandé par DTC, peut être schématisé comme suit :

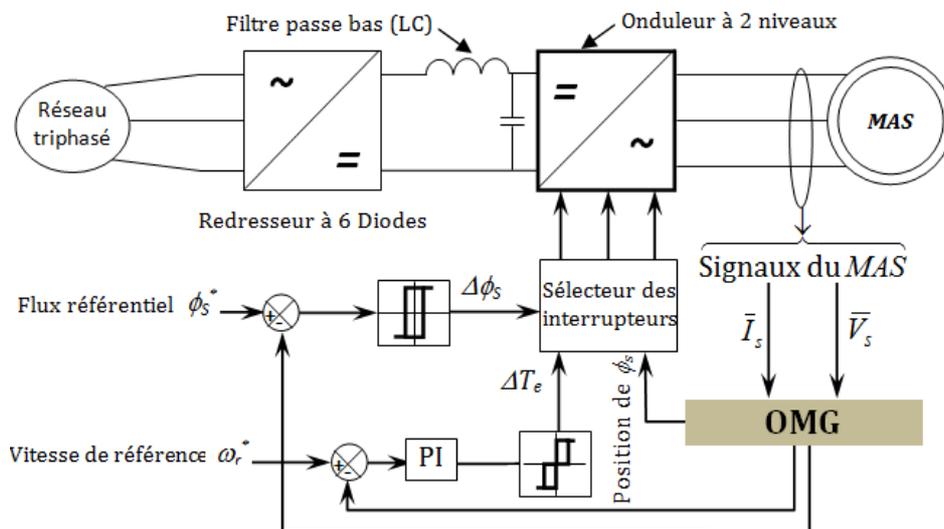


Figure IV.7 : Schéma bloc d'une commande DTC d'un MAS, associée à un OMG

Pour tester et valider les performances de l'OMG que nous utilisons, nous sommes menés à traiter une variation de  $r_s$  en rampe identique à celle étudiée au chapitre

précédent. Nous nous proposons aussi un deuxième scénario d'une variation en exponentiel qui paraît la plus réaliste (voir la figure ci-dessous) :

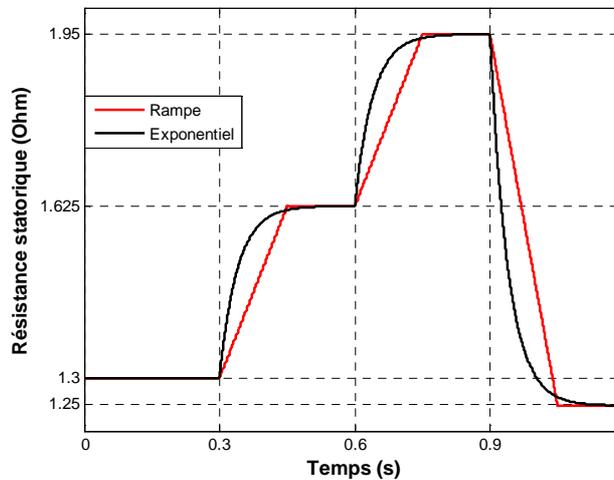


Figure IV.8 : Variations proposées de la résistance  $r_s$

Nous optons pour l'utilisation de la TVR et la fonction de commutation adoucie pour réduire les oscillations naturelles de la DTC et pour alléger le phénomène de *chattering* qui caractérise les OMG.

### IV.3.1 Cas d'une variation de $r_s$ à grande vitesse de rotation

Les figures IV.9-10 illustrent l'évolution des couples électromagnétiques et du flux statorique, estimés et réels. Le MAS démarre avec une charge de 15 (N.m) puis à  $t=0,3$  (s) nous l'augmentons à 26,5 (N.m) et à l'instant  $t=0,6$  (s) nous chargerons le MAS de 30 (N.m). Ensuite et à partir de  $t=1,8$  (s), nous exercerons un couple de charge de (15 N.m).

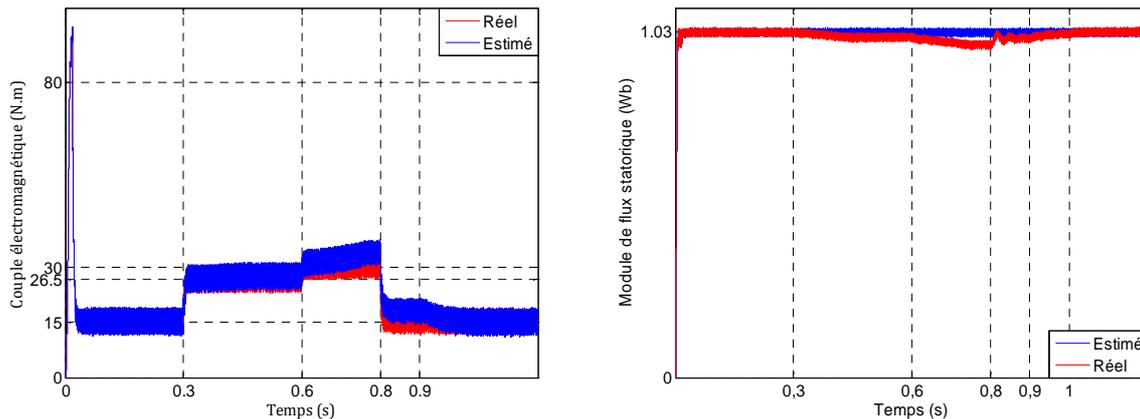
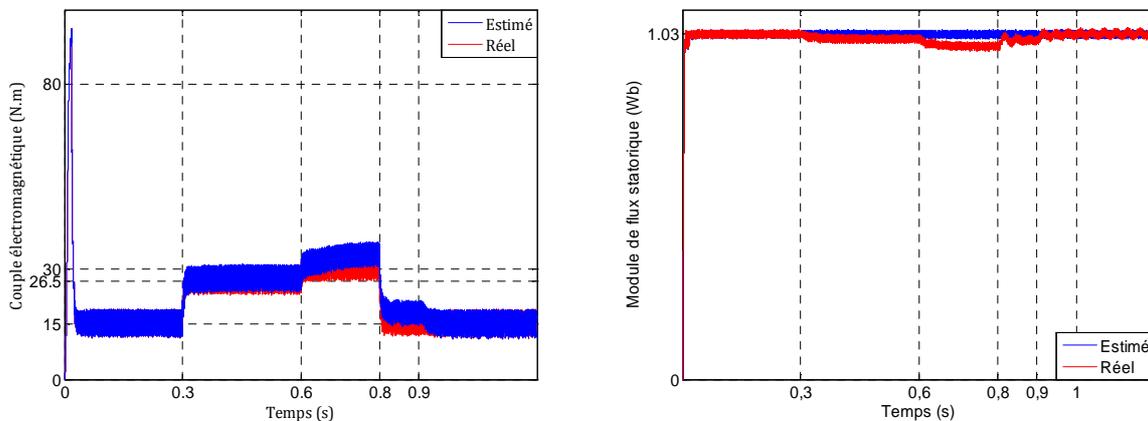
Durant ce fonctionnement, nous supposons les variations de la résistance proposées précédemment (voir figure IV.8).

Dans ces conditions, nous pouvons constater les perturbations causées par les deux variations de la résistance proposées. Elles se ressemblent mais pas identiques, en plus elles n'affectent pas le système car pour cette vitesse d'entraînement, l'effet de la résistance statorique peut être négligé.

Nous donnerons au tableau IV.1, les valeurs que nous avons optées durant la simulation de la DTC munie par un observateur à mode glissant.

Données de la manipulation	
Paramètre	Valeur
Fréquences d'échantillonnage (kHz)	25
Bandes d'hystérésis ( $\varepsilon_{\phi_s}$ (Wb) ; $\varepsilon_{T_e}$ (N.m))	0,001 ; 0,15
Vitesse référentielle (rad/s)	100
Gains du PI de vitesse ( $k_p$ ; $k_i$ )	3,18 ; 4,26
Gains de l'OMG : ( $K_{11}$ ; $K_{22}$ ; $l_{11}=l_{22}$ ; $l_{12}=-l_{21}$ )	390 ; 487,5 ; $2,05 \times 10^{-8}$ ; $-2,05 \times 10^{-5}$

Tableau IV.1 : Données de la simulation d'une DTC munie d'un OMG


 Figure IV.9 : Évolution du couple et du flux en absence de l'OMG et à grande vitesse (cas d'une variation de  $r_s$  en rampe)

 Figure IV.10 : Évolution du couple et du flux en absence de l'OMG et à grande vitesse (cas d'une variation de  $r_s$  en exponentielle)

Les allures des couples et des flux manifestent des fluctuations remarquables dues au *chattering* caractéristique de ce type d'observateur et à la DTC aussi caractérisée par ses fluctuations (voir figure IV.11).

L'utilisation de la TVR proposée au chapitre précédent permet de bien réduire ces oscillations, cela est clairement montré par la figure IV.12.

La correction faite par l'OMG, nous apporte les mêmes améliorations pour les deux scénarios de la variation de  $r_s$  et c'est justifié par l'obtention de mêmes perturbations. Pour cela, nous n'avons présenté qu'un seul résultat pour les deux scénarios.

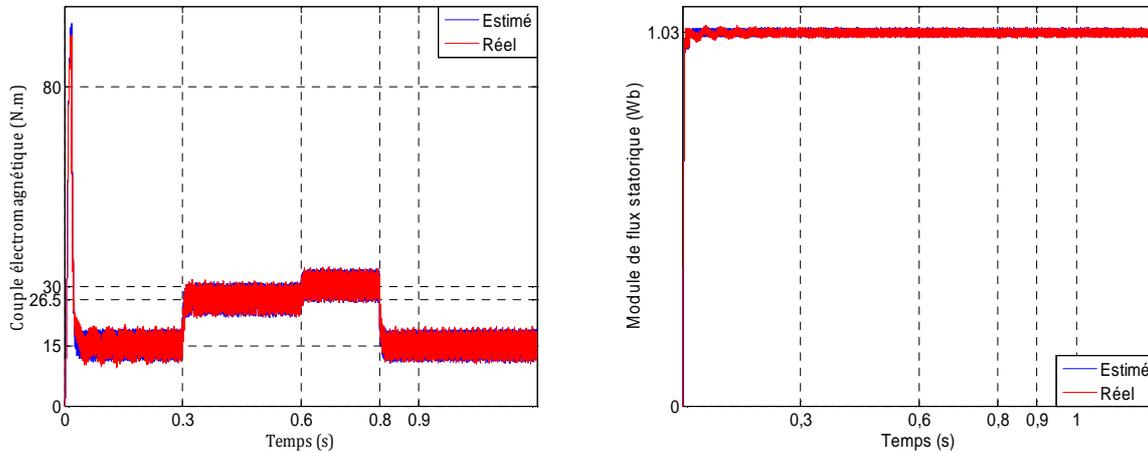


Figure IV.11 : Évolution du couple et du flux en présence de l'OMG et à grande vitesse (cas d'une TVC)

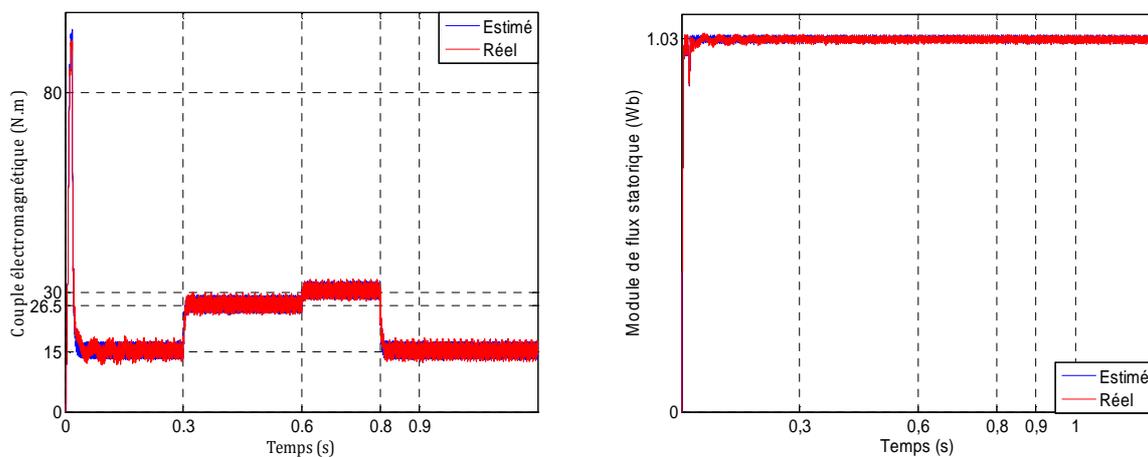


Figure IV.12 : Évolution du couple et du flux en présence de l'OMG et à grande vitesse (cas d'une TVR)

### IV.3.2 Cas d'une variation de $r_s$ à basse vitesse de rotation

Fréquemment, le plus important est d'étudier le fonctionnement du MAS à basses vitesses, car la variation du terme résistif influe la loi de commande et dégrade ainsi sa robustesse (voir équations II.5-9).

En effet, l'estimation du flux statorique et du couple, est basée essentiellement sur des équations sensibles à la variation de la chute ohmique statorique, surtout à faible vitesse.

C'est pour cela, la variation de la résistance statorique a une influence perturbatrice nuisible une fois la vitesse se baisse d'où l'importance de tenir compte de cette variation paramétrique.

Pour bien éclaircir ce point, nous faisons tourner le MAS à une vitesse de rotation égale à 10 (rad/s), pour les mêmes données de la simulation précédente. Dans ce qui suit, nous présenterons uniquement les résultats de la variation de  $r_s$  en exponentiel car ils sont identiques à ceux obtenus lors d'une variation en rampe.

Donc, la figure IV.13 montre une grande perturbation causée par la variation de  $r_s$  conformément à ce qui a été avancé précédemment.

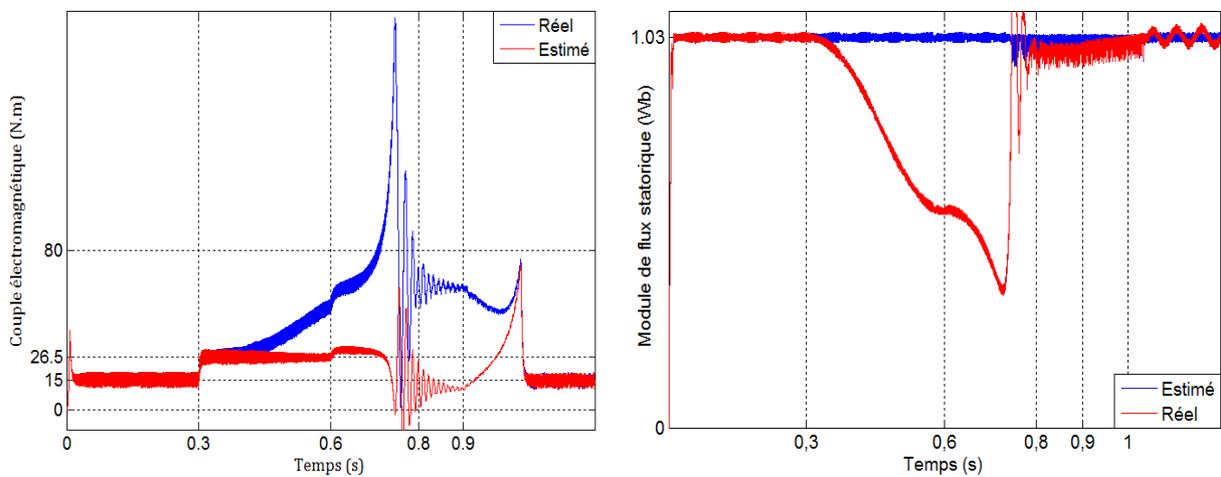


Figure IV.13 : Évolution du couple et du flux en absence de l'OMG et à basse vitesse

En examinant l'allure de la vitesse de rotation représentée par la figure IV.14, nous pouvons clairement voir l'instabilité dynamique du MAS en basse vitesse lorsque la résistance statorique et le couple de charge varient.

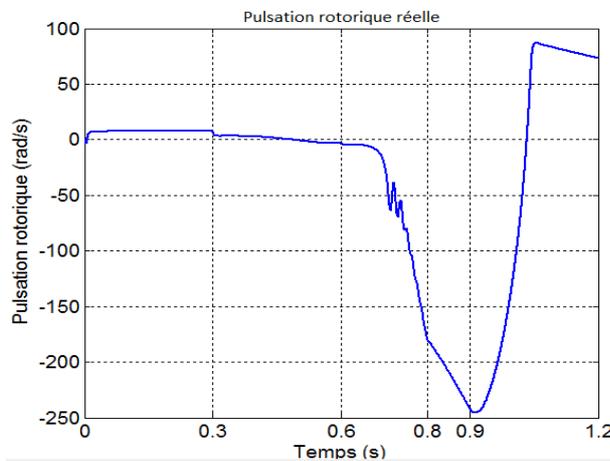


Figure IV.14 : Évolution de la vitesse de rotation en absence de l'OMG (cas de faible consigne de vitesse)

L'introduction de l'OMG peut corriger cette perturbation. En effet, les grandeurs à commander suivent d'une façon remarquable leurs consignes. Les allures des grandeurs estimées coïncident parfaitement avec celles des grandeurs réelles (voir figures IV.15-16).

Une fois de plus, l'application de la TVR prouve son efficacité en permettant la réduction des oscillations de flux et de couple. Aussi, faut-il ajouter l'amélioration de la réponse dynamique du MAS comme un autre avantage de cette stratégie de DTC à TVR (voir figure IV.17).

À noter que, lorsque le moteur démarre en charge, sa vitesse tente à rejoindre sa référence moins rapidement qu'au démarrage à vide, et lorsque nous faisons diminuer la charge brusquement à  $t=0,8$  (s) la vitesse du moteur s'accélère en dépassant un peu sa référence.

Ceci est normal est justifié par la réaction de l'actionneur en régime transitoire pendant les variations brusques de la charge entraînée. Nous notons ici que ces phénomènes en transitoire ne sont pas pris en considération par la présente étude.

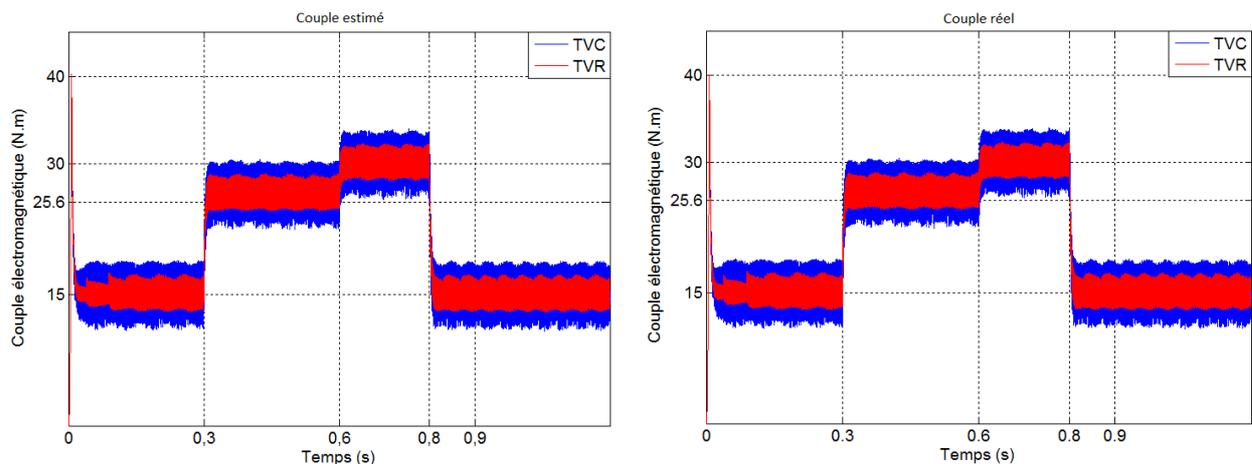


Figure IV.15 : Évolution du couple électromagnétique en présence de l'OMG à basse vitesse

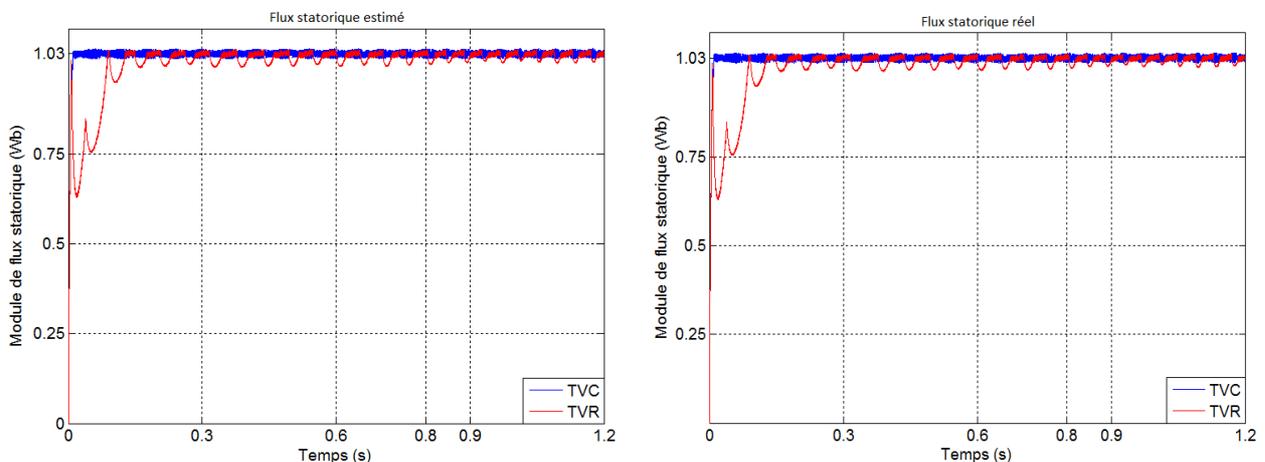


Figure IV.16 : Évolution du flux statorique en présence de l'OMG à basse vitesse

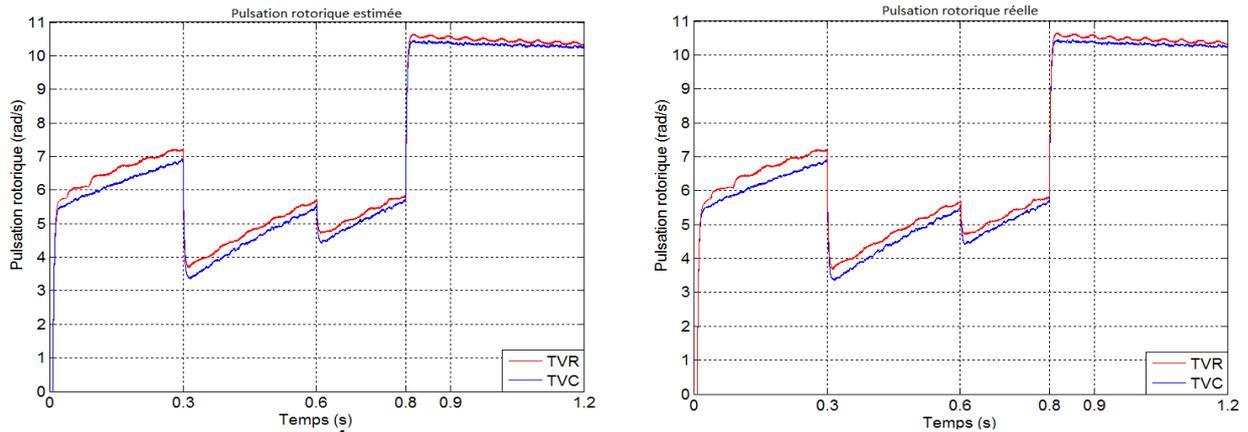


Figure IV.17 : Évolution de la vitesse de rotation en présence de l'OMG

### IV.3.3 Optimisation des gains de l'observateur à mode glissant

À chaque fois d'utilisation des régulateurs à gains, le problème de dimensionnement s'impose, du fait qu'il ne présente qu'une solution temporaire. Les gains obtenus par tâtonnement ne donnent pas forcément les meilleurs résultats.

Dans ce cas, nous introduisons de nouveau les AG afin d'optimiser les gains de l'OMG précédemment associé à la DTC. La fonction à optimiser dans ce cas est la surface de glissement qui est l'écart entre le courant réel absorbé par le MAS et le courant estimé par l'OMG en sujet.

Les résultats obtenus de cette optimisation aboutissent à de nouvelles matrices gains  $K$  et  $L$ . La figure IV.18 montre la réponse dynamique du MAS pour un inversement de sens de rotation et dégradation de la vitesse. Notons que les AG apportent une bonne amélioration à l'OMG utilisé, par l'application de ces nouveaux gains obtenus, car l'erreur statique est réduite et les oscillations sont presque éteintes.

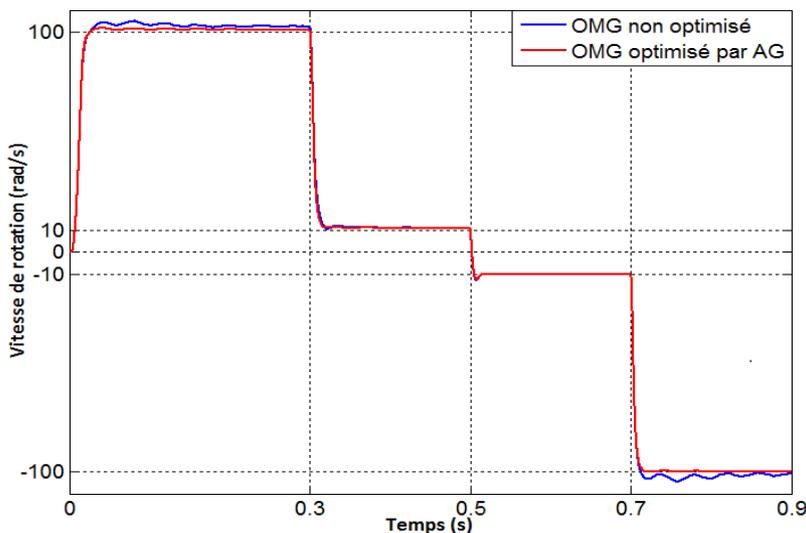


Figure IV.18 : Vitesse de rotation pour OMC à gains optimisés

**Gains de l'OMG optimisés :**  
 $K_{11}=1,2128 ; K_{22}= 1,2977 ;$   
 $l_{11}=l_{22}=1,5772 ; l_{12}=-l_{21}=-3.$

Le flux statorique dans le cas d'une DTC à OMG optimisé par AG, tourne en suivant sa trajectoire dans une bande mois épaisse que celle du cas d'un OMG non optimisé. Cependant des fluctuations se manifestent pendant le démarrage du MAS caractérisant ainsi la TVR utilisée mais qui ne perturbent pas le bon fonctionnement (voir figure ci-après).

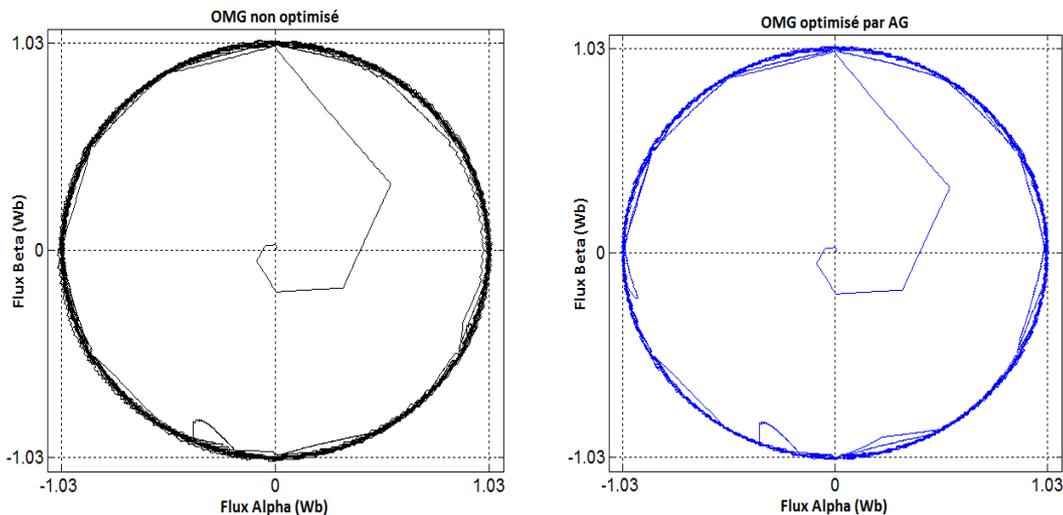


Figure IV.19 : Trajectoire de flux statorique de l'OMG (avec et sans optimisation par AG)

#### IV.4 CONCLUSION

Nous avons montré dans ce chapitre via des résultats d'une DTC appliquée à un MAS, munie d'un observateur à mode glissant d'ordre complet, que ce dernier peut surmonter avec succès le problème de l'instabilité de l'entraînement face à des variations extrêmes de la résistance statorique.

Dans cette étude, et pour se rapprocher d'une variation de la résistance statorique réaliste, nous avons considéré deux scénarios, le premier est une variation en rampe tandis que le deuxième est une variation en exponentiel.

En absence de toute compensation, nous avons noté que dans le cas d'une grande vitesse, les perturbations causées par la variation de  $r_s$  ne sont pas tellement importantes vue que la chute ohmique statorique est minime et peut être négligée. Mais pour une faible vitesse, ces perturbations deviennent importantes et se manifestent clairement d'où la nécessité d'une correction.

L'introduction de l'OMG peut corriger l'erreur d'estimation convenablement. En effet, les résultats obtenus comparés avec ceux obtenus en absence de l'observateur montrent la robustesse de l'observateur et le rétablissement de la stabilité de la DTC. Néanmoins, cet

observateur à mode glissant a l'inconvénient d'avoir des fluctuations au niveau du couple en particulier, dues au phénomène de *chattering*.

L'utilisation de la table TVR à la place de la TVC peut réduire notablement ces ondulations. En plus, l'optimisation par algorithme génétique des gains de l'OMG apporte une amélioration remarquable au niveau de la réponse dynamique et du comportement global du système commandé.



# CONCLUSION GÉNÉRALE

## CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif visé par cette thèse est de contribuer à l'amélioration de la commande directe de flux et de couple appliquée à un moteur triphasé à cage. Nous l'avons abordé par une présentation de l'état de l'art concernant l'évolution de cette commande au fil du temps. À partir d'une collecte bibliographique assez abondante, nous avons pu dresser une synthèse pour démarrer ce projet de recherche.

L'examen des travaux de recherche réalisés autour de cette commande, montre que la quasi-totalité des recherches se sont concentrés à deux problèmes majeurs, à savoir les fluctuations de couple et de flux statorique et la sensibilité face aux variations de la résistance statorique.

Notre apport dans ce contexte, réside dans l'implantation expérimentale de cette technique de commande à travers laquelle, divers algorithmes de simulation ont été élaborés et validés. Nous avons étudié l'influence, sur une DTC conventionnelle sans boucle de vitesse, de la largeur de la bande d'hystérésis du couple et du flux, d'une part, et de la fréquence d'échantillonnage, d'autre part. Nous avons, ensuite, introduit une boucle de vitesse à travers un régulateur PI classique permettant d'étudier l'effet de la fréquence d'échantillonnage sur le fonctionnement du moteur commandé.

Des tables de vérité – déjà existantes dans la littérature –, telles que la table «sans séquences nulles»; «à secteurs décalés de 30°» ou celle dite «à 12 secteurs», ont été examinées expérimentalement sur un banc d'essai que nous avons monté. Les résultats expérimentaux montrent que les performances de la DTC sont meilleures avec la table à secteurs décalés de 30°. Ces expériences permettent de confronter les résultats de simulation avec la réalité et de garder en tête que les méthodes étudiées doivent avoir comme finalité une implantation expérimentale.

Dans la même procédure d'amélioration de la DTC, nous avons présenté deux tables de vérité; une dite primaire à trois secteurs et une autre table plus réduite que la table conventionnelle. La table à trois secteurs, qui est simple et n'exige que quelques vecteurs de tension à appliquer, a donné des résultats acceptables. Néanmoins, des fluctuations de flux statorique se sont manifestées dans ces résultats de simulation. Par ailleurs, l'utilisation de la deuxième table proposée a permis de réduire sensiblement les oscillations de la DTC, ce qui présente un bon gain technico-économique.

Dans le même objectif de réduction de ces oscillations, une autre alternative utilisant un onduleur multi-niveaux a été examinée. Nous avons présenté deux tables de commandes, une pour un onduleur NPC à trois niveaux et une deuxième, pour un onduleur multicellulaire à quatre niveaux. L'utilisation de ces deux dispositifs a permis la réduction des oscillations du flux et du couple, en revanche, elle engendre un temps de calcul onéreux.

L'introduction des réseaux de neurones artificiels, en tant que classeurs, a occupé une partie importante dans cette étude. Néanmoins, cette application a été marquée par le même inconvénient précédent concernant le temps de calcul.

L'aspect harmonique de tension a été étudié, en comparant le comportement de la DTC alimentée par les trois types d'onduleurs. Les résultats obtenus ont affirmé le formalisme théorique. En effet, l'OM4N qui possède plus de vecteurs de tension, applicables, a permis d'apporter plus d'avantage et améliorations à la DTC par rapport aux autres onduleurs en termes de la réduction de fluctuations et de taux de distorsion harmonique de la tension d'alimentation de l'onduleur.

D'autre part, un correcteur PI à base de la logique floue a été utilisé pour estimer la variation de la résistance statorique. Les gains, difficilement dimensionnés, ont été optimisés par la technique des algorithmes génétiques. Cette correction optimisée a montré une bonne compensation de la variation de  $r_s$  et a apporté une bonne amélioration à la robustesse de la DTC.

Cependant, en introduisant l'intelligence artificielle, nous avons constaté que l'obtention des performances, très supérieures à celles des contrôleurs classiques optimisés, n'est pas tout à fait assurée. Mais ce qui est intéressant, c'est la manière dont s'opèrent la conception, la mise au point et le réglage de ces systèmes intelligents.

Ces techniques intelligentes conviennent alors particulièrement aux cas des systèmes complexes à modéliser. La logique floue offre un cadre formel pour une synthèse linguistique intégrant des considérations heuristiques. Les réseaux de neurones permettent, quant à eux, d'adopter l'approche 'boîte noire' du système et de ne considérer que ses entrées et ses sorties.

Afin de renforcer la robustesse de la DTC, nous avons utilisé quelques observateurs, connus dans les applications des commandes des machines électriques, tels que l'observateur de *Luenberger*, le *Filtre de Kalman* et l'observateur à mode glissant.

Notre choix d'application s'est porté sur l'observateur à mode glissant exprimé dans le repère statorique. Les variables d'état ont été correctement estimées, en plus, l'estimation de la vitesse de rotation via un mécanisme d'adaptation nous a permis d'effectuer une DTC sans capteur de vitesse. Nous avons remarqué que cet observateur possède des gains difficiles à déterminer et/ou à ajuster, ce qui justifie pleinement l'utilisation des algorithmes génétiques pour les déterminer d'une façon automatique.

Loin de prétendre que nous avons arrivé au bout d'une amélioration définitive de la DTC appliquée au moteur asynchrone, nous sommes convaincus, vu les résultats obtenus, que d'autres travaux peuvent être menés pour les compléter. En perspective de ce travail de thèse, les points essentiels suivants sont envisageables :

- Valider expérimentalement, les résultats des tables de vérité utilisées au deuxième chapitre et la table de vérité proposée pour l'onduleur multicellulaire à quatre niveaux, ceux obtenus de l'estimateur flou de la résistance statorique à gains optimisés par les algorithmes génétiques et finalement les résultats de l'observateur à mode glissant à gains optimisés eux aussi par ces algorithmes ;
- Prendre en considération certains paramètres négligés par les hypothèses simplificatrices, tels que la saturation des tôles magnétiques du moteur, l'effet des courants de Foucault ...etc, dans l'étude du système commandé par DTC ;
- Approfondir l'utilisation des outils de l'intelligence artificielle pour avoir une DTC plus performante ; nous suggérons, par exemple, de trouver une application de l'estimation neuronale/floue optimisée par algorithme génétique ou encore d'entamer une étude d'association de ces outils aux techniques d'observation poussées ;
- Entamer une étude sur l'interaction entre un système commandé par DTC et le réseau triphasé d'alimentation afin de prévoir l'influence des harmoniques et celle des divers signaux perturbateurs afin de concevoir une protection appropriée.

Enfin, voilà quelques années de recherche s'ajoutent à la vie perpétuelle d'une technique de commande qui se développe sans cesse dans l'intérêt des différentes applications. Nous espérons ainsi, que notre modeste contribution trouvera sa place dans l'univers de la DTC '*comme une pierre dans un mur*'.



# ANNEXE

## A.1 PARAMÈTRES DU MAS UTILISÉ

Nombre de paires de pôles ( $p$ )	2
Puissance (kW)	4
Fréquence (Hz)	50
Tension (V)	230/400
Courant (A)	15,3/8,8
Vitesse (tr/min)	1425/1440
$\cos \varphi$	0,78
$r_s$ ( $\Omega$ )	1,30
$r_r$ ( $\Omega$ )	0,91
$l_{s,r}$ (H)	0,9
$M$ (H)	0,18
$J$ (kg.m <sup>2</sup> )	0,009
$f_r$ (N.m.s/rad)	0,03

Table A.1 : Paramètres du MAS utilisé dans l'étude

## A.2 CONSTITUANTS DU BANC D'ESSAI

### A.2.1 Onduleur à deux niveaux utilisé [09CK]

C'est un onduleur triphasé de tension ARCEL à IGBT utilisé pour commander le MAS. Cet onduleur est constitué de diverses cartes assurant la mesure et la surveillance des grandeurs électriques (ARCTU31), la commande rapprochée des IGBT (ARCEL2106) et bien d'autres fonctions.

Sa source de tension continue est obtenue à partir du redressement non commandé d'une source triphasée suivi d'un filtrage avec des capacités chimiques de 2000  $\mu$ F. Ses circuits électroniques sont alimentés par une source externe de 24 V. La figure A.1 représente un profil de l'onduleur ARCEL.



Figure A.1 : Photo de l'onduleur ARCEL

## A.2.2 Capteurs utilisés

- **Capteur de courant** : C'est une pince ampérométrique de type AM30N, dont les caractéristiques sont : [Marque : Metrix], 10-100A/1V, Input: 100A pic max, DC 100kHz|Output:100-10mV/A, 1V pic max.

Sa photo est représentée par la figure ci-dessous.



Figure A.2 : Photos de la pince ampérométrique

- **Capteur de tension** : C'est une sonde différentielle de type DP1000 à deux sorties de rapports 10 et 100. La figure A.3 représente sa photo.



Figure A.3 : Photo de la sonde différentielle

- **Codeur Universel** de type DIGISINE, DH05 [BEI-IDEACOD].

## A.3 INTERFACE DE COMMANDE (CONTROL DESK)

La figure suivante représente le tableau de bord du banc d'essai monté.

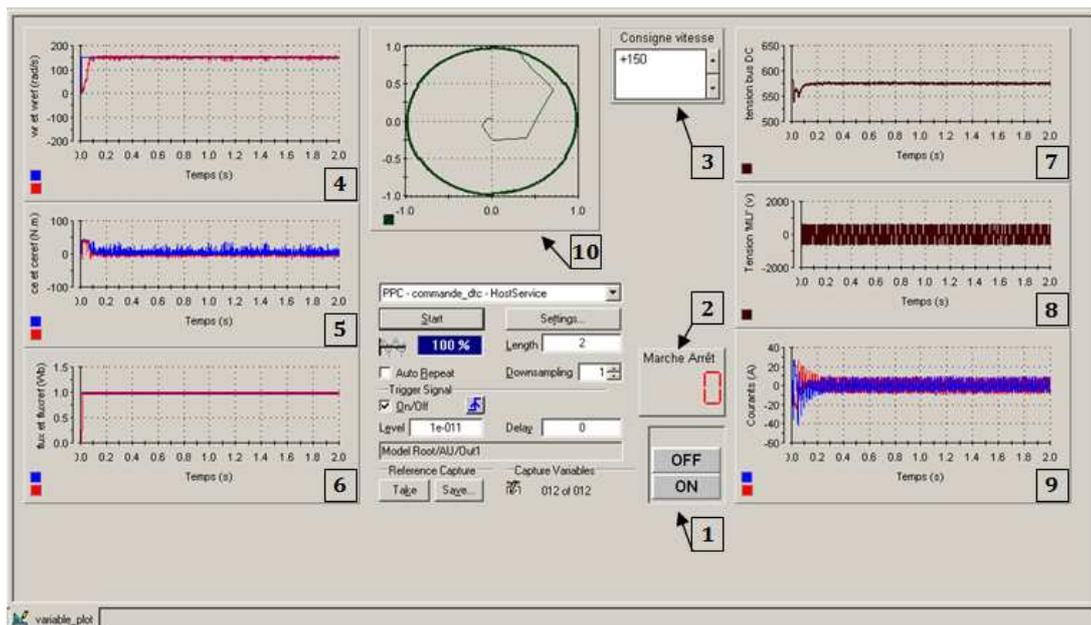


Figure A.4 : Tableau de bord du banc d'essai monté (image prise en imprime écran)

Tels que :

- 1 : Bouton Marche/Arrêt ;
- 2 : Indicateur d'état de fonctionnement ;
- 3 : Contrôle de consigne de vitesse ;
- 4 : Évolution des vitesses (réelle et référentielle) ;
- 5 : Évolution des couples (estimé et référentiel) ;
- 6 : Évolution de module de flux statorique et de sa référence ;
- 7 : Évolution de la tension de bus continu ( $E$ ) ;
- 8 : Tension à  $MLI$  d'alimentation du moteur ;
- 9 : Évolution de courant absorbé par le moteur ;
- 10 : Trajectoire de flux statorique.

#### A.4 Modèle de SIMULINK utilisé pour l'implantation de la DTC

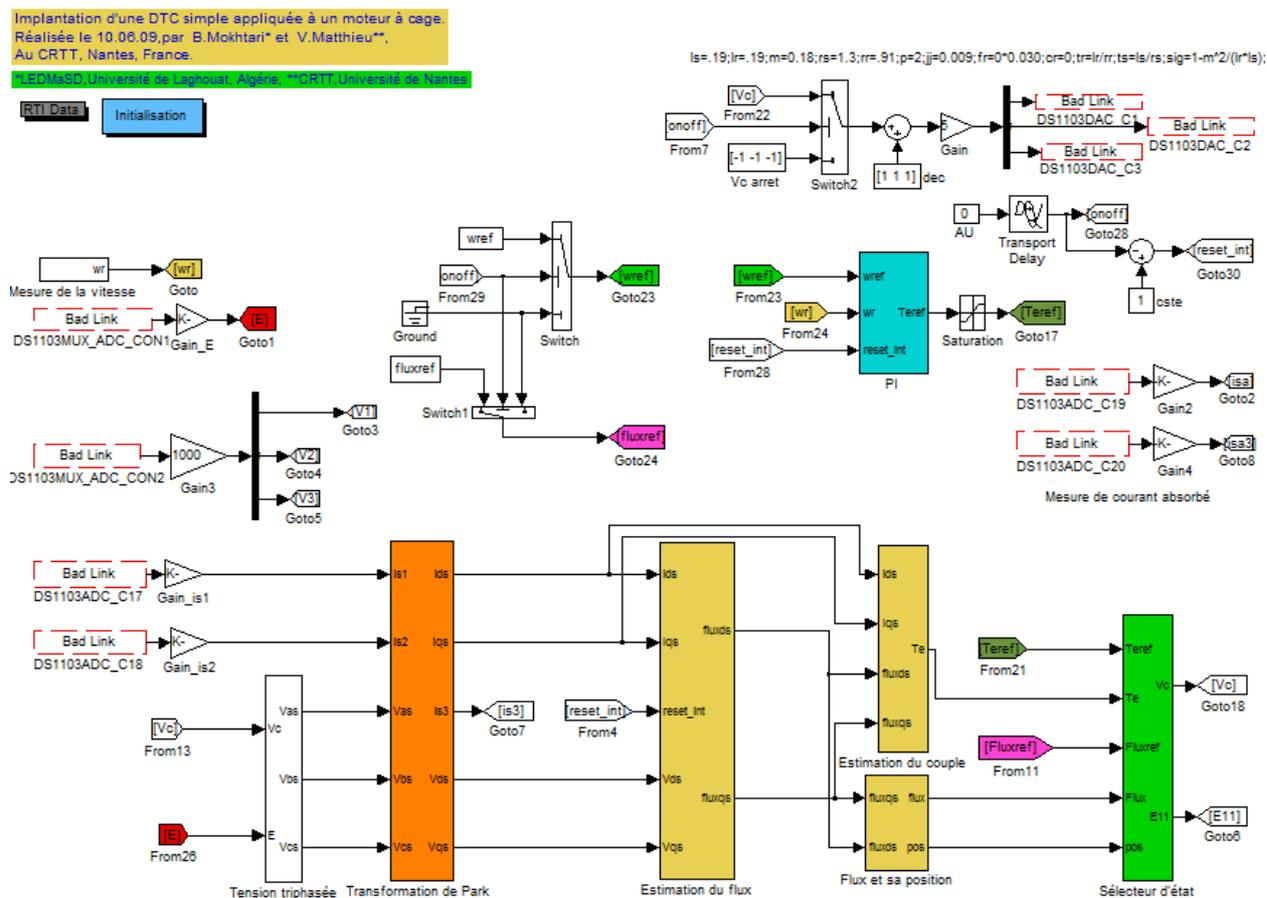


Figure A.5 : Schéma bloc de la commande par DTC d'un MAS

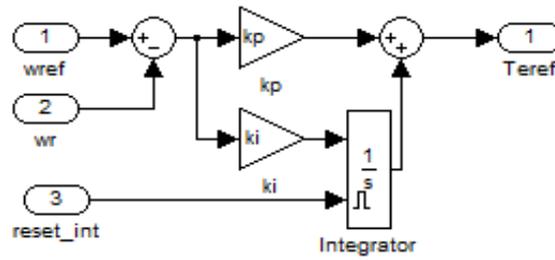


Figure A.6 : Régulateur PI de vitesse

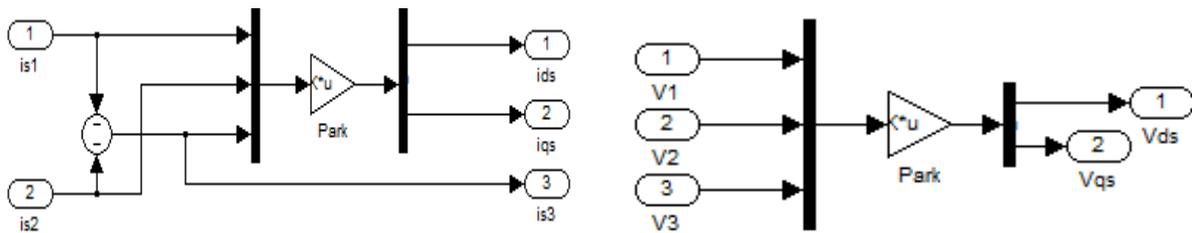


Figure A.7 : Transformation de Park (Courant et Tension)

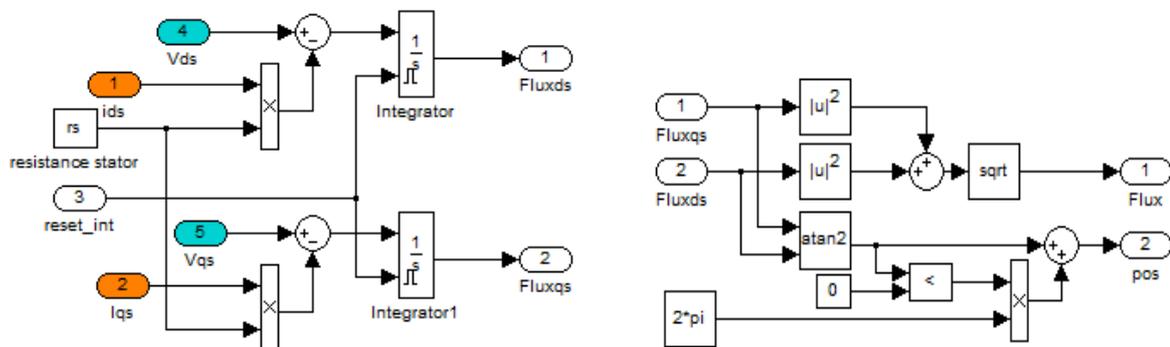


Figure A.8 : Estimation du flux statorique et de sa position

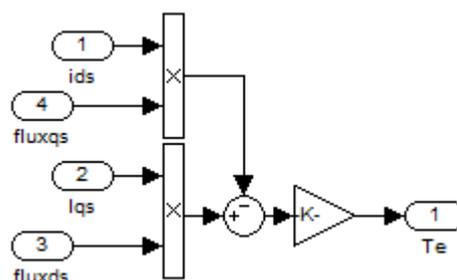


Figure A.9 : Estimation du couple électromagnétique

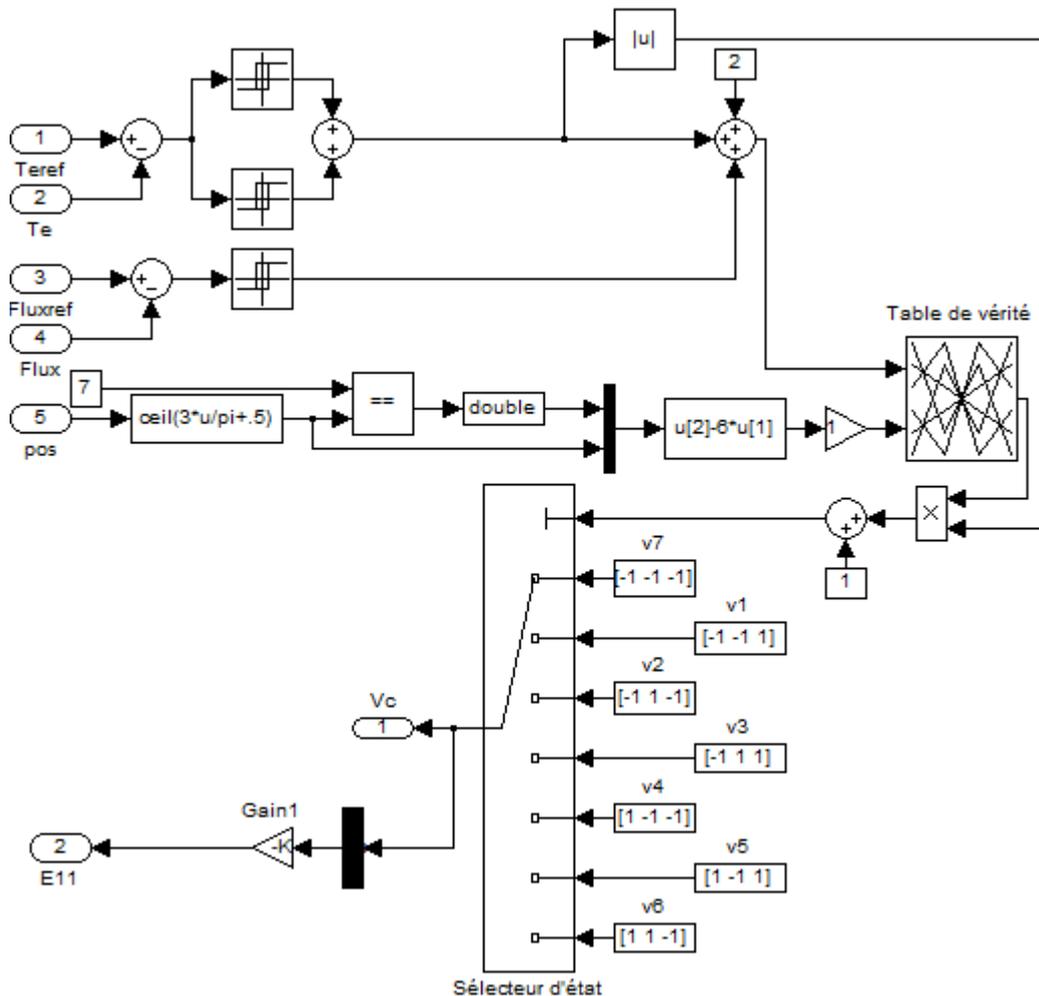


Figure A.10 : Commande de l'onduleur à deux niveaux

## A.5 PARAMÈTRE DES RÉSEAUX DE NEURONES

### A.5.1 Onduleur à deux niveaux :

- **Sélecteur Neuronal Artificiel (SNA)**

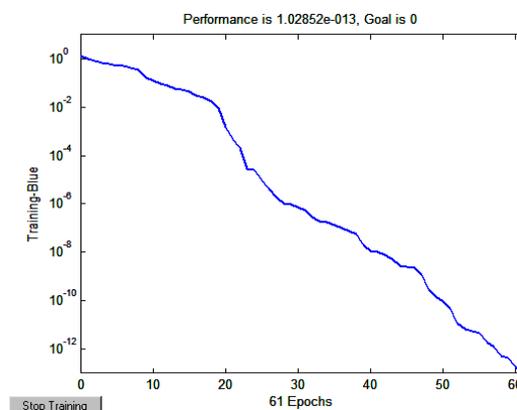


Figure A.11 : Convergence de l'erreur quadratique moyenne du SNA (cas d'un onduleur à 2 niveaux)

a) **Neurones de la couche cachée (sept neurones) :**

a.1) **Poids** : [-2.4797 2.4183 2.7921; 2.1101 11.2286 1.9415; -0.90552 -0.51609 1.0106; 2.2533 3.4767  
14.5475; 0.97341 9.5166 -2.2669; -1.6164 -2.7606 -14.4735; 2.7475 -2.8868 -7.5795];

a.2) **Biais** : [14.7937; -17.5898; 3.6938; -16.8248; -3.2979; -1.2554; -0.42576].

b) **Neurones de la couche de sortie (trois neurones) :**

b.1) **Poids** : [15.2002 -18.8135 -0.29145 26.0504 19.3283 9.8403 18.6988; 8.1472 -8.3987 -33.6933  
6.18 -7.7572 11.3061 -36.9662; -26.795 30.4922 28.8376 15.6176 -19.6661 29.0744 8.08];

b.2) **Biais** : [-42.7827; 14.162; 38.1919].

## A.5.2 Onduleur NPC3N :

- SNA

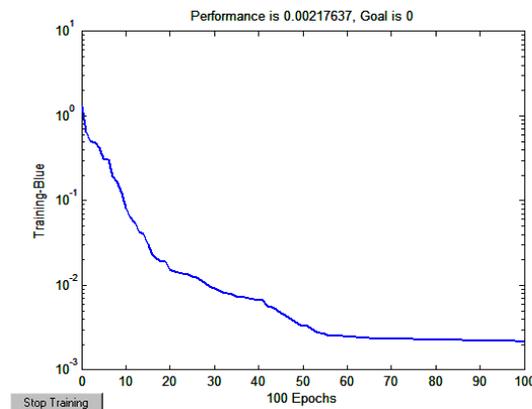


Figure A.12 : Convergence de l'erreur quadratique moyenne du SNA (cas d'un NPC3N)

a) **Neurones de la couche cachée (12 neurones) :**

a.1) **Poids** : [0.16614 -5.6601 0.33582; -0.17563 -0.04428 0.48998; -1.3757 0.34876 0.47783; -0.71324  
-8.1994 3.0576; -1.4293 0.5364 -0.37454; 0.064113 12.1668 4.1837; -0.15149 8.4798  
-5.4315; -1.0286 0.47363 0.27594; -2.509 -2.3049 0.099107; 1.0418 -0.57679 0.29832;  
1.3129 -0.71687 -0.65454; -3.4051 -3.1166 0.05398];

a.2) **Biais** : [4.2946; 0.99698; 6.8852; 1.8461; 6.6716; 0.47071; 4.1769; 3.1816; 10.0865; -3.0348;  
-1.7138; 7.0392].

b) **Neurones de la couche de sortie (trois neurones) :**

b.1) **Poids** : [-2.2909 -0.29492 5.8701 -3.9449 -11.3994 -0.13845 -4.3858 -20.8463 12.5559 -12.5683  
-1.3205 1.1168; -2.6299 7.1234 -14.628 5.5983 17.7331 -9.0206 -3.9126 1.1104 -11.8613  
-11.4724 -9.0183 -13.1678; -5.1404 -10.1245 4.4744 -2.2112 -2.6584 -0.4195 -3.5885  
18.8107 -0.61823 23.5771 9.7408 12.7218];

b.2) **Biais** : [2.3703; 5.3422; 2.3981].

### A.5.3 Onduleur OM4N :

- SNA

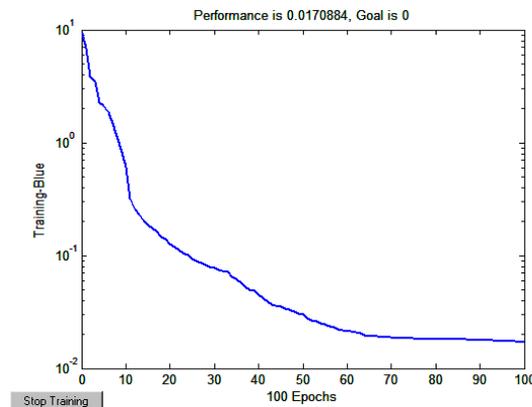


Figure A.13 : Convergence de l'erreur quadratique moyenne du SNA (cas d'un OM4N)

#### a) Neurones de la 1<sup>ère</sup> couche cachée (16 neurones) :

a.1) **Poids** : [-0.7037 -0.14099 0.055562; 0.47491 1.7217 1.4389; 0.52343 4.967 1.9525; -0.88258 -1.0731 -0.13705; -0.59639 0.253 0.33657; 0.53375 -1.1013 0.65132; -0.47734 -1.8656 0.20839; -0.18309 4.6917 0.062162; -0.058053 4.7455 -3.2248; 1.5736 2.3454 -0.81079; 1.1517 -2.1526 -0.33252; -0.53743 2.3116 -0.32379; 0.40509 -2.8373 1.2993; -2.1261 2.2803 -2.1071; 0.46481 0.73793 0.57353; 0.33592 -5.0203 0.26359];

a.2) **Biais** : [6.248; 3.1221; -5.6165; 5.848; 4.2216; -2.34; 2.1479; 1.9034; -1.0556; -2.6641; -3.6458; 1.5434; 2.3724; 1.7947; -0.41472; 3.7315];

#### b) Neurones de la 2<sup>ème</sup> couche cachée (16 neurones) :

b.1) **Poids** : [1.2669 0.68536 0.80758 -2.0455 -2.6005 0.38827 4.1025 1.5266 -0.30687 4.669 3.657 -0.20046 -0.70477 3.9132 -0.33619 -2.0441; 3.2517 1.3911 -0.63103 3.9219 -2.6932 -1.7814 0.90777 1.951 3.0909 2.2789 -1.96 -3.3433 -1.1838 2.4021 2.2953 2.9421; -2.427 -1.3851 0.64643 0.72219 1.7015 1.2464 -0.88334 0.80378 -0.4337 0.14397 -0.45638 1.9082 1.0089 -1.1241 -0.30057 -0.023649; 0.59985 -2.6974 -3.0311 -2.6955 5.2844 -0.79821 8.7498 8.0715 13.0354 -9.454 0.084565 -2.0389 1.6845 -0.67537 0.32868 0.75035; -0.4294 0.47811 0.54544 -0.73696 -2.8435 -1.6484 -1.1037 -1.7298 -0.0044617 -0.69635 -0.38347 -0.12005 -0.72212 0.07345 0.72942 1.293; 0.49724 0.14189 0.28935 0.61773 0.22013 -0.45232 -3.0941 -0.18451 -1.2781 -0.4724 0.5992 -0.49491 0.010792 0.60687 -1.0942 2.1706; -4.464 1.3599 0.083466 -2.1687 1.1964 1.0942 0.88481 0.015617 0.47465 0.31865 -0.049773 2.5908 0.30483 2.8826 3.3899 1.7295; -1.4845 0.21153 0.54232 -1.155 2.8457 -0.07385 -2.3245 -2.16 0.90657 -1.2158 1.0666 1.3332 -0.13382 0.28938 -0.16042 1.6162; -2.2304 -1.93 0.44079 0.74152 0.014231 -2.1884 0.96152 -1.0595 0.034437 0.98948 3.3014 -4.4355 -2.7899 -2.7558 -2.951 2.3713;

12.1513 -8.6095 5.1758 6.7495 -5.0551 2.3454 -17.4924 -1.7571 -8.1417 -0.2132 -0.72364  
 5.0733 2.2651 -2.0893 -4.9266 6.7003; 0.80284 2.477 -2.0602 1.2069 0.44656 -0.41042  
 -1.5994 2.1538 -0.6651 0.36437 0.87788 -0.89068 3.6679 1.9525 -2.5324 0.43274; 1.0766  
 0.30169 1.2069 -0.77965 0.22903 1.7999 2.7094 4.3639 0.045797 0.70136 1.5161 -  
 0.53753 11.3377 10.8408 -5.8336 -1.4421; 0.73366 -0.68245 0.9533 0.35716 -0.47299  
 0.82697 0.92862 -0.41297 -0.00010995 -0.56898 -0.25895 1.8035 0.43097 -0.45592  
 0.16402 -0.85784; -0.026638 0.76948 1.0252 -0.20057 0.90089 -0.18246 0.52401 -  
 0.58144 0.38534 -0.23772 -0.20755 -0.59848 -0.54179 -0.15565 -0.61771 -0.35255;  
 2.6705 1.3304 0.78897 3.691 -1.7833 0.58234 -1.679 -1.7192 -0.064484 2.3381 0.066141  
 2.2056 -1.4907 0.85627 0.13 -1.8598; 2.0458 0.59949 -0.075189 2.1511 -0.18433 -  
 0.28044 -1.4251 -0.7312 -0.32469 -1.8112 -0.96989 -0.67881 -0.65008 -1.1804 0.67991  
 1.312];

b.2) **Biais** : [-3.4163; -8.1265; 3.6007; -5.2378; 4.5037; -0.48094; -2.8893; 1.0012; -1.535; -0.26728; -3.871;  
 1.0606; 1.9955; 1.7215; 4.1041; 0.33197].

c) **Neurones de la couche de sortie (trois neurones)** :

c.1) **Poids** : [0.67929 -1.0432 -0.89858 0.085213 -0.45414 -2.951 1.1297 0.3125 -0.081757 1.0377  
 1.6424 -0.55228 -2.8945 3.7931 1.9336 -0.038707; 0.19296 -0.085259 -2.6133 1.0389  
 -1.1372 0.52071 5.6464 -0.087656 -1.4934 0.74983 -0.45091 -2.0288 -1.5474 3.3289  
 0.71953 5.8646; -1.0257 -1.732 -3.0706 0.60149 -3.7365 -1.5402 -0.42757 2.4639 -0.88359  
 0.50264 1.2212 -0.55569 -0.57434 0.33077 2.7797 -3.1548];

c.2) **Biais** : [0.11946; 1.0414; 4.2165].



# RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [12SS] S.S. Kumar, D. Souvik, P.S. Kumar and X. Jian-Xin, "A Lyapunov Function Based Robust Direct Torque Controller for Switched Reluctance Motor Drive System", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 2, pp. 555-564, 2012.
- [12PC] P. Chintan, P. Rajeevan, D. Anubrata, R. Rijil, K. Gopakumar and P. Marian, "Fast Direct Torque Control of Open-end Induction Motor Drive Using 12-sided Polygonal Voltage Space Vectors", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 1, pp. 400-410, 2012.
- [12JA] J.A. Cortajarena, J. De Marcos, F.J. Vicandi, P. Alvarez and P. Alkorta, "Fuzzy Logic-Controls, Concepts, Theories and Applications: Chapter 5, Control and Estimation of Asynchronous Machines Using Fuzzy Logic", *Édition InTech*, 2012.
- [12DH] D.H. Martin, N. Markus, H. Christian, J.B. Helge and W. DD. Rik, "Development and Control of an Integrated and Distributed Inverter for a Fault Tolerant Five-Phase Switched Reluctance Traction Drive", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 2, pp. 547-554, 2012.
- [12BM2] B. Mokhtari, A. Ameer, M.F. Benkhoris, L. Mokrani and B. Azoui, "Experimental DTC of an Induction Motor Applied to Optimize a Tracking System", In Renewable Energy & Power Quality Journal (RE&PQJ), No. 10, 2012.
- [12BM1] B. Mokhtari, A. Ameer, L. Mokrani, B. Azoui and M. F. Benkhoris, "Comparative Experimental Study of Three Switching Tables of a DTC Applied to an Induction Motor for a Tracking System", In Journal of Electric Engineering, Vol. 12, No. 3, pp. 99-104, 2012.
- [12AG] A.G. Aissaoui and A. Tahour, "Fuzzy Logic-Controls, Concepts, Theories and Applications: Chapter 6, Application of Fuzzy Logic in Control of Electrical Machines", *Édition InTech*, 2012.
- [12AA] A. Ameer, B. Mokhtari, N. Essounbouli and L. Mokrani, "Speed Sensorless Direct Torque Control of a PMSM Drive using Space Vector Modulation Based MRAS and Stator Resistance Estimator", In proceedings of International Conference WASET 2012, Vol. 66, pp. 211-216, France, June 27-28, 2012.
- [11YZ] Y. Zhang and J. Zhu, "A Novel Duty Cycle Control Strategy to Reduce Both Torque and Flux Ripples for DTC of Permanent Magnet SynchroNous Motor Drives with Switching Frequency Reduction", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 10 pp. 3055-3067, 2011.
- [11VK] V. Kumar and S. RAO, "Modified Direct Torque Control of Three-Phase Induction Motor Drives with Low Ripple in Flux and Torque", Leonardo Journal of Sciences, No. 18, pp. 27-44, January-June 2011.
- [11NA] N. Abd Rahim, M.F. Mohamed Elias and H.W. Ping, "A Three-Phase Five-Level Inverter for DTC Drives Application", IEICE Electronics Express, Vol. 8, No. 1, pp. 1-7, 2011.
- [11MT] M.T. Lamchich (Éditeur), "Torque Control", *Édition InTech*, 2011.
- [11MA] M. Ahmad (Éditeur), "Advances in Motor Torque Control", *Édition InTech*, 2011.
- [11AB] A. Bartoszewicz (Éditeur), "Sliding Mode Control", *Édition InTech*, 2011.
- [10YZ] Y. Zhang, J. Zhu, Z. Zhao, W. Xu and D.G. Dorrell, "An Improved Direct Torque Control for Three-Level Inverter-Fed Induction Motor Sensorless Drive", IEEE on Power Electronics, Vol. 21, No. 5, November 2010.
- [10WY] W. Yuhua and M. Jianlin, "Fuzzy-Based Direct Torque Control for Three-Level Inverter Traction Motor", In proceedings of the International Conference on Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering (CMCE), pp. 191-194, China, August 24-26, 2010.

- [10SJ] S.J. Fattahi and A.A. Khayyat, "*Direct Torque Control of Brushless Doubly Fed Induction Machine*", International Journal of Control and Automation, Vol. 3 No. 4, pp. 21-32, December 2010.
- [10SB] S.B. Ozturk, W.C. Alexander and H.A. Toliyat, "*Direct Torque Control of Four-Switch Brushless DC Motor with Non-Sinusoidal Back EMF*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No. 2, pp. 263-271, February 2010.
- [10RZ] R. Zaimeddine and T. Undeland, "*DTC Control Schemes for Induction Motor fed by Three Level NPC-VSI Using Space Vector Modulation*", In proceedings of SPEEDAM 2010, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 966-971, Italy, June 14-16, 2010.
- [10MG] M. Ghanai and K. Chafaa, "*Kalman Filter: 2 Kalman Filter in Control and Modeling*", *Édition InTech, 2010*.
- [10JM] J.M.R. Malla and S.G. Malla, "*Five Level Parallel Inverter for DTC-SVM of Induction Motor*", WSEAS, Transactions on Power Systems, Vol. 5, No. 4, pp. 273-286, October 2010.
- [10HL] H. Li, J. Wang and X. Wang, "*Improvement of Dynamic Performance for the Direct Torque Controlled Induction Motor System Fed by a Three-Level Inverter*", In proceedings of the 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), pp. 1335-1339, Taiwan, June 15-17, 2010.
- [10AT] A.T. Azar (Éditeur), "*Fuzzy Systems*", *Édition InTech, 2010*.
- [10AD] A. Draou and A. Miloudi, "*A Simplified Speed Controller for Direct Torque Neuro Fuzzy Controlled Induction Machine Drive based on a Variable Gain PI Controller*", In proceedings of The 4th International Power Engineering and Optimization Conference. (PEOCO2010), Shah Alam, Selangor, pp. 533-538, Malaysia, June 23-24, 2010.
- [10AA] A. Ameer, B. Mokhtari, L. Mokrani, N. Essounbouli, B. Azoui and A. Hamzaoui, "*An Improved Sliding Mode Observer for Speed Sensorless Direct Torque Control of PMSM Drive with a Three-Level NPC Inverter Based Speed and Stator Resistance Estimator*", In Journal of Electric Engineering, Vol. 10, No. 4, 2010.
- [09PV] P. Veena, R. Jeyabharath, M. Rajaram and S.N. Sivanandam, "*Genetic Neuro Controller Based Direct Torque Control for Switched Reluctance Motor Drive*", In proceedings of the International Conference on Man-Machine Systems (ICoMMS), pp. 2B5\_1-2B5\_6, Malaysia, 11-13 October, 2009.
- [09MS] S. Meziane, "*Commande Adaptative et Prédictive de la Machine Asynchrone*", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2009.
- [09LH] L. Hou, Y. Li, X. Feng and H. Cui, "*Improved Virtual Vector Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three-level NPC Inverter*", In proceedings of the 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments, ICEMI'2009, pp. 3-668/3-672, China, August 16-19, 2009.
- [09JK] J. Kang, Y. Wu and Y. Xu, "*Direct Torque Control Technique for Drive System Fed on Three-Level Inverter*", In proceedings of the International Conference on Control, Automation and Systems Engineering, CASE 2009, pp. 105-107, China, July 11-12, 2009.
- [09HC] H. Cui, C. Chen, W. Jiang and L. Hou, "*Direct Torque Control Method of Induction Machines Using Three-level Space Vector Modulation*", In proceedings of IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference 2009, IPEMC'09, pp. 585-588, China, May 17-20, 2009.
- [09CK] C. Konaté, "*Contribution à l'Étude de la Transmission de Données par Courants Porteurs en Ligne dans une Association Convertisseur-Machine*", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France, 2009

- [09BM] B. Mokhtari, A. Ameer, L. Mokrani, B. Azoui et M.F. Benkhoris, "*DTC Applied to Optimize Solar Panel Efficiency*", In proceedings of The 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'09, pp. 118-1123, Portugal, November 4-5, 2009.
- [08RT] R. Toufouti, "Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Algérie, 2008.
- [08MM] M. Messaoudi, H. Kraiem, M. Ben Hamed, L. Sbita and M.N. Abdelkrim, "*A Robust Sensorless Direct Torque Control of Induction Motor Based on MRAS and Extended Kalman Filter*", Leonardo Journal of Sciences, Issue 12, pp. 35-56, January - June 2008.
- [08JL] J. Lis, C.T. Kowalski and T. Orłowska-Kowalska, "*Sensorless DTC control of the Induction Motor Using FPGA*", In proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE2008, pp. 1914-1919, June 30-July 2, 2008.
- [08EH] E. Hassankhan and D.A. Khaburi, "*DTC-SVM Scheme for Induction Motors Fed with a Three-level Inverter*", In WASET, Vol. 20, pp. 136-140, August 20, 2008.
- [08AV] A. Videt, "Variateur de Vitesse à Impact Électromagnétique Réduit : Onduleur Multiniveaux et Nouvelles Stratégies de Modulation", Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, France, 2008.
- [07RZ] R. Zaimeddine, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux", Thèse de Doctorat, École Nationale Polytechnique, Algérie, 2007.
- [07MS] M. Shady Gadoue, D. Giaouris and J.W. Finch, "*Genetic Algorithm Optimized PI and Fuzzy Sliding Mode Speed Control for DTC Drives*", In proceedings of WCE2007, Vol. 1, pp. 475-480, London, July 2-4, 2007.
- [07DH] D.H. Kim, "*GA-PSO Based Vector Control of Indirect Three Phase Induction Motor*", Applied Soft Computing 7, ELSEVIER, Vol. 7, No. 2, pp. 601-611, March 2007.
- [07AT] A. Tlemçani, "Contribution à l'Application des Commandes Adaptatives par les Systèmes Flous à une Machine Synchrone à Aimants Permanents Alimentée par un Convertisseur Multicellulaire Série", Thèse de Doctorat, École Nationale Polytechnique, Algérie, 2007.
- [07AP] A. Paladugu and B.H. Chowdhury, "*Sensorless Control of Inverter-Fed Induction Motor Drives*", Electric Power Systems Research, ELSEVIER, Vol. 77, No. 5-6, pp. 619-629, April 2007.
- [07AJ] A. Jidin, N.R.N. Idris and A.H.M. Yatim, "*Study on Stability and Performances of DTC Due to Stator Resistance Variation*", In proceedings of the 5<sup>th</sup> Student Conference on Research and Development - SCORED 2007, pp. 1-7, Malaysia, December 11-12, 2007.
- [06YW] Y. Wang and H. Li, X. Shi, "*Direct Torque Control with Space Vector Modulation for Induction Motors Fed by Cascaded Multilevel Inverters*", In proceedings of Industrial Electronics Society Annual Conference, Vol. 1, pp. 1575-1579, France, November 6-10, 2006.
- [06WS] W. S. H. Wong, W.K.S. Pao and D. Holliday, "*Minimal Controller Synthesis Adaptive Control for Direct Torque Controlled Induction Motor Drives*", In proceedings of the First International Power and Energy Conference PECon 2006, pp. 330-336, Malaysia, November 28-29, 2006.
- [06QW] Q. Wu and C. Shao, "*Novel Hybrid Sliding-mode Controller for Direct Torque Control Induction Motor Drives*", In proceedings of the 2006 American Control Conference Minneapolis, pp. 2754-2758, USA, June 14-16, 2006
- [06PV] P.V.R.L. Narasimham, A.V.R.S. Sarma, G. Pranava and R. SriRam, "*Fuzzy Implementation of Direct Torque Control of Induction Machine*", In proceedings of India International Conference on Power Electronics, pp. 407-410, India, December 19-21, 2006.

- [06GR] G.R. Arab Markadeh and J. Soltani, "*Robust Direct Torque and Flux Control of Adjustable Speed Sensorless Induction Machine Drive Based on Space Vector Modulation Using a PI Predictive Controller*", *Electrical Engineering*, Vol. 88, No. 3, pp. 485-496, February 24, 2006.
- [06BS] B.S. Kumar, R.A. Gupta and R. Kumar, "*12-Sector Methodology of Torque Ripple Reduction in a Direct Torque Controlled Induction Motor Drive*", In proceedings of SICE-ICASE International Joint Conference, pp. 3587-3592, Korea, October 18-21, 2006.
- [05XT] X. del Toro Garcia, A. Arias, M.G. Jayne, P. A. Witting, V.M. Sala and J.L. Romeral, "*New DTC Control Scheme for Induction Motors Fed with a Three-level Inverter*", *Automatika, ATKAAF*, Vol. 46, No. 1-2, pp.73-81, 2005.
- [05TJ] T.J. Fu and W.F. Xie, "*A Novel Sliding-Mode Control of Induction Motor Using Space Vector Modulation Technique*", *ISA Transactions*, Vol. 44, No. 4, pp. 481-490, 2005.
- [05SM] S.M. Gadoue, D. Giaouris and J. W. Finch, "*Tuning of PI Speed Controller in DTC of Induction Motor Based on Genetic Algorithms and Fuzzy Logic Schemes*", In proceedings of the 5<sup>th</sup> International Conference of Technology and Automation, ICTA'05, pp. 85-90, Greece (USA), October 15-16, 2005.
- [05MG] M. Ghanes, "Observation et Commande de la Machine Asynchrone sans Capteur Mécanique", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France, 2005.
- [05MF] M. Franck, "Techniques d'Observation sans Capteur de Vitesse en vue de la Commande des Machines Asynchrones", Thèse de Doctorat, Institut National des sciences Appliquées de Lyon, France, 2005.
- [05MC] M. Cirrincione and M. Pucci, "*Sensorless Direct Torque Control of an Induction Motor by a TLS-Based MRAS Observer with Adaptive Integration*", *Automatica, ELSEVIER*, Vol. 41, No. 11, pp. 1843-1854, November, 2005.
- [05LC] L. Chen, K. Fang and Z. Hu, "*A Scheme of Fuzzy Direct Torque Control for Induction Machine*", In proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, pp. 803-807, Guangzhou, China, August 18-21, 2005.
- [05HW] H. Wang, W. Xu, T. Shen and G. Yang, "*Stator Flux and Torque Decoupling Control for Induction Motors with Resistances Adaptation*", In proceedings of IEE Control Theory and Applications, Vol. 152, No. 4, pp. 363-370, 2005.
- [04XT] X. del Toro Garcia, S. Calls, M.G. Jayne, P.A. Witting, A. Arias and J.L. Romeral, "*Direct Torque Control of an Induction Motor Using a Three-Level Inverter and Fuzzy Logic*", In proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 923-927, France, May 4-7, 2004.
- [04MB] M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, "*Speed Sensorless Direct Torque Control of IMs with Rotor Resistance Estimation*", *Energy Conversion and Management, ELSEVIER*, Vol. 46, No. 3, pp. 335-349, February 2004.
- [04JR2] J. Rodriguez, J. Pontt, S. Kouro and P. Correa, "*Direct Torque Control with Imposed Switching Frequency in an 11-Level Cascaded Inverter*", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 4, pp. 827-833, August 2004.
- [04JR1] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, S. Kouro and H. Miranda, "*A Novel Direct Torque Control Scheme for Induction Machines with Space Vector Modulation*", In proceedings of the 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 2, pp. 1392-1397, Germany, June 20-25, 2004.
- [04JP] -Sous la direction de :- J.P Louis, "*Modèles pour la Commande des Actionneurs Électriques*", *Édition Hermes Science Europe, 2004*.

- [04BML] B. Mokhtari, L. Mokrani, R. Abdessemad et M.L. Bendaâs, "*Estimateur Flou de la Résistance Statorique d'un Moteur à Induction Commandé par DTC Neuronale*", Dans la revue DIRASSAT, pp. 78-83, Laghouat, Algérie, 2004.
- [04BMB] B. Mokhtari, L. Mokrani, R. Abdessemad et M.L. Bendaâs, "*Minimisation des Fluctuations du Couple Électromagnétique d'un MAS Commandé par DTC Neuronale en Utilisant un Onduleur Triphasé à 3 Niveaux*", Dans le proceedings de CEE'04, pp. 315-319, Batna, Algérie, 4-6 Octobre 2004.
- [04BM] B. Mokhtari, "Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à Deux et à Trois Niveaux", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2004.
- [03SH] S. Haghbin, M. R. Zolghadri, S. Kaboli and A. Emadi, "*Performance of PI Stator Resistance Compensator on DTC of Induction Motor*", In proceedings of the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'03, Vol. 1, pp. 425-430, USA, November 2-6, 2003.
- [03RK] R. Kennel, A. El-refaei, F. Elkady, S. Mahmoud and E. Elkholy, "*Torque Ripple Minimization for Induction Motor Drives with Direct Torque Control (DTC)*", In proceedings of The 5<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems 2003, PEDS2003, Vol. 1, pp. 210-215, Singapore, November 17-20, 2003.
- [03MC] M. Cirrincione, M. Pucci and G. Vitale, "*A Novel Direct Torque Control of an Induction Motor Drive with a Three-Level Inverter*", In proceedings of IEEE Power Technologies Conference, Vol. 3, Italy, June 23-26, 2003.
- [03MA] M. Aktas and H.B Okumus, "*Neural Network Based Stator Resistance Estimation in Direct Torque Control of Induction Motor*", International Journal of Computational Intelligence, TAINN'2003, Vol. 1, No. 1, pp. 355-358, July, 2003.
- [03JF] J. Faiz, M. Bagher, B. Sharifian, A. Keyhani and A.B. Proca, "*Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 1, March 2003.
- [03JC] J.C. de Barros "Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université AIX-Marseille III, France, 2003.
- [03EM] E. Monmassona and J.P. Louis, "*Presentation of a Control Law for IM Drive Based on the Dynamic Reconfiguration of a DTC Algorithm and a SVM-DTC Algorithm*", Mathematics and Computers in Simulation, ELSEVIER, Vol. 63, No. 3-5, pp. 321-333, November 2003.
- [03DC] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri and F. Profumo, "*Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 2, pp. 476-484, March-April 2003.
- [03BH] B.H. Kenny and R.D. Lorenz, "*Stator and Rotor-Flux-Based Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines*", IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 4, July-August 2003.
- [03BF] B. de FORNEL, "Machines Asynchrones : Commande par Contrôle Scalaire", *Technique de L'ingénieur*, 2003.
- [03AS] A. Sapin, P.K. Steimer, and J.-J. Simond, "*Modeling, Simulation and Test of a Three-Level Voltage Source Inverter with Output LC Filter and Direct Torque Control*", In proceedings of the 38<sup>th</sup> IAS Annual Meeting Conference, Vol. 1, pp. 492-498, USA, October 12-16, 2003.
- [02MR] M. Rodié and K. Jezernik "*Speed Sensorless Sliding Mode Torque Control of Induction Motor*", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, pp. 87-95, February 25, 2002.

- [02ME] M.E. Romero, J.H. Braslavsky and M.I. Valla, "A Ripple Minimization Strategy for Direct Torque and Flux Control of Induction Motors using Sliding Modes", In proceedings of the 15th IFAC World Congress, Vol. 15, Barcelona, July 21-26, 2002.
- [02KB] K.B. Lee, J.H. Song, I. Choy and J.Y. Yoo, "Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by 3-Level Inverter with Low Switching Frequency", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 2, pp. 255-264, March 2002.
- [02EE] E. Etien, S. Cauet, L. Rambault and G. ChampeNois, "Control of an Induction Motor Using Sliding Mode Linearization", International Journal of Applied Mathematics and Computer Science, Vol. 12, No. 4, pp. 523-531, 2002.
- [02DC] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra and A. Tani, "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, September 2002.
- [02CE] C. El Moucary, E. Mendes and A. Razek, "Decoupled Direct Control for PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 5, 2002.
- [02AC] A.C. Martins, R. Xavier, A. Meynard Thierry and S. Carvalho AdriaNo, "Switching Frequency Imposition and Ripple Reduction in DTC Drives by Using a Multilevel Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 2, pp. 286-297, 2002.
- [02AB] A. Bellini, S. Bifaretti and S. Costantini, "A DTC Technique for Induction Motor Traction Drivers with NPC Inverters", In proceedings of SPEEDAM, Italy, June 2002.
- [01XW] X. Wu and L. Huang, "Direct Torque Control of Three-level Inverter Using Neural Networks as Switching Vector Selector", In proceedings of the IEEE Thirty-Sixth IAS Annual Meeting on Industry Applications Conference 2001, Vol. 2, pp. 939-944, September 30- October 4, 2001.
- [01TC] T. Chun, W. You and K. Kim, "A Strategy for Direct Self Control of Induction Machine Using Space Voltage Modulation", In proceedings of the Fifth Russian-Korean International Symposium on Science and Technology, KORUS '01, Vol. 1, pp. 150-153, Jun 26-July 3, 2001.
- [01SL] S. Lin and C. Fang, "Sliding-Mode Direct Torque Control of an Induction Motor", In proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'01, Vol. 3, pp. 2171-2177, USA, November 29-December 2, 2001.
- [01NR] N.R. Idris, A.H. Yatim and N.A. Azli, "Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Improved Stator Flux Estimation", In proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'01, Vol. 2, pp. 1285-1291, USA, November 29-December 2, 2001.
- [01MF] M. Francois, "Problèmes d'Identification et d'Observabilité du Moteur à Induction pour la Variation de Vitesse Industrielle sans Capteur", Thèse de Doctorat, École Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2001.
- [01MA] M. Azab and A.L. Orille, "Novel Flux and Torque Control of Induction Motor Drive Using Four Switch Three Phase Inverter", In proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'01, Vol. 2, pp. 1268-1273, USA, November 29-December 2, 2001.
- [01JF] J. Faiz and, M.B.B. Sharifian, "Comparison of Different Switching Patterns in Direct Torque Control Technique of Induction Motors", Electric Power Systems Research 60, pp. 63-75, 2001.
- [01JC] J. C. Trounce, S. D. Round and R. M. Duke, "Evaluation of Direct Torque Control Using Space Vector Modulation for Electric Vehicle Applications", In proceedings of Australasian Universities Power Engineering Conference, pp. 292-297, Australia, 2001.

- [01EG] E. Galvan, J.M. Carrasco, R. Ortega, G. Escobar and A.M. Stankovic, "A Family of Switching Control Strategies for the Reduction of Torque Ripple on the Direct Torque and Flux Control for Induction Motors", In proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'01, Vol. 2, pp. 1274-1279, USA, November 29-December 2, 2001.
- [00VP] V. Perelmuter, "Three-Level Inverters with Direct Torque Control", In proceedings of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, IAS2000, Vol. 3, pp. 1368-1374, October 8-12, 2000.
- [00SV] S. Vaez-Zadeh and G.H. Mazarei, "Open Loop Control of Hysteresis Band Amplitudes in Direct Torque Control of Induction Machines", In proceedings of the 2000 IEEE Industry Applications Conference IAC'00, Vol. 3, pp. 1519-1524, October 8-12, 2000.
- [00PZ] P.Z. Grabowski, M.P. Kazmierkowski, B.K. Bose and F. Blaabjerg, "A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 4, pp. 863-870, August 2000.
- [00ME] M.E. Haque and M.F. Rahman, "The Effect of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives and its Compensation", In proceedings of AUPEC'00, Australia, 2000.
- [00JM] J. Maes and J.A. Melkebeek, "Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, May-June 2000.
- [00GG] G. Guy and C. Guy, "Actionneurs Électriques, Principes Modèles Commande ", Édition Eyrolles, 2000.
- [00DC2] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri and F. Profumo, "Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant Switching Frequency DTC Scheme", In proceedings of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, Vol. 3, pp. 1360-1367, October 8-12, 2000.
- [00DC1] D. Casadei and G. Serra, "Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 15, No. 4, pp. 769-777, July, 2000.
- [00CL] C. Lascu, I. Boldea and F. Blaabjerg, "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 1, pp. 122-130, January-February, 2000.
- [00CC2] -Sous la direction de: C. Carlos, "Commande des Moteurs Asynchrones, Vol. 2, Optimisation, Discrétisation et Observateurs", Édition Hermes Science Europe 2000.
- [00CC1] -Sous la direction de: C. Carlos, "Commande des Moteurs Asynchrones, Vol.1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC" , Édition Hermes Science Europe 2000.
- [00AK] A. Kheloui, K. Aliouane, M. Medjaoui and B. Davat, "Design of a Stator Flux Sliding Mode Observer for Direct Torque Control of Sensorless Induction Machine", In proceedings of the IEEE Industry Applications Conference, Vol. 3, pp. 1388-1393, October 8-10, 2000.
- [00AA] A.A. Pujol, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne 2000.
- [99LB] L. Baghli, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- [99JK2] J. Kang, D. Chung and S. Sul, "Direct Torque Control of Induction Machine with Variable Amplitude Control of Flux and Torque Hysteresis Bands", in proceedings of the IEMD'99, Electric Machines and Drives, Vol. 1, pp. 640-642, May 9-12, 1999.

- [99JK1] J. Kang and S. Sul, "New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, pp. 1076-1082, September-October 1999.
- [99JC] J. Chen and Y. Li, "Virtual Vectors Based Predictive Control of Torque and Flux of Induction Motor and Speed Sensorless Drives", In proceedings of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Vol. 4, No. 4, pp. 2606-2613, October 3-7, 1999.
- [99FS] F.S. Neves, R.P. Landim, T.G. Habetler, B.R. Menezes and S.R. Silva, "Induction Motor DTC Strategy Using Discrete-Time Sliding Mode Control", In proceedings of 1999 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Vol. 1, pp. 79-85, October 3-7, 1999.
- [99ABB] "La Technologie DTC ou le Contrôle Direct de Couple", ABB, Guide Technique No. 1, 1999, Disponible à <http://www.abb.com/automation>.
- [98MR] M.R. Zolghadri and D. Roye, "Sensorless Direct Torque Control of Synchronous Motor Drives", In proceedings of International Conference on Electrical Machines, ICEM'98, Vol. 2, Turkey, 1998.
- [98EF] E. Flach, "Improved Algorithm for Direct Mean Torque Control of an Induction Motor", In proceedings of PCIM '98, pp. 261-267, Nurnberg, Germany, May 26-28, 1998.
- [98BS] B.S. Lee and R. Krishnan, "Adaptive Stator Resistance Compensator for High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drive", In proceedings of the IEEE IAS Annual Meeting, St. Louis, MO, pp. 423-430, October 12-15, 1998.
- [98BK] B.K. Bose, "High Performance Control of Induction Motor Drives", IEEE, IES Newsletter, pp. 7-11, Vol. 45, September, 1998.
- [98AB] A. Benchaib, "Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps Réel de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Picardie Jules Vernes, France, 1998.
- [97TN] T. Noguchi, M. Yamamoto, S. Kondo, and I. Takahashi, "High Frequency Switching Operation of PWM Inverter for Direct Torque Control of Induction Motor", In proceedings of the 1997 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Second IAS Annual Meeting, Vol. 1, pp. 775-780, USA, October 5-9, 1997.
- [97RA] R. Absessemmed et M. Kadjoudj, "Modélisation des Machines Électriques", Presses de l'Université de Batna, 1997.
- [97LY] L.Y. Dong, S.J. wen and S. Baojun, "Direct Torque Control of Induction Motors for Low Speed Drives Considering Discrete Effects of Control and Dead-time of Inverters", In proceedings of the Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97, Vol. 1, pp. 781-788, October 5-9, 1997.
- [97AL] A.L. Cabrera, E.E. Malik and H. Iqbal, "Tuning the Stator Resistance of Induction Motors Using Artificial Neural Network", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 5, pp. 879-886, September 1997.
- [96YA] Y.A. Chapuis, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par l'Orientation de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat, INP de Grenoble, France, 1996.
- [96IR] I. Rivals, "Les Réseaux de Neurones Formels pour le Pilotage de Robots Mobiles", FLUX, Revue de l'Association Amicale les Ingénieurs SUPÉLEC : La robotique mobile; la fonction achats-logistique, No. 178, septembre-octobre 1996.
- [95JP] J.P. Caron et J.-P. Hautier, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Édition TECHNIP, Paris 1995.

- 
- [95FL] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier, "Les convertisseurs de l'Électronique de Puissance, Volume 4 : La conversion Continu-Alternatif", *Édition Lavoisier*, 1995.
- [94DC] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra and A. Tani, "Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines", In proceedings of the 20th International Conference, Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON'94, pp. 299-304, Italy, September 5-9, 1994.
- [92CT] C. Touzet, "les Réseaux de Neurones Artificiels", *Juillet 1992*
- [91FB] F. Boudjema, "Commande par Mode de Glissement: Application aux Convertisseurs Électriques", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 1991.
- [89JC] J. Chatelin, "Machines Électriques", Série "Traité d'Électricité", Volume X, *Presses Polytechniques Romandes*, 1983-1989.
- [89IT] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, No. 2, pp. 257-264, March-April 1989.
- [88FL] F. Lucas et P. Charruault, "Génie Électrique, L'électronique de l'électricien", *Librairie Delagrave*, 1988.
- [86IT] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, pp. 820-827, September-October 1986.
- [76PL] P.L. Alger and R.E. Arnold, "The history of induction motors in America", In proceedings of IEEE, Vol. 64, No. 9, pp. 1380-1383, September 1976.
-