

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mohamed Khider - Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Électrique



THÈSE

Présentée pour obtenir le diplôme de **Doctorat en Sciences**
Spécialité: **AUTOMATIQUE**

Par :

BABA ARBI Idriss

Thème

**Des approches de commande non linéaires adaptatives
d'une machine synchrone sans capteur mécanique**

Soutenue publiquement le 21/09/2023

Devant le jury composé de :

Mimoune Soury Mohamed	Président	Prefesseur	Université de Biskra
Allag Abdelkrim	Rapporteur	Prefesseur	Université de Eloued
Hammoudi Mohamed Yacine	Examineur	MCA	Université de Biskra
Zellouma Laid	Examineur	Prefesseur	Université de Eloued

Remerciements

En tout premier lieu, je remercie **ALLAH**, tout puissant, de m'avoir donné l'audace pour dépasser toutes les difficultés et accomplir ce travail.

*Je remercie vivement Monsieur **Mimoune Souri Mohamed**, Professeur à l'université Mohamed Khider de Biskra, de me faire l'honneur de présider le jury de thèse.*

*Je voudrais exprimer aussi toute ma reconnaissance à mon directeur de thèse, Monsieur **Allag Abdelkrim**, Professeur à l'Université Echahid Hamma Lakhdar d'Eloued*

Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements aux membres du jury :

- ✓ *Monsieur **Hammoudi Mohamed Yacine**, Maître de Conférences « A » à l'université Mohamed Khider de Biskra.*
- ✓ *Monsieur **Zellouma Laid**, Professeur à l'Université Echahid Hamma Lakhdar d'Eloued.*

Mes derniers remerciements vont à tous ceux qui m'ont encouragé à terminer ce travail.

Idriss BABA ARBI

Dédiasses

A la mémoire de mon chère père
ma très chère mère
ma femme et mes enfants
mes frères et sœurs,
tous mes amis ,
Je dédie ce modeste travail.

Résumé :

Ce travail présente quelques techniques de commande non linéaires appliquées à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), commençant par sa description et sa modélisation mathématique puis l'implantation de la commande à structure variable par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux via les deux algorithmes : « Twisting Algorithm » et « Super Twisting Algorithm » avec capteur mécanique et sans capteur mécanique en utilisant un observateur par mode glissant d'ordre complet.

La commande directe de couple DTC et utilisée aussi pour commander la machine synchrone sous sa forme conventionnelle, puis en remplaçant le régulateur proportionnel intégrale qui nous donne le couple de référence par une commande par mode glissant présentée en quatre aspects : classique, la commande continue avec composante intégrale, le mode glissant d'ordre deux via « Super Twisting Algorithm » et finalement la commande DTC par mode glissant flou, où toutes les techniques proposées de la commande DTC-Mode glissant sont appliquées sans capteur à l'aide d'un observateur par mode glissant d'ordre complet.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) , Mode glissant, Mode glissant d'ordre deux, Twisting Algorithm, DTC, DTC-Mode glissant, DTC-Mode glissant flou, Observateur par mode glissant d'ordre complet, OMGOC

Abstract:

This work presents some nonlinear control techniques applied to the permanent magnet synchronous machine, beginning by its description and mathematical modeling and then the implementation of the variable structure control by first order sliding mode and second order sliding mode via two algorithms: «Twisting Algorithm» and «Super Twisting Algorithm» with mechanical sensor and without mechanical sensor using a full order sliding mode observer.

The direct torque control is also used for control synchronous machine via its conventional form, then by replacing the proportional integral controller that gives us the reference torque with a sliding mode control presented in four aspects: classical, the continuous control with integral component, the second order sliding mode via «Super Twisting Algorithm» and finally the DTC command by blurred swipe mode, where all the techniques proposed of the DTC-Sliding mode are applied without sensor using a full order sliding mode observer.

Key Words: Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM), Sliding Mode, Second Order Sliding Mode, Twisting Algorithm, DTC, DTC Sliding mode, DTC Fuzzy Sliding Mode, Full Order Sliding Mode Observer FOSMO.

ملخص:

يقدم هذا العمل بعض تقنيات التحكم غير الخطية مطبقة على الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائمة ، بدءاً من وصفها و نمذجتها الرياضية ثم تنفيذ التحكم ذو البنية المتغيرة بواسطة النمط المنزلق من الدرجة الأولى والدرجة الثانية عبر الخوارزميتين: «الخوارزمية المتوتية» و «الخوارزمية المتوتية الفائقة» مع مستشعر ميكانيكي وبدون مستشعر ميكانيكي وذلك باستخدام مراقب بوضع انزلاقي كامل الدرجة.

يتم استخدام التحكم المباشر في عزم الدوران أيضاً للتحكم في الآلة المتزامنة في شكله التقليدي، ثم عن طريق استبدال المتحكم النسبي التكاملي الذي يعطينا عزم الدوران المرجعي بالتحكم الانزلاقي في أربعة صور: الكلاسيكي، والتحكم المستمر مع مكون تكاملي، ووضع الانزلاق من الدرجة الثانية عبر « الخوارزمية المتوتية الفائقة » وأخيراً التحكم المباشر في العزم عن طريق الوضع الانزلاقي الضبابي ، حيث يتم تطبيق جميع الطرق المقترحة للتحكم المباشر في العزم مقرونة بالوضع الانزلاقي بدون جهاز استشعار باستخدام مراقب بوضع انزلاقي كامل الدرجة.

كلمات مفتاحية: آلة متزامنة ذات مغناطيس دائمة. نمط انزلاقي. نمط انزلاقي من الدرجة الثانية، الخوارزمية المتوتية، تحكم مباشر في العزم. تحكم مباشر انزلاقي في العزم. تحكم مباشر انزلاقي ضبابي في العزم، مراقب بوضع انزلاقي كامل الدرجة.

Liste des figures

	Page
Fig.I.1 Vue sectionnée de la machine synchrone à aimants permanents	6
Fig.I.2 Schéma d'une machine synchrone à aimants permanents	6
Fig.I.3 Les différentes configurations du rotor	7
Fig.I.4 Schéma de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (abc)	9
Fig.I.5 Les couples agissants sur le rotor.	11
Fig.I.6 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)	11
Fig I.7 Schéma fonctionnel du modèle de Park	14
Fig.I.8 Le passage $(d, q) \rightleftharpoons [\alpha, \beta]$	16
Fig.I.9 Onduleur de source de tension connecté à une MSAP	17
Fig.I.10 Onduleur de source de tension avec commutateurs IGBT	18
Fig.I.11 Onduleur de tension connecté à une charge	18
Fig.I.12 Principe de la modulation par MLI sinus-triangle	21
Fig.I.13 Quelques techniques courantes de commande utilisées pour la MSAP	23
Fig.I.14 Schéma fonctionnel d'une commande scalaire appliquée à une MSAP	24
Fig I.15 Schéma bloc de la MASP avec $i_d = 0$	25
Fig.I.16 Schéma bloc global de la commande vectorielle de la MSAP	26
Fig.I.17 Schéma bloc d'une commande DTC appliquée à une MSAP	26
Fig.II.1 Un SSV asymptotiquement stable constitué de deux structures instables.	32
Fig.II.2. Attractivité vers la surface de glissement	33
Fig.II.3. Portrait de phases (S, \dot{S}) via « Twisting Algorithm »	38
Fig.II.4. Portrait de phases (S, \dot{S}) via « Super Twisting Algorithm »	39
Fig.II.5. Schéma bloc de commande par mode glissant d'ordre un d'une MSAP	40
Fig.II.6 La vitesse de rotation[rad/s]	43
Fig.II.7 Le couple électromagnétique [N.m]	43
Fig.II.8 Le courant quadratique [A]	43
Fig.II.9 Le courant direct [A]	44
Fig.II.10 Les courants statoriques [A]	44
Fig.II.11 La vitesse de rotation dans les deux sens [rad/s]	44
Fig.II.12 Le couple électromagnétique [N.m]	45
Fig.II.13 Le courant quadratique [A]	45
Fig.II.14 Le courant direct [A]	45
Fig.II.15 Les courants statoriques avant et après l'inversion de sens [A]	46
Fig.II.16 La vitesse de rotation avec 75% de R_s	46
Fig.II.17 Le couple électromagnétique avec 75% de R_s	46
Fig.II.18 Le courant quadratique avec 75% de R_s	47
Fig.II.19 Le courant direct avec 75% de R_s	47
Fig.II.20 Les courants statoriques avec 75% de R_s	47
Fig.II.21 Les deux vitesses avec R_s et 75% de R_s au voisinage de $t = 1.5s$	47
Fig.II.22 La vitesse de rotation avec 125% de R_s	48
Fig.II.23 Le couple électromagnétique avec 125% de R_s	48
Fig.II.24 Le courant quadratique avec 125% de R_s	48
Fig.II.25 Le courant direct avec 125% de R_s	49

Fig.II.26 Les courants statoriques avec 125% de R_s	49
Fig.II.27 Les deux vitesses avec R_s et 125% de R_s au voisinage de $t = 1.5s$	49
Fig.II.28 Schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre deux d'une MSAP	50
Fig.II.29 La vitesse de rotation	51
Fig.II.30 Le couple électromagnétique	52
Fig.II.31 Le courant quadratique	52
Fig.II.32 Le courant direct	52
Fig.II.33 Les courants statoriques	52
Fig.II.34 La vitesse de rotation dans les deux sens	53
Fig.II.35 Le couple électromagnétique dans les deux sens	53
Fig.II.36 Le courant quadratique	53
Fig.II.37 Le courant direct	54
Fig.II.38 Les courants statoriques	54
Fig.II.39 Les vitesses de rotation avec R_s , 75% de R_s et 125% de R_s	55
Fig.II.40 La vitesse de rotation	56
Fig.II.41 Le couple électromagnétique	56
Fig.II.42 Le courant quadratique	56
Fig.II.43 Le courant direct	57
Fig.II.44 Le courant quadratique	57
Fig.II.45 La vitesse de rotation pour les deux sens de rotation	57
Fig.II.46 Le couple électromagnétique pour les deux sens de rotation	58
Fig.II.47 Le courant quadratique pour les deux sens de rotation	58
Fig.II.48 Le courant direct pour les deux sens de rotation	58
Fig.II.49. Les courants statoriques les deux sens de rotation	59
Fig.II.50 Les vitesses de rotation avec R_s , 75% de R_s et 125% de R_s	59
Fig.III.1 Schéma bloc de la commande par MGO1 d'une MSAP avec un OMGOC	68
Fig.III.2. La vitesse de rotation	69
Fig.III.3 Le couple électromagnétique	69
Fig.III.4 Le courant quadratique	70
Fig.III.5 Le courant direct	70
Fig.III.6 Les courants statoriques	70
Fig.III.7 La vitesse et la vitesse estimée	71
Fig.III.8 Variation de position et la position estimée	71
Fig.III.9 La vitesse de rotation dans les deux sens	72
Fig.III.10 Le couple électromagnétique dans les deux sens	72
Fig.III.11 Le courant quadratique	72
Fig.III.12 Le courant direct	72
Fig.III.13 Les courants statoriques dans les deux sens	73
Fig.III.14 La vitesse et la vitesse estimée	73
Fig.III.15 La position et la position estimée	73
Fig.III.16 Variation de vitesse et vitesse estimée avec 75% de R_s	74
Fig.III.17. Couple électromagnétique avec 75% de R_s	74
Fig.III.18 Le courant quadratique avec 75% de R_s	74
Fig.III.19 Le courant direct avec 75% de R_s	75
Fig.III.20. Les courants statoriques avec 75% de R_s	75
Fig.III.21. La position et la position estimée avec 75% de R_s	75

Fig.III.22	Variation de Vitesse et vitesse estimée avec 125% de R_s	76
Fig.III.23	Le couple électromagnétique avec 125% de R_s	76
Fig.III.24	Le courant quadratique avec 125% de R_s	76
Fig.III.25	Le courant direct avec 125% de R_s	76
Fig.III.26	Les courants statoriques avec 125% de R_s	77
Fig.III.27	La position et la position estimée avec 125% de R_s	77
Fig.III.28	Schéma blocs de la commande par mode glissant d'ordre deux via OMGOC	78
Fig.III.29.	La vitesse de rotation	79
Fig.III.30.	Le couple électromagnétique	79
Fig.III.31.	Le courant quadratique	79
Fig.III. 32.	Le courant direct	80
Fig.III.33.	Le courants statoriques	80
Fig.III.34.	La vitesse et la vitesse estimée	80
Fig.III.35.	La position et la position estimée	80
Fig.III.36.	La vitesse dans les deux sens	81
Fig.III.37.	Le couple électromagnétique dans les deux sens	81
Fig.III. 38.	Le courant quadratique dans les deux sens	81
Fig.III. 39.	Le courant direct dans les deux sens	82
Fig.III.40.	Les courants statoriques	82
Fig.III.41.	La vitesse et la vitesse estimée pour l'inversement de sens	82
Fig.III.42.	La position et la position estimée	82
Fig.III.43.	La vitesse pour 75% R_s	83
Fig.III.44.	Le couple électromagnétique avec 75% de R_s	83
Fig.III.45.	Le courant quadratique avec 75% de R_s	83
Fig.III.46.	Le courant direct avec 75% de R_s	84
Fig.III.47.	Les courants statoriques pour 75% de R_s	84
Fig.III.48.	La vitesse et la vitesse estimée avec 75% de R_s	84
Fig.III.49.	La position et la position estimée avec 75% de R_s	84
Fig.III.50.	La vitesse avec 125% de R_s	85
Fig.III.51.	Le couple électromagnétique avec 125% de R_s	85
Fig.III.52.	Le courant quadratique pour 125% de R_s	85
Fig.III.53.	Le courant direct pour 125% R_s	86
Fig.III.54.	Les courants statoriques pour 125% de R_s	86
Fig.III.55.	La vitesse et la vitesse estimée avec 125% de R_s	86
Fig.III.56.	La position et la position estimée avec 125% de R_s	86
Fig.III.57.	La vitesse de rotation	87
Fig.III.58.	Le couple électromagnétique	87
Fig.III.59.	Le courant quadratique	87
Fig.III.60.	Le courant direct	88
Fig.III.61.	Le courants statoriques	88
Fig.III.62.	Vitesse et vitesse estimée	88
Fig.III.63	Position et position estimée du rotor.	89
Fig.III.64	La vitesse pour les deux sens	89
Fig.III.65	Couple électromagnétique pour les deux sens	89
Fig.III.66	Le courant quadratique dans les deux sens	90
Fig.III.67	Le courant direct pour les deux sens	90

Fig.III.68 Les courants statoriques dans les deux sens de rotation	90
Fig.III.69 Vitesse et vitesse estimée pour les deux sens	90
Fig.III.70 La position et position estimée pour les deux sens	91
Fig.III.71 La vitesse de rotation pour 75% de R_s	91
Fig.III.72 Le couple électromagnétique avec 75% de R_s	91
Fig.III.73 Le courant quadratique pour 75% de R_s	92
Fig.III.74 Le courant direct pour 75% de R_s	92
Fig.III.75 Les courants statoriques pour 75% de R_s	92
Fig.III.76 La vitesse et la vitesse estimée pour 75% de R_s	92
Fig.III.77 La vitesse pour 125% de R_s	93
Fig.III.78 Le couple électromagnétique pour 125% de R_s	93
Fig.III.79 Le courant quadratique pour 125% de R_s	93
Fig.III.80 Le courant direct pour 125% de R_s	94
Fig.III.81 les courants statoriques pour 125% de R_s	94
Fig.III.82 La vitesse et la vitesse estimée pour 125% de R_s	94
Fig.VI.1 Vecteurs de tension et secteurs de flux statorique	98
Fig.IV.2 Schéma blocs de la commande DTC de la MSAP avec OMGOC	99
Fig.IV.3 Vecteurs des flux avec l'angle δ et vecteurs de tension de l'onduleur	100
Fig.IV.4 :a) Sélection des tensions pour contrôler de l'amplitude de flux statorique Φ_s	103
Fig.IV.4 :b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de flux	103
Fig.IV.5 Comparateur à hystérésis pour le réglage du couple électromagnétique	104
Fig.IV.6 Schéma blocs de la commande DTC-Mode glissant de la MSAP avec un OMGOC	107
Fig.IV.7 Structure du régulateur flou	109
Fig.IV.8 Fonctions d'appartenance pour la surface de glissement	109
Fig.IV.9 Fonctions d'appartenance pour la dérivée du surface de glissement	110
Fig.IV.10 Fonctions d'appartenance pour la sortie K_F	110
Fig.IV.11 La vitesse	112
Fig.IV.12 Le couple électromagnétique	112
Fig.IV.13 Le courant quadratique	113
Fig.IV.14 Le courant direct	113
Fig.IV.15 Les courants statoriques avec DTC-PI	113
Fig.IV.16 Les courants statoriques avec DTC-Mode glissant	113
Fig.IV.17 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-PI	114
Fig.IV.18 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-Mode glissant	114
Fig.IV.19 La position et la position estimée avec DTC-PI	114
Fig.IV.20 La position et la position estimée avec DTC-Mode glissant	114
Fig.IV.21. La vitesse avec 75% de R_s	115
Fig.IV.22 Le couple électromagnétique avec 75% de R_s	115
Fig.IV.23 Le courant quadratique avec 75% de R_s	115
Fig.IV.24 Le courant direct avec de 75% de R_s	116
Fig.IV.25 Les courants statoriques avec DTC-PI avec 75% de R_s	116
Fig.IV.26 Les courants statoriques avec DTC-MG avec 75% de R_s	116
Fig.IV.27 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-PI avec 75% de R_s	116
Fig.IV.28 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-Mode glissant avec 75% de R_s	117
Fig.IV.29 La position et la position estimée avec DTC-PI avec 75% de R_s	117

Fig.IV.30 La position et la position estimée avec DTC-MG avec 75% de R_s	117
Fig.IV.31. La vitesse avec 125% de R_s	118
Fig.IV.32 Le couple électromagnétique avec 125% de R_s	118
Fig.IV.33 Le courant quadratique avec 125% de R_s	118
Fig.IV.34 Le courant direct avec de 125% de R_s	119
Fig.IV.35 Les courants statoriques avec DTC-PI avec 125% de R_s	119
Fig.IV.36 Les courants statoriques avec DTC-MG avec 125% de R_s	119
Fig.IV.37 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-PI avec 125% de R_s	119
Fig.IV.38 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-Mode glissant avec 125% de R_s	120
Fig.IV.39 La position et la position estimée avec DTC-PI avec 125% de R_s	120
Fig.IV.40 La position et la position estimée avec DTC-MG avec 125% de R_s	120
Fig.IV.41. La vitesse	121
Fig.IV.42 Le couple électromagnétique	121
Fig.IV.43 Le courant quadratique	121
Fig.IV.44 Le courant direct	122
Fig.IV.45 Les courants statoriques avec DTC-PI	122
Fig.IV.46 Les courants statoriques avec DTC-MG	122
Fig.IV.47 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-PI	122
Fig.IV.48 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-Mode glissant	123
Fig.IV.49 La position et la position estimée avec DTC-PI	123
Fig.IV.50 La position et la position estimée avec DTC-Mode glissant	123
Fig.IV.51. La vitesse	124
Fig.IV.52 Le couple électromagnétique	124
Fig.IV.53 Le courant quadratique	125
Fig.IV.54 Le courant direct	125
Fig.IV.55 Les courants statoriques avec DTC-MG-CCCI	125
Fig.IV.56 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MG-CCCI	125
Fig.IV.57 La position et la position estimée avec DTC-MG-CCCI	126
Fig.IV.58. La vitesse avec 75% de R_s	126
Fig.IV.59 Le couple électromagnétique avec 75% de R_s	126
Fig.IV.60 Le courant quadratique avec 75% de R_s	127
Fig.IV.61 Le courant direct avec de 75% de R_s	127
Fig.IV.62 Les courants statoriques avec DTC-MG-CCCI avec 75% de R_s	127
Fig.IV.63 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MG-CCCI avec 75% de R_s	128
Fig.IV.64 La position et la position estimée avec DTC-MG-CCCI avec 75% de R_s	128
Fig.IV.65. La vitesse avec 125% de R_s	128
Fig.IV.66 Le couple électromagnétique avec 125% de R_s	129
Fig.IV.67 Le courant quadratique avec 125% de R_s	129
Fig.IV.68 Le courant direct avec de 125% de R_s	129
Fig.IV.69 Les courants statoriques avec DTC-MG-CCCI avec 125% de R_s	130
Fig.IV.70 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MG-CCCI avec 125% de R_s	130
Fig.IV.71 La position et la position estimée avec DTC-MG-CCCI avec 125% de R_s	130
Fig.IV.72 La vitesse	131
Fig.IV.73 Le couple électromagnétique	131
Fig.IV.74 Le courant quadratique	131
Fig.IV.75 Le courant direct	132

Fig.IV.76 Les courants statoriques avec DTC-MG-CCCI	132
Fig.IV.77 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MG-CCCI	132
Fig.IV.78 La position et la position estimée avec DTC-MG-CCCI	132
Fig.IV.79. La vitesse	133
Fig.IV.80 Le couple électromagnétique	133
Fig.IV.81 Le courant quadratique	133
Fig.IV.82 Le courant direct	134
Fig.IV.83 Les courants statoriques avec DTC-MGO2	134
Fig.IV.84 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGO2	134
Fig.IV.85 La position et la position estimée avec DTC-MGO2	135
Fig.IV.86. La vitesse avec 75% de R_s	135
Fig.IV.87 Le couple électromagnétique avec 75% de R_s	135
Fig.IV.88 Le courant quadratique avec 75% de R_s	136
Fig.IV.89 Le courant direct avec de 75% de R_s	136
Fig.IV.90 Les courants statoriques avec DTC-MGO2 avec 75% de R_s	136
Fig.IV.91 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGO2 avec 75% de R_s	137
Fig.IV.92 La position et la position estimée avec DTC-MGO2 avec 75% de R_s	137
Fig.IV.93. La vitesse avec 125% de R_s	137
Fig.IV.94 Le couple électromagnétique avec 125% de R_s	138
Fig.IV.95 Le courant quadratique avec 125% de R_s	138
Fig.IV.96 Le courant direct avec de 125% de R_s	138
Fig.IV.97 Les courants statoriques avec DTC-MGO2 avec 125% de R_s	139
Fig.IV.98 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGO2 avec 125% de R_s	139
Fig.IV.99 La position et la position estimée avec DTC-MGO2 avec 125% de R_s	139
Fig.IV.100. La vitesse	140
Fig.IV.101 Le couple électromagnétique	140
Fig.IV.102 Le courant quadratique	140
Fig.IV.103 Le courant direct	141
Fig.IV.104 Les courants statoriques avec DTC-MGO2	141
Fig.IV.105 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGO2	141
Fig.IV.106 La position et la position estimée avec DTC-MGO2	141
Fig.IV.107. La vitesse	142
Fig.IV.108 Le couple électromagnétique	142
Fig.IV.109 Le courant quadratique	143
Fig.IV.110 Le courant direct	143
Fig.IV.111 Les courants statoriques avec DTC-MGF	143
Fig.IV.112 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGF	144
Fig.IV.113 La position et la position estimée avec DTC-MGF	144
Fig.IV.114 La vitesse avec 75% de R_s	144
Fig.IV.115 Le couple électromagnétique avec 75% de R_s	145
Fig.IV.116 Le courant quadratique avec 75% de R_s	145
Fig.IV.117 Le courant direct avec de 75% de R_s	145
Fig.IV.118 Les courants statoriques avec DTC-MGF avec 75% de R_s	146
Fig.IV.119 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGF avec 75% de R_s	146
Fig.IV.120 La position et la position estimée avec DTC-MGF avec 75% de R_s	146
Fig.IV.121. La vitesse avec 125% de R_s	147

Fig.IV.122 Le couple électromagnétique avec 125% de R_s	147
Fig.IV.123 Le courant quadratique avec 125% de R_s	147
Fig.IV.124 Le courant direct avec de 125% de R_s	148
Fig.IV.125 Les courants statoriques avec DTC-MGF avec 125% de R_s	148
Fig.IV.126 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGF avec 125% de R_s	148
Fig.IV.127 La position et la position estimée avec DTC-MGF avec 125% de R_s	149
Fig.IV.128. La vitesse	149
Fig.IV.129 Le couple électromagnétique	149
Fig.IV.130 Le courant quadratique	150
Fig.IV.131 Le courant direct	150
Fig.IV.132 Les courants statoriques avec DTC-MGF	150
Fig.IV.133 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGF	150
Fig.IV.134 La position et la position estimée avec DTC-MGF	151

Liste des tableaux

	Page
Tableau I.1 Combinaison des transistors d'alimentation	20
Tableau.II.1 Paramètres de la MSAP	42
Tableau IV.1.Table de configuration des interrupteurs.	102
Tableau.IV.2 : Les actions de comparateur à hystérésis sur le couple.	105
Tableau.IV.3 Table de commande du flux.	105
Tableau.IV.4 Table de commande du couple	105
Tableau .IV.5 : Table de séquences de commutations	106
Tableau.IV.6. Table d'inférence floue	110
Tableau.IV.7. Paramètres de la MSAP	112

Nomenclature

MSAP	Moteur synchrone à aimant permanent
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
SSV	Système à structure variable
CSV	Commande à Structure Variable
CMG	Commande par Mode Glissant
S	Surface de glissement
DTC	La commande directe du couple
DTC-MG	Commande directe de couple par mode glissant
DTC-MG-CCCI	Commande directe de couple par mode glissant a commande continue avec composante intégrale
DTC-MGO2	Commande directe de couple par mode glissant d'ordre deux
DTC-MGF	Commande directe de couple par mode glissant flou
K_p, K_i	Gain proportionnel, Gain intégral
OMG	Observateur par mode glissant
OMGOC	Observateur par mode glissant d'ordre complet
K_1, K_2, K_3	Gains caractérisant l'OMGOC
α_m, α_M, A	Constants Caractérisant l'algorithme « Twisting Algorithm »
ρ	Constants Caractérisant l'algorithme « Super Twisting Algorithm »
e_d, e_q	Composantes de la force électromotrice de compensation
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur
s	Opérateur de Laplace
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	Axes de référentiel de Park
α, β	Axes de référentiel statorique
θ	Position angulaire du rotor (Teta)
$\hat{\theta}$	Position angulaire estimée du rotor (TetaE)
v_a, v_b, v_c	Tension statorique phase a , b , et c
v_s	Tension statorique
v_d, v_q	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q
i_a, i_b, i_c	Courant statorique phase a , b , et c
i_s	Courant statorique

i_d, i_q	Courants statoriques sur l'axe d et l'axe q
$i_{d_{ref}}, i_{q_{ref}}$	Courants de référence sur l'axe d et l'axe q
i_α, i_β	Courants statoriques sur les axes α, β
$\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$	Courants statoriques estimés sur les axes α, β
v_α, v_β	Tensions statoriques sur les axes α, β
e_α, e_β	Forces électromotrices sur les axes α, β
$\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$	Forces électromotrices estimées sur les axes α, β
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Flux statorique phase a, b, et c
Φ_d, Φ_q	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$	Flux statorique sur l'axe α, β
Φ_s	Flux statorique
Φ_r	Flux magnétique du rotor
Φ_f	Flux des aimants
$\hat{\Phi}_s$	Flux statorique estimé
Φ_s^*	Flux statorique de référence
$\Delta\Phi_s$	Ecart entre flux estimé et flux de référence
L_f	Inductance de la bobine d'excitation
L_s	Inductance cyclique propre statorique
M_s	Inductance mutuelle entre phase de stator.
$[v_s]$	Vecteur des tensions statoriques.
$[i_s]$	Vecteur des courants statoriques.
$[\Phi_s]$	Vecteur de flux totalisés des phases statoriques.
$[R_s]$	Matrice des résistances statoriques.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[C]$	Matrice de transformation de Concordia
$[V_{an}, V_{bn}, V_{cn}]^t$	Tension de sortie de l'onduleur
$S_i (i=1, 2, 3)$	Grandeurs booléennes de commende (des interrupteurs de l'onduleur)
U_{cc}	Tension continue
Ω	Vitesse synchrone mécanique
ω	Vitesse de rotation
$\hat{\omega}$	Vitesse estimée de rotation

ω_{ref}	Vitesse de référence
e_ω	Ecart entre vitesse de référence et vitesse de rotation
C_e	Couple électromagnétique délivré par la MSAP
C_r	Couple résistant
C_f	Couple de frottement
\hat{C}_e	Couple électromécanique estimé
C_e^*	Couple électromécanique de référence
ΔC_e	Ecart entre le couple estimé et le couple de référence
R_s	Résistance statorique
L_d	Inductance sur l'axe d
L_q	Inductance sur l'axe q
FMMs	Forces magnétomotrices
F_{em}	Force électromotrice
K_e	Constant de la force électromotrice
p	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie de la MSAP
f	Coefficient de frottement visqueux

Table des matières

	Page
Introduction générale.....	1
Chapitre I : La MSAP, sa structure, sa modélisation et sa commande.....	5
I. Introduction.....	6
II. Structure de la machine.....	6
III. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	8
III.1 Hypothèses simplificatrices	8
III.2 La MSAP dans les différents repères.....	9
III.2.1 La MSAP dans le repère fixe (a, b, c)	9
III.2.1.1 Equations électriques	9
III.2.1.2 Equations magnétiques	10
III.2.1.3 Equation mécanique	11
III.2.2 La MSAP dans le repère rotationnel (d, q)	12
III.2.2.1 Transformation de Park.....	12
III.2.2.2 Expression du couple électromagnétique.....	14
III.2.3 Transformation de Clarke (repère (α, β)).....	16
III.2.3.1 Passage du repère (α, β) au repère (d, q)	16
III.2.3.2 Passage du repère (d, q) au repère (α, β)	17
IV. Modélisation de l'alimentation de la MSAP	17
IV.1 Types d'alimentation de la MSAP.....	17
IV.2 La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI-Sinus-Triangle).....	18
V. Commande de la machine synchrone à aimants permanents.....	22
V.1 Commandabilité de la MSAP.....	23
V.2 Quelques techniques usuelles de commande de la MSAP	24
V.2.1 Commande scalaire	24
V.2.2 La commande vectorielle de la MSAP	25
V.2.3 La commande directe de couple (DTC) de la MSAP.....	27
VI. Conclusion.....	28
VII. Références	29

Chapitre II : Commande par mode glissant d'une MSAP.....	31
I. Introduction.....	31
II. Commande à structure variable par mode glissant	31
II.1. Concept de la commande à structure variable.....	32
II.2 La Commande à structure variable par mode glissant	32
II.2.1 Théorie fondamentale de la commande par mode glissant.....	32
II.2.2 Elaboration de la loi de la commande	34
II.2.2.1 Choix de la surface de glissement	34
II.2.2.2 La condition de convergence.....	34
II.2.2.3 Détermination de la commande	35
II.3 Phénomène de broutement	36
III. Commande par mode d'ordre deux	36
IV. Commande par mode glissant d'ordre 1 d'une MSAP.....	39
IV.1 Régulateur par mode glissant de la vitesse	40
IV.2 Régulateur par mode glissant du courant quadratique.....	41
IV.3 Régulateur par mode glissant du courant direct.....	42
IV.4 Résultats de simulation de la commande par mode glissant classique.....	42
IV.4.1 La commande à vide et en charge	43
IV.4.2 Inversion du sens de rotation	44
IV.4.3 Variation de la résistance statorique.....	46
IV.5. Interprétation des résultats	50
V. Résultats de simulation de la commande par mode glissant d'ordre deux.....	50
V.1 La commande de la MSAP via « Twisting Algorithm ».....	51
V.1.1 Le fonctionnement à vide et en charge.....	51
V.1.2 Inversion du sens de rotation	53
V.1.3 Variation de la résistance statorique	54
V.1.4 Interprétation des résultats	55
V.2 La commande de la MSAP via « Super Twisting Algorithm ».....	55
V.2.1 Le fonctionnement à vide et en charge.....	56
V.2.2 Inversion du sens de rotation	57
V.2.3 Variation de la résistance statorique	59

V.2.4 Interprétation des résultats	59
VI. Conclusion	60
VII. Références.....	61
Chapitre III : Commande par mode glissant d'une MSAP sans capteur mécanique.....	63
I. Introduction.....	63
II . Observateur par mode glissant appliqué à la MSAP.....	64
II.1. Observateur conventionnel par mode glissant de la MSAP.....	64
II.2 Observateur par mode glissant d'ordre complet pour une MSAP.....	66
III. Commandes par mode glissant d'une MSAP avec un observateur en mode glissant d'ordre complet	68
III.1 Commande par mode glissant d'ordre un d'une MSAP avec un OMGOC	68
III.1.1 Description de la commande.....	68
III.1.2 Résultats de simulation.....	69
III.1.1.1 Commande à vide et en charge.....	69
III.1.1.2 Inversion du sens de rotation.....	71
III.1.1.3 Variation de la résistance statorique.....	73
III.1.3 Interprétation des résultats.....	77
III.2 Commande par mode glissant d'ordre deux d'une MSAP avec un OMGOC.....	78
III.2.1 Commande par mode glissant d'ordre 2 via «Twisting Algorithm ».....	78
III.2.1.1 Résultats de simulation.....	79
III.2.1.1.1 Le fonctionnement à vide et en charge.....	79
III.2.1.1.2 L'inversion du sens de rotation.....	81
III.2.1.1.3 La variation de la résistance statorique.....	83
III.2.2 Commande par mode glissant d'ordre 2 via «Super Twisting Algorithm ».....	87
III.2.2.1 Résultats de simulation.....	87
III.2.2.1.1 Le fonctionnement à vide et en charge.....	87
III.2.2.1.2 L'inversion du sens de rotation.....	89
III.2.2.1.3 La variation de la résistance statorique.....	91
III.2.3 Interprétation des résultats.....	94
IV. Conclusion.....	95
V. Références.....	96

Chapitre IV : Commande DTC –Mode glissant d’une MSAP avec un OMGOC.....	97
I. Introduction.....	97
II. Commande DTC d’une MSAP avec un observateur par mode glissant d’ordre complet.....	97
II.1. Principe de la commande DTC.....	97
II.2. Stratégie de commande directe du couple et de flux.....	98
II. 3. Estimation du flux statorique.....	100
II.4. Estimation du couple électromagnétique.....	101
II.5. Elaboration du table de commutation.....	101
II.6. Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis.....	102
II.7. Correcteur à hystérésis du couple.....	104
III. Commande DTC-Mode glissant d’une MSAP avec un OMGOC.....	106
IV. Commande DTC-MG par commande continue avec une composante intégrale.....	107
V. Commande DTC-Mode Glissant d’ordre deux avec OMGOC.....	108
VI. Commande DTC-Mode Glissant Flou avec OMGOC.....	108
VI.1. Le rôle du régulateur flou.....	108
VI.2. Description du régulateur flou utilisé.....	109
VII. Simulation des techniques de commande appliquées à une MSAP.....	111
VII.1. Simulation de la DTC-Mode glissant classique sans capteur mécanique.....	111
VII.1.1. Test de variation de vitesse avec résistance statorique.....	112
VII.1.2. Test de variation de couple.....	121
VII.1.3. Interprétation des résultats.....	124
VII.2. Simulation de la DTC- MG-CCCI sans capteur mécanique sans capteur mécanique...	124
VII.2.1. Test de variation de vitesse avec résistance statorique.....	124
VII.2.2. Test de variation de couple.....	131
VII.2.3. Interprétation des résultats.....	133
VII.3. Simulation de la DTC- Mode glissant d’ordre deux sans capteur mécanique sans capteur mécanique.....	133
VII.3.1. Test de variation de vitesse avec résistance statorique.....	133
VII.3.2. Test de variation de couple.....	140
VII.3.3. Interprétation des résultats.....	142
VII.4. Simulation de la DTC- Mode glissant flou sans capteur mécanique sans capteur mécanique.....	142
VII.3.1. Test de variation de vitesse avec résistance statorique.....	142

VII.3.2. Test de variation de couple.....	149
VII.3.3. Interprétation des résultats.....	151
VIII. Conclusion.....	151
IX. Références.....	153
Conclusion Générale et Perspectives.....	155

Introduction Générale

Introduction Générale

Le progrès technologique croissant jour après jour dans les différents domaines que ce soient la vie quotidienne et l'utilisation des petites machines électriques où bien dans les milieux industriels où les grandes machines sont des éléments indispensables, ce progrès exige la tendance vers la conception et l'amélioration dans les technologies de construction et les techniques de commande des machines.

En raison de la demande croissante de moteurs électriques, les chercheurs ont poursuivi leurs efforts pour développer de nouvelles machines telles que la machine à courant continu sans balais (BLDC), la machine à réluctance commutée, la machine à hystérésis à aimant permanent et la machine synchrone à aimant permanent [1]

Les machines synchrones à aimant permanent sont apparues dans les années 1970 comme l'évolution des machines plus anciennes « Machines à Courant Continu à aimant permanent », machines PM à démarrage en ligne et convertisseurs de puissance fournis machines à induction. Ainsi, ils disposent de nombreux avantages sur d'autres types de machines, ce qui en fait le principal concurrent des moteurs à induction comme le cheval de bataille de l'industrie d'aujourd'hui [2].

La machine synchrone à aimants permanents garantit actuellement une part très importante a cause de sa densité de couple, son couple de sortie régulier, sa petite taille et son rendement important, et malgré tout ça, la commande de la MSAP reste une des plus complexes si on la compare à celle de la machine à courant continu ou asynchrone, vu que la non linéarité de son modèle mathématique et son couplement forte. Bien que, depuis les dernières décennies, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour réaliser une commande découplée de la machine synchrone utilisant des repères appropriés.

L'évolution de la micro-électronique et les outils informatiques qui permettent aujourd'hui de concevoir des algorithmes complexes de commande de la machine synchrone à aimants permanents prenant en compte les difficultés liées aux non linéarités de son modèle mathématique.

Plusieurs techniques de commande ont été conçues et appliquées à la machine synchrone à aimants permanents telles que la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe de couple et la commande à structure variable par mode glissant dans le but d'obtenir un système de commande assure la robustesse vis-à-vis les perturbations externes et les

variations paramétriques de la machine, tout en améliorant les performances de la commande notamment la rapidité de la réponse et la précision sous des différents mode de fonctionnement.

Dans les différentes techniques de commande appliquées à la machine, la position du rotor et sa vitesse angulaire doivent être bien connues et pour cela des capteurs de mouvement montés sur l'arbre pour les mesurer par exemple, un tachymètre, un encodeur ou un résolveur. Malgré cela, l'emploi de ces capteurs ajoute des coûts supplémentaires et augment le nombre des câbles de connexion entre la machine et l'onduleur [3].

Au cours des deux dernières décennies, de nombreuses recherches ont porté sur les moyens de remplacer les capteurs mécaniques par des estimateurs et des observateurs basant sur le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents afin d'estimer la position et la vitesse angulaire du rotor, on cite ici la technique de filtre de *KALMAN* étendu (EKF) [4], l'observateur de *Luenberger* [5] et l'observateur par mode glissant, ce dernier est choisis en raison des avantages de réponse dynamique rapide, l'insensibilité aux variations des paramètres et la robustesse du mode glissant [6].

Ce présent travail est organisé en quatre chapitres, dans le premier chapitre on présente une étude descriptive de la machine synchrone à aimants permanents, sa structure, son modèle mathématique dans les différents repères et la modélisation de l'association machine-onduleur, la commandabilité de la machine et aussi une brève présentation des techniques conventionnelles de commande de la machine.

Le deuxième chapitre est consacré à l'implémentation des différentes approches de la commande à structure variable par mode glissant classique et d'ordre supérieur de la machine synchrones à aimants permanents avec capteur mécanique en traitant le problème causé par le phénomène de broutement.

Le chapitre trois présente en bref les techniques d'estimation et d'observation des paramètres utilisé pour la machine synchrone et une ré-implémentation des techniques de commande par mode glissant présentées dans le deuxième chapitre mais avec l'utilisation d'un observateur par mode glissant d'ordre complet qui remplace le capteur mécanique dans le but d'obtenir les signaux de la position du rotor et la vitesse angulaire.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception d'une commande directe de couple d'une machine synchrone à aimants permanents en intégrant des différentes techniques de la

commande par mode glissant dans la commande DTC sans capteur mécanique notamment la combinaison DTC-Mode Glissant- Logique Floue avec une étude comparative avec la commande DTC conventionnelle où le régulateur proportionnel intégrale est utilisé.

Finalement, on termine avec une conclusion générale de travail présenté tout en proposant également des perspectives de prolongement du travail réalisé,

References

- [1] Mohammad Nasir Uddin " Intelligent Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive" PhD thesis, Memorial University of Newfoundland. October 2000.
- [2] S. Vaez-Zadeh "Control of Permanent Magnet Synchronous Motors" OUP Oxford, Year: 2018
- [3] M.Eskola,"Speed and Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in Matrix Converter and Voltage Source Converter Applications" PHD Thesis Tampere University of Technology, 2006
- [4] R.A. Walambe,, V.A. Joshi, "Closed Loop Stability of a PMSM-EKF Controller-Observer Structure" ,IFAC-PapersOnLine, Volume 51, Issue 1,2018,Pages 249-254,
- [5] I. Bakhti, S. Chaouch, A. Makouf, T. Douadi " Robust Sensorless Sliding Mode Control with Luenberger Observer design applied to Permanent Magnet Synchronous Motor" 5th International Conference on Systems and Control (ICSC) Year: 2016 | Conference Paper | Publisher: IEEE
- [6] Ren, N., Fan, L. & Zhang, Z. Sensorless PMSM Control with Sliding Mode Observer Based on Sigmoid Function. J. Electr. Eng. Technol. 16, 933–939 (2021).

Chapitre I :
La MSAP,
sa structure, sa modélisation
et sa commande

I. Introduction

Le développement de l'électronique de puissance, impliquant l'extension de l'utilisation des onduleurs, a permis de pourvoir les machines à courant alternatif aussi facilement que les machines à courant continu [1]

La machine synchrone à aimant permanent, comme tout autre machine électrique, est une machine électrique qui convertit l'énergie électrique en énergie mécanique. Pour cela, la machine utilise une alimentation alternative pour créer un champ magnétique rotatif, ce qui fait tourner le rotor de manière synchrone avec le champ [2].

L'apparition des aimants permanents et le développement des composants de l'électronique de puissance ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à lancer des investigations dans le domaine des associations convertisseurs et machines électriques utilisant le moteur synchrone à aimants permanents. Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à *MLI*. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [3]. Ce premier chapitre est consacré à la structure, le principe de fonctionnement et les différentes méthodes de modélisation de la machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à *MLI*).

II. Structure de la machine :

La machine synchrone à aimants permanents MSAP est une machine à courant alternatif entraînée par une source de courant alternative triphasée commandée. La figure montre une vue sectionnée d'une MSAP typique [4].

Comme toutes les machines électriques rotatives, la machine synchrone est un convertisseur d'énergie. Il est réversible dans le sens où il peut fonctionner soit comme un générateur de courant (alternateur) ou comme un moteur. Il est composé de deux parties principales, couramment appelées armatures [5].

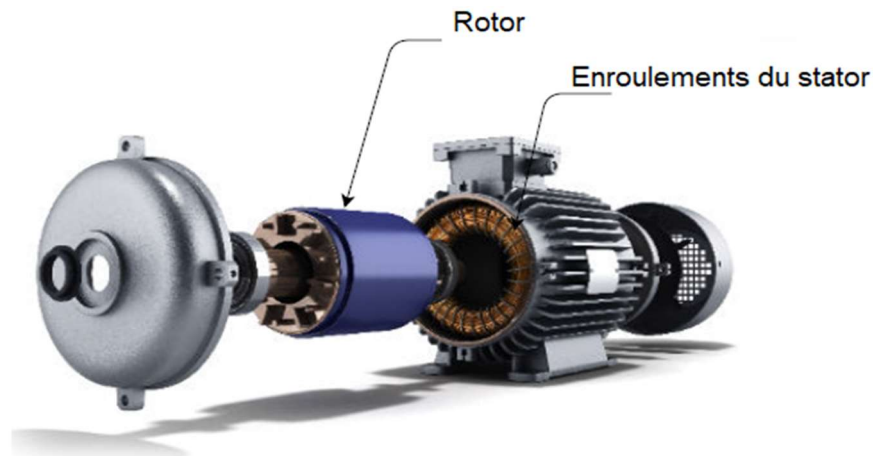


Fig I.1 Vue sectionnée de la machine synchrone à aimants permanents

Le stator est composé de trois enroulements identiques répartis symétriquement dans l'espace (120° entre eux). Les enroulements sont fixés en encoches sur le circuit magnétique. Lorsque les enroulements du stator sont alimentés par une source de courant alternatif, triphasé et équilibré, un champ tournant est généré le long de l'entrefer [5][7].

La figure (**Fig.I.1**) illustre la section transversale circonférentielle d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (a, b, c) et le repère rotationnel (d, q) [6]. L'élément stationnaire bobiné du machine, appelé stator peut être d'une grande variété de constructions et de conceptions et peut être enroulé pour l'excitation monophasée ou polyphasée). Les aimants permanents constitués de matériaux à haute perméabilité comme la terre rare ou le samarium-cobalt forment les pôles du rotor. Les bobines aa' , bb' , et cc' représentent des enroulements distribués produisant des ondes sinusoïdales de force magnétomotrice et de densité de flux magnétique dans l'entrefer. Les directions de référence des courants sont indiquées par des points et des croix [9].

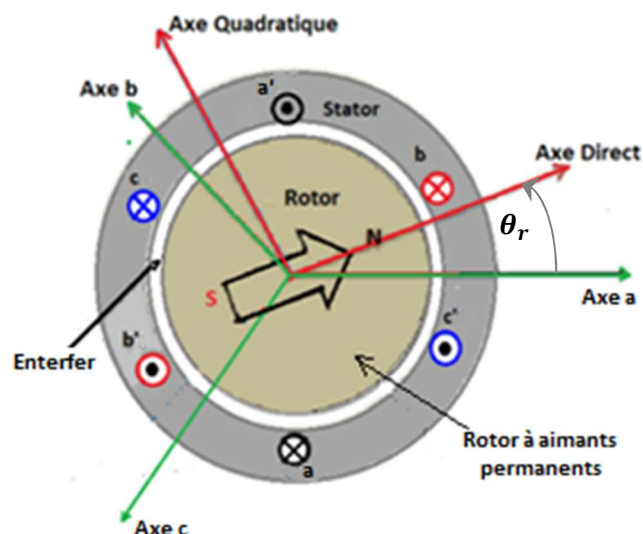


Fig I.2 Schéma d'une machine synchrone à aimants permanents

Les configurations de rotor les plus courantes se trouvent sur la figure (**Fig I.2**). Deux familles principales peuvent être séparées : a et b : les aimants sont montés sur la surface du rotor, fixés à la bonne position par l'utilisation de l'adhésif. Toutes les autres configurations (c, d, e, f et g) nécessitent un laminage spécial du rotor et les aimants sont poussés dans les fentes spéciales, celles-ci sont appelées aimants encastrés ou configurations de rotor d'aimant incorporé [10][11].

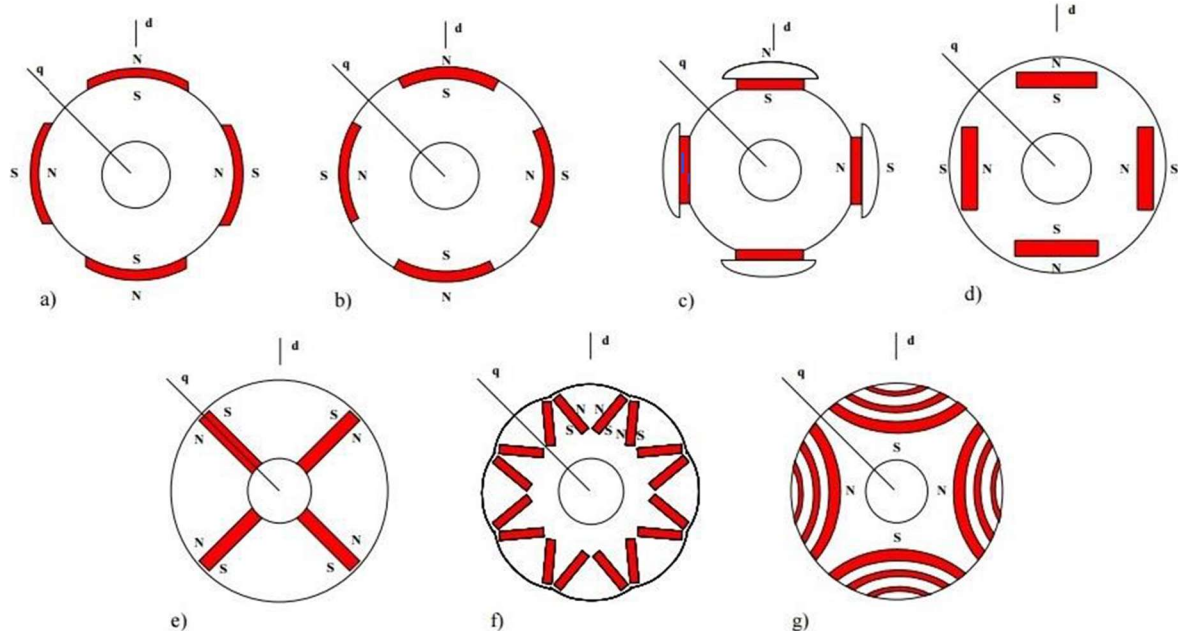


Fig I.3 Les différentes configurations du rotor : a) Aimants montés en surface, b) Rotor encastré avec aimants de surface, c) Aimants de surface avec des semelles polaires, d) Aimants tangentiels enterrés, e) Aimants radiaux enterrés, f) Aimants en V inclinés encastrés, g) Aimant permanent assisté pour moteur synchrone à réluctance.

III-Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation mathématique de la machine synchrone est indispensable pour son étude et sa simulation. Le fait que les grandeurs sinusoïdales symétriques triphasées soient transformées en deux composants grâce à la transformation bien connue de *Park* a fait de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents dans le repère dq fixé au rotor ce qui est utilisé presque exclusivement pour la commande [8].

III.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de se rapprocher de la méthode générale de conception de la machine synchrone, nous serons amenés à adopter les hypothèses simplificatrices suivantes [6] [12-14]:

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet d'exprimer le flux comme une fonction linéaire des courants.

- Les pertes par les courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements et l'effet peau sont négligés.
- La distribution de la force magnétomotrice créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- Le système de tension est équilibré (aucun composant homopolaire)
- Il n'y a pas d'enroulement amortisseur au rotor.

III.2 La MSAP dans les différents repères :

Le modèle de la MSAP peut être défini dans le repère de référence naturel à trois phases (a, b, c) , dans le repère de référence à rotation synchrone (d, q) et dans le cadre équivalent à deux phases (α, β) .

III.2.1 La MSAP dans le repère fixe (a, b, c) :

III.2.1.1 Equations électriques :

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone représentée par la figure (**Fig.I.3**) dans un repère fixe lié au stator (a, b, c) donnent les expressions des tensions entre les trois phases sont données par :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.1)$$

Avec

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Où :

$[v_s]$: Vecteur des tensions statoriques.

$[i_s]$: Vecteur des courants statoriques.

$[\Phi_s]$: Vecteur de flux totalisés des phases statoriques.

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.

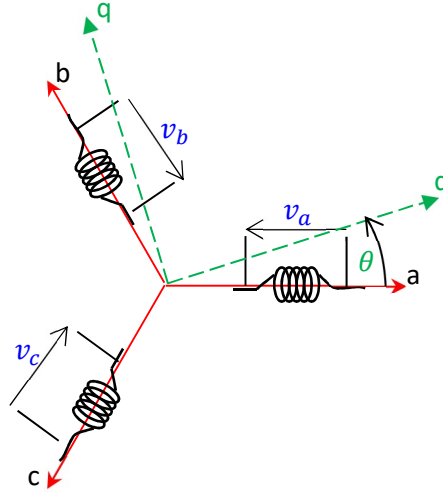


Fig.I.4 Schéma de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (abc)

III.2.1.2 Equations magnétiques :

Un flux constant est créé par les aimants dans le rotor. La distribution du champ d'excitation dans l'entrefer et les forces magnétomotrices (FMMs) sont supposées être sinusoïdales [15]. Par conséquent, les expressions du flux mutuel des phases inductrices peuvent être données par :

$$\begin{cases} \Phi_{fa} = \Phi_f \cos(\theta) \\ \Phi_{fb} = \Phi_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Phi_{fc} = \Phi_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.3)$$

Donc le vecteur de flux produit par les aimants permanents est défini par :

$$[\Phi_f] = [\Phi_{fa} \quad \Phi_{fb} \quad \Phi_{fc}]^T \quad (I.4)$$

Où Φ_f est l'amplitude du flux produit par les aimants permanents, supposée constante car la variation avec la température est insignifiante.

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes.

Par exemple, pour la phase 'a', le flux ' Φ_a ' est la somme des termes :

$\Phi_{aa} = L_s i_a$: Flux propre de la phase 'a' sur 'a'.

$\Phi_{ba} = M_s i_b$: Flux mutuel de la phase 'b' sur 'a'.

$\Phi_{ca} = M_s i_c$: Flux mutuel de la phase 'c' sur 'a'.

Φ_{fa} : Flux mutuel de l'aimant sur la phase 'a'.

Le flux total dans la phase 'a' est représenté par :

$$\Phi_a = \Phi_{aa} + \Phi_{ba} + \Phi_{ca} + \Phi_{fa} = L_s i_a + M_s (i_b + i_c) + \Phi_{fa} \quad (I.5)$$

En considérant que la machine est équilibrée à neutre isolé, on a :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{I.6})$$

d'où l'expression du flux dans la phase 'a' se réduit alors à:

$$\Phi_a = (L_s - M_s)i_a + \Phi_{fa} = L_{sc}i_a + \Phi_{fa} \quad (\text{I.7})$$

$L_{sc} = (L_s - M_s)$: L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.

L_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre phase de stator.

Par conséquent, les expressions des flux dans les autres phases sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_b = L_{sc}i_b + \Phi_{fb} \\ \Phi_c = L_{sc}i_c + \Phi_{fc} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

En remplaçant les expressions des flux dans les formules des tensions, on obtient :

$$\begin{cases} v_a = R_s i_a + L_{sc} \frac{di_a}{dt} + \frac{d\Phi_{fa}}{dt} \\ v_b = R_s i_b + L_{sc} \frac{di_b}{dt} + \frac{d\Phi_{fb}}{dt} \\ v_c = R_s i_c + L_{sc} \frac{di_c}{dt} + \frac{d\Phi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

III.2.1.3 Equation mécanique :

Le rotor est en mouvement rotationnel avec une vitesse ω et une position angulaire repérée par l'angle θ , il soumit à trois couples (**Fig.I.4**): le premier ce qui est le couple électromagnétique C_e et Les deux autres couples qui entravent le mouvement, le couple résistant C_r et couple qui résulte du frottement visqueux, l'équation mécanique s'écrit [16]:

$$C_e - C_r = J \frac{d^2\theta}{dt} + f \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{I.10})$$

Alors l'équation qui décrit la dynamique du rotor est donnée par :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - f\omega \quad (\text{I.11})$$

$$\text{Où} \quad : \omega = p\Omega \quad (\text{I.12})$$

Avec :

- Ω : Vitesse de rotation mécanique de la MSAP
- J : Moment d'inertie totale de la machine.
- f : Coefficient de frottement visqueux.
- C_r : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

- ω : la vitesse électrique du rotor.

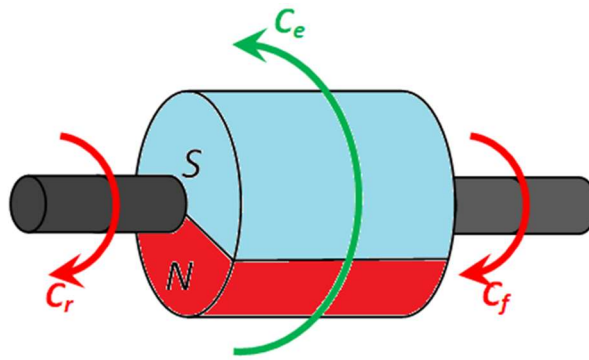


Fig.I.5 Les couples agissants sur le rotor.

III.2.2 La MSAP dans le repère rotationnel (d, q) :

Le système (I.9) présente des équations fortement nonlinéaires et couplées, et dans le but de résoudre ce problème, on utilise une transformation dite de Park (Park 1929) qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux) [13][18]. Cette transformation des grandeurs statoriques en grandeurs rotoriques permet de faciliter l'analyse des régimes transitoires des machines. Ce type de représentation est aussi plus commode pour étudier la régulation de la machine synchrone [19].

III.2.2.1 Transformation de Park

La transformation de Park donne la possibilité de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère biphasé d'axes orthogonaux (d, q) tournant à une vitesse ω par rapport au stator (figure I.3), comme il est présenté par la figure (Fig.I.5) suivante ;

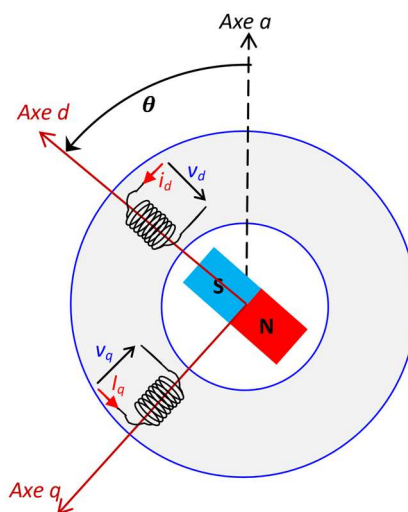


Fig .I.6 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)

Le passage de la représentation de la machine dans le repère triphasé (a, b, c) vers le repère (d, q) se fait selon la formule générale suivante :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{I.13})$$

Le vecteur X représente ici les variables statoriques que ce soient les courants $[i_s]$, les tensions $[v_s]$ ou les flux $[\Phi_s]$ dans les deux repères, et θ représente la position du rotor.

La matrice de transformation $[P(\theta)]$ est donnée par [6] [20] :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Où la position angulaire θ et la vitesse de rotation ω du repère de référence arbitraire sont exprimées par :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (\text{I.15})$$

Dans le sens inverse, la transformation de Park peut être donnée par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dq0}] \quad (\text{I.16})$$

Où la matrice de transformation inverse de Park est la suivante :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

La tension v_0 représente la composante homopolaire et les tensions v_d et v_q qui représentent les valeurs diphasées des tensions v_a , v_b et v_c [17].

La transformation de Park amène à exprimer les tensions dans le repère (d, q) par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega \Phi_q \\ v_q = R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega \Phi_d \\ v_0 = R_s i_0 + \frac{d\Phi_0}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

La troisième équation dans le système (I.18) représente une grandeur nulle, puisque la machine est un système équilibré :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{I.19})$$

Alors le système d'équation représentant les tensions dans le repère (d, q) sera le suivant [21]:

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega \Phi_q \\ v_q = R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega \Phi_d \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Suivant l'orientation du champ du rotor, les équations magnétiques dans le repère (d, q) sont :

$$\begin{cases} \Phi_q = L_q i_q \\ \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

En remplaçant les flux Φ_q est Φ_d dans le système (I.20), on obtient :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Alors les courants dans le repère (d, q) peuvent être trouvés à partir du système d'équations différentielles suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega i_d - \frac{1}{L_q} \omega \Phi_f + \frac{1}{L_q} v_q \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

III.2.2.2 Expression du couple électromagnétique

L'interaction entre les pôles formés par les aimants du rotor et les pôles produits par les forces magnétomotrice FMMs dans l'entrefer générées par les courants statoriques engendre un couple dit : « couple électromécanique C_e ».

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{I.24})$$

Si on remplace V_d et V_q par leurs expressions on obtient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d\Phi_d}{dt} + I_q \frac{d\Phi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \right] \quad (\text{I.25})$$

Avec :

$\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: c'est la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.

Et :

$\frac{3}{2} \left(I_d \frac{d\Phi_d}{dt} + I_q \frac{d\Phi_q}{dt} \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Si on néglige les la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator et la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

Sachant que la puissance électromagnétique :

$$P_e(t) = C_e \Omega = \frac{3}{2} \omega (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (\text{I.26})$$

et : $\omega = p\Omega$

Alors :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (\text{I.27})$$

En substituant les expressions de Φ_d et Φ_q à partir de (I.21), l'expression du couple électromagnétique sera :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \Phi_f] \quad (\text{I.28})$$

Si le rotor est de type pôles lisses ($L_d = L_q$), le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{3}{2} p I_q \Phi_f \quad (\text{I.29})$$

Où : p : c'est le nombre des paires des pôles.

Le modèle électromécanique de la MSAP dans le repère de Park est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega i_d - \frac{1}{L_q} \omega \Phi_f + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\omega}{dt} = -\frac{p\Phi_f}{J} i_q - \frac{p(L_q - L_d)}{J} i_d i_q - \frac{1}{J} C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

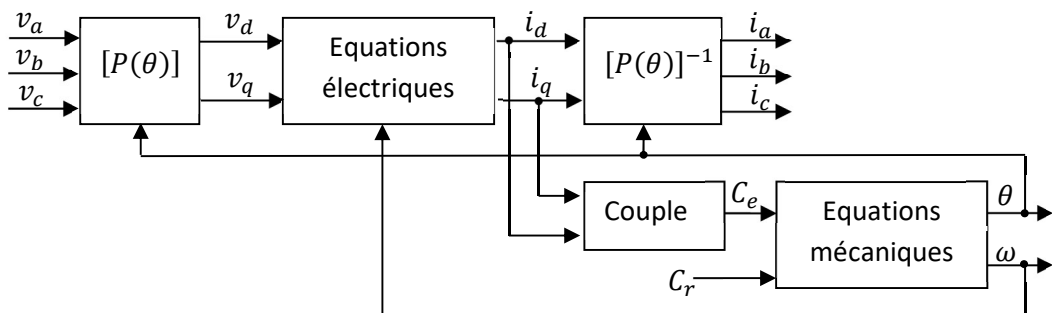


Fig I.7 Schéma fonctionnel du modèle de Park

III.2.3 Transformation de Clarke (repère (α, β)):

La transformation mathématique appelée transformation de Clarke modifie un système à trois phases à un système orthogonal à deux phases. Les équations générales de passage du repère (a, b, c) vers le repère (α, β) sont données par :

$$\begin{cases} x_\alpha = \frac{2}{3}x_a - \frac{1}{3}(x_b + x_c) \\ x_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}}(x_b - x_c) \\ x_0 = \frac{2}{3}(x_a + x_b + x_c) \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Ou bien sous la forme matricielle :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C][X_{abc}] \quad (\text{I.32})$$

Où :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Avec :

- $[X_{\alpha\beta 0}]$: le vecteur diphasé correspond au vecteur triphasé $[X_{abc}]$.
- $[C]$: la Matrice directe de Clarke.

La transformation de Clarke inverse est définie par les relations suivantes :

$$[X_{abc}] = [C]^{-1}[X_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{I.33})$$

Avec

$$: [C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

$[C]^{-1}$: la matrice de transformation inverse de Clarke.

III.2.3.1 Passage du repère (α, β) au repère (d, q) :

Les grandeurs dans le repère rotatif sont transformées en grandeurs de repère orthogonal fixe à deux axes. Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d, q) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{dq0}] = [R(\theta)][X_{\alpha\beta}] \quad (I.34)$$

Avec :

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Où : $[R(\theta)]$: la matrice de passage du (α, β) vers (d, q)

III.2.3.2 Passage du repère (d, q) au repère (α, β) :

Les grandeurs du repère fixe orthogonal à deux axes sont transformées en grandeurs du repère rotatif à l'aide de la transformation Park, comme le montre la figure (Fig.I.7).

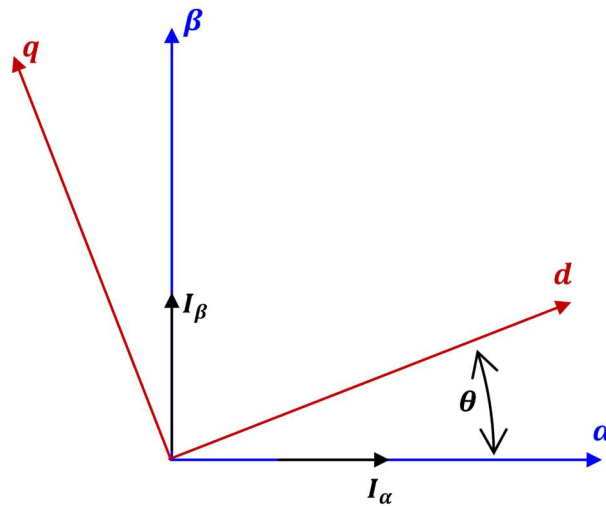


Fig.I.8 Le passage $(d, q) \Leftrightarrow [\alpha, \beta]$

Le passage des composantes (d, q) aux composantes (α, β) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{\alpha\beta}] = [R(\theta)]^{-1}[X_{dq0}] \quad (I.35)$$

Avec :

$$[R(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

IV. Modélisation de l'alimentation de la MSAP

IV.1 Types d'alimentation de la MSAP

On distingue Deux types d'alimentation utilisés pour la commande des machines synchrones : l'alimentation en tension et l'alimentation en courant.

L'alimentation de ces machines est assurée à l'aide des onduleurs de tension (à base de transistors) [23].

L'onduleur triphasé est équipé de six commutateurs d'alimentation qui sont connectés à une source de tension à courant continu. Les commutateurs de l'onduleur sont sélectionnés très soigneusement selon les exigences de l'application [24][25]. Les demi-ponts, dans lesquels les interrupteurs supérieurs et inférieurs sont commandés de façon complémentaire, c'est-à-dire que les interrupteurs supérieur et inférieur ne peuvent pas être « allumés » en même temps, signifie que l'un doit être « éteint » si l'autre est « allumé ». [26]

La figure (Fig I.6) présente le schéma d'un onduleur de source de tension connecté à une MSAP. La fréquence de tension alternative peut être variable ou constante selon l'application.

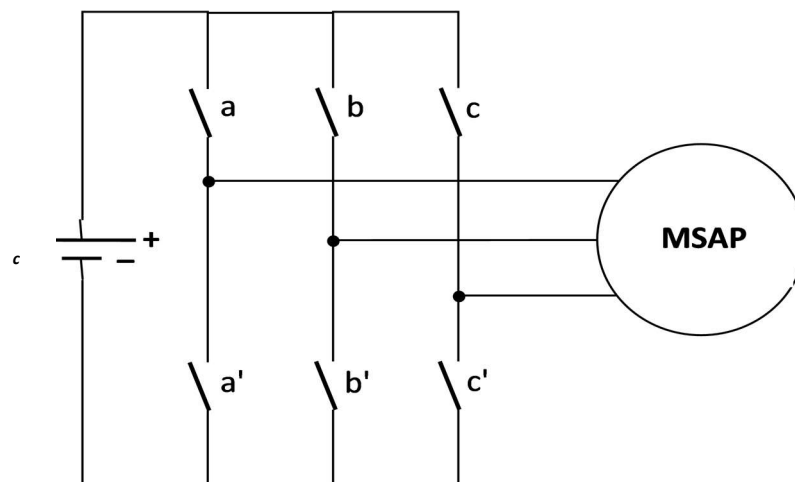


Fig.I.9 : Onduleur de source de tension connecté à une MSAP

Aujourd'hui plusieurs dispositifs sont disponibles tels que les thyristors, les transistors de jonction bipolaires (BJTs), les transistors d'effet de champ de MOS (MOSFETs), les transistors bipolaires de porte isolés (IGBTs) et les thyristors d'arrêt de porte (GTOs). Les MOSFET et les IGBT sont préférés dans l'industrie en raison de la synchronisation MOS qui offre un gain de puissance élevé et des avantages de contrôle. Alors que MOSFET est considéré comme un dispositif de puissance universel pour les applications de faible puissance et de basse tension, IGBT a une large acceptation pour les entraînements de moteurs et d'autres applications dans les plages faible et moyenne puissance. Les dispositifs d'alimentation lorsqu'ils sont utilisés dans les applications d'entraînement des moteurs nécessitent un circuit de courant inductif fourni par des diodes antiparallèles lorsque l'interrupteur est éteint [25]. Un schéma d'un onduleur de source de tension avec commutateurs IGBT est représenté par la figure (Fig.I.6).

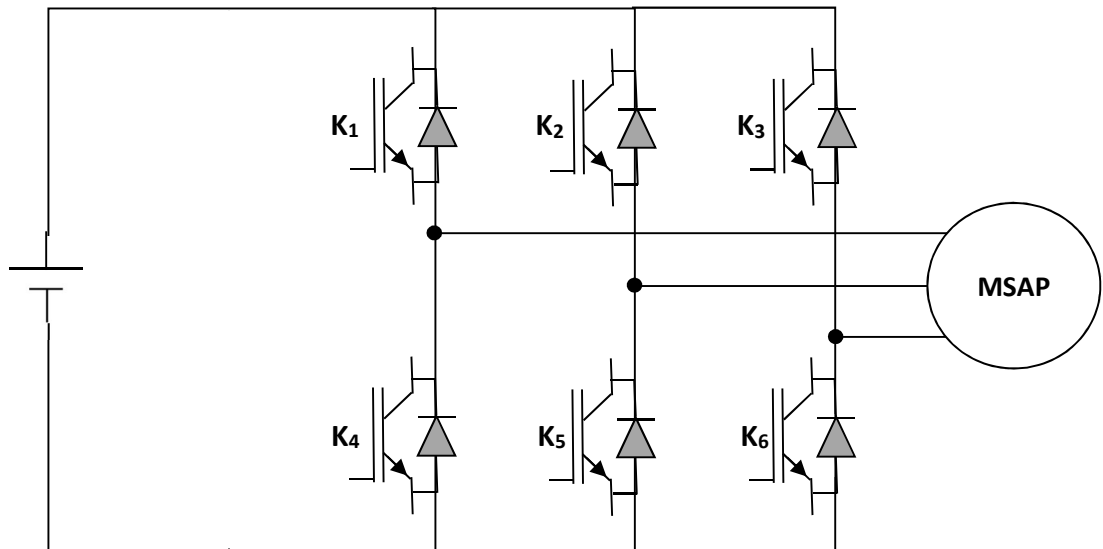


Fig.I.10 Onduleur de source de tension avec commutateurs IGBT

Le vecteur de tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasé dont l'état des interrupteurs est contrôlé par trois grandeurs booléennes de commande $S_j (j = a, b, c)$ avec :

$S_j = 1$: interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_j = 0$: interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

Ainsi, la vectrice tension V_s peut s'écrire sous la forme [26] :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{I.36})$$

La modélisation de l'ensemble onduleur-charge est schématisée par la figure suivante :

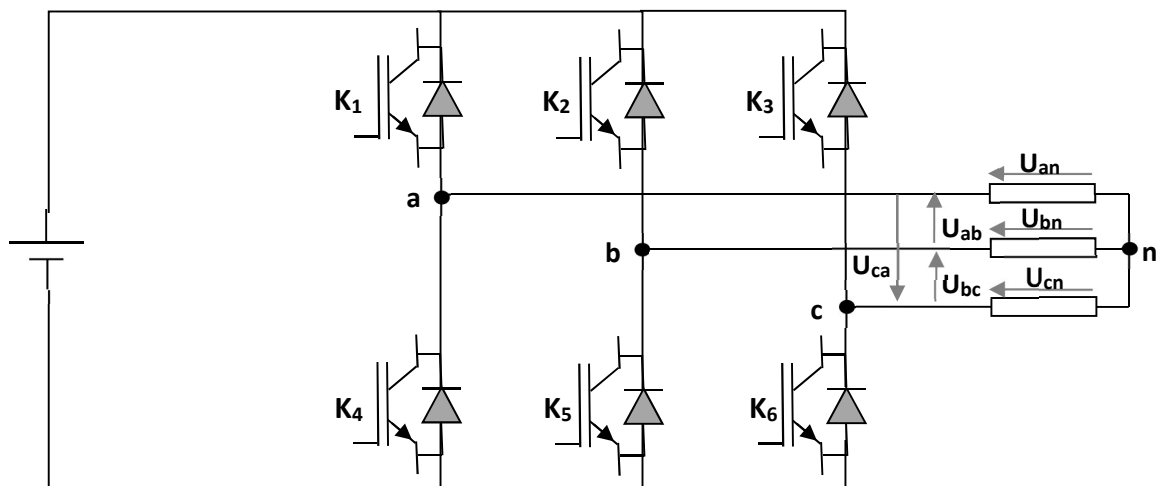


Fig.I.11 Onduleur de tension connecté à une charge

Des considérations seront prises dans le but de simplifier l'étude telles que :

- Les interrupteurs K_i sont idéaux donc leurs commutations sont instantanées.

- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé c'est-à-dire :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{I.37})$$

Les tensions de ligne en termes de tension de phase dans le système triphasé avec séquence de phase abc sont

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{an} - U_{bn} = U_0(S_a - S_b) \\ U_{bc} = U_{bn} - U_{cn} = U_0(S_b - S_c) \\ U_{ca} = U_{cn} - U_{an} = U_0(S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

Si on considère U_{ao} , U_{bo} et U_{co} les tensions continues d'entrée sont les suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, donc on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples et U_{no} est la tension fictive entre le neutre de la machine et le point fictif d'indice "o".

A partir l'équation (I.37) et le système d'équations (I.40) on obtient :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{I.41})$$

Le remplacement de U_{no} dans le système d'équations (I.40) alors on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = \frac{-1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = \frac{-1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

On obtient alors les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

Ou sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.44)$$

L'onduleur peut être commandé en utilisant plusieurs techniques telles que : la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et la commande par hystérésis. En ce qui concerne la technique de l'IM, il convient de faire référence à MLI sinus-triangle, la pré-calculé et à la MLI vectorielle, les stratégies les plus fréquemment utilisées [17][29][30].

Il est possible d'exprimer chaque phase aux tensions neutres, pour chaque combinaison (S_a, S_b, S_c) des transistors d'alimentation indiqués dans le tableau suivant :

S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	\vec{V}_i
0	0	0	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
0	0	1	$-U_0/3$	$-U_0/3$	$2U_0/3$	$-U_0/3$	$-U_0/\sqrt{3}$	\vec{V}_1
0	1	0	$-U_0/3$	$2U_0/3$	$-U_0/3$	$-U_0/3$	$U_0/\sqrt{3}$	\vec{V}_2
0	1	1	$-2U_0/3$	$U_0/3$	$U_0/3$	$-2U_0/3$	0	\vec{V}_3
1	0	0	$2U_0/3$	$-U_0/3$	$-U_0/3$	$2U_0/3$	0	\vec{V}_4
1	0	1	$U_0/3$	$-2U_0/3$	$U_0/3$	$U_0/3$	$-U_0/\sqrt{3}$	\vec{V}_5
1	1	0	$U_0/3$	$U_0/3$	$-2U_0/3$	$U_0/3$	$U_0/\sqrt{3}$	\vec{V}_6
1	1	1	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Tableau I.1 Combinaison des transistors d'alimentation

IV.2 La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI-Sinus-Triangle)

Le principe du contrôle de modulation Largeur Sinus-Triangle d'impulsion consiste à convertir un modulateur (tension de référence au niveau de contrôle), généralement sinusoïdal, en une tension sous forme de niches successives, générée à la sortie de l'onduleur (niveau de puissance) en basant sur la comparaison entre deux signaux :

- a) Le premier signal c'est signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde souhaitée à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- b) Le deuxième, est dite le signal de la porteuse, décrit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés à partir des intersections des deux signaux.

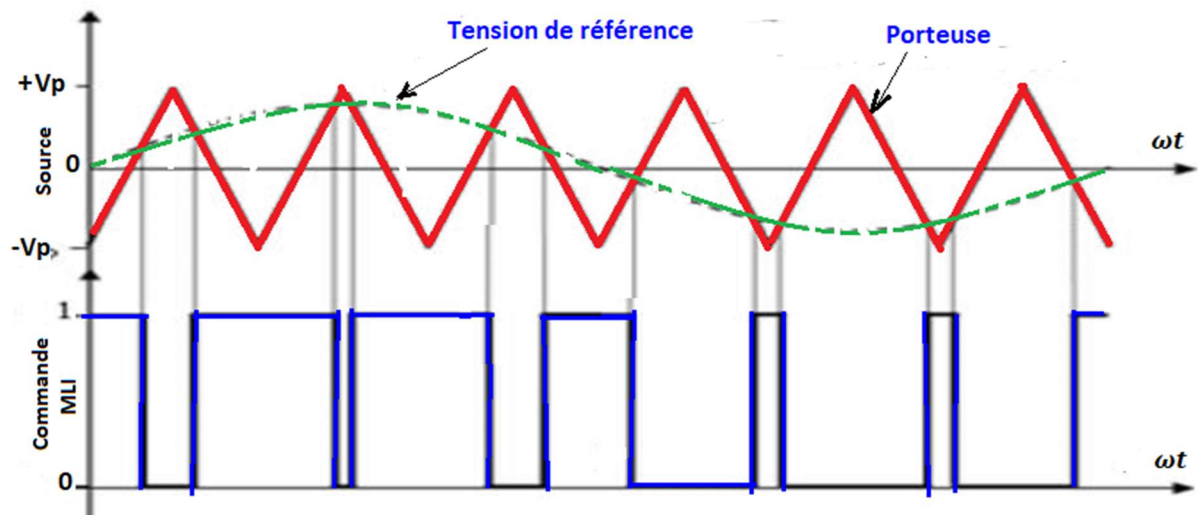


Fig.I.12 Principe de la modulation par *MLI* sinus triangle.

V. Commande de la machine synchrone à aimants permanents.

Les machines synchrones à aimants permanents en raison de ses avantages inhérents, comme un rapport puissance-poids élevé, une faible ondulation de couple, un rendement élevé, un facteur de puissance élevé, sont généralement adaptés pour les servomoteurs haute performance. Il est également populaire dans des applications spéciales comme les équipements médicaux, les équipements périphériques informatiques, la robotique, etc. Cependant, récemment, il a trouvé populaire comme des entraînements à vitesse réglable dans une variété d'applications telles que les ventilateurs, les pompes, les compresseurs, les soufflantes, le chauffage, la ventilation et la climatisation. Un autre domaine d'application est l'industrie d'automobile où il est utilisé comme entraînement alternatif en mode hybride avec moteur classique. La puissance des machines synchrones à aimants permanent varie dans de nombreuses applications de quelques centaines de watts à plusieurs MW [32].

L'objectif d'atteindre les meilleures performances de la machine nécessite de choisir les techniques de commande qui peuvent remplir les critères suivants :

- Fonctionnement sans et avec capteur.
- Réponse rapide en flux et couple.
- Couple de sortie maximal dans une large plage de vitesses,
 - Fréquence de commutation constante,
 - Commande MLI améliorée
 - Faibles ondulations du flux et du couple
 - Adaptabilité aux variations de paramètres
 - Capacité de régénération

V.1 Commandabilité de la MSAP [33]

L'étude de la contrôlabilité des machines nous amène à étudier la contrôlabilité des systèmes non linéaires.

Pour un système non linéaire et affine en entrée représenté par :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i, \quad x \in \mathcal{R}^n, u \in \mathcal{R}^m \quad (\text{I.45})$$

L'accessibilité forte demande une distribution d'accessibilité $D(x)$ de rang plein [33]:

$$\text{rang } D(x) = n \quad (\text{I.46})$$

Où :

$$D(x) = \text{span}\{ad_f^j g_i(x); i = 1, 2, \dots, m; j = 0, 1, 2, \dots\}$$

$$\text{Avec : } ad_f^j g_i = [ad_f^{j-1} g_i, g_i], j \geq 2 \text{ et } ad_f^0 = g_i$$

$$\text{Où : } ad_f g_i = [f, g_i] = \left(\frac{\partial g_i}{\partial x}\right) f - \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right) g_i$$

$ad_f g_i$: dénote le crochet de Lie de deux champs de vecteurs.

Pour la MSAP , on calcule les distributions possibles d'accessibilité pour le modèle (I.30)

$$D_3(x) = \text{span}\{g_1, g_2, ad_f g_2\} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & \frac{-p}{L_d} \omega \\ 0 & \frac{-1}{L_d} & \frac{R_s}{L_q^2} \\ 0 & 0 & \frac{-p\Phi_f}{JL_q} + \frac{p(L_d - L_q)}{JL_q} i_d \end{bmatrix} \quad (\text{I.48})$$

$$D_4(x) = \text{span}\{g_1, g_2, ad_f g_2, ad_f^2 g_2\} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & \frac{-p}{L_d} \omega & a_1(x) \\ 0 & \frac{-1}{L_d} & \frac{R_s}{L_q^2} & a_2(x) \\ 0 & 0 & \frac{-p\Phi_f}{JL_q} + \frac{p(L_d - L_q)}{JL_q} i_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_3(x) \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-p\Phi_f}{JL_q} + \frac{p(L_d - L_q)}{JL_q} i_d \end{bmatrix} \quad (\text{I.49})$$

Il s'ensuit : $\text{rang} D_3(x) = 3$ et $\text{rang} D_4(x) = 4$. si $i_d \neq \Phi_f / (L_d - L_q)$.

Cette condition est en pratique satisfaite car i_d dans les MSAP est très inférieur à $\Phi_f / (L_d - L_q)$ Le modèle d'état (I.45) et donc localement commandable.

V.2 Quelques techniques usuelles de commande de la MSAP :

Les techniques de commande des machines synchrones à aimants permanents peuvent être divisées en deux catégories principales en fonction des paramètres à commander ce qui est peut-être représenté par la figure (Fig.I.11) suivante :

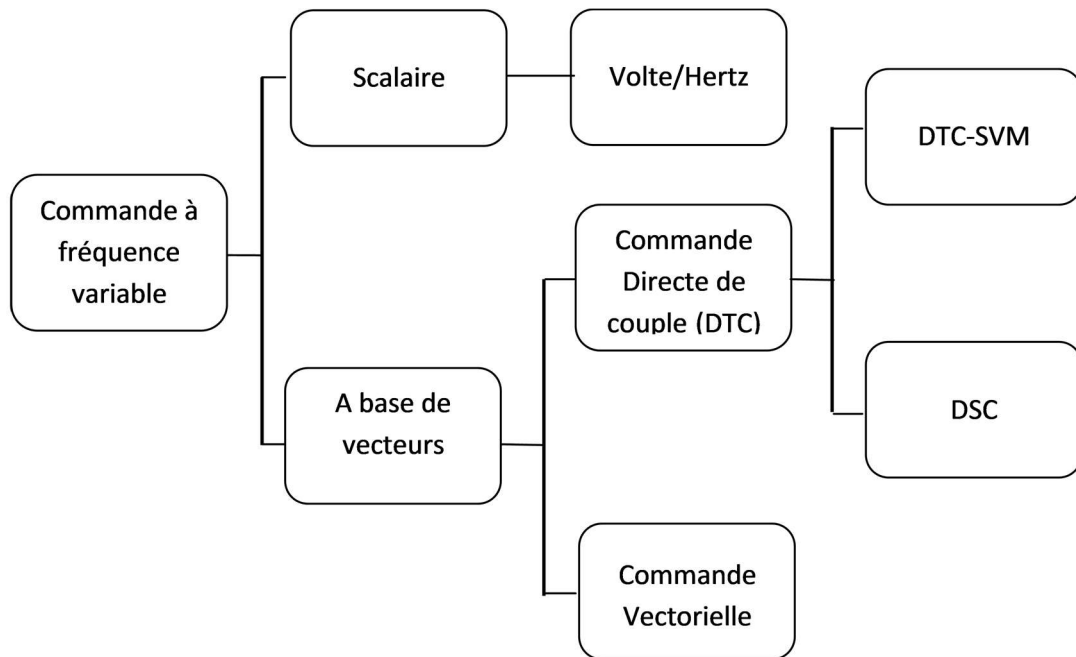


Fig.I.13 Quelques techniques courantes de commande utilisées pour la MSAP

V.2.1 Commande scalaire :

La commande scalaire La méthode la plus simple pour commander une MSAP, où la relation entre la tension ou le courant et la fréquence sont maintenus constants à travers la plage de vitesse des machines. La fréquence est réglée en fonction de la vitesse synchrone désirée et l'amplitude de la tension/courant est ajustée pour maintenir le rapport entre eux constant [34].

La vitesse synchrone mécanique Ω est proportionnelle à la fréquence f_s de la tension d'alimentation.

$$\Omega = \frac{2\pi f_s}{p} \quad (I.50)$$

Le principe de la commande scalaire est semblable à celui de l'alimentation par interrupteur de courant, où l'alimentation est assurée par une source de tension qui alimente un onduleur triphasé, à la place de la source de courant continu avec commutateurs. Les courants de sortie de pour chaque bras sont asservis à des consignes générées par la commande scalaire.

L'application de la commande scalaire permet d'obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse considérablement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires [34].

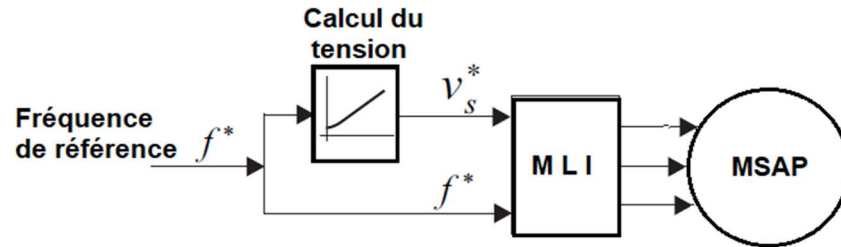


Fig.I.14 Schéma fonctionnel d'une commande scalaire appliquée à une MSAP

Avec la commande V/f, la tension d'alimentation est calculée à partir de la commande de vitesse et la position angulaire θ est obtenue en intégrant la vitesse commande. Ensuite, trois tensions v_a, v_b, v_c sont générées en utilisant la technique MLI sinus triangle [34][35],

V.2.2 La commande vectorielle de la MSAP :

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Le courant statorique i_d joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et le courant i_q le rôle du courant d'induit et permet de commander le couple. Avec ce type de commande, on obtient des systèmes d'entraînements performants, capables d'imposer le couple nominal de l'arrêt à la vitesse nominale [36].

Pour l'optimisation de fonctionnement à couple maximal, on doit maintenir le courant de la composante directe i_d égale à zéro et à réguler la vitesse par le courant en quadrature i_q à travers la tension v_d [37].

Alors :

$$\begin{cases} i_d = 0 \\ i_q = i_s \\ \Phi_d = \Phi_f \end{cases} \quad (\text{I.51})$$

Le couple électromagnétique sera exprimé par :

$$C_e = \frac{3}{2} p \Phi_f i_q \quad (\text{I.52})$$

Lorsque le flux est considéré comme constant, le couple C_e est proportionnel à la valeur du courant i_q , alors on peut écrire :

$$C_e = K_c i_q \quad (\text{I.53})$$

Avec : $K_c = \frac{3}{2} p \Phi_f$.

Le modèle de la machine dans le repère de Park devient :

$$\begin{cases} v_d = -\omega L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (\text{I.54})$$

Ce qui peut être représenté par le schéma bloc suivant :

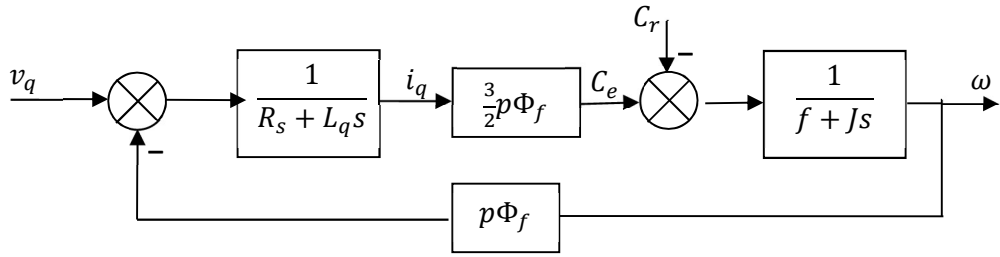


Fig I.15 Schéma bloc de la MASP avec $i_d = 0$

Puisque les équations qui expriment v_d et v_q sont couplées on a besoin d'introduire des forces électromotrices F_{emd} et F_{emq} comme des termes de compensation pour le découplage.

Les termes de compensation sont donnés par :

$$\begin{cases} F_{emq} = -\omega L_d i_d + \omega M_f i_f \\ F_{emd} = \omega L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.55})$$

Le modèle de la machine après l'introduction des termes de compensation sera :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - F_{emd} \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - F_{emq} \end{cases} \quad (\text{I.56})$$

Les tensions références v_{dref} et v_{qref} sont obtenues à partir des régulateurs proportionnels intégrales [16][38].

Le schéma bloc global de la commande vectorielle de la MSAP est donné par la figure suivante :

VI. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents MSAP, telles que sa structure notamment les différentes configurations qui existent du rotor. Nous avons abordé aussi les méthodes de modélisation de la MSAP à travers les différents repères dans le but d'exprimer les différents modèles d'état de la machine qui seront utiliser ultérieurement dans les différentes techniques de commande.

L'étude de la modélisation de la MSAP a présentée également l'association de la machine avec son alimentation qui se base souvent sur un onduleur de source de tension avec commutateurs IGBT commandé par la technique :« Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) ».

A la fin du chapitre quelques techniques de commande classiques de la machine synchrone à aimants permanents ont été motionnées avec de brèves explications de chaque méthode.

VII. Références:

- [1] Jean-Paul Louis “Control of Synchronous Motors” Wiley-ISTE, February 2013
- [2] Shiv Jeet Rai « Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) with constraints», Master of Science in Cybernetics and Robotics Norwegian University of Science and Technology, 2017
- [3] Saber Laamiri « Commande des systèmes électriques : machines synchrones et convertisseurs multi-niveaux »
- [4] “Sensorless Field Oriented Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor Using Sliding Mode Observer” © 2022 Microchip Technology Inc. and its subsidiaries, Application Note 4398
- [5] AC Electric Motors Control_ Advanced Design Techniques and Applications (2013)
- [6] Qasim Al azze, “Field-Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Based on DSP Controller” Master thesis, Graduate School Southern Illinois University Edwardsville. USA.
- [7] Thierry Lubin « Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable: prise en compte de la saturation magnétique », Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.
- [8] Oskar Wallmark ,“On control of permanent-magnet synchronous motors in hybrid-electric vehicle applications”
- [9] A. E. Fitzgerald, Ch.Kingsley, Jr. Fitzgerald, Stephen D. Umans, ”Electric Machinery, 6th edition”
- [10] Szilard Jagasics, Istvan Vajda “Comparison of different PMSM rotor configurations » IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC) Florence, Italy. 2014
- [11] Abdullah K. Shanshal,” High performance and low-cost permanent magnet devices” Phd thesis , university of Sheffield , UK, 2018
- [12] Marwa Ezzat. « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanent », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes (ECN), France 2011.
- [13] A. Kaddouri,” Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone a aimants permanents » Thèse de Doctorat, université Laval, Québec 2000.
- [14] Pwgasan, P. Knshnan, R. "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives". IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 35, no 4, November 1988
- [15] F. Giri “AC electric motors control, advanced design techniques and applications” John Wiley & Sons, Ltd., Publication, 2013
- [16] S.Afsharnia « Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents: identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple », Thèse de Doctorat l'Institut National Polytechnique de Lorraine
- [17] Amor Khlaief, « Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) » Thèse de Doctorat université AIX-MARSEILLE, 2012

- [18] PARK R. H., "Two-reaction theory of synchronous machines, generalized method of analysis, part 1", Transactions A.I.E.E. (American Institute of Electrical Engineers), vol. 48, no.3, p. 716-727, July 1929.
- [19] Teodor Wisniewski, "Modélisation non-linéaire des machines synchrones pour l'analyse en régimes transitoires et les études de stabilité » Thèse de Doctorat de l'Université Paris-Saclay, 2018
- [20] P.C. KRAUSE "Analysis of electric machinery" MacGraw- Hill Book company, 1986
- [21] P. PILLAY, R.KNSHNAN," Modeling of permanent magnet motor drives" IEEE Transactions On Industrial Electronics, VOL. 35, NO.4, November 1988.
- [22] Mohammad Nasir Uddin " Intelligent Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive" PhD thesis, Memorial University of Newfoundland. October 2000.
- [23] Z. Wang, K. Lu, and F. Blaabjerg. "A simple startup strategy based on current regulation for bak-emf based sensorless control of PMSM" IEEE Transactions on Power Electronics, 27(8) :3817_3825, 2012
- [24] Muhammad Salman Khan "Development Of Detailed Drive Model In Matlab/Simulink With Automatic Optimization Of Control Loops." Master of Science, Luleå University of Technology-Sweden December 20, 2012.
- [25] Enrique L. Carrillo Arroyo. "modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system" Master of Science, thesis University of Puerto Rico Mayagüez Campus, 2006.
- [26] Designer reference manual- DRM077 by <https://www.nxp.com> "PMSM and BLDC Sensorless 6tor Control using the 56F8013 Device".
- [27] Chapuis Y.A, Roye D, Courtine S, "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique ", J. Phys. III France 5 (1995) 863-880. JUNE 1995.
- [28]R. Krishnan« "Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control " 1st edition, Prentice Hall,Inc,2001.
- [29] Mariusz C. M. S,"PWM rectifier with active filtering" Ph.D. Thesis, Warsaw University of Tehnology, Poland 2004
- [30] T. Ohnishi "Three-phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control" in proc. IEEE-IECON Conf., 1991, pp. 819-824,.
- [31] E. Simon, "*Implementation of a speed field orientation control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240*", Texas Instruments application report SPRA588, septembre 1999.
- [32] S. K. Dwivedi, M. Laursen and S. Hansen, "Voltage vector based control for PMSM in industry applications," 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010, pp. 3845-3850, doi: 10.1109/ISIE.2010.5637742.
- [33] K KENDOUCI. " Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2012.
- [34] Y.Parmar1, P.Patel, N.Pancholi, Ch.Thakor4, U.Mali, » Scalar Control of Permanent Magnet Synchronous Motor ». IRJET, Volume: 03 Issue: 12 | Dec -2016

- [35] Leonhard W., "Control of Machines with the Help of Microelectronics", Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.
- [36] BIRAME M'hamed « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur à reluctance variable par l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle » thèse de doctorat l'université de Batna 2015.
- [37] Gaolin Wang • Guoqiang Zhang • Dianguo Xu « Position Sensorless Control Techniques for Permanent Magnet Synchronous Machine Drives » Springer Nature Singapore Pte Ltd. 2020
- [38] Bilal Akin, Manish Bhardwaj "Sensorless Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors" Texas Instruments, Inc. C2000 Systems and Applications
- [39] Y. Ren, Z. Q. Zhu and J. Liu, "Direct Torque Control of Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives With a Simple Duty Ratio Regulator," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5249-5258, Oct. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2300070.
- [40] D. Ocen, "Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor" Master's Degree Project Stockholm, Sweden 2005, IR-RT-EX-0509

Chapitre II

Commande par Mode Glissant d'une MSAP

I. Introduction

La commande par mode glissant (CMG) est étudiée depuis les années 1950 par *Emelyanov* et plusieurs chercheurs tels que *Utkins* et *Itkis* de l'Union soviétique. Le mode glissant est largement utilisée dans des applications pratiques telles que les robots manipulateurs, les avions, les véhicules sous-marins, les engins spatiaux, les structures spatiales flexibles, les moteurs électriques, les moteurs automobiles, les systèmes d'électronique de puissance, et les systèmes de piles à combustible, en raison de son insensibilité aux variations des paramètres et de sa robustesse contre les perturbations externes [1][2].

Les systèmes en modes glissants ont prouvé d'être un outil efficace pour commander des installations dynamiques complexes non linéaires d'ordre élevé fonctionnant dans des conditions d'incertitude, un problème commun à de nombreux processus de technologie moderne. Cela explique le haut niveau d'activité de recherche et de publication dans le domaine et l'attention continue des ingénieurs d'application de la commande par mode glissant au cours des deux dernières décennies [3].

Ce chapitre est consacré à une présentation des notions générales sur la commande à structure variable (CSV) par mode glissant classique et mode glissant d'ordre deux. Les deux techniques de commande seront utilisées pour la commande en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents, en présence et l'absence du capteur mécanique où un observateur par mode glissant d'ordre complet est utilisé.

II. Commande à structure variable par mode glissant :

II.1. Concept de la commande à structure variable :

La commande à structure variable repose sur la combinaison entre deux systèmes de commande avec deux comportements différents pour avoir un système à structure variable (SSV) asymptotiquement stable, malgré que chaque système indépendamment puisse amener à un système instable.

Si on considère l'exemple de système de 2ème ordre suivant [4] :

$$\dot{x} = -\psi x \quad (\text{II.1})$$

ayant deux structures définies par : $\psi = \alpha_1^2$ et $\psi = \alpha_2^2$, où $\alpha_1^2 > \alpha_2^2$.

Le portrait de phase se compose de familles d'ellipses (Fig.II.1 (a), (b)) et par conséquent, aucune structure n'est asymptotiquement stable. Toutefois, la stabilité asymptotique est obtenue

si la structure du système est modifiée sur les axes de coordonnées, c'est-à-dire si la logique de commutation est :

$$\psi = \begin{cases} \alpha_1^2 & \text{si } x\dot{x} > 0 \\ \alpha_2^2 & \text{si } x\dot{x} < 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Alors le portrait de phase résultant est représenté par la figure (Fig.II.1.c)

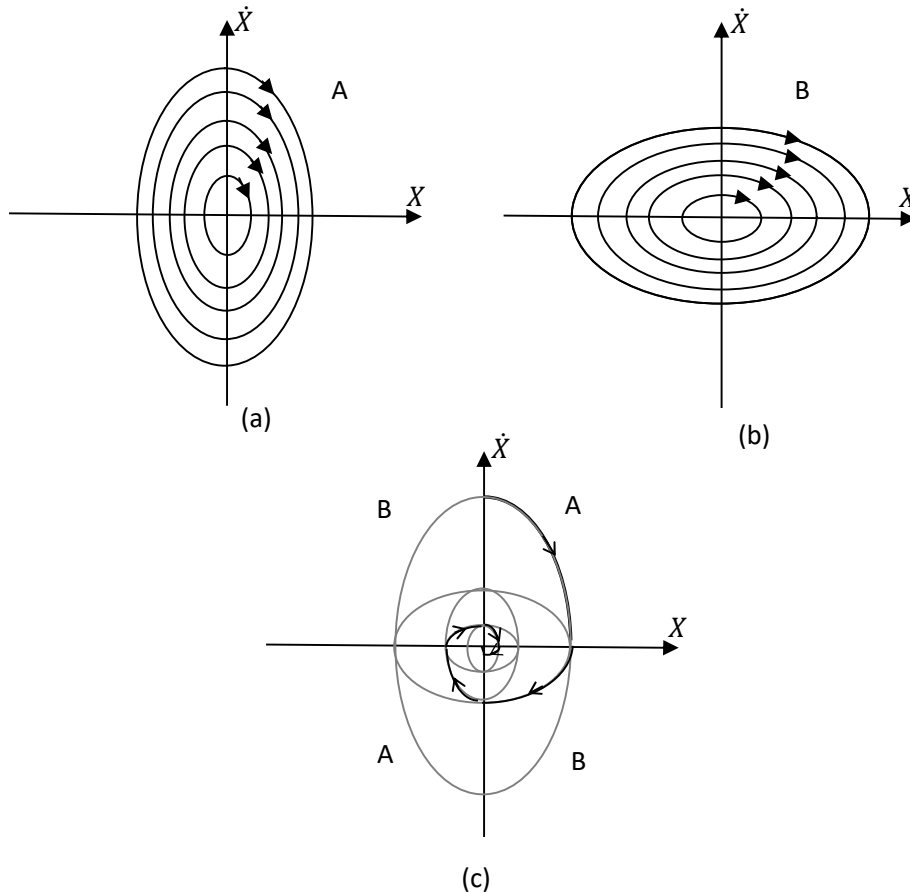


Fig.II.1 Un SSV asymptotiquement stable constitué de deux structures instables.

II.2 La Commande à structure variable par mode glissant

II.2 .1 Théorie fondamentale de la commande par mode glissant:

Nous formulons d'abord le problème de la commande par mode glissant comme suit [5]. Pour un système non linéaire de la forme générale suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{II.3})$$

Où $x(t) \in \mathcal{R}^n$ est le vecteur d'état du système, $u(t) \in \mathcal{R}^m$ est la commande. On a besoin de concevoir une surface de glissement :

$$S(x) = 0 \quad (\text{II.4})$$

Où $S(x)$ dite la fonction de commutation, et l'ordre de $S(x)$ est couramment le même que celui de la commande, c.-à-d. $S(x) \in \mathcal{R}^m$ et

$$S(x) = [S_1(x) \ S_2(x) \ \dots \ S_m(x)]^T \quad (\text{II.5})$$

Alors le contrôleur avec la commande $u(t) = [u_1(t) \ u_2(t) \ \dots \ u_m(t)]^T$ est conçu de la manière suivante [6]:

$$u_i(t) = \begin{cases} u_i^+(t), & \text{lorsque } S_i(x) > 0 \\ u_i^-(t), & \text{lorsque } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, 3, \dots, m \quad (\text{II.6})$$

Où $u_i^+(t) \neq u_i^-(t)$, de sorte que les deux conditions suivantes sont réunies :

Condition 1. Le mode glissant est atteint dans un temps fini et maintenu par la suite, c'est-à-dire que les trajectoires d'état du système peuvent être entraînées sur la surface de glissement spécifiée $S(x) = 0$ par la commande par mode de glissant un temps fini et maintenu là pour tout le temps ultérieur.

Condition 2. La dynamique sur la surface de glissement $S(x) = 0$, c'est-à-dire la dynamique en mode de glissement, est stable avec certaines performances spécifiées.

La stabilisation du système sur la surface de glissement exige d'assurer les conditions qui contraignent la dérivée $\dot{S}(x)$ d'être en signe inverse de celui de la surface de glissement, c.-à-d. ; pour que $S(x)$ tends vers zéro, la condition suivante doit être réalisée :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.7})$$

Cette condition dite : «la condition d'attractivité », c'est-à-dire la condition dans laquelle l'état converge vers une surface de glissement et l'atteint. Les trajectoires d'état du système dans la condition d'atteinte sont appelées phase d'atteinte.

Lorsque la surface de glissement est atteinte, de l'état de système $x(t)$ sera apporter implicitement à partir du point initial $x(0)$ sur le point désiré x_d .

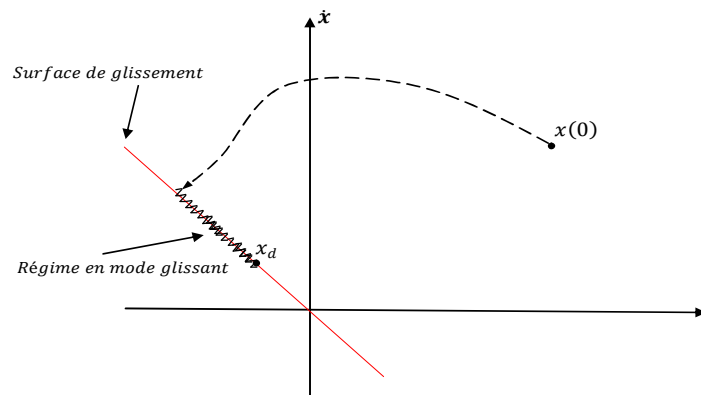


Fig.II.2. Attractivité vers la surface de glissement

II.2.2 Elaboration de la loi de la commande :

la loi de commande par mode glissant est élaboré en passant par les étapes suivantes :

1. Choisir une surface de glissement
2. Trouver la condition de convergence
3. Déterminer la commande assurant la convergence vers la surface de glissement dans un temps fini et d'y demeurer.

II.2.2.1 Choix de la surface de glissement :

Pour un système multivariable, la dimension de vecteur de commande détermine le nombre des surfaces de glissement qui doivent être choisies, c.-à-d. pour le système (II.3) où la dimension de vecteur de commande qui est égale à m , représente le nombre de surfaces de glissement. Le but principal est d'amener la variable d'état x sur la valeur désirée ou la valeur de référence x_d , autrement dit minimiser l'erreur (l'écart) entre x et x_d ce qui peut être exprimée par :

$$e(x) = x_d - x \quad (\text{II.8})$$

Plusieurs travaux ont proposé la forme suivante de la surface de glissement [7-10] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{(r-1)} e(x) \quad (\text{II.9})$$

Où : λ : une constante strictement positive qui détermine la bande passante en boucle fermée.

r : Degré relatif de système, représente le nombre de fois nécessaire de dérivation de la sortie pour faire apparaître la commande.

Il est claire que la surface de glissement ne dépend que de l'erreur $e(x)$ et la valeur de r détermine sa forme.

$$\text{Lorsque } r = 1, \quad S(x) = e(x) \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Lorsque } r = 2, \quad S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x) \quad (\text{II.11})$$

$$\text{Lorsque } r = 3, \quad S(x) = \lambda^2 e(x) + \lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \quad (\text{II.12})$$

II.2.2.2 La condition de convergence

En appliquant le théorème de Lyapunov ce qui est couramment utilisé dans la conception de la commande par mode coulissant. Choisisant une fonction Lyapunov de la forme [5]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^T(x) S(x) \quad (\text{II.13})$$

Une condition suffisante pour que la surface de glissement soit globalement attractive est que la commande $u(t)$ est doit être conçu de telle sorte que :

$$\dot{V}(x) < 0 \text{ lorsque } S(x) \neq 0 \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$\dot{V}(x) = \frac{\partial}{\partial t} V(x) = \frac{\partial}{\partial S} V(x) \frac{\partial}{\partial t} S(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (\text{II.15})$$

II.2.2.3 Détermination de la commande :

Pour une commande par mode glissant classique, la condition de glissement (II.14) peut être réalisée en posant :

$$\dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.16})$$

D'autre part :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial}{\partial x} S(x) \frac{\partial}{\partial t} x(t) \quad (\text{II.17})$$

A partir du système (II.3) la dérivée de la surface de glissement devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial}{\partial x} S(x) [f(x, t) + g(x, t)u(t)] \quad (\text{II.18})$$

Le signal de commande est composé de deux parties, la première est une partie continue dite commande équivalente u_{eq} et la deuxième partie discontinue u_n qui joue un rôle très important dans commande par mode de glissant [8], ce qui nous permet d'écrire :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t). \quad (\text{II.19})$$

En remplaçant $u(t)$ dans l'équation (II.18) on obtient :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial}{\partial x} S(x) [f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)] + \frac{\partial}{\partial x} S(x) [g(x, t)u_n(t)] \quad (\text{II.20})$$

Lorsque le système est en mode glissant la surface la fonction de la surface de glissement s'annule, donc la surface de glissement est égale à zéro, alors on obtient :

$$\frac{\partial}{\partial x} S(x)f(x, t) + \frac{\partial}{\partial x} S(x)g(x, t)u_{eq}(t) + \frac{\partial}{\partial x} S(x)[g(x, t)u_n(t)] = 0 \quad (\text{II.21})$$

Avec :
$$u_n(t) = 0 \quad (\text{II.22})$$

$$\frac{\partial}{\partial x} S(x)g(x, t)u_{eq}(t) = -\frac{\partial}{\partial x} S(x)f(x, t) \quad (\text{II.23})$$

$$\Rightarrow u_{eq}(t) = -\left[\frac{\partial}{\partial x} S(x)g(x, t)\right]^{-1} \left[\frac{\partial}{\partial x} S(x)f(x, t)\right] \quad (\text{II.24})$$

En remplaçant u_{eq} dans l'équation (II.21)

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial}{\partial x} S(x)[g(x, t)u_n(t)] \quad (\text{II.25})$$

La commande équivalente n'est efficace que lorsque les trajectoires d'état atteignent la surface de glissement. La composante de commande non linéaire amène les états du système sur la surface de glissement. La commande non linéaire u_n est discontinue elle est représentée par le système (II.6).

II.3 Phénomène de broutement :

Dans les applications pratiques de la commande par mode glissant, un phénomène indésirable sous forme des commutations successives à fréquence très élevée au niveau du signal de commande. Ce phénomène pouvant produire des sollicitations excessives des actionneurs, est appelé « broutement » (en anglais « *Chattering* »).

Le phénomène de broutement reste l'inconvénient majeur de la commande par mode glissant classique parce qu'il conduit à une faible précision de commande et une haute usure des actionneurs [11].

III. Commande par mode d'ordre deux :

Afin de réduire ou bien éliminer l'effet du phénomène de broutement dans la commande par mode glissant classique, plusieurs solutions ont été proposées, telles que la commande continue dans une bande au voisinage du surface de glissement [12], l'utilisation de la dérivée proportionnelle de la surface de glissement [13], la commande par mode glissant floue [14][15], et plus récemment la commande par mode glissant d'ordre supérieur.

Il y est proposé de modifier convenablement la dynamique du système dans petit voisinage de la surface de discontinuité en préservant les avantages de la commande par mode glissant.

Dans le mode glissant d'ordre r , le nombre r est le nombre de dérivées de la fonction de la surface de glissement $S(x)$ (incluant l'ordre zéro) au voisinage de la surface de glissement.

Il est déterminé par les équations suivantes [16] :

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (\text{II.26})$$

Où : $S, \dot{S}, \ddot{S}, \dots, S^{(r-1)}$ sont continues et $S^{(r)}$ est discontinue ou indéfinie.

Si S et \dot{S} sont des fonctions continues de l'état de système en boucle fermée, le mouvement en mode $S = \dot{S} = 0$ est appelé, le mouvement en « Mode glissant d'ordre deux »

Considérant le système à commander est décrit par le système dynamique incertain suivant :

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (\text{II.27})$$

Le but est de remplir et de garder exactement la surface $S = 0$ à l'aide la commande $u \in R$ continue en fonction du temps. Ici $S = S(t, x)$ est une variable de sortie disponible en temps réel, et ni f ni la dimension de x doivent être connus. Les fonctions $f(t, x, u)$ et $S(t, x)$ sont censés être suffisamment lisses [16].

Supposons que la commande par mode glissant d'ordre un ($u = -K \cdot \text{sign}(S)$) prévoit l'existence du mode glissant d'ordre un ($S = 0$). Ainsi, on peut également supposer qu'il y a quelques constantes positives $\alpha_m < \alpha_M$, S_0 , et C de sorte que les inégalités suivantes,

$$\begin{cases} 0 < \alpha_m < \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) < \alpha_M \\ \left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \right| < C & \text{avec } |u| \geq 0 \\ u \dot{S} > 0 \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

tiennent dans certaines régions $|S| < S_0$ ici :

$$\dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \quad (\text{II.29})$$

L'algorithme à construire doit résoudre le problème pour tout système dynamique de la classe défini par les constantes $\alpha_m < \alpha_M$, S_0 , et C . Il sera évidemment robuste en ce qui concerne toute perturbation ou incertitude du modèle mathématique.

Les hypothèses ci-dessus sont nécessaires pour assurer l'existence d'une commande équivalente $u_{eq}(t, x)$ définie dans la région $|S| < S_0$, satisfaisant l'équation $\dot{S}(t, x, u) = 0$. \dot{u}_{eq} est uniformément délimité par C/α_m , $|u_{eq}| < 1$. En conséquence, cette fonction inconnue peut être suivie par une commande bornée de *Lipschitz*. Tout algorithme proposé doit contenir les trajectoires transitoires à l'intérieur de la région $|S| < S_0$, où le système possède des bonnes propriétés. Les deux algorithmes de commande par mode glissant suivants résolvent le problème énoncé [17] [18] :

$$1. \quad \dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -\alpha_m \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0, |u| \leq 1 \\ -\alpha_M \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Cet algorithme est appelé : « Twisting Algorithm ».

L'idée principale est de quitter la région $S\dot{S} > 0$ aussi rapidement que possible et de durer dans le voisinage de la région $S\dot{S} \leq 0$ aussi longtemps que possible, et pour cela $\alpha_M|_{S\dot{S}>0}$ doit être suffisamment grand par rapport à $\alpha_m|_{S\dot{S}\leq 0}$.

$$2. \quad u = u_1 + u_2 \text{ avec } \begin{cases} \dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -W \text{sign}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \\ u_2 = \begin{cases} -\lambda|S_0|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda|S|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Ce qu'on appelle : « Super Twisting Algorithm ».

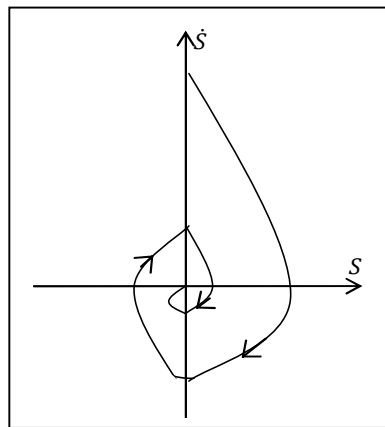


Fig.II.3. Portrait de phases (S, \dot{S}) via "Twisting Algorithm"

Les conditions correspondantes suffisantes pour la convergence en temps fini vers la surface de glissement sont :

$$\begin{cases} W > \frac{c}{\alpha_m} \\ \lambda^2 \geq \frac{4C}{\alpha_m^2} \frac{\alpha_M \{W+C\}}{\alpha_m \{W-C\}} \\ 0 < \rho < 0.5 \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Ce contrôleur peut être simplifié lorsque le système à commander (II.26) dépend linéairement au commande, u n'a pas besoin d'être bornée et $S_0 \rightarrow +\infty$.

$$\begin{cases} u = -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = W \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

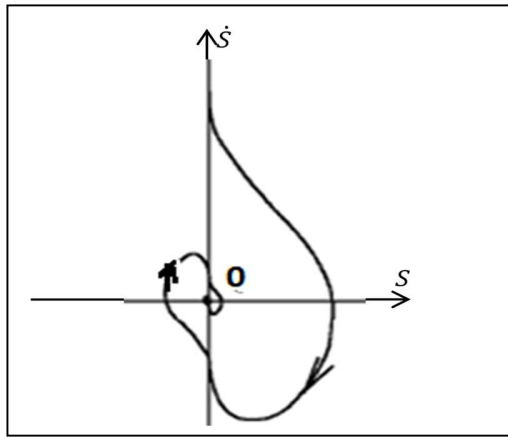


Fig.II.4. Portrait de phases (S, \dot{S}) via « Super Twisting »

L'algorithme « Super Twisting » n'a besoin d'aucune information sur la dérivée temporelle de la variable de glissement. Un mode glissant d'ordre deux exponentiellement stable est atteint si la loi de commande (II.30) en utilisant $\rho = 1$. Le choix $\rho = 0.5$ donne la possibilité maximale pour la commande pour atteindre le mode glissant d'ordre deux réel.

IV. Commande par mode glissant d'ordre 1 d'une MSAP :

Considérant la machine synchrone représentée par son modèle mathématique suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega i_d - \frac{\Phi_f}{L_q} p\omega + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p\Phi_f}{J} i_q + \frac{p(L_q - L_d)}{J} i_d i_q - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

La commande par mode glissant classique de cette machine commence par choisir trois surfaces de glissement pour commander les trois paramètres tels que les deux courants, le courant direct et

La condition d'attractivité vers la surface de glissement est obtenue lorsque la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative :

$$S(\omega)\dot{S}(\omega) < 0 \quad (\text{II.41})$$

La commande par mode glissant classique utilisée pour accomplir la condition d'attractivité (II.40) est obtenue en posant :

$$\dot{S}(\omega) = -K\text{sign}(S(\omega)) \quad (\text{II.42})$$

A partir de l'équation (III.36) :

$$\dot{\omega}_{ref} - \frac{p\Phi_f}{J}i_q - \frac{p(L_q-L_d)}{J}i_d i_q + \frac{f}{J}\omega + \frac{1}{J}C_r = -K\text{sign}(S(\omega)) \quad (\text{II.43})$$

D'où on peut déduire l'expression du courant quadratique suivante :

$$i_q = \frac{J\dot{\omega}_{ref} + C_r + f\omega}{p\Phi_f + p(L_q-L_d)i_d} + \frac{JK}{p\Phi_f + p(L_q-L_d)i_d} \text{sign}(S(\omega)) \quad (\text{II.44})$$

En régime établi $i_d \rightarrow 0$ alors : $\frac{JK}{p\Phi_f + p(L_q-L_d)i_d} \rightarrow K_\omega$ avec $K_\omega > 0$.

Alors on peut écrire :

$$i_{q_n} = K_\omega \text{sign}(S(\omega)) \quad (\text{II.45})$$

IV.2 Régulateur par mode glissant du courant quadratique:

La surface de glissement concernant le courant quadratique est donnée par :

$$S(i_q) = i_{q_{ref}} - i_q \quad (\text{II.46})$$

$$\Rightarrow \dot{S}(i_q) = \frac{d}{dt}i_{q_{ref}} - \frac{d}{dt}i_q \quad (\text{II.47})$$

La même procédure utilisée pour la vitesse de rotation, on peut élaborer la commande par mode glissant qui est finalement la tension quadratique appliquée à la MSAP.

En posant :

$$\dot{S}(i_q) = -K\text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{II.48})$$

En remplaçant la dérivée de la surface :

$$\frac{d}{dt}i_{q_{ref}} + \frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{L_d}{L_q}p\omega i_d + \frac{\Phi_f}{L_q}p\omega - \frac{1}{L_q}v_q = -K\text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{II.49})$$

D'où on peut déduire la tension quadratique :

$$v_q = L_q \frac{d}{dt}i_{q_{ref}} + R_s i_q + L_d p\omega i_d + \Phi_f p\omega + L_q K \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{II.50})$$

La tension est composée d'une commande équivalente ($v_{q_{eq}}$) et une commande discontinue (v_{q_n}) .

$$\begin{cases} v_{q_{eq}} = L_q \frac{d}{dt}i_{q_{ref}} + R_s i_q + L_d p\omega i_d + \Phi_f p\omega \\ v_{q_n} = K_q \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

avec $K_q = L_q K$ et $K_q > 0$

IV.3 Régulateur par mode glissant du courant direct:

La surface de glissement concernant le courant direct est exprimée par :

$$S(i_d) = i_{d_{ref}} - i_d \quad (\text{II.52})$$

$$\Rightarrow \dot{S}(i_d) = \frac{d}{dt} i_{d_{ref}} - \frac{d}{dt} i_d \quad (\text{II.53})$$

Avec : $i_{d_{ref}} = 0$.

Afin de satisfaire la condition de glissement, on pose :

$$\dot{S}(i_d) = -K \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{II.54})$$

Alors on obtient :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} p \omega i_q - \frac{1}{L_d} v_d = -K \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{II.55})$$

D'où on peut tirer l'expression de la tension directe comme suit :

$$v_d = R_s i_d - L_q p \omega i_q + L_d K \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{II.56})$$

En mentionnant la commande équivalente $v_{d_{eq}}$ et la partie discontinue v_{d_n} par :

$$\begin{cases} v_{d_{eq}} = R_s i_d - L_q p \omega i_q \\ v_{d_n} = K_d \text{sign}(S(i_d)) \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

avec $K_d = L_d K$, et $K_d > 0$

IV.4 Résultats de simulation de la commande par mode glissant classique :

La commande par mode glissant classique est appliquée sous Matlab/ Simulink pour une machine synchrone à aimants permanents avec les paramètres représentés par le tableau suivant [19]:

N°	Paramètres	Valeurs
1	Flux des aimants Φ_f	0.175 Wb
2	Nombre de paires des pôles p	4
3	Résistance statorique R_s	2.875 Ω
4	Inductance quadratique L_q	8.5 mH
5	Inductance directe L_d	8.5 mH
6	Moment d'inertie J	8. 10^{-4} kg. m ²
7	Coefficient de frottement visqueux	0.001 Nm. s/rad

Tableau.II.1 Paramètres de la MSAP

La simulation est réalisée dans l'environnement *Matlab/Simulink*, avec une plage de simulation de 3 secondes, on donne une vitesse de référence $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$,

IV.4.1 Le fonctionnement à vide et en charge :

Commençant par le fonctionnement à vide puis l'introduction d'un couple résistant $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1.5 \text{ s}$.

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

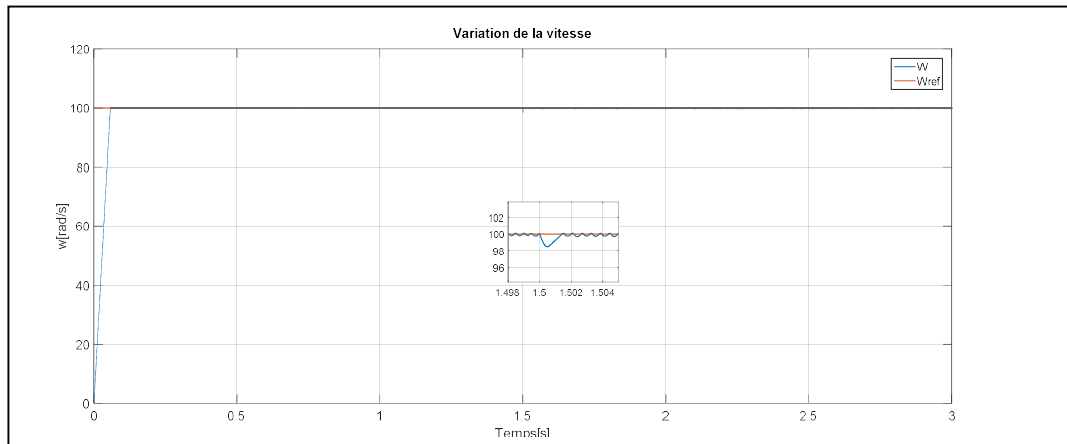


Fig.II.6 La vitesse de rotation [rad/s]

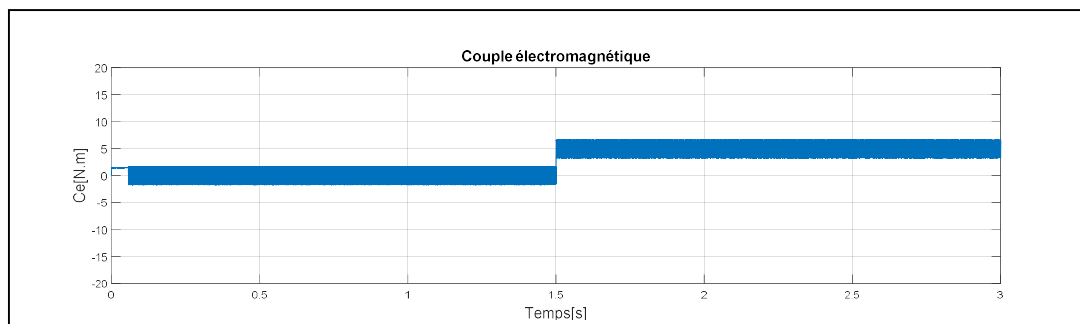


Fig.II.7 Le couple électromagnétique [N.m]

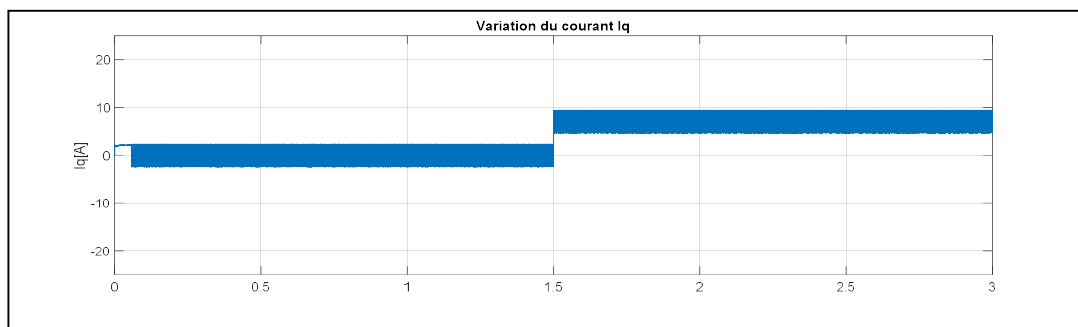


Fig.II.8 Le courant quadratique [A]

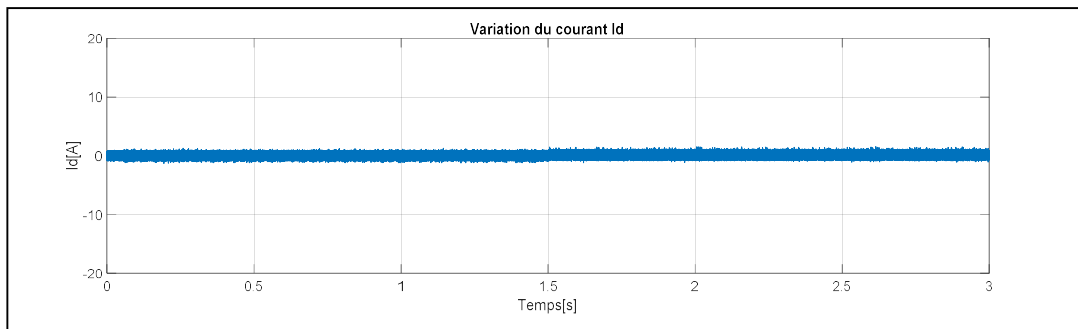


Fig.II.9 Le courant direct [A]

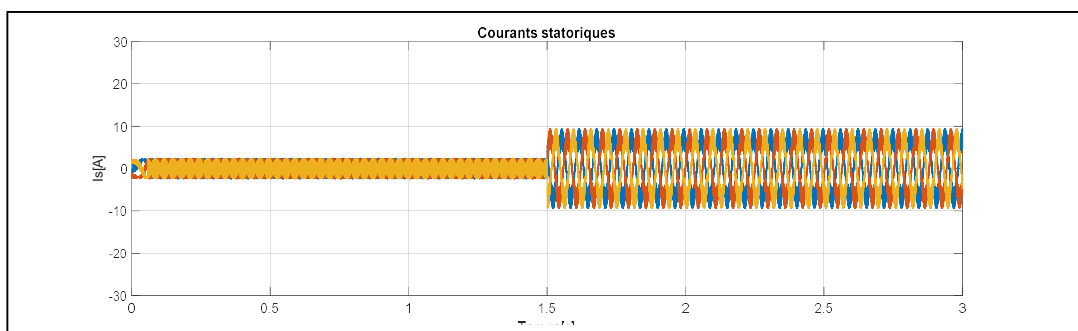


Fig.II.10 Les courants statoriques [A]

IV.4.2 Inversion du sens de rotation :

Durant ce test, on désire que la machine commence par une vitesse $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ puis l'inversion de sens de rotation vers $\omega_{ref} = -100 \text{ rad/s}$ à l'instant $t = 1.5\text{s}$.

Les résultats obtenus sont illustrés par les figures suivantes :

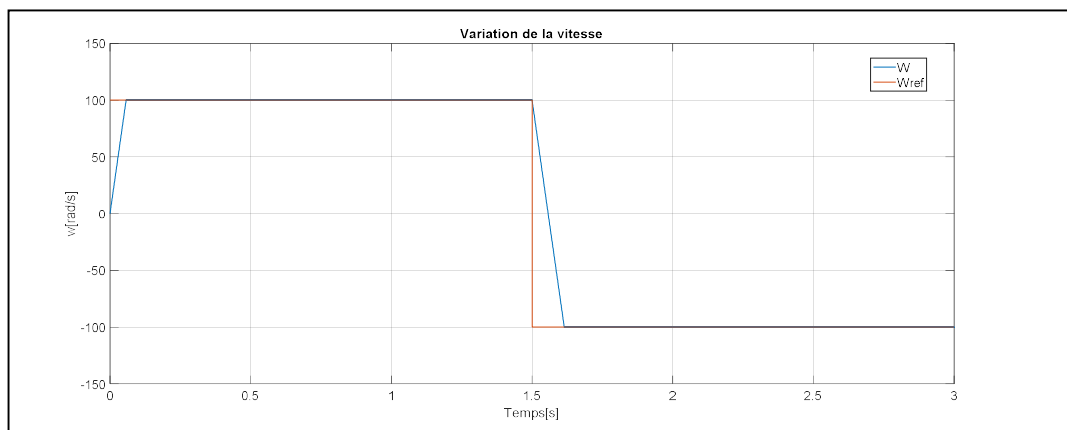


Fig.II.11 La vitesse de rotation dans les deux sens [rad/s]

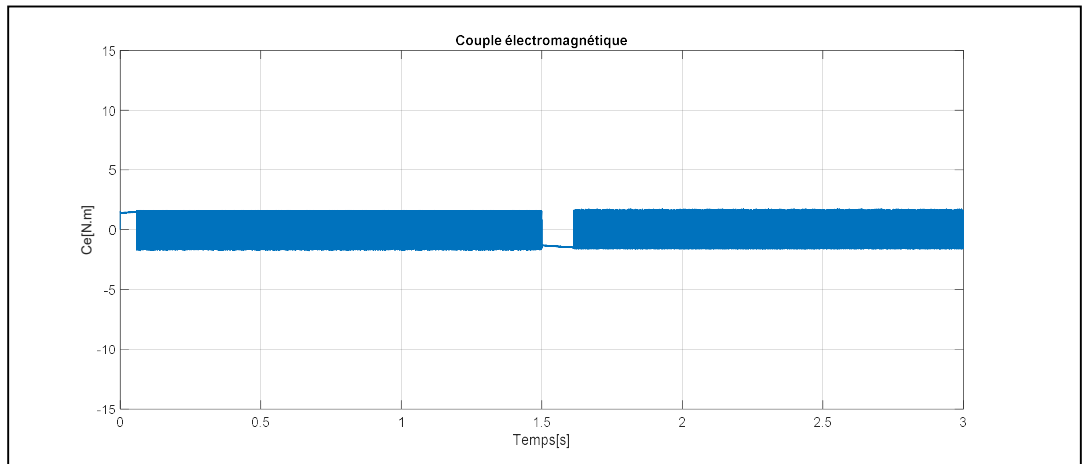


Fig.II.12 Le couple électromagnétique [N.m]

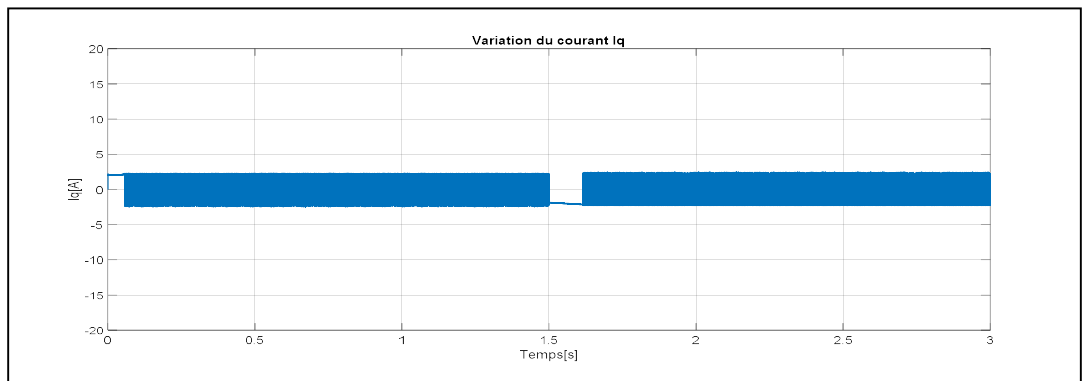


Fig.II.13 Le courant quadratique [A]

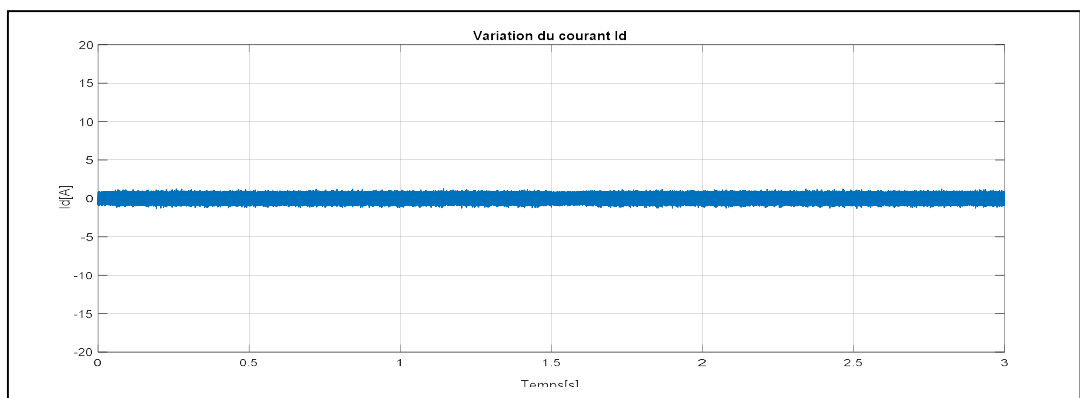


Fig.II.14 Le courant direct [A]

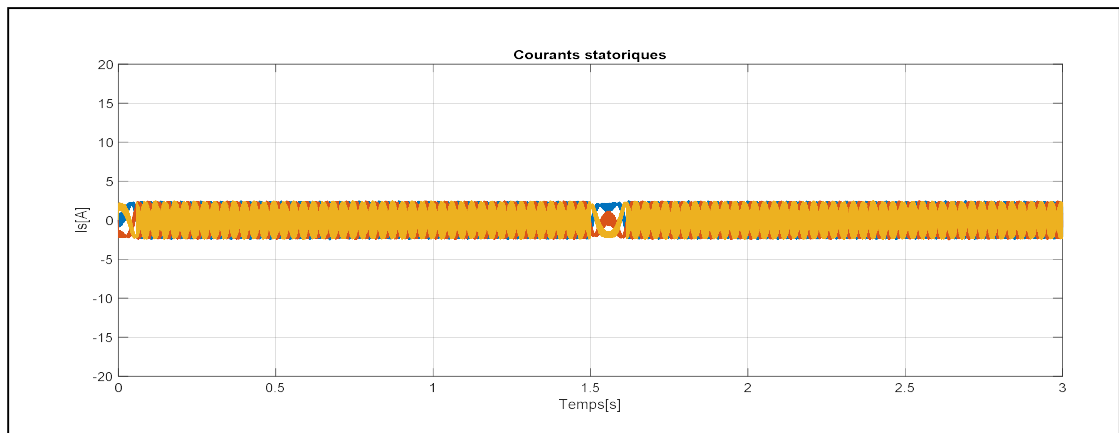


Fig.II.15 Les courants statoriques avant et après l'inversion de sens [A]

IV.4.3 Variation de la résistance statorique :

Dans le but d'examiner la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre 1 de la MSAP vis-à-vis la variation de la résistance statorique on a reproduit la simulation en considérant 75% de la résistance statorique R_s et on obtient les résultats suivants :

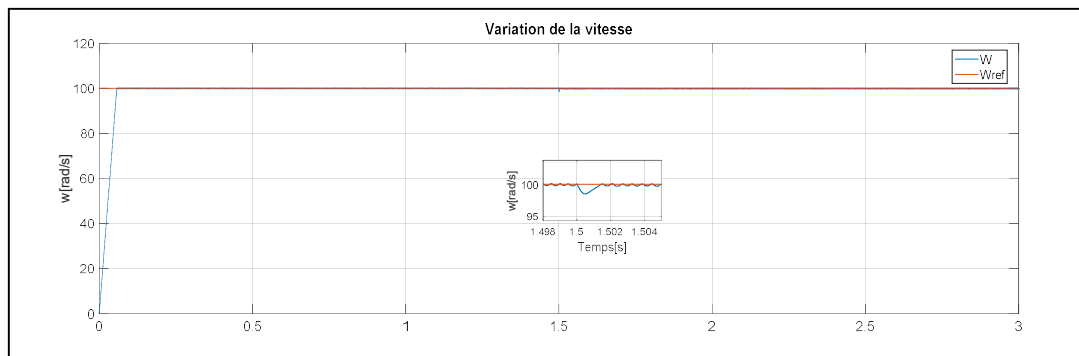


Fig.II.16 La vitesse de rotation avec 75% de R_s

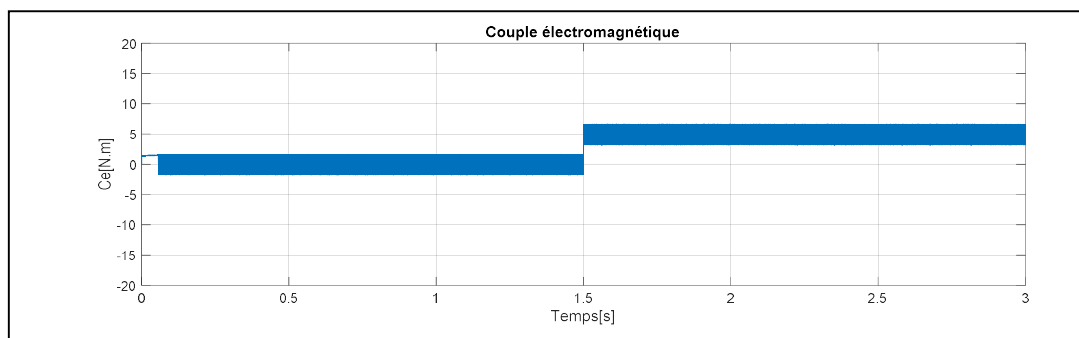


Fig.II.17 Le couple électromagnétique avec 75% de R_s

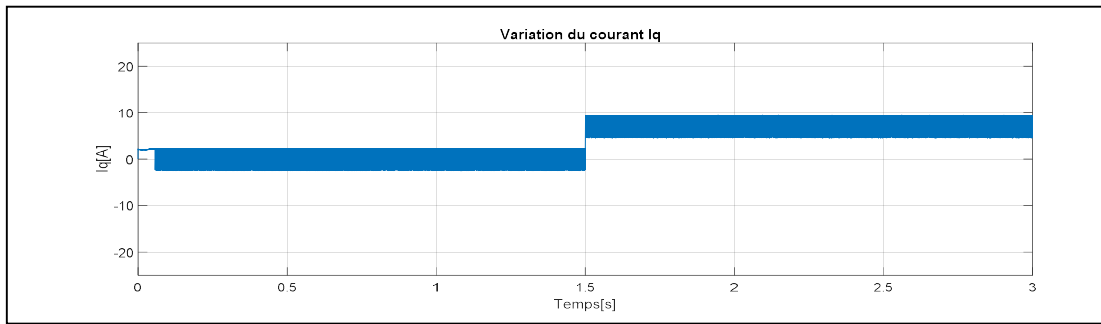


Fig.II.18 Le courant quadratique avec 75% de R_s

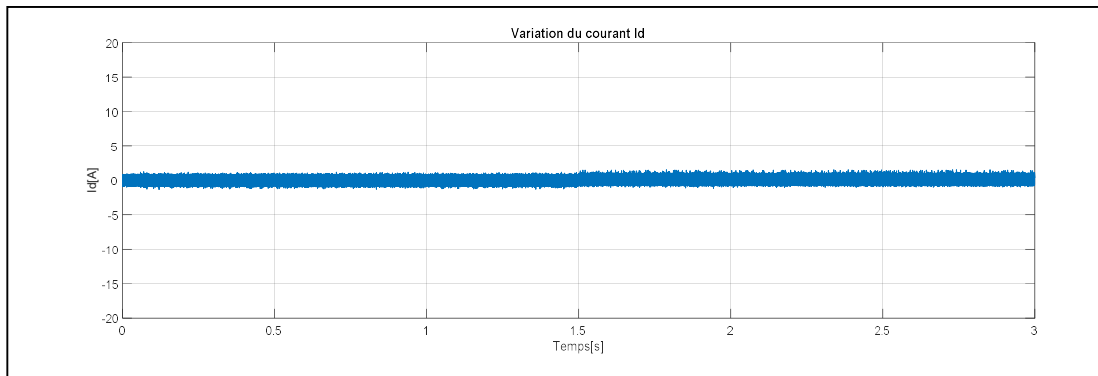


Fig.II.19 Le courant direct avec 75% de R_s

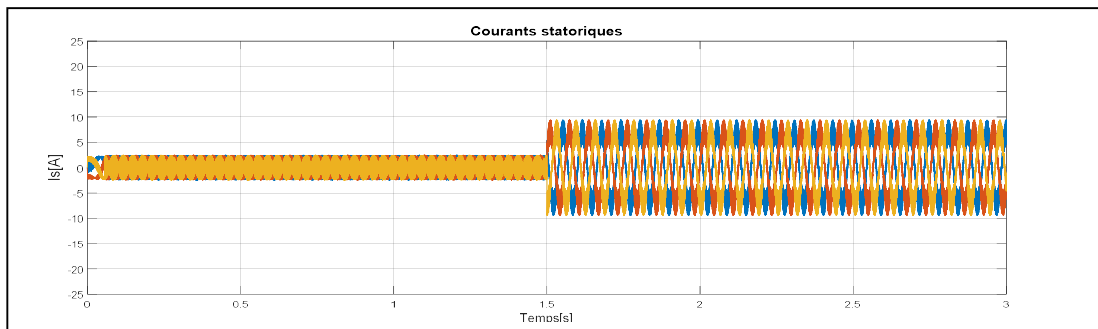


Fig.II.20 Les courants statoriques avec 75% de R_s

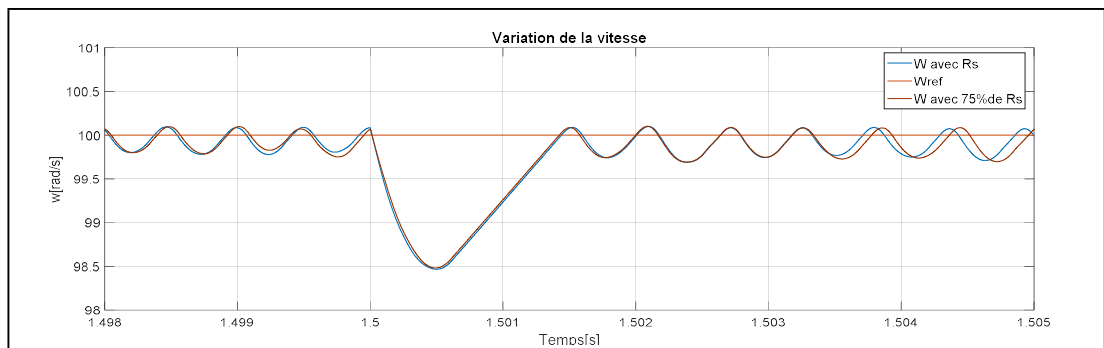


Fig.II.21 Les deux vitesses avec R_s et 75% de R_s au voisinage de $t = 1.5s$

Ensuite et en prenant maintenant 125% de R_s on obtient les résultats suivants :

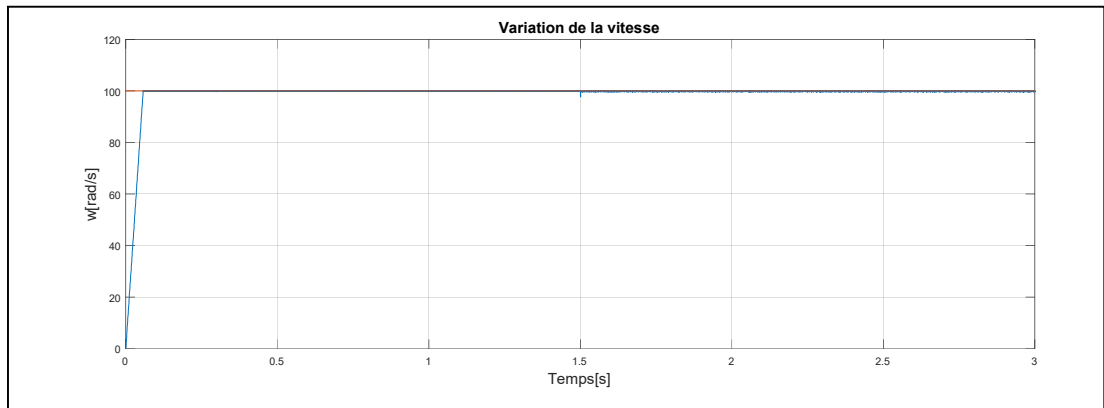


Fig.II.22 La vitesse de rotation avec 125% de R_s

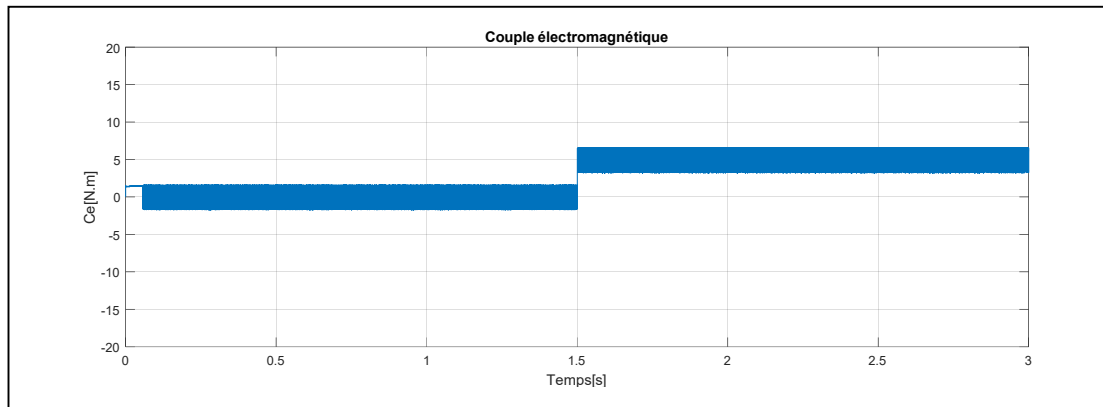


Fig.II.23 Le couple électromagnétique avec 125% de R_s

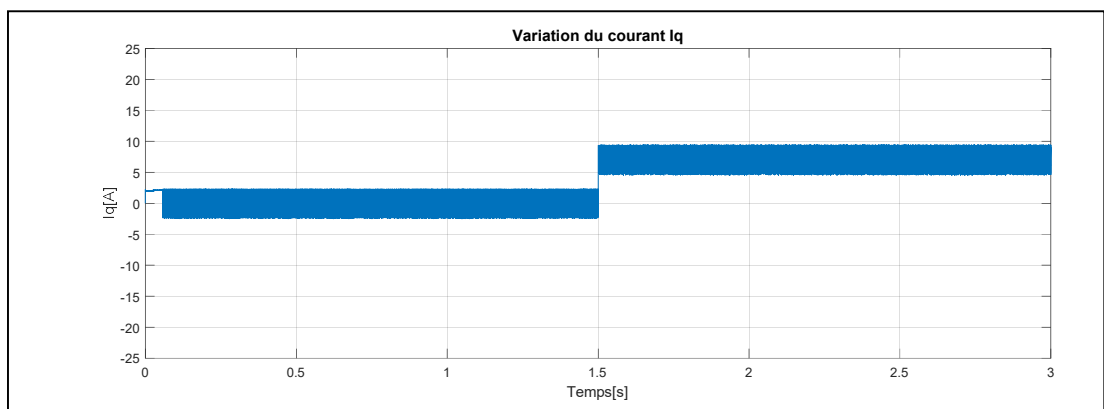


Fig.II.24 Le courant quadratique avec 125% de R_s

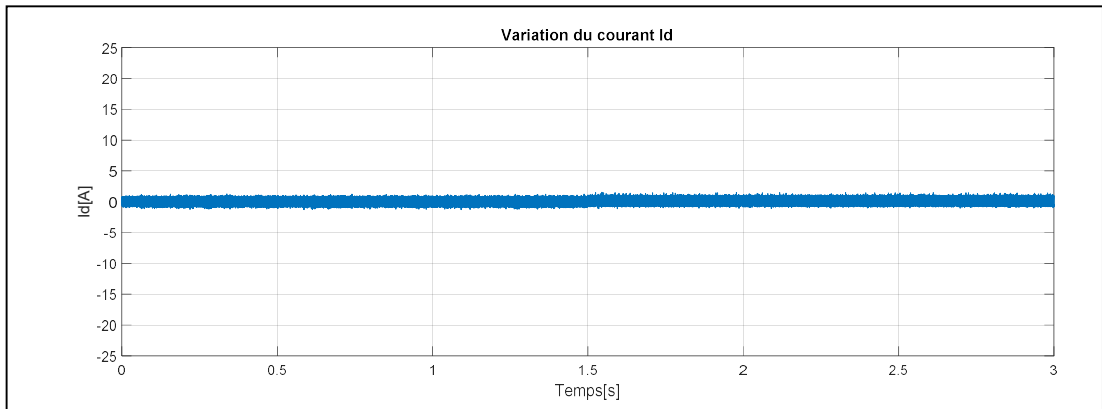


Fig.II.25 Le courant direct avec 125% de R_s

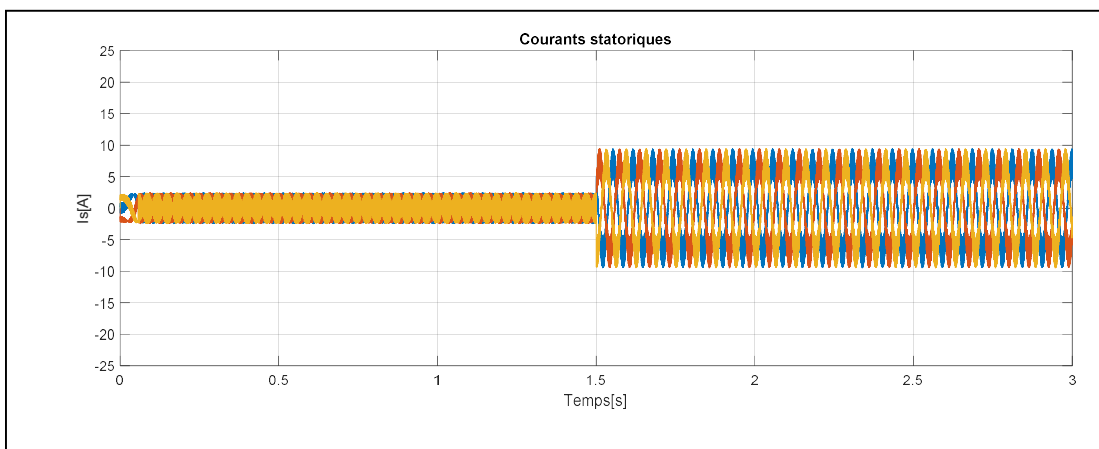


Fig.II.26 Les courants statoriques avec 125% de R_s

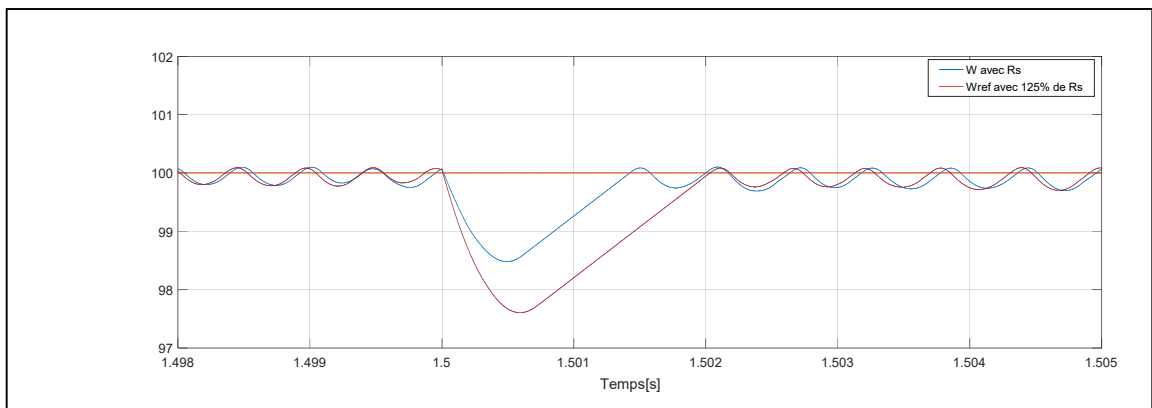


Fig.II.27 Les deux vitesses avec R_s et 125% de R_s au voisinage de $t = 1.5s$

V.1 La commande de la MSAP via « Twisting Algorithm »

On commence par l'utilisation de l'algorithme : « Twisting Algorithm » en choisissant les surfaces de glissement mentionnées par les équations (II.35), (II.46) et (II.52)

La loi de commande par mode glissant d'ordre deux est présentée par l'algorithme suivant :

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > A \\ -\alpha_m \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0, |u| \leq A \\ -\alpha_M \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0, |u| \leq A \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Avec $\alpha_M > \alpha_m > 0$ et $A > 0$.

D'après l'algorithme « Twisting Algorithm » on peut remarquer bien que la discontinuité représentée par la fonction signe est déplacée vers la dérivée de la commande.

La variable de commande u sera considérée comme une nouvelle coordonnée pour l'espace d'état et la dérivée de la commande \dot{u} peut être traitée comme nouvelle commande.

La procédure est de calculer les dérivées de $i_{q_{ref}}$, v_d et v_q puis les intégrer et les réinjecter dans le système de commande.

La commande par mode glissant d'ordre deux en utilisant l'algorithme : « Twisting Algorithm » est appliquée à la MSAP avec les mêmes paramètres indiqués précédemment.

V.1.1 Le fonctionnement à vide et en charge :

Commençant par le fonctionnement à vide puis l'introduction d'un couple résistant $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1.5\text{s}$ avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

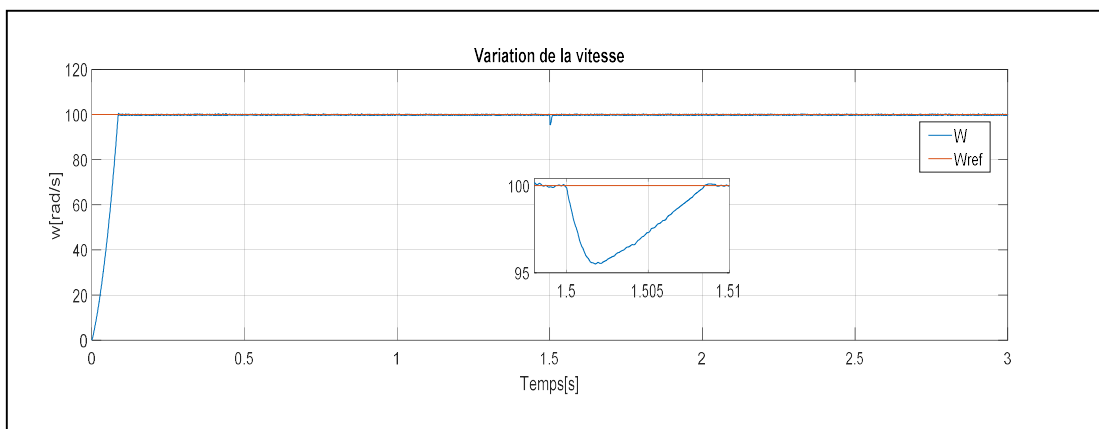


Fig.II.29 La vitesse de rotation à vide et en charge

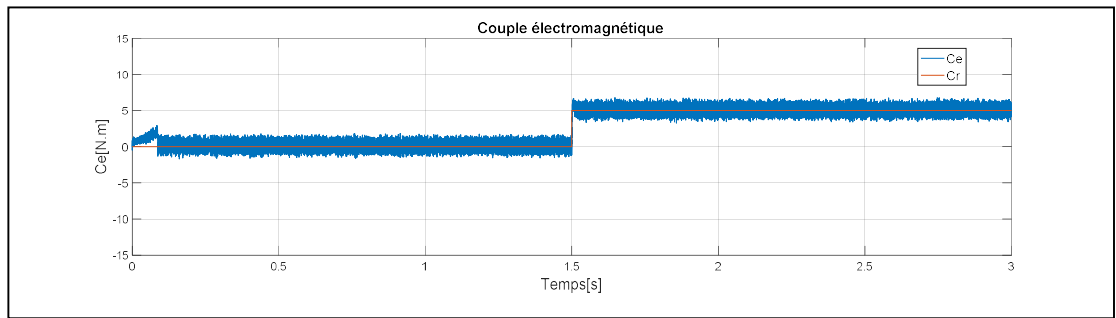


Fig.II.30 Le couple électromagnétique

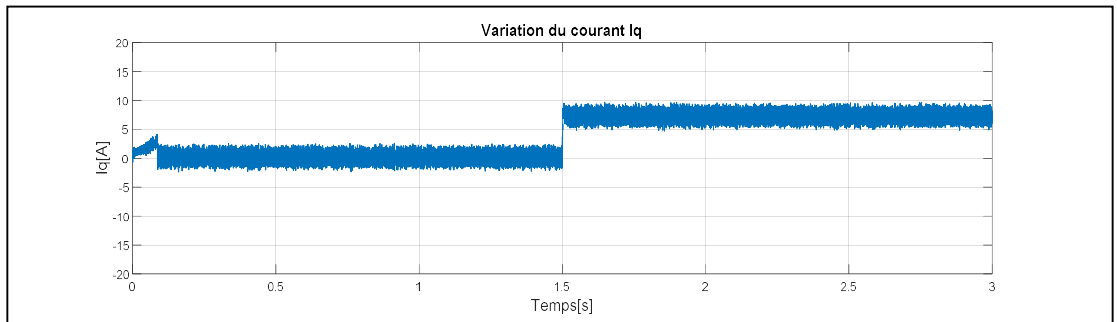


Fig.II.31 Le courant quadratique

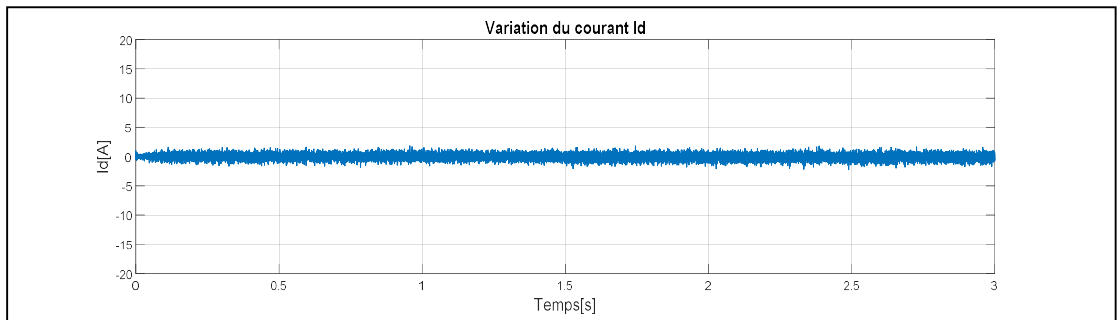


Fig.II.32 Le courant direct

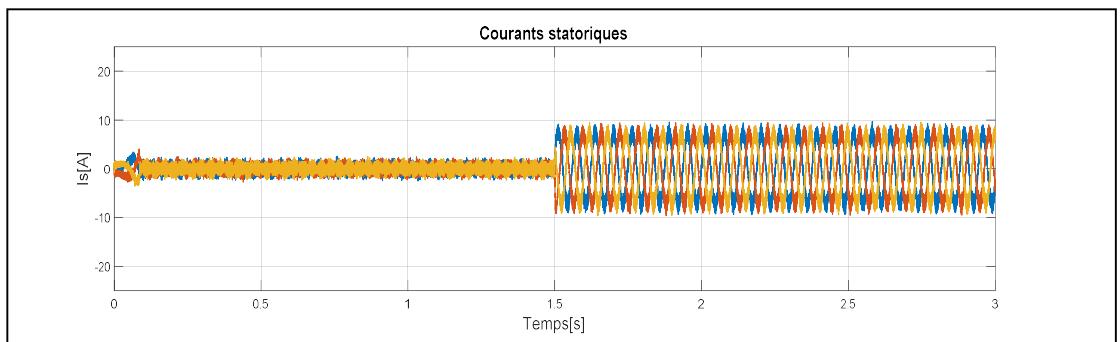


Fig.II.33 Les courants statoriques à vide et e charge

V.1.2 Inversion du sens de rotation :

Commençant par une vitesse $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ puis l'inversion de sens de rotation vers $\omega_{ref} = -100 \text{ rad/s}$ à l'instant $t = 1.5\text{s}$.

Les résultats obtenus sont illustrés par les figures suivantes :

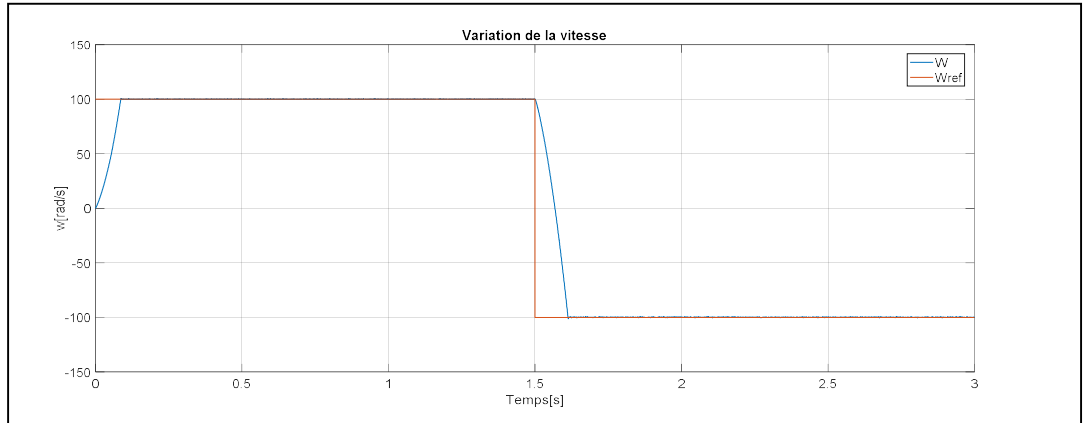


Fig.II.34 La vitesse de rotation dans les deux sens

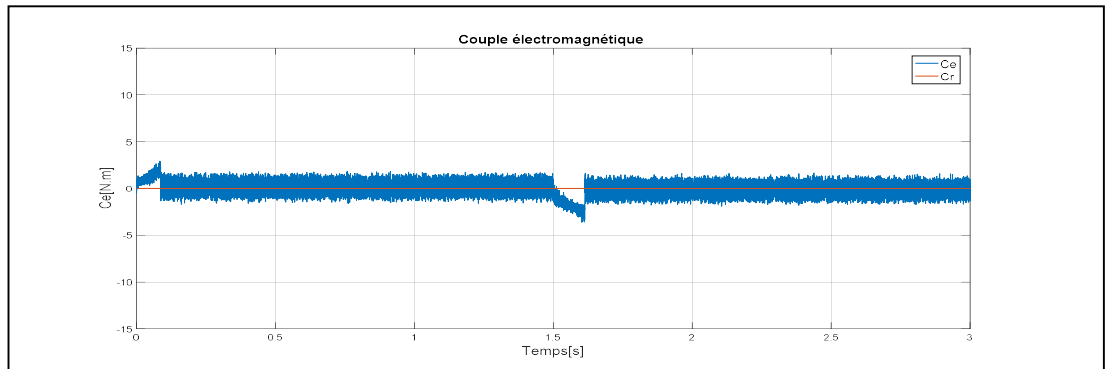


Fig.II.35 Le couple électromagnétique dans les deux sens

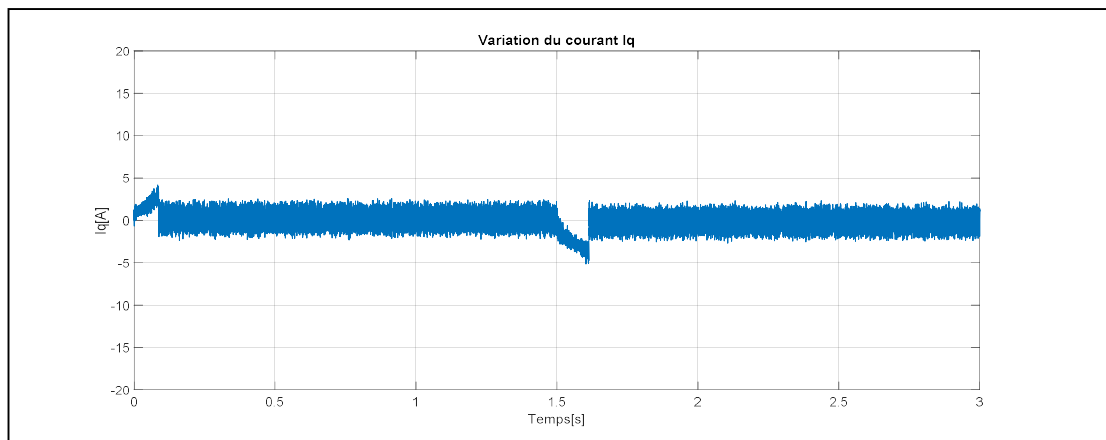


Fig.II.36 Le courant quadratique

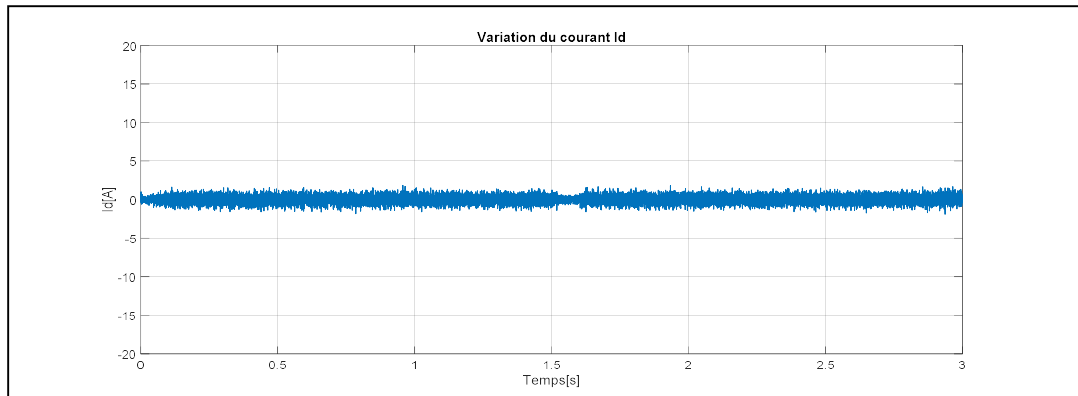


Fig.II.37 Le courant direct

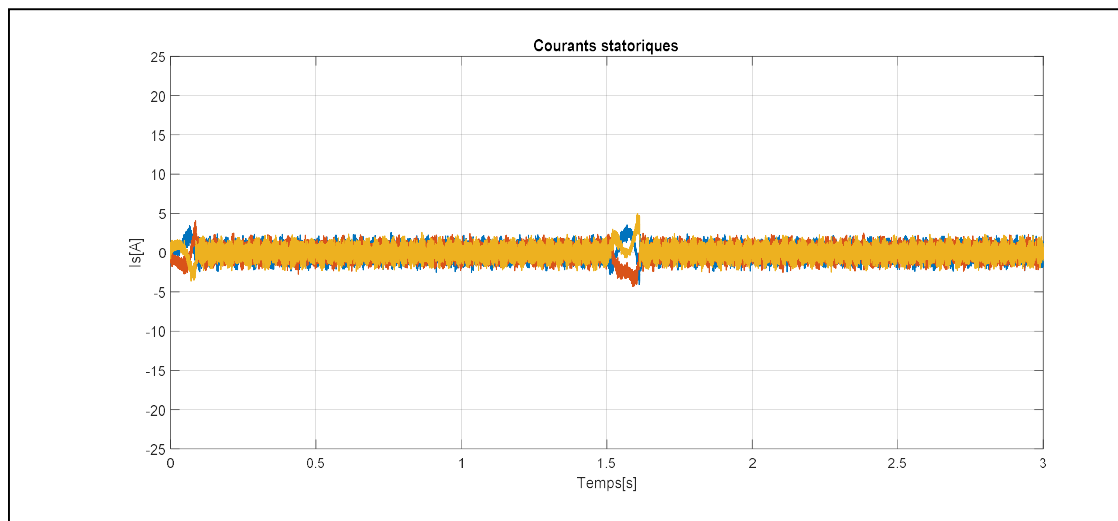


Fig.II.38 Les courants statoriques

V.1.3 Variation de la résistance statorique :

la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre 2 via « Twisting Algorithm » vis-à-vis la variation de la résistance statorique sera testée en prenant 75% de R_s , R_s puis 125% de R_s lors du fonctionnement qui commence à vide puis en charge $C_r = 5 \text{ N.m}$ à partir de $t = 1.5 \text{ s}$ avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$.

La vitesse de rotation dans les trois cas est simulée et représentée par la figure suivante :

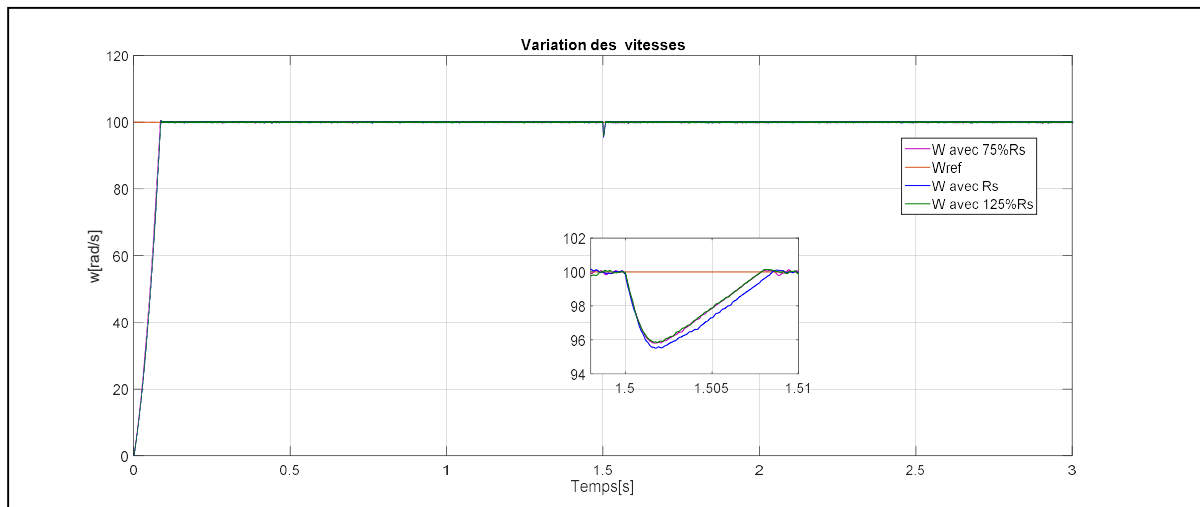


Fig.II.39 Les vitesses de rotation avec R_s , 75% de R_s et 125% de R_s

V.1.4 Interprétation des résultats :

A partir des courbes obtenues, on peut remarquer que la commande par mode glissant d'ordre deux appliquée à la MSAP a préservée les performances de la commande par mode glissant selon les courbes qui représentent l'allure de la vitesse sous des différents test de robustesse tels que le fonctionnement à vide et en charge (Fig.II.29), l'inversion de sens de rotation (Fig.II.34) et la variation de la résistance statorique (Fig.II.39).

De plus on peut remarquer aussi que l'amplitude de broutement est atténuée à travers les courbes qui représentent l'allure du couple électromagnétique, le courant direct et le courant quadratique lors des différents tests.

V.2 La commande de la MSAP via « Super Twisting Algorithm »

La loi de commande par mode glissant d'ordre deux est présentée par l'algorithme exprimé par le système (II.32)

Les trois surfaces de glissement représentées par S sont les mêmes utilisées précédemment.

W et λ sont des constantes positives et W est suffisamment grand que λ et $\rho = 0.5$.

V.2.1 Le fonctionnement à vide et en charge :

Commençant par le fonctionnement à vide puis l'introduction d'un couple résistant $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1.5\text{s}$ avec une vitesse de référence $\omega_{\text{ref}} = 100 \text{ rad/s}$

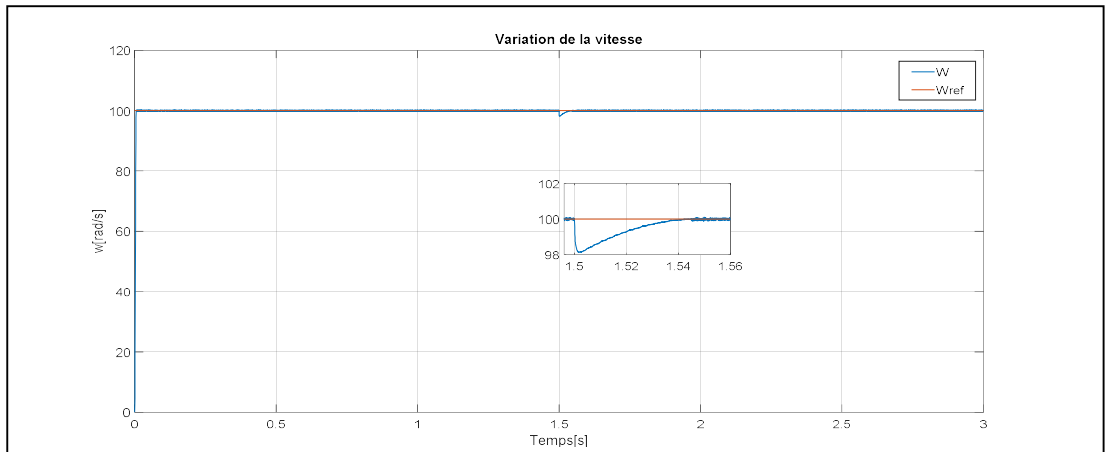


Fig.ii.40. La vitesse

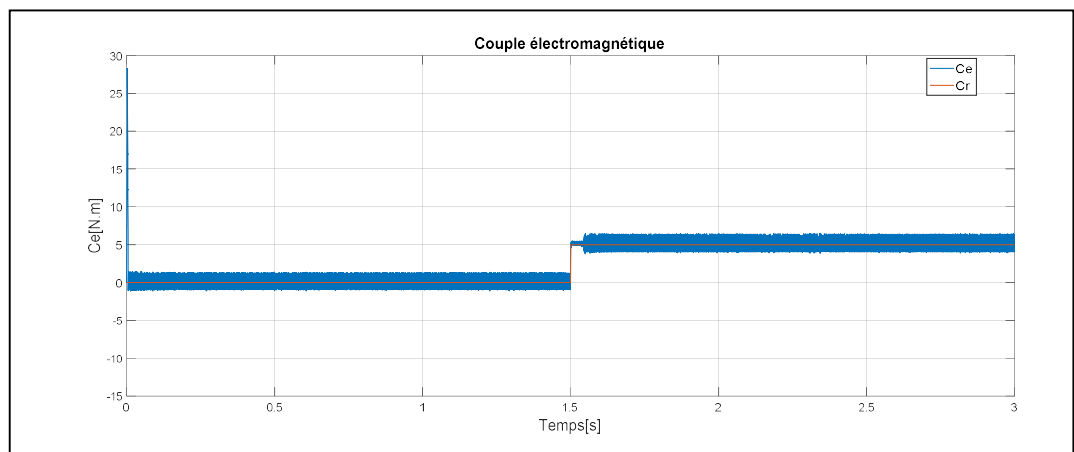


Fig.II.41. Le couple électromagnétique

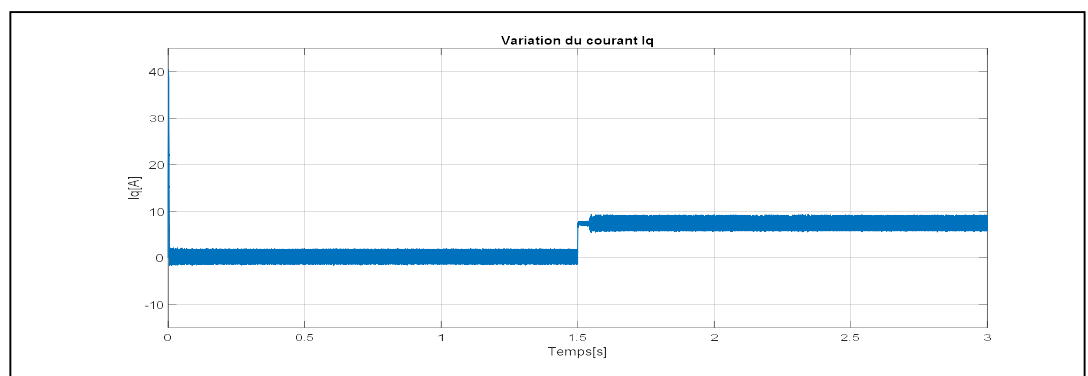


Fig.II.42. Le courant quadratique

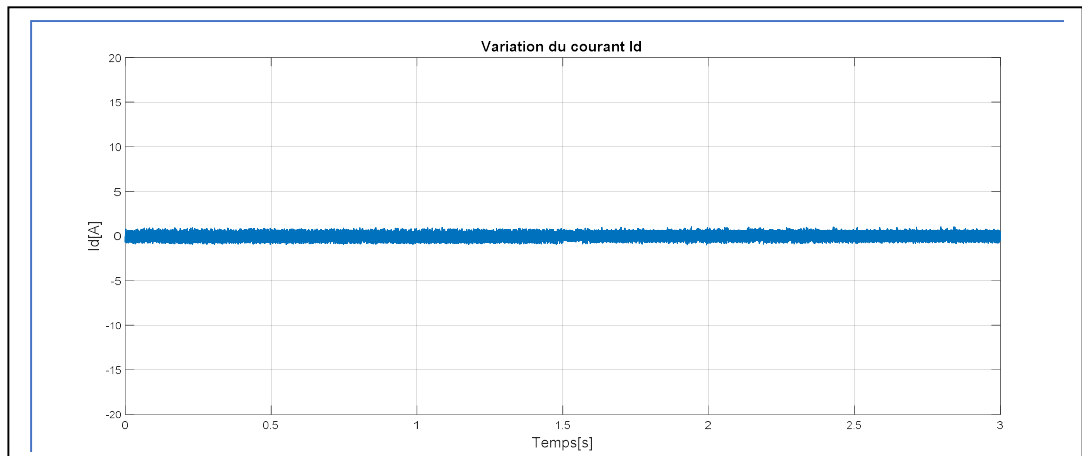


Fig.II.43. Le courant direct

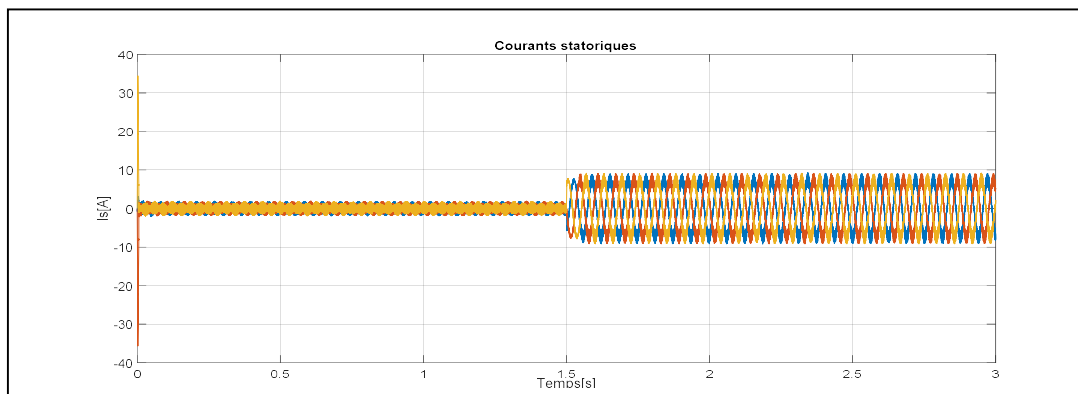


Fig.II.44. Le courant quadratique

V.2.2 Inversion du sens de rotation :

Commençant par une vitesse $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ ensuite on bascule à l'instant $t = 1.5\text{s}$ vers le sens inverse avec $\omega_{ref} = -100 \text{ rad/s}$.

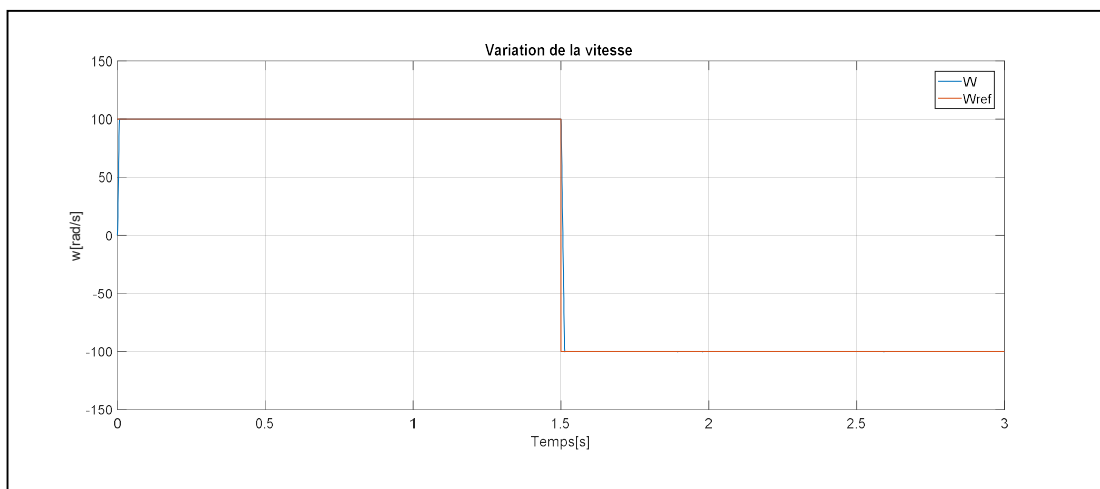


Fig.II.45. La vitesse de rotation pour les deux sens de rotation

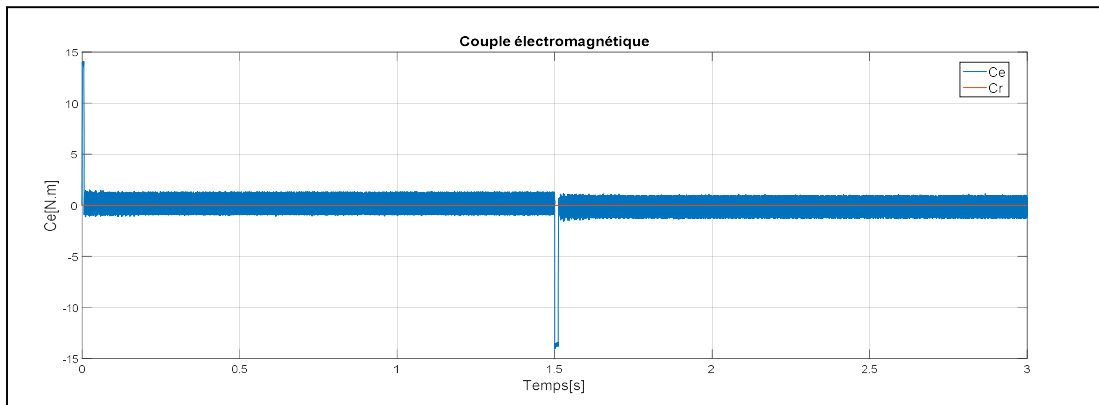


Fig.II.46. Le couple électromagnétique pour les deux sens de rotation

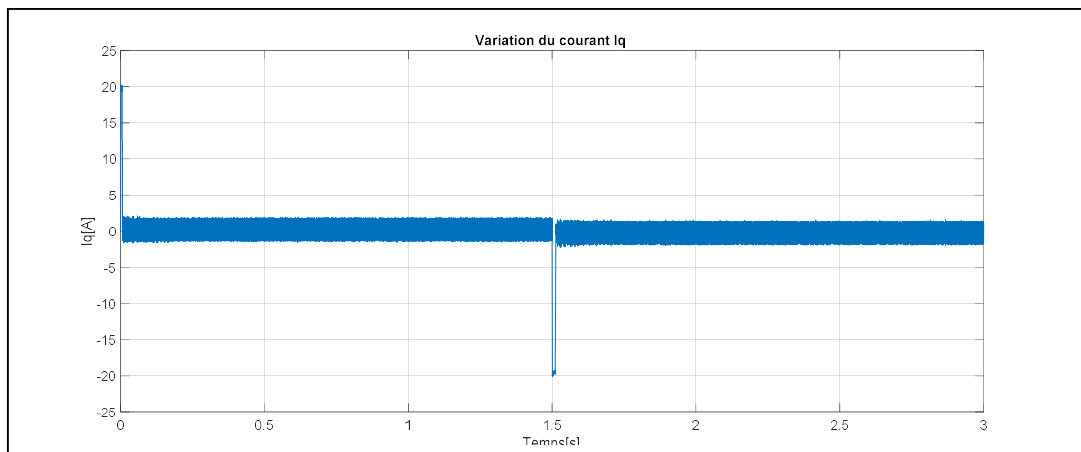


Fig.II.47. Le courant quadratique pour les deux sens de rotation

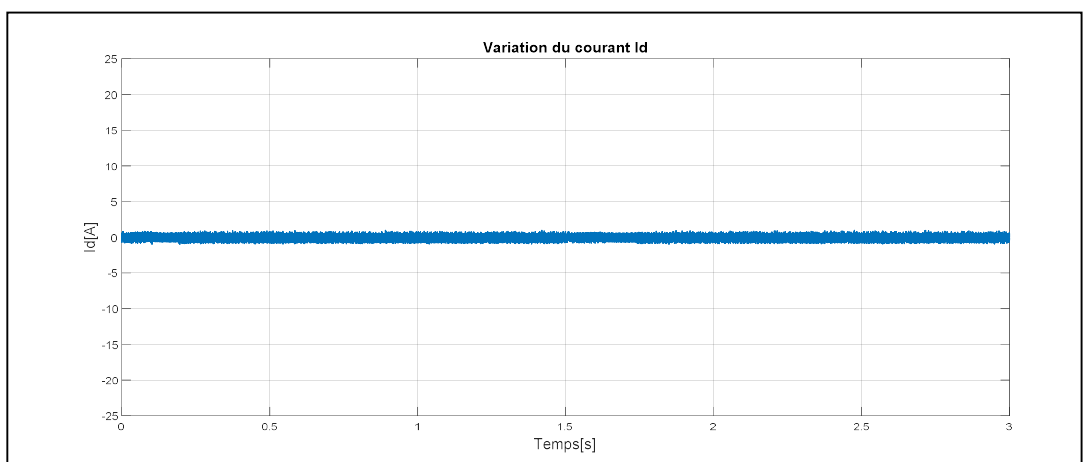


Fig.II.48. Le courant direct pour les deux sens de rotation

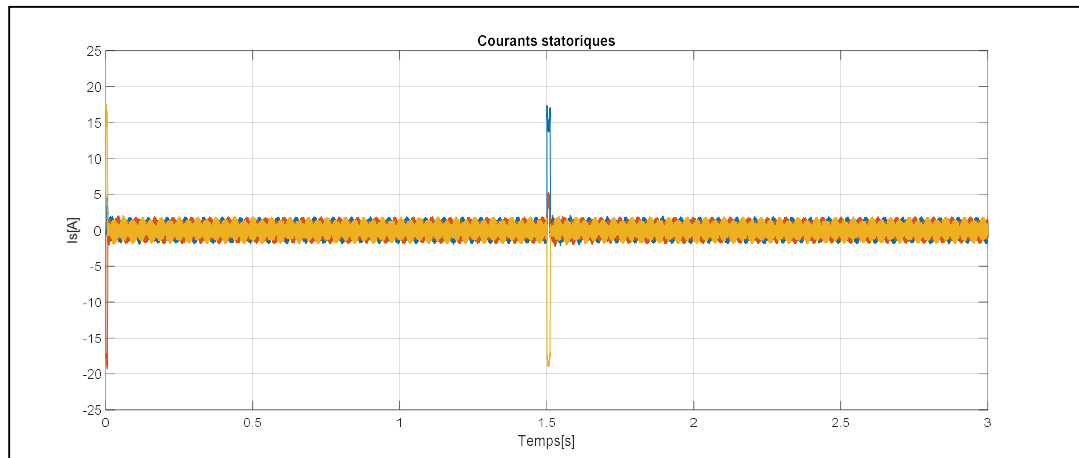


Fig.II.49. Les courants statoriques les deux sens de rotation

V.2.3 Variation de la résistance statorique :

la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre 2 via « Super Twisting Algorithm » vis-à-vis la variation de la résistance statorique sera tester en prenant 75% de R_s , R_s puis 125% de R_s lors de le fonctionnement qui commence à vide puis en charge avec où $C_r = 5 N.m$ à partir de $t = 1.5s$ avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 100 rad/s$.

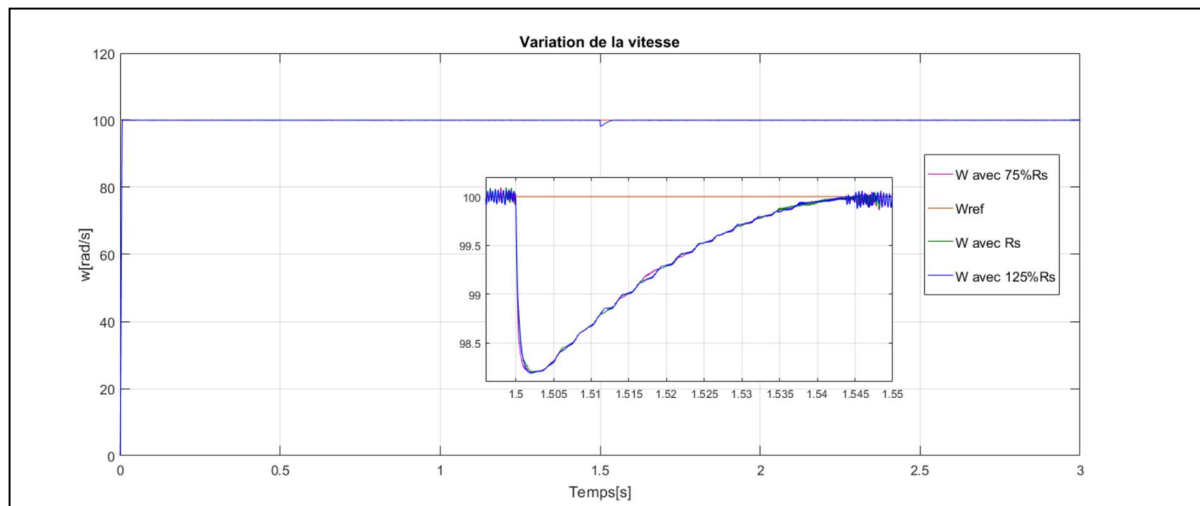


Fig.II.50 Les vitesses de rotation avec R_s , 75% de R_s et 125% de R_s

V.2.4 Interprétation des résultats :

D'après les différents tests accomplis à la commande par mode glissant d'ordre deux via l'algorithme : « Super Twisting Algorithm » de la MSAP, on peut constater que :

- La commande a gardé les performances connues du mode glissant avec un temps de réponse amélioré par à celle avec « Twisting Algorithm »
- L'effet de broutement est atténué dans les courbes de couple électromagnétique et les courants direct et quadratique.
- Une minimisation remarquable de l'erreur en régime établi.
- L'apparition des dépassements en courants et couple électromagnétique au démarrage et lors de changement de sens de rotation.
- La robustesse de la commande est apparue à la réponse en vitesse dans les différents tests.

VI. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la technique de commande à structure variable par mode glissant, où on a commencé par les notions générales de la commande par mode glissant classique en mentionnant les avantages de telle technique de commande mais avec le phénomène de broutement ce qui est son inconvénient majeur.

On a présenté la commande par mode glissant d'ordre supérieur et spécialement la commande par mode glissant d'ordre deux comme une solution utilisée pour atténuer les effets causés par le phénomène de broutement.

Les différentes techniques de commande par mode glissant sont appliquées à une machine synchrone à aimants permanents, en premier lieu avec la commande par mode glissant d'ordre un puis la commande par mode glissant d'ordre deux en utilisant deux algorithmes : « Twisting Algorithm » et « Super Twisting Algorithm » où la loi de commande n'a besoin que de connaître le signe des surfaces de glissement et de ses dérivés.

La commande par mode a prouvé sa performance et sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques et le passage du fonctionnement à vide au fonctionnement en charge, et l'aptitude du mode glissant d'ordre deux d'atténuer le broutement.

VII. Références

- [1] J.Liu, Y.Gao, Y.Yin, J.Wang, W.Luo, G.Sun “Sliding Mode Control Methodology in the Applications of Industrial Power Systems”, Studies in Systems, Decision and Control, vol 249. Springer, Cham.
- [2] J.Liu, X.Wang” Advanced Sliding Mode Control for Mechanical Systems, Design, Analysis and MATLAB Simulation”, Berlin : Springer ; Beijing : Tsinghua University Press, 2012.
- [3] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi. “Sliding Mode Control in Electromechanical Systems”. Taylor & Francis, London, 1999.
- [4] V. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 22, no. 2, pp. 212-222, April 1977.
- [5] Ligang Wu, Peng Shi, Xiaojie Su “Sliding Mode Control of Uncertain Parameter-Switching Hybrid Systems” Series: Wiley Series in Dynamics and Control of Electromechanical Systems, 2014.
- [6] V.I.Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives". IEEE Transactions on Industrial Electronics,1993.
- [7] Slotine, J.J.E. and J.A. Coetsee,”Adaptive sliding controller synthesis for non-linear Systems”. International Journal of Control 43(6), 1631-1651, 1986
- [8]A. Bartoszewicz “Sliding Mode Control” InTech ISBN: 9789533071626; 9533071621 year 2011
- [9] W. Perruquetti” Sliding Mode Control in Engineering” Automation and Control Engineering, CRC Press, 2002
- [10] Yu-Feng Li “High Precision Motion Control Based on a Discrete-time Sliding Mode Approach” Doctoral Thesis Mechatronics Lab Department of Machine Design Royal Institute of Technology, KTHS-100 44 Stockholm Sweden,2001
- [11] V. Utkin, H. Lee, “Chattering Problem In Sliding Mode Control Systems”, IFAC Proceedings Volumes, Volume 39, Issue 5, 2006,

- [12] I. González, S. Salazar & R. Lozano, "Chattering-Free Sliding Mode Altitude Control for a Quad-Rotor Aircraft: Real-Time Application". *J Intell Robot Syst* 73, 137–155 . 2014.
- [13] S. J. Abbasi & M. C. Lee, "Chattering reduction by using Proportional Derivative Sliding Surface in Sliding Mode Control (PDSMC)," *International Conference on Information and Communication Technology Robotics (ICT-ROBOT)*, 2018,
- [14] Jen-Yang Chen, "Rule adaptation of fuzzy sliding mode controller design," 1998 IEEE International Conference on Fuzzy Systems Proceedings. IEEE World Congress on Computational Intelligence (Cat. No.98CH36228), 1998,
- [15] Y. Deia, M. Kidouche and A. Ahriche, "Fully decentralized fuzzy sliding mode control with chattering elimination for a Quadrotor attitude," 2015 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2015
- [16] Levant, Arie et al. "Aircraft Pitch Control via Second-Order Sliding Technique." *Journal of Guidance Control and Dynamics* 23 (2000):p 586-594.
- [17] A. Levant., (Levantovsky, L.V.), 1993, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control". *International Journal of Control*, 58, 1247–1263.] :
- [18] W. Perruquetti," Sliding mode control in engineering". Series: Control engineering 11 Publisher: M. Dekker, Year: 2002.
- [19] Zhao, Y., Dong, L, "Robust current and speed control of a permanent magnet synchronous motor using SMC and ADRC" *Control Theory and Technology* 17(2): 190–199 (2019).

Chapitre III

Commande par mode glissant d'une MSAP sans capteur mécanique

I. Introduction

L'information précise sur la vitesse et la position angulaires est nécessaire pour une commande performante de la machine synchrone à aimants permanent ce qui exige le choix des capteurs de haute qualité. Ces capteurs sont généralement fragiles d'une part, et coûteux d'une autre part, pour cela la tendance vers trouver des autres manières pour remplacer les capteurs et en même temps obtenir les informations nécessaires pour élaborer les différentes lois de commande pour la machine.

Les techniques de commande sans capteur mécanique des machines synchrone à aimants permanents peuvent être classées en deux classes. La première classe est basée sur la force électromotrice f-é-m du modèle de machine à pour le fonctionnement à moyenne et à grande vitesse [2]. En particulier, Des systèmes à structure variable en mode de glissant ont été appliquées en commande sans capteur mécanique en raison de sa simplicité d'application et de bonnes performances [3]. Sachant que la f-é-m de la MSAP est proportionnelle à la vitesse du rotor, le fonctionnement sans capteur à basse vitesse est donc limité. Les facteurs d'influence tels que la précision limitée des mesures, la variation des paramètres du moteur et la présence de non-linéarités de l'onduleur.

L'autre classe est l'estimation de l'injection du signal à haute fréquence (HF) pour le fonctionnement à basse vitesse [4].

De nombreuses contributions importantes ont été apportées aux méthodes de commande sans capteur. Étant donné que la force électromotrice contient des informations sur la position et la vitesse du rotor, les méthodes d'estimation basées sur la f-é-m sont largement utilisées, telles que le système adaptatif par modèle de référence, le filtre de *Kalman* étendu, l'observateur par mode glissant, l'observateur d'état de *Luenberge* [5],

Parmi les techniques d'observation de position et de vitesse angulaire de la MSAP qui a prouvée sa fiabilité et sa robustesse, c'est l'observateur par mode glissant d'ordre complet [6][7][8].

L'observateur par mode glissant d'ordre complet (OMGOC) c'est la technique qui sera utilisée dans ce chapitre pour l'estimation de la position et de la vitesse angulaires pour les commandes par mode glissant de la MSAP.

II. Observateur par mode glissant appliqué à la MSAP

La commande par mode glissant est utilisée pour restreindre les variables d'état sur la surface de glissement en changeant la structure du système dynamiquement. Pour la commande sans capteur de la MSAP, la commande par mode glissant est adoptée pour être utilisée dans la conception de l'observateur et est donc appelé observateur par mode glissant OMG [9].

II.1. Observateur conventionnel par mode glissant de la MSAP

Pour la commande sans capteur de la MSAP, la position du rotor est estimée afin que les équations du stator puissent être utilisées pour modéliser le système, où les courants statoriques sont des variables d'état du repère fixe en fonction des tensions, les équations d'état, peuvent être représentées par [9][10] :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_\alpha = -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha - \frac{1}{L_s} e_\alpha + \frac{1}{L_s} v_\alpha \\ \frac{d}{dt} i_\beta = -\frac{R_s}{L_s} i_\beta - \frac{1}{L_s} e_\beta + \frac{1}{L_s} v_\beta \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où :

- i_α et i_β sont les courants statoriques dans le repère (α, β)
- v_α et v_β sont les tensions statoriques dans le repère (α, β)
- e_α et e_β sont les forces électromotrices dans le repère (α, β)

Les forces électromotrices pour chaque phase peut être représentées par :

$$\begin{cases} e_\alpha = -\Phi_f \omega \sin\theta \\ e_\beta = \Phi_f \omega \cos\theta \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Où ; Φ_f est le flux magnétique des aimants permanents.

Selon le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents et la théorie de mode glissant, la surface de glissement de l'observateur peut être donnée par :

$$S(x) = \hat{i}_s - i_s$$

Où on peut écrire :

$$\begin{cases} S_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ S_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta \end{cases}$$

Avec \hat{i}_α et \hat{i}_β représentent les valeurs des courants estimés et i_α et i_β sont les valeurs des courants mesurés [11].

La fonction de commutation pour un OMG conventionnel est donnée par :

$$U(x) = K_O \text{sign}(S(x))$$

Où K_O est le gain de l'observateur.

L'utilisation de la fonction signe à la place de la force électromotrice permet de concevoir l'observateur par mode glissant en mode courant de la manière suivante [12] :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\alpha - \frac{K_O}{L_s} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L_s} v_\alpha \\ \frac{d}{dt} \hat{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\beta - \frac{K_O}{L_s} \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L_s} v_\beta \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

L'erreur de l'observateur en mode de glissement peut être obtenue en soustrayant l'équation (III.1) de l'équation (III.6), l'équation comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s} \bar{i}_\alpha - \frac{K_O}{L_s} \text{sign}(\bar{i}_\alpha) + \frac{1}{L_s} e_\alpha \\ \frac{d}{dt} \bar{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_s} \bar{i}_\beta - \frac{K_O}{L_s} \text{sign}(\bar{i}_\beta) + \frac{1}{L_s} e_\beta \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\text{Avec} \quad \begin{cases} \bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Lorsque l'état du système atteint la surface de glissement et se stabilise, $S(x)$ et sa dérivée s'annulent. D'après l'observateur par en mode de glissant classique, on peut voir que le signal équivalent de la force électromotrice obtenu comporte des signaux à haute fréquence et doit être filtré par un filtre passe-bas afin d'avoir l'estimation de la f-é-m comme suit :

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = \frac{\omega_c}{s+\omega_c} K_O \text{sign}(\bar{i}_\alpha) \\ \hat{e}_\beta = \frac{\omega_c}{s+\omega_c} K_O \text{sign}(\bar{i}_\beta) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Où ω_c est la pulsation de coupure du filtre passe-bas.

La position angulaire estimée du rotor peut être calculée par [13]:

$$\hat{\theta} = \arctg \left(-\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \quad (\text{III.10})$$

La relation entre position et vitesse angulaires estimées du rotor est similaire de celle-ci entre position est vitesse de la MSAP avec capteur mécanique, la vitesse estimée est calculée par ;

$$\hat{\omega} = \frac{d}{dt} \hat{\theta} \quad (\text{III.11})$$

Cependant, pour la MSAP sans capteur, la fonction dérivée peut entraîner une instabilité du système et diminuer la réponse du système en régime transitoire. La vitesse n'est donc pas directement estimée par l'équation (III.11). La vitesse estimée peut être présentée comme suit :

$$\|\hat{e}\| = \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \quad (\text{III.12})$$

Et aussi :

$$\|\hat{e}\| = \sqrt{(-\Phi_f \hat{\omega} \sin \hat{\theta})^2 + (\Phi_f \hat{\omega} \cos \hat{\theta})^2} \quad (\text{III.13})$$

La relation entre la f-é-m et la vitesse est obtenue à partir de (III.13), mais cette relation ne montre pas la direction entre eux.

Ainsi, la direction de la vitesse peut être identifiée simplement en utilisant l'angle de rotor calculé comme suit :

$$\hat{\omega} = \frac{d}{dt} \hat{\theta} = \frac{\hat{\theta}(n) - \hat{\theta}(n-1)}{\Delta t} = \frac{\Delta \hat{\theta}(n)}{\Delta t} \quad (\text{III.14})$$

Le sens de la vitesse est donné par :

$$\begin{cases} \text{sign}(\hat{\omega}) = 1 & \text{si } \Delta \hat{\theta}(n) > 0 \\ \text{sign}(\hat{\omega}) = -1 & \text{si } \Delta \hat{\theta}(n) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

A partir des équations (III.13) et (III.14) la vitesse angulaire estimée du rotor est donnée par :

$$\hat{\omega} = \frac{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}}{\Phi_f} \text{sign}\left(\frac{d}{dt} \hat{\theta}\right) \quad (\text{III.16})$$

II.2 Observateur par mode glissant d'ordre complet pour une MSAP

Considérant le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (α, β) représenté par :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{pK_e}{L_s} \omega \sin \theta + \frac{1}{L_s} u_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\beta + \frac{pK_e}{L_s} \omega \cos \theta + \frac{1}{L_s} u_\beta \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{pK_e}{J} (i_\beta \cos \theta - i_\alpha \sin \theta) - \frac{f}{J} \omega - \frac{1}{J} C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec:

u_α, u_β : Tensions statoriques dans le repère (α, β) ;

i_α, i_β : Courants statoriques dans le repère (α, β) ;

K_e : Constant de la force électromotrice;

θ : Position du rotor.

ω : Vitesse de rotation.

C_r : Couple résistant.

p : Nombre de paires des pôles.

f : Coefficient de frottement visqueux.

L'observateur par mode glissant d'ordre complet pour la machine synchrone à aimants permanents modélisée, avec prenant en compte le couple résistant est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{pK_e}{L_s}\hat{\omega} \sin \hat{\theta} + \frac{1}{L_s}u_\alpha + K_1 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{pK_e}{L_s}\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \frac{1}{L_s}u_\beta + K_1 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{pK_e}{J}(\hat{i}_\beta \cos \hat{\theta} - \hat{i}_\alpha \sin \hat{\theta}) - \frac{f}{J}\hat{\omega} - \frac{1}{J}C_r + K_2 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) + K_2 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + K_3 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) + K_3 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Où:

$\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$: Courants statorique estimés dans le repère (α, β) ;

$\hat{\omega}$: vitesse de rotation estimée

$\hat{\theta}$: Position estimée du rotor

Et K_1, K_2 and K_3 sont des gains positifs

Les surfaces de glissement pour l'OMGOC sont données par :

$$S = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha - \hat{i}_\alpha \\ i_\beta - \hat{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Où l'objectif principal est d'atteindre la surface de glissement $S = [0 \ 0]^T$ dans un temps fini.

La résolution du système d'équations différentielles (III.18).

III. Commandes par mode glissant d'une MSAP avec un observateur en mode glissant d'ordre complet

Les techniques de commande par mode glissant appliquées à la machine synchrone à aimants permanents dans le chapitre II, telles que la commande par mode glissant classique, et la commande par mode par mode glissant d'ordre deux avec « Twisting Algorithm » et « Super Twisting Algorithm » seront réutilisées maintenant mais en remplaçant le capteur mécanique par un observateur par mode glissant d'ordre complet.

III.1 Commande par mode glissant d'ordre un d'une MSAP avec un OMGOC :

III.1.1 Description de la commande :

Le schéma de principe de la commande par mode glissant d'ordre un d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur par mode glissant d'ordre complet est représenté par la figure suivante :

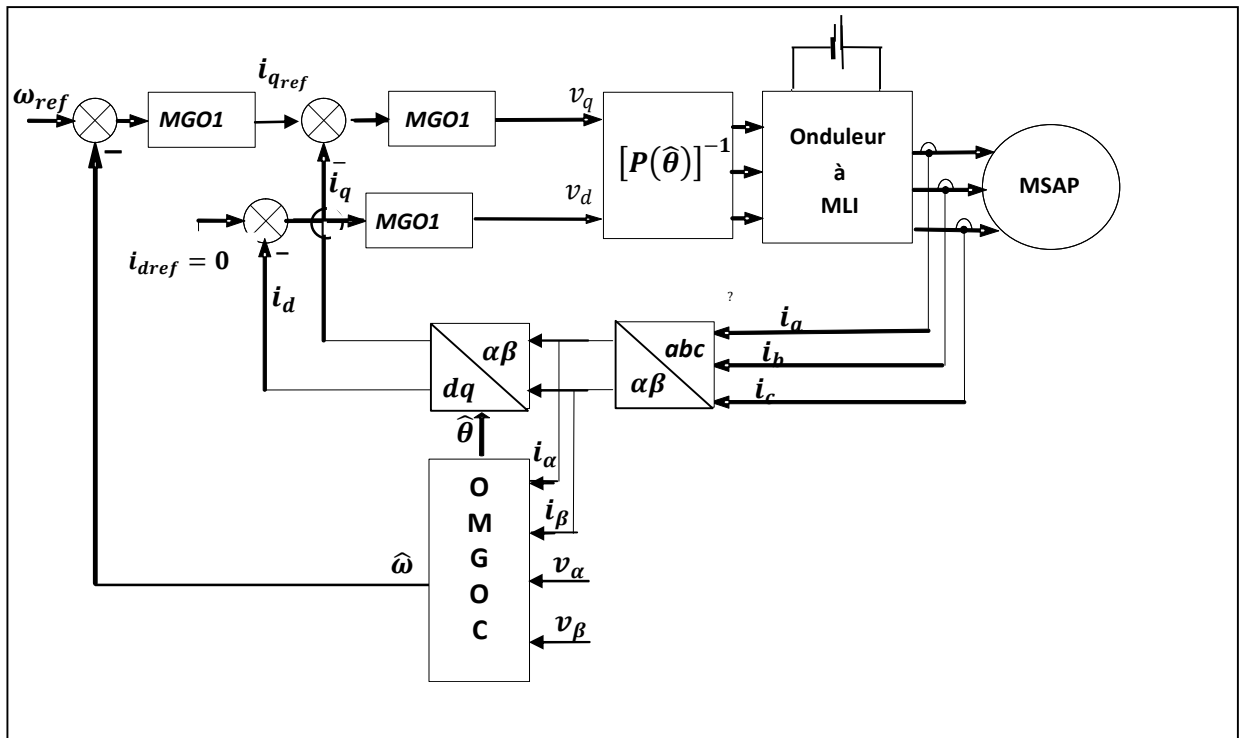


Fig.III.1 Schéma bloc de la commande par MGO1 d'une MSAP avec un OMGOC

La vitesse estimée $\hat{\omega}$ et la position du rotor estimée $\hat{\theta}$ sont obtenues du système d'équations différentielles (III.18), la première est utilisée pour déduire la surface de glissement pour la vitesse

de rotation pour d'élaborer la commande par mode glissant classique dont le signal de commande c'est le courant $i_{q_{ref}}$, tandis que la deuxième détermine l'angle entre le repère (α, β) fixe et le repère (d, q) .

Avec la même stratégie de commande appliquée sur la MSAP dans le chapitre II, la commande par mode glissant d'ordre un avec un observateur par mode glissant complet sera subite aux mêmes tests de robustesse utilisés.

III.1.2 Résultats de simulation

III.1.1.1 Commande à vide et en charge :

Commençant par le fonctionnement à vide puis l'application d'un couple résistant $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1.5\text{s}$, avec $K_1 = 10^6$, $K_2 = 250$ et $K_3 = 80$ (Coefficients du OMGOC)

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

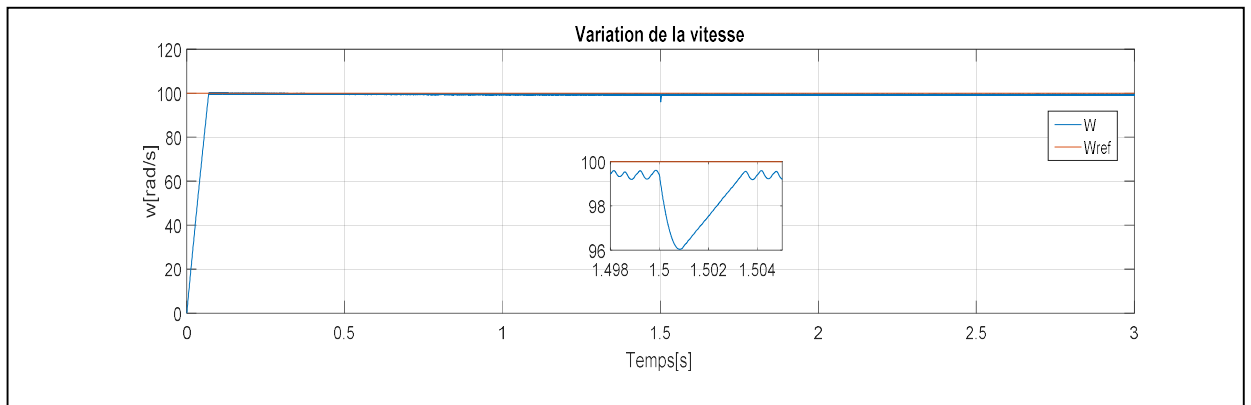


Fig.III.2. La vitesse

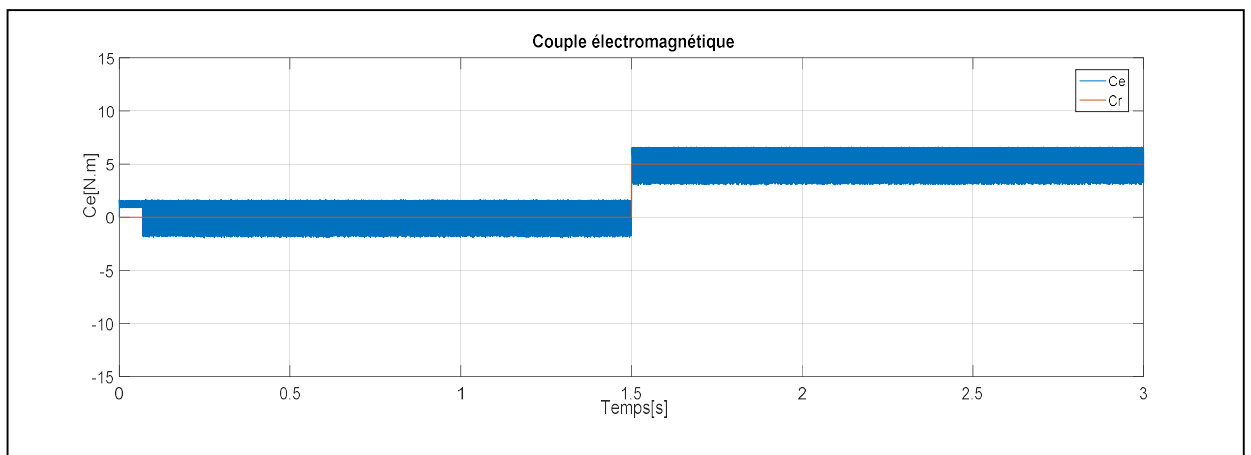
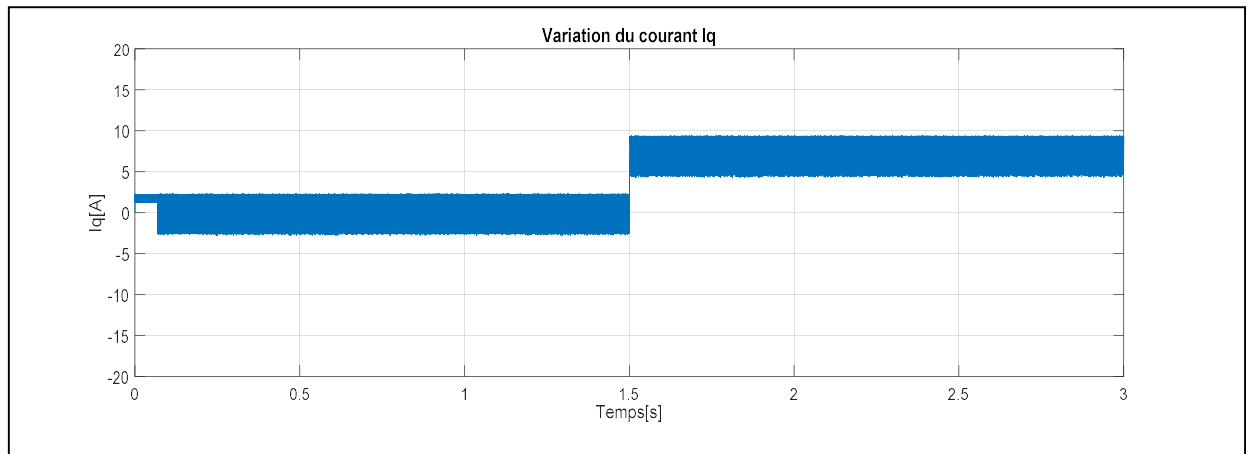
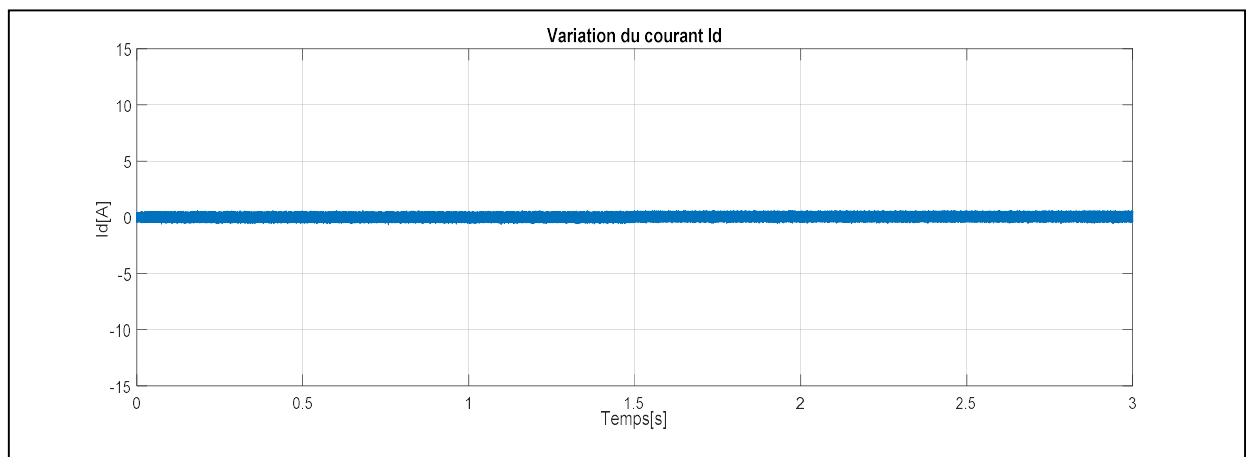
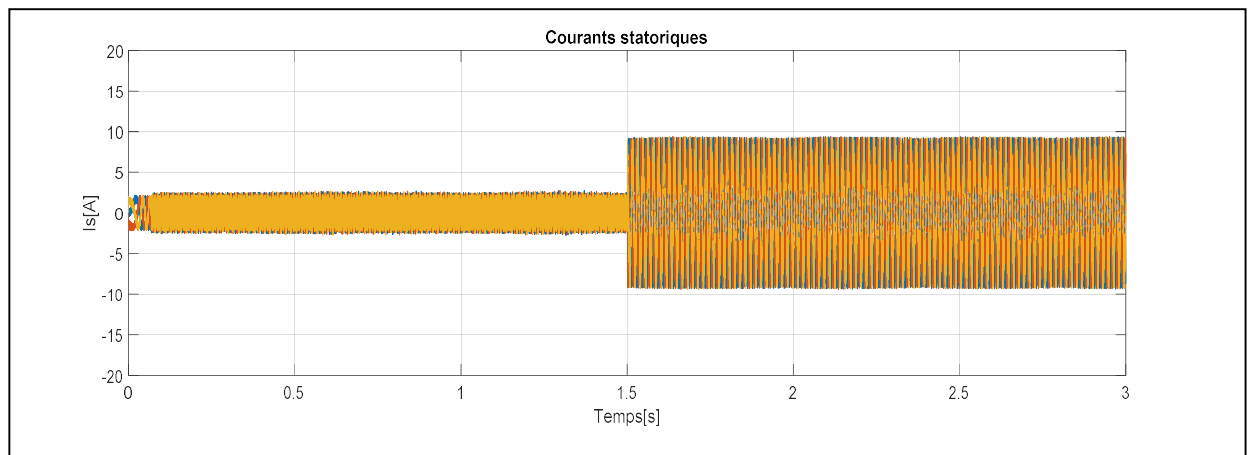
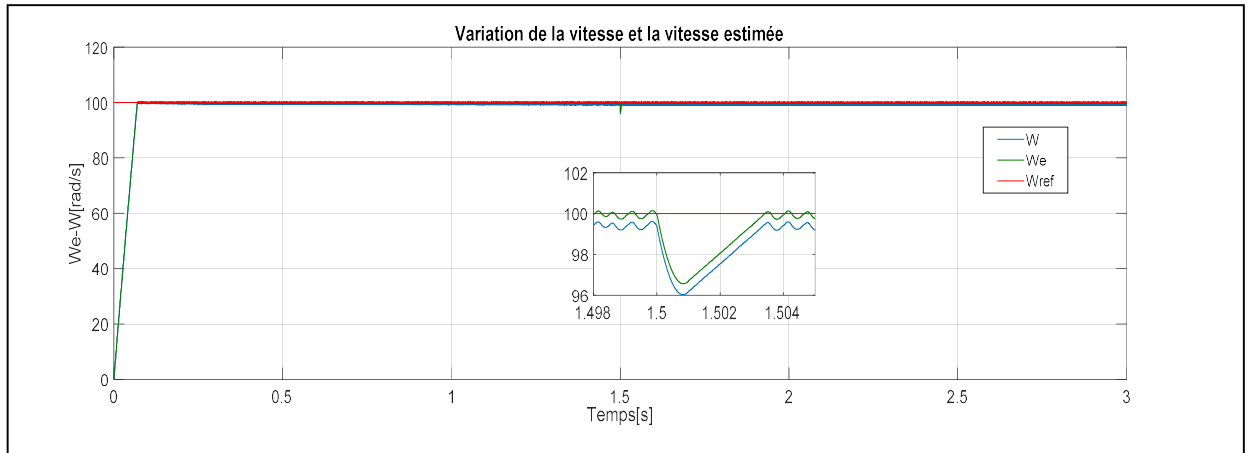
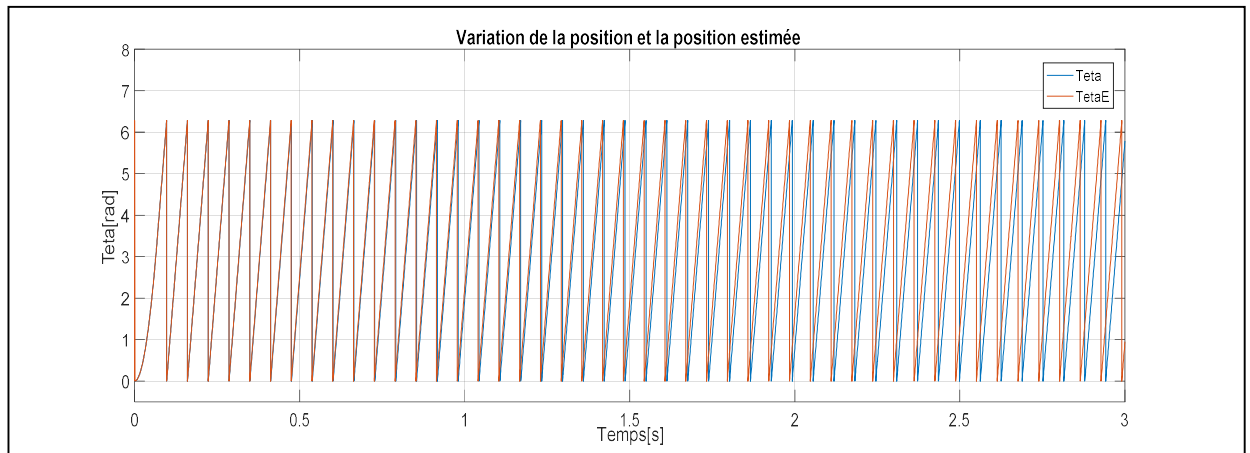


Fig.III.3 Le couple électromagnétique à vide et en charge

**Fig;III.4** Le courant quadratique**Fig;III.5** Le courant direct**Fig.III.6** Les courants statoriques.



Fig;III.7 La vitesse et la vitesse estimée



Fig;III.8 La position et la position estimée

III.1.1.2 Inversion du sens de rotation

La simulation commence par une vitesse de référence $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ puis on inverse le sens de rotation avec $\omega_{ref} = -100 \text{ rad/s}$ à l'instant $t = 1.5\text{s}$ avec un couple résistant nul.

Les résultats de simulation sont donnés par les courbes suivantes :

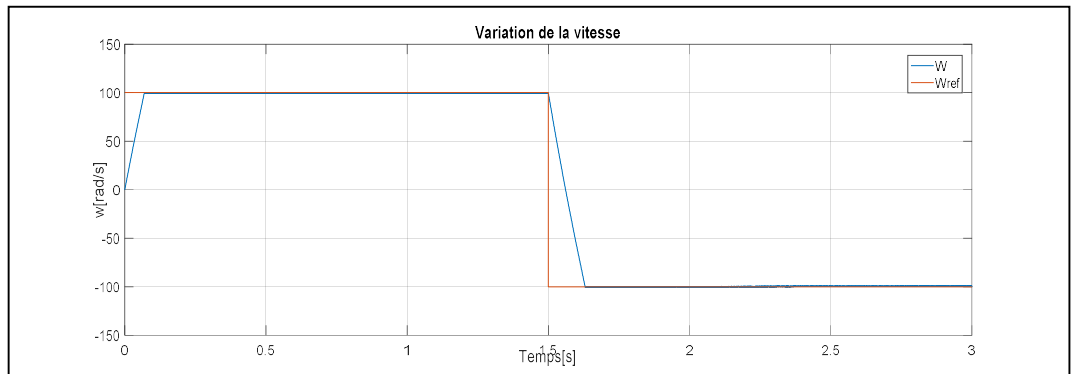


Fig.III.9 La vitesse de rotation à vide dans les deux sens

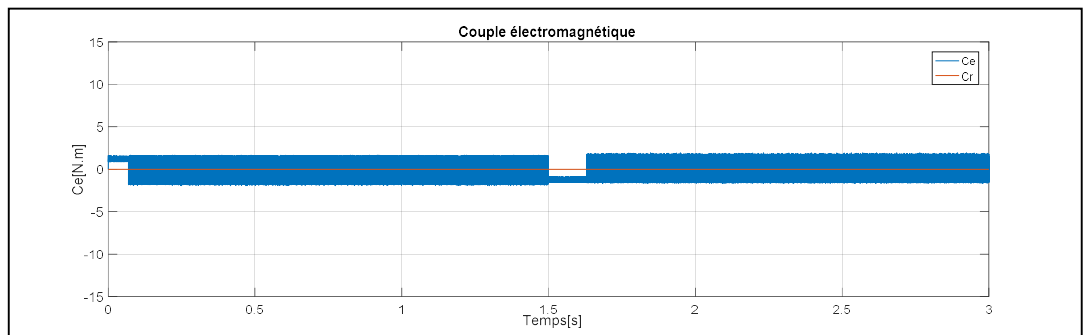


Fig.III.10 Le couple électromagnétique dans les deux sens

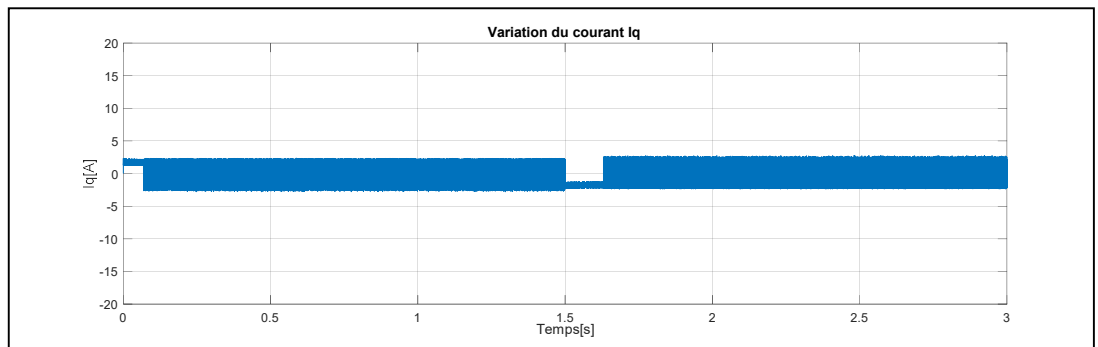


Fig.III.11 Le courant quadratique

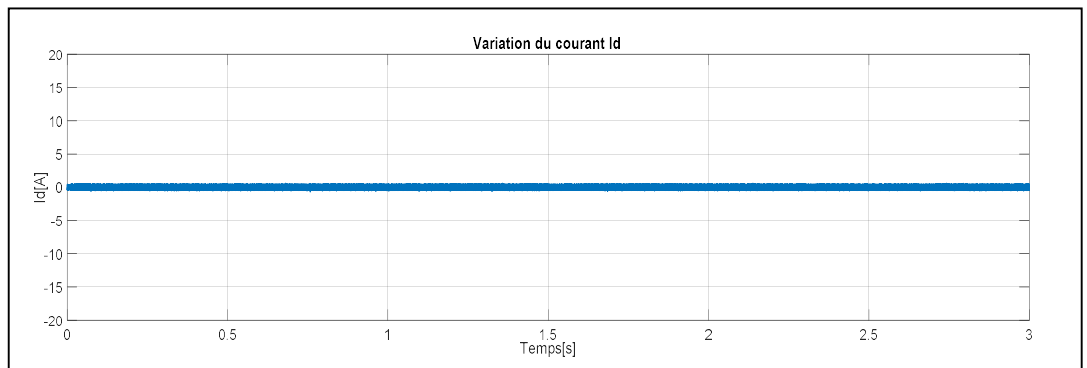


Fig.III.12 Le courant direct

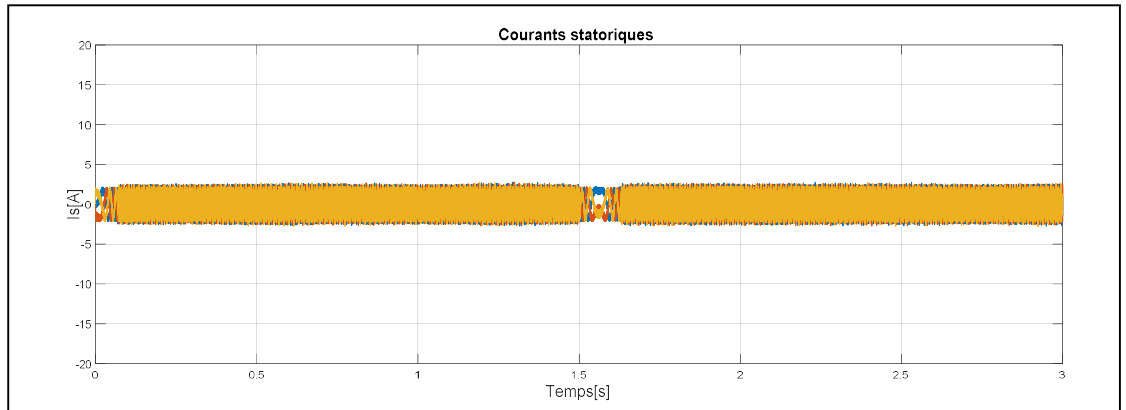


Fig.III.13 Les courants statoriques dans les deux sens

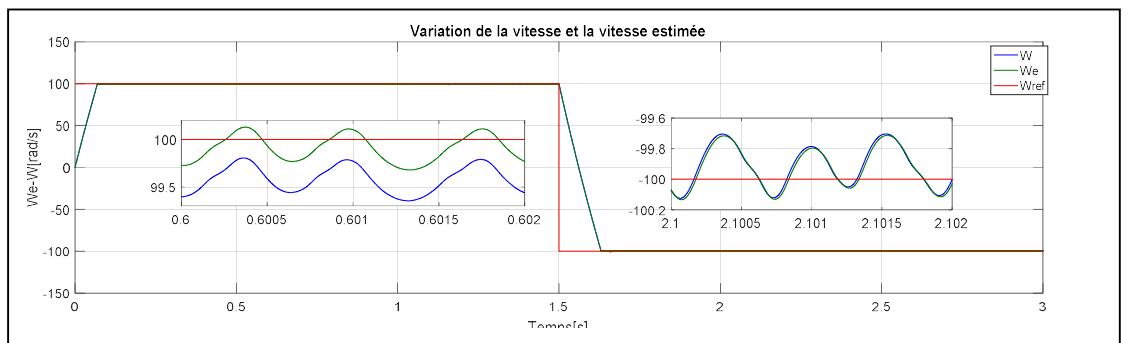


Fig.III.14 La vitesse et la vitesse estimée

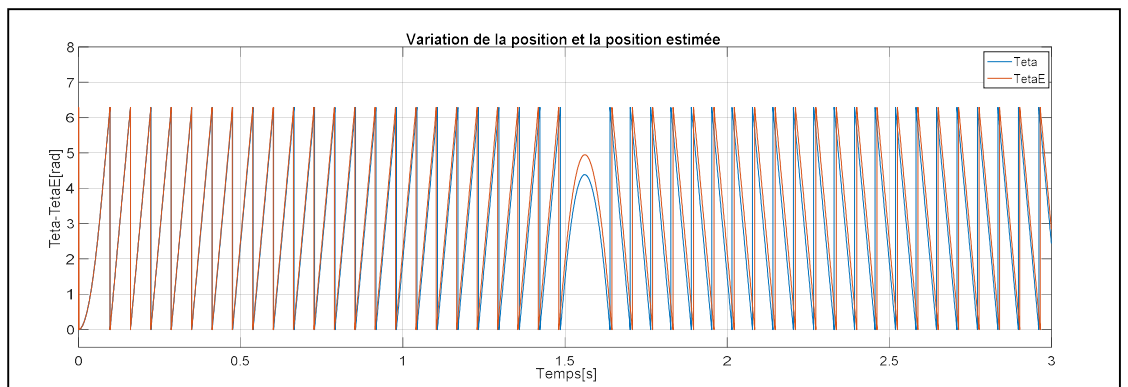


Fig.III.15 La position et la position estimée

III.1.1.3 Variation de la résistance statorique :

Dans le but d'examiner la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre 1 de la MSAP avec d'un OMGOC vis-à-vis la variation de la résistance statorique on reprend la simulation en considérant 75% de la résistance statorique R_s , la simulation commence à

vide puis en charge à partir de l'instant $t = 1.5s$ avec un couple résistant $C_r = 5 N.m$ ce que nos donne les résultats suivants :

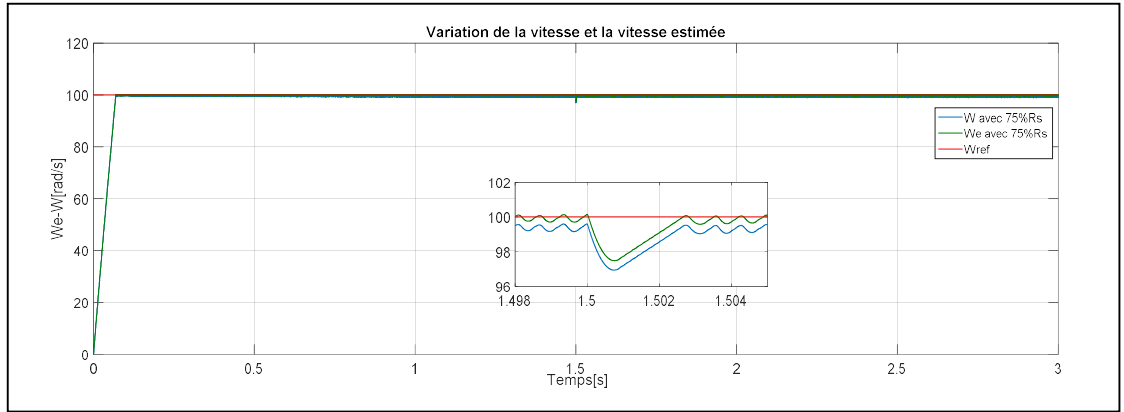


Fig.III.16 La vitesse et la vitesse estimée avec 75% de R_s

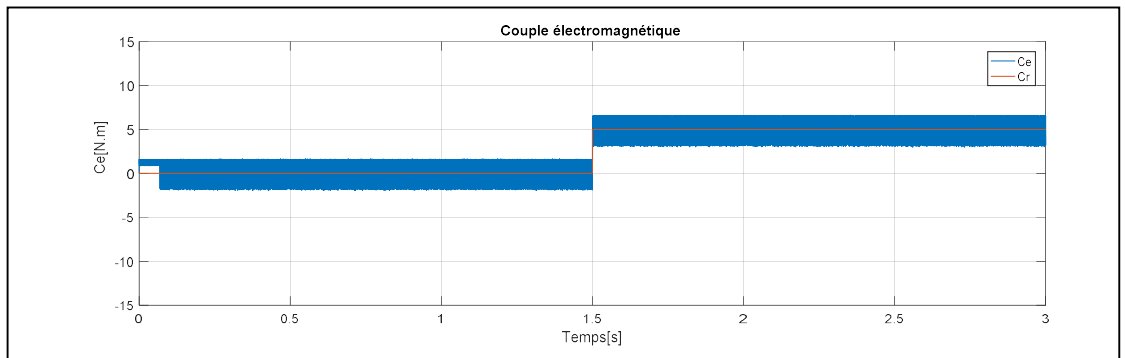


Fig.III.17. Couple électromagnétique avec 75% de R_s

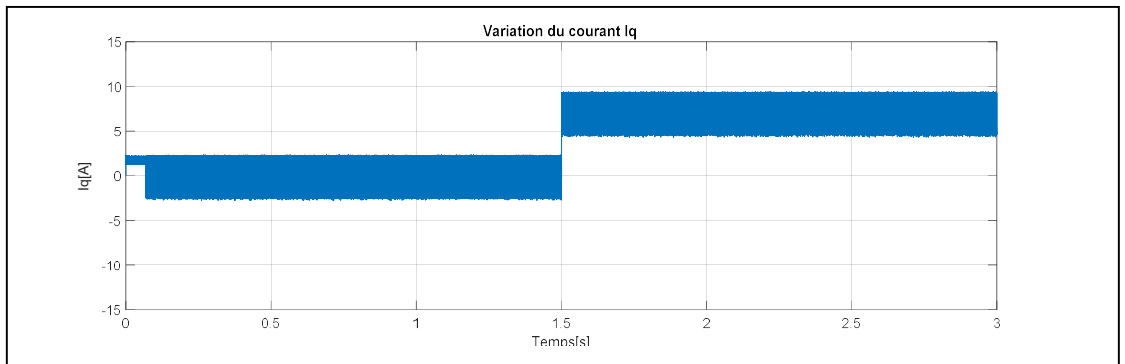


Fig III.18 Le courant quadratique avec 75% de R_s .

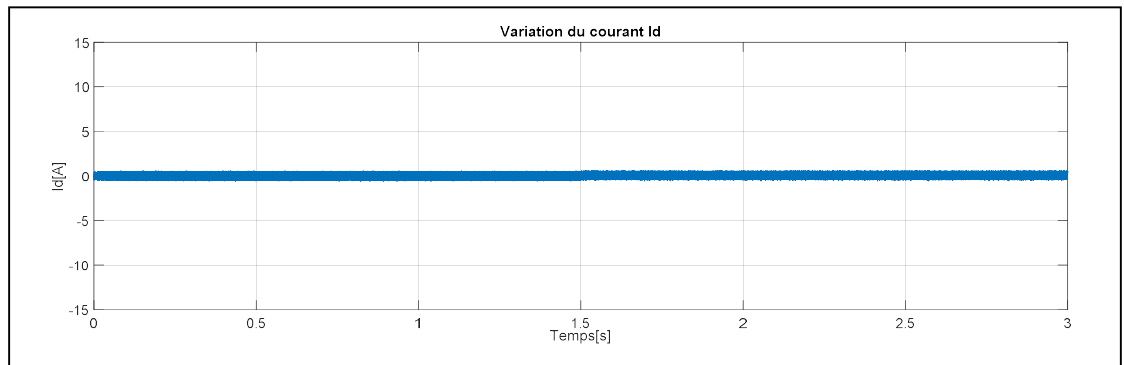


Fig.III.19 Le courant direct avec 75% de R_s

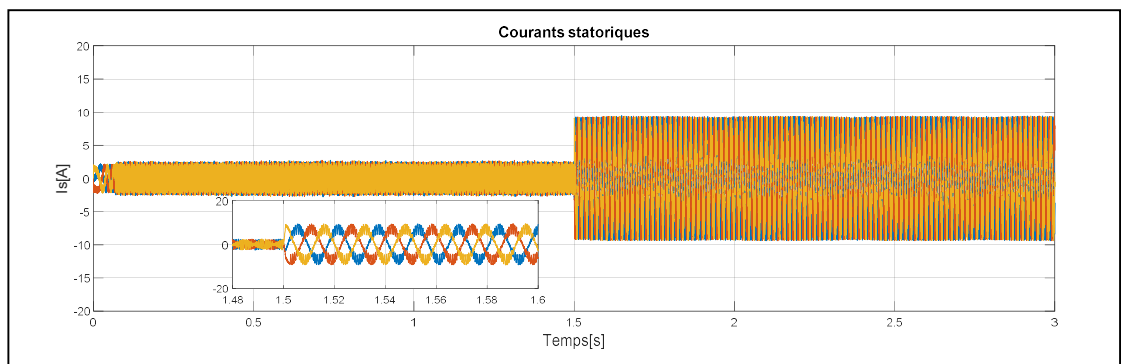


Fig.III.20. Les courants statoriques avec 75% de R_s

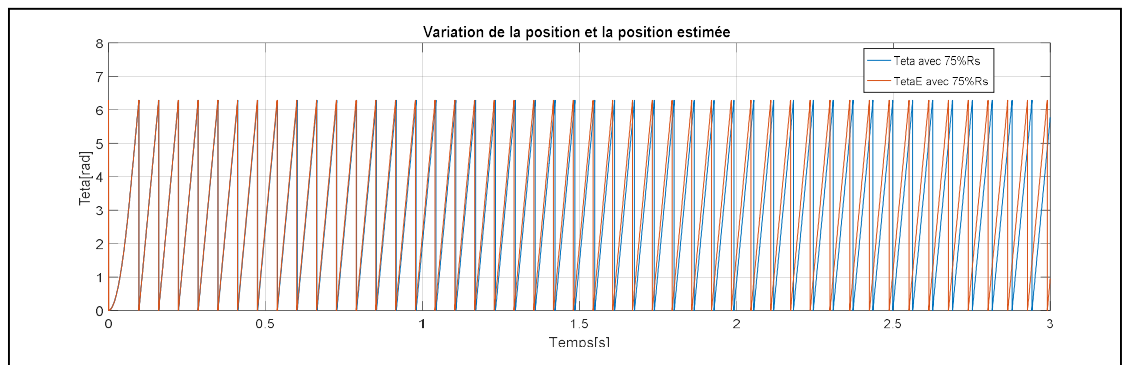


Fig.III.21. La position et la position estimée avec 75% de R_s

Maintenant la valeur de la résistance qui sera prise est égale à 125% de R_s et avec les mêmes conditions de fonctionnement à vide et en charge, et les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

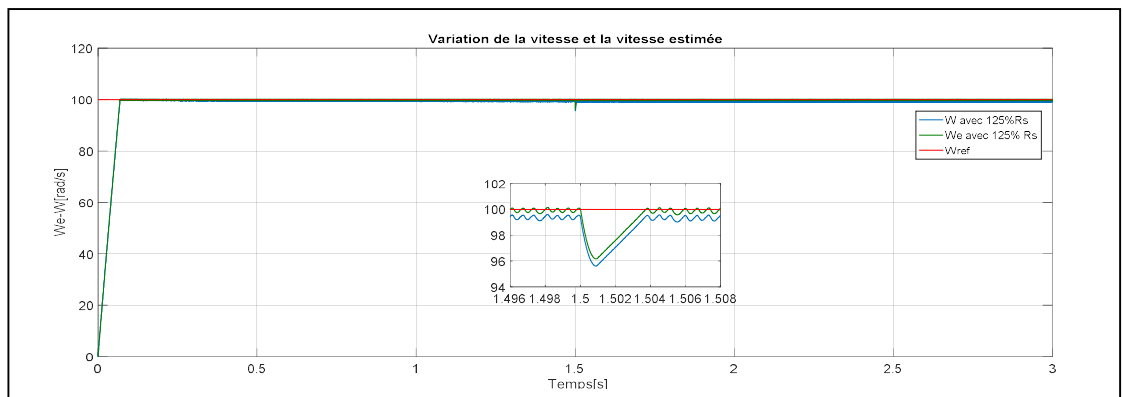


Fig.III.22 Vitesse et vitesse estimée avec 125% de R_s

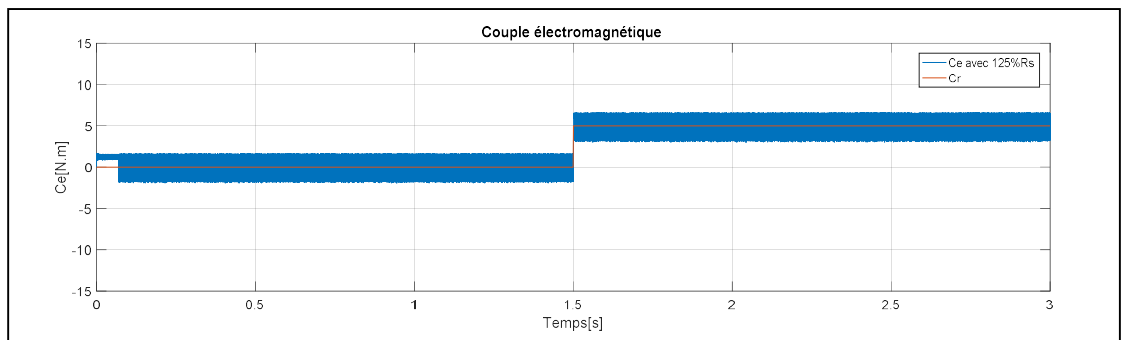


Fig.III.23 Le couple électromagnétique avec 125% de R_s

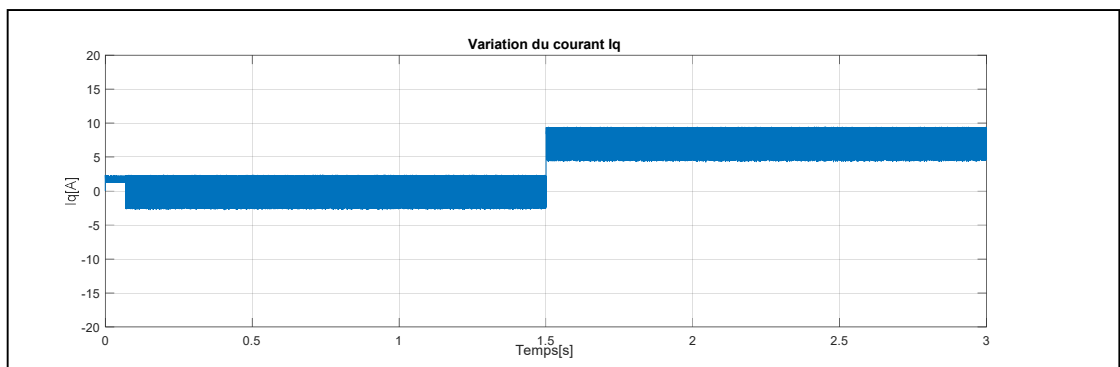


Fig.III.24 Le courant quadratique avec 125% de R_s

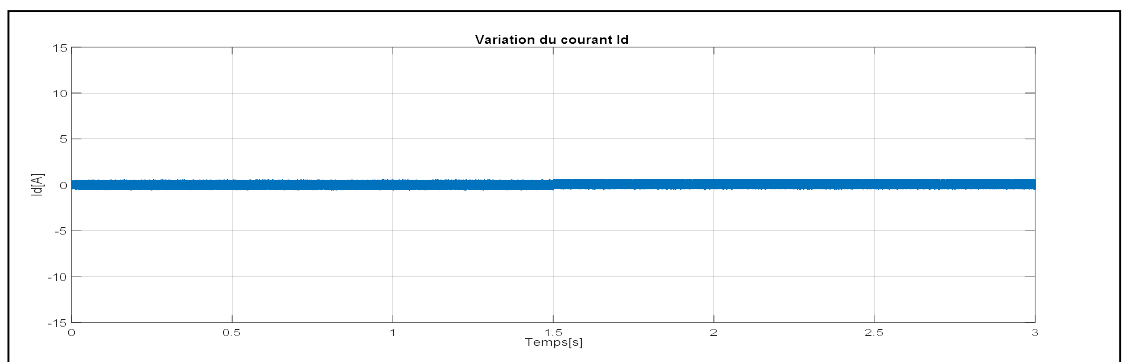


Fig.III.25 Le courant direct avec 125% de R_s

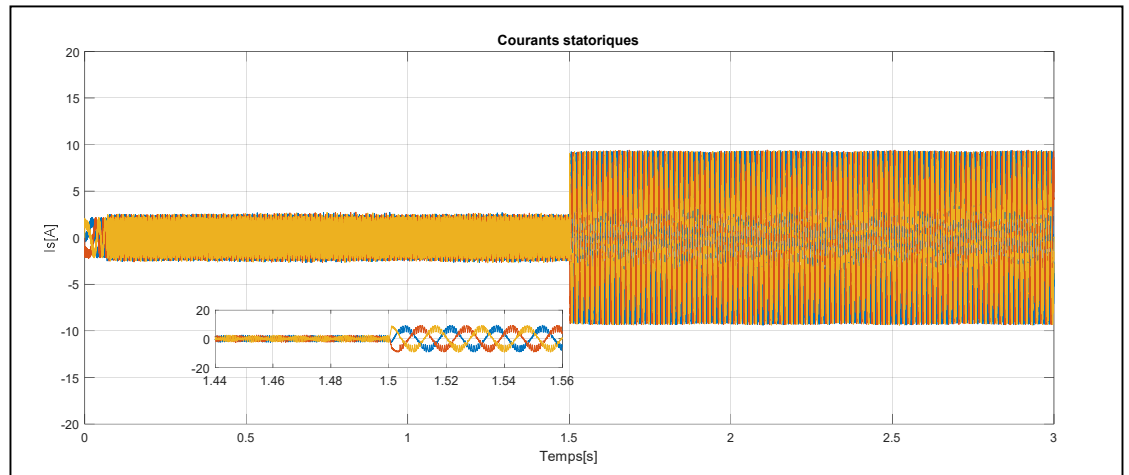


Fig.III.26 Les courants statoriques avec 125% de R_s

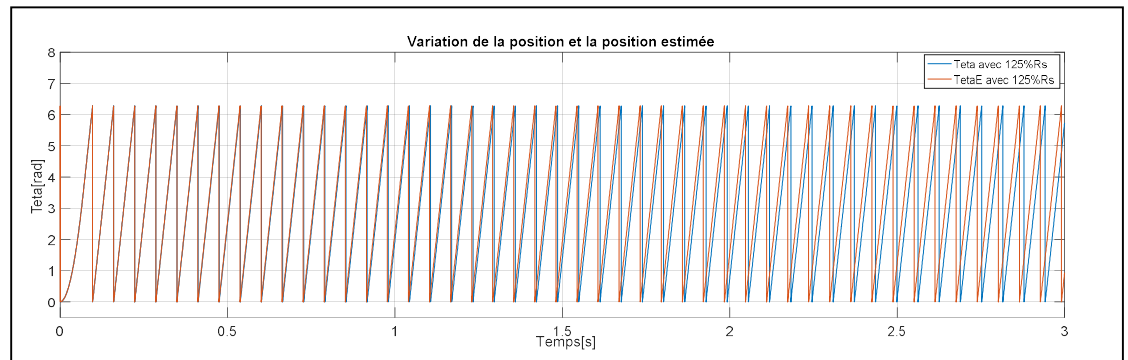


Fig.III.27 La position et la position estimée avec 125% de R_s

III.1.3 Interprétation des résultats :

Les courbes obtenues montrent qu'avec le remplacement du capteur mécanique par un observateur par mode glissant d'ordre complet a permis à la technique de commande par mode glissant classique de la MSAP de maintenir sa performance ont et elle a donné des résultats satisfaisants avec une réponse rapide et une erreur statique très petite pour la régulation de la vitesse.

Dans le test d'inversion de sens de rotation on remarque que les deux vitesses de références dans les deux sens sont atteintes rapidement avec une petite erreur statique.

Le test de robustesse de la commande par mode glissant avec un OMGOC vis-à-vis la variation de la résistance statorique a donné des bons résultats où on remarque des légères différences entre la vitesse avec R_s et 75% de R_s d'une part, et R_s et 125% de R_s d'autre part.

III.2 Commande par mode glissant d'ordre deux d'une MSAP avec un OMGOC :

La commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP via l'observateur par mode glissant d'ordre complet représenté par le système (III.18) sera appliquée en utilisant les deux algorithmes, « Twisting Algorithm » (II.57) et « Super Twisting Algorithm » (II.32), où le schéma blocs du système de commande est représenté par la figure (Fig.III.28):

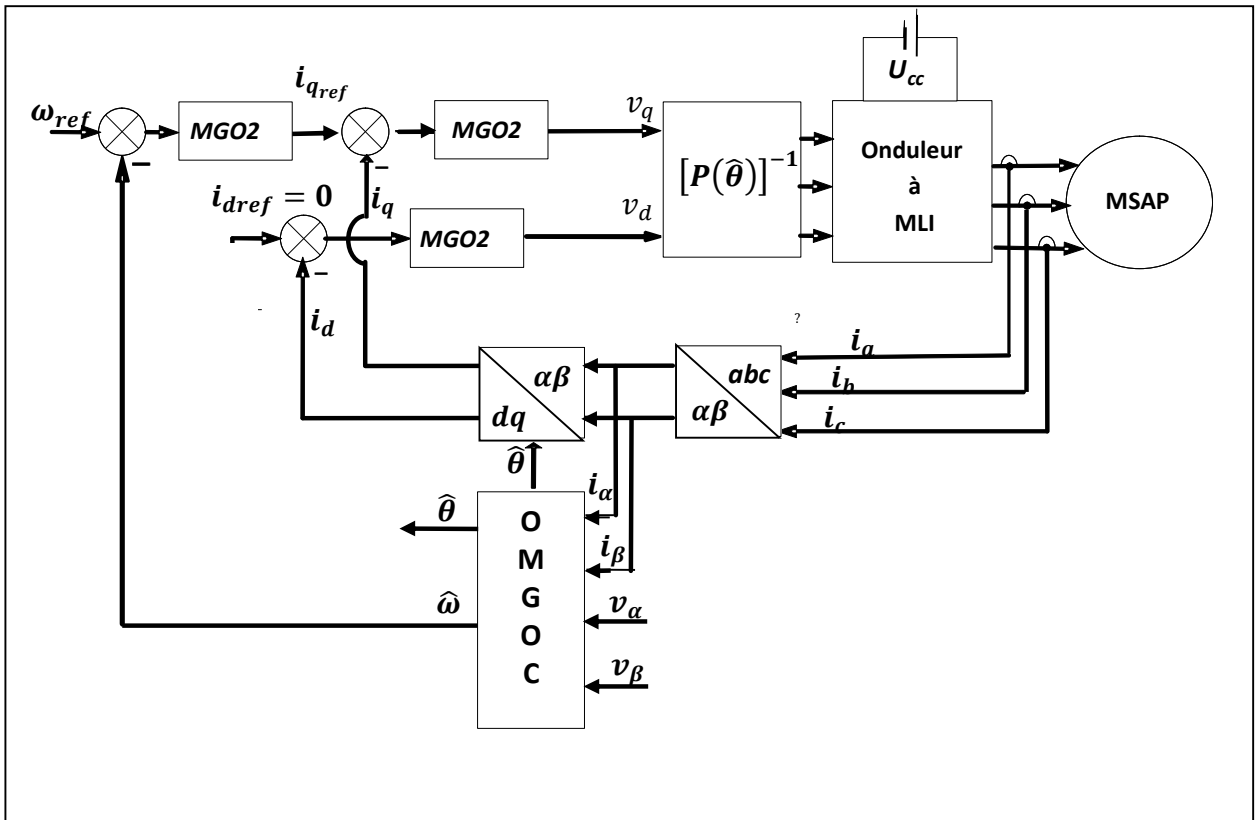


Fig.III.28 Schéma blocs de la commande par mode glissant d'ordre deux via OMGOC

III.2.1 Commande par mode glissant d'ordre 2 via «Twisting Algorithm »:

La commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP via l'algorithme : « Twisting Algorithm », sera soumise aux tests effectués avec la commande par mode glissant d'ordre un où la position du rotor et sa vitesse angulaire sont estimées à l'aide d'un observateur par mode glissant d'ordre complet.

III.2.1.1 Résultats de simulation

III.2.1.1.1 Le fonctionnement à vide et en charge :

Commençant par le fonctionnement à vide puis l'introduction d'un couple résistant $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1.5\text{s}$ avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$.

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

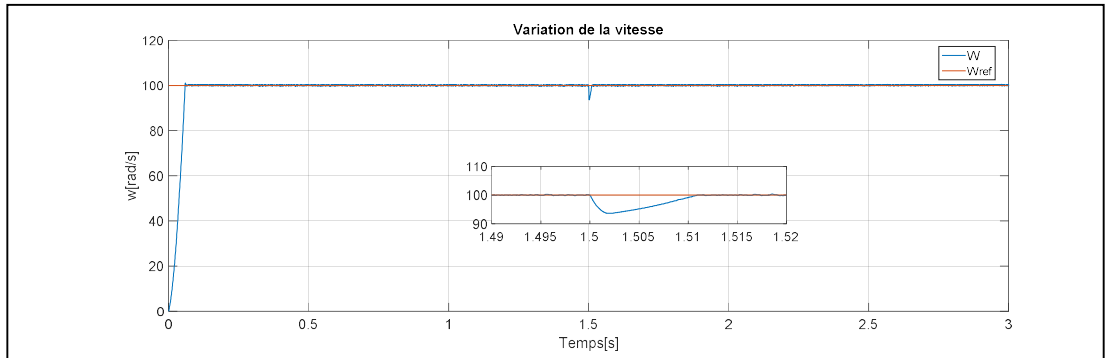


Fig.III.29. La vitesse de rotation

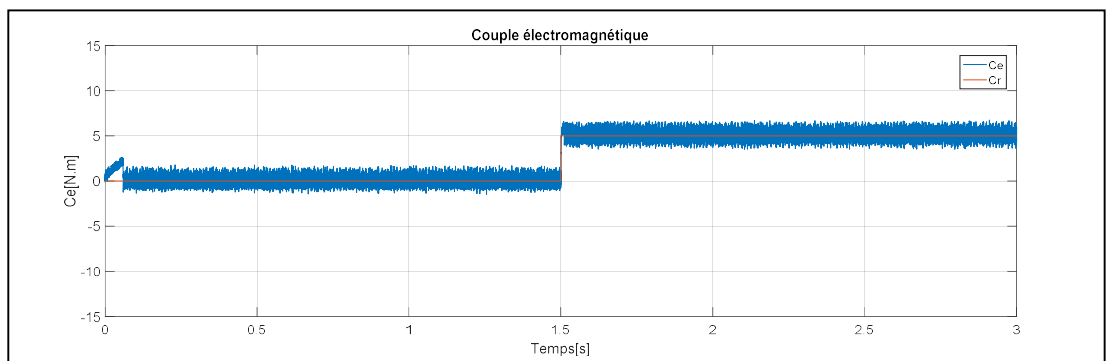


Fig.III.30. Le couple électromagnétique

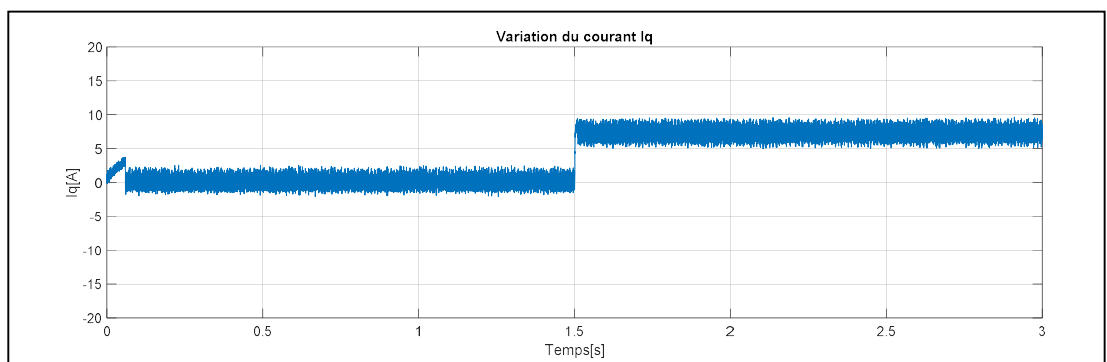


Fig.III.31. Le courant quadratique

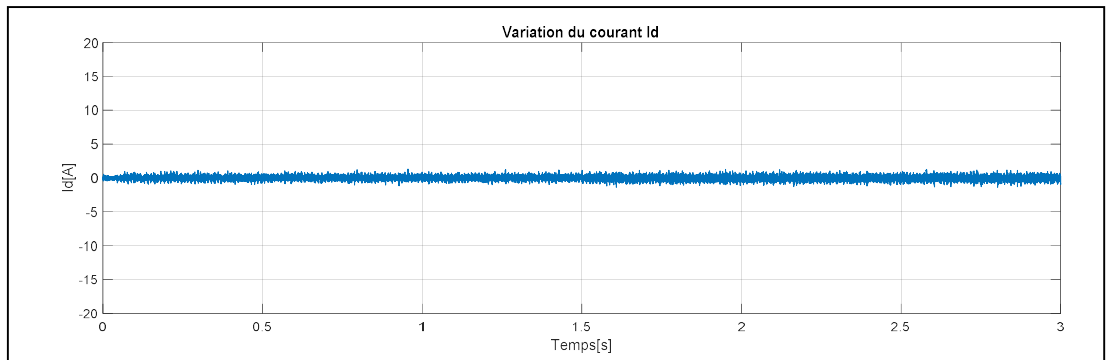


Fig.III. 32. Le courant direct

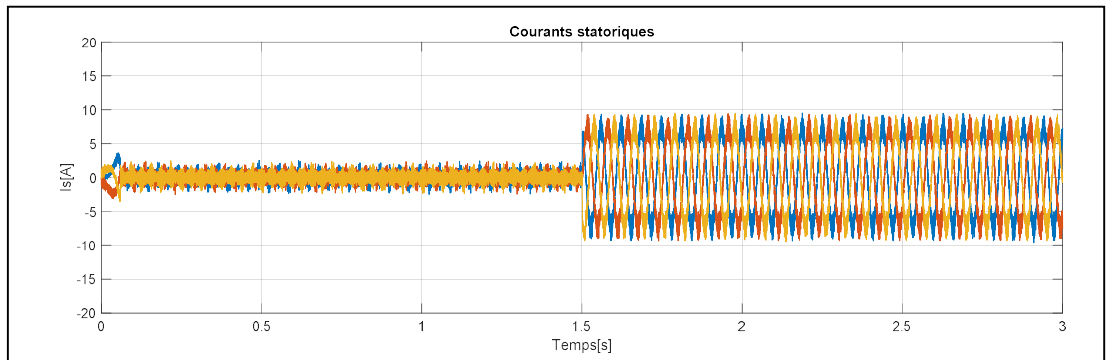


Fig.III.33. Les courants statoriques

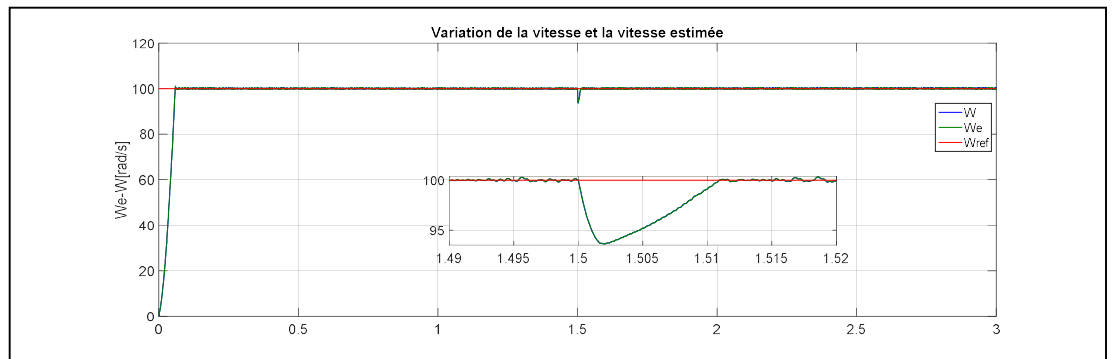


Fig.III.34. La vitesse et la vitesse estimée

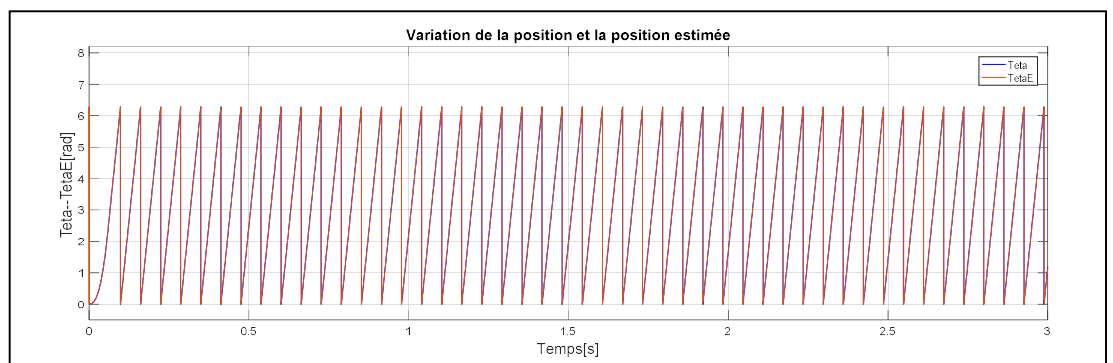


Fig.III.35. La position et la position estimée

III.2.1.1.2 L'inversion du sens de rotation :

La MSAP sera commandée pour tourner dans les deux sens de rotation avec la vitesse de référence $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$, avec fonctionnement à vide où la vitesse et la position angulaires sont obtenues via l'OMGOC et les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

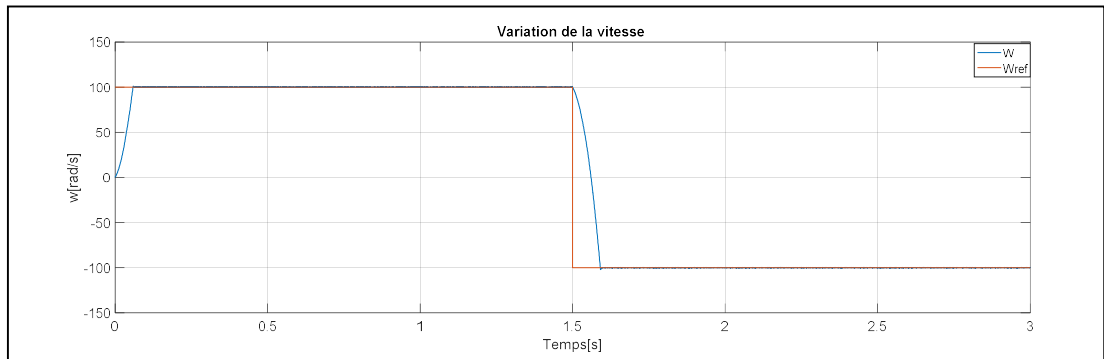


Fig.III.36. La variation de la vitesse dans les deux sens

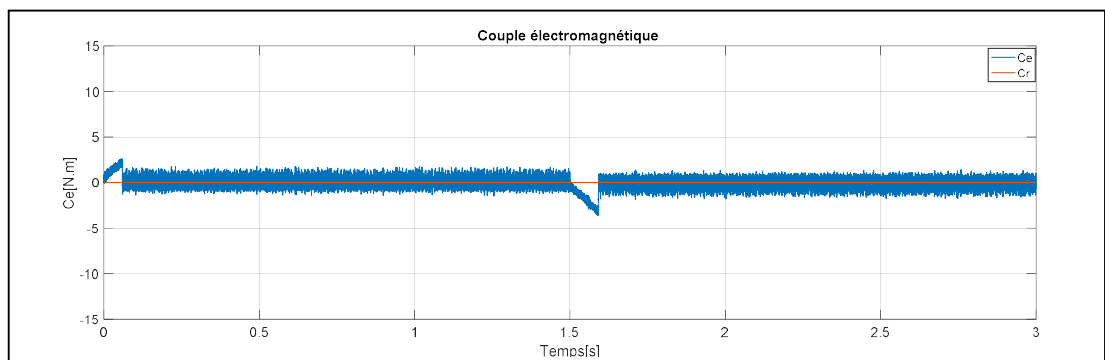


Fig.III.37. Le couple électromagnétique dans les deux sens

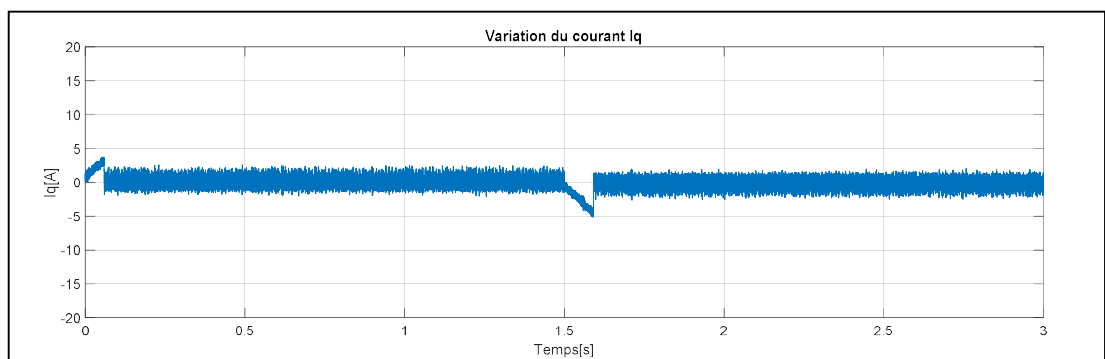


Fig.III. 38. Le courant quadratique dans les deux sens

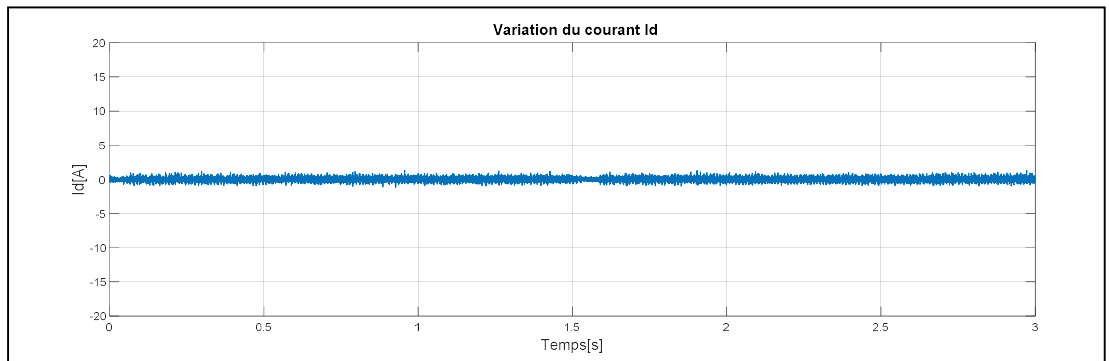


Fig.III. 39. Le courant direct dans les deux sens

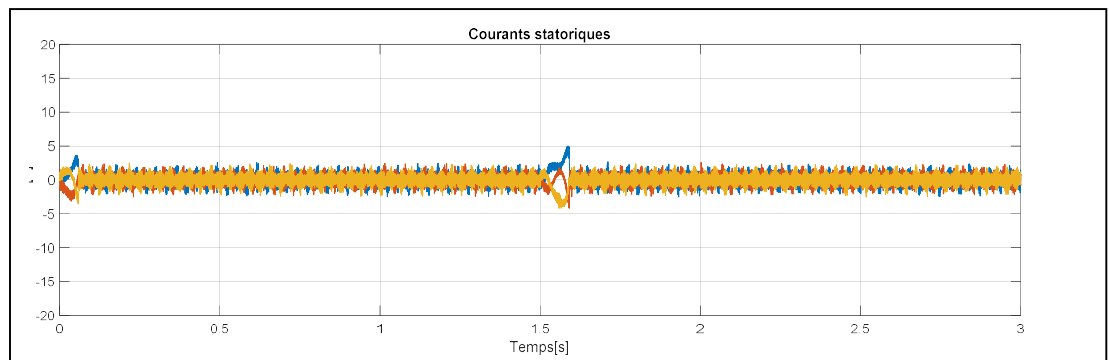


Fig.III.40. Les courants statoriques

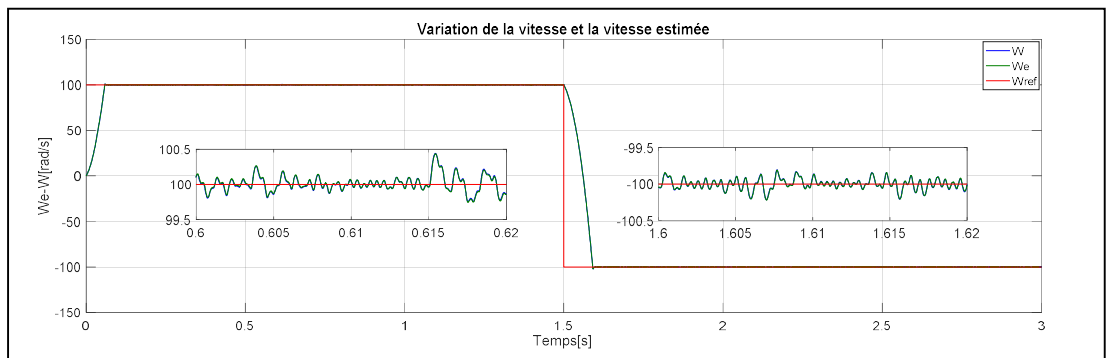


Fig.III.41. La vitesse et la vitesse estimée pour l'inversement de sens

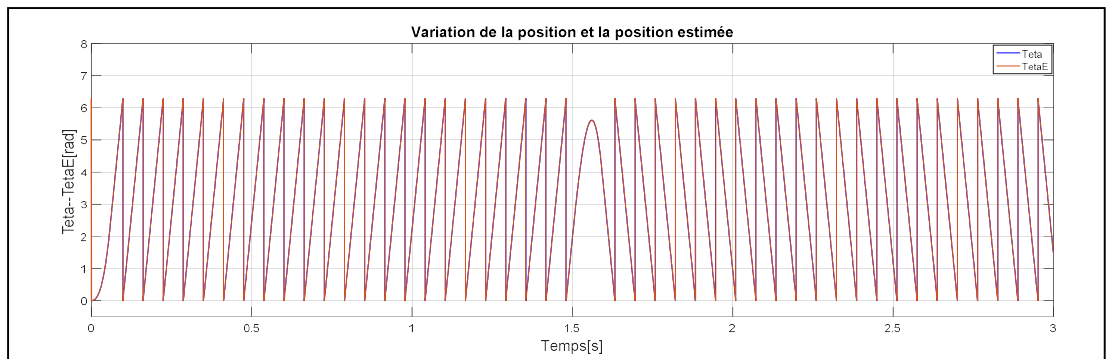


Fig.III.42. La position et la position estimée

III.2.1.1.3 La variation de la résistance statorique

Premièrement la technique de commande avec « Twisting Algorithm » sans capteur mécanique sera appliquée à la MSAP en considérant 75% de R_s , ce que nous donne les résultats suivants :

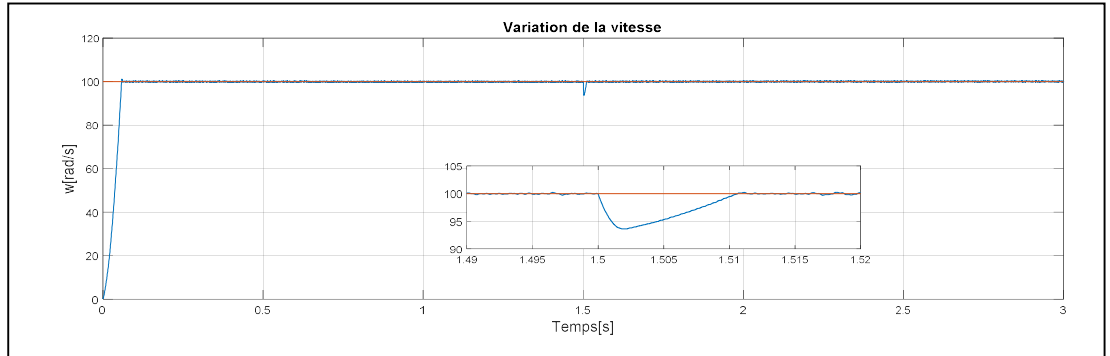


Fig.III.43. La vitesse pour 75% R_s

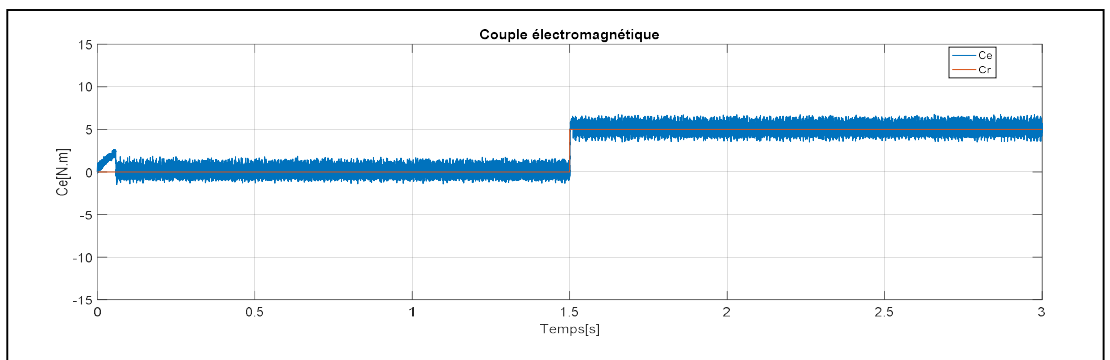


Fig.III.44. Le couple électromagnétique avec 75% de R_s

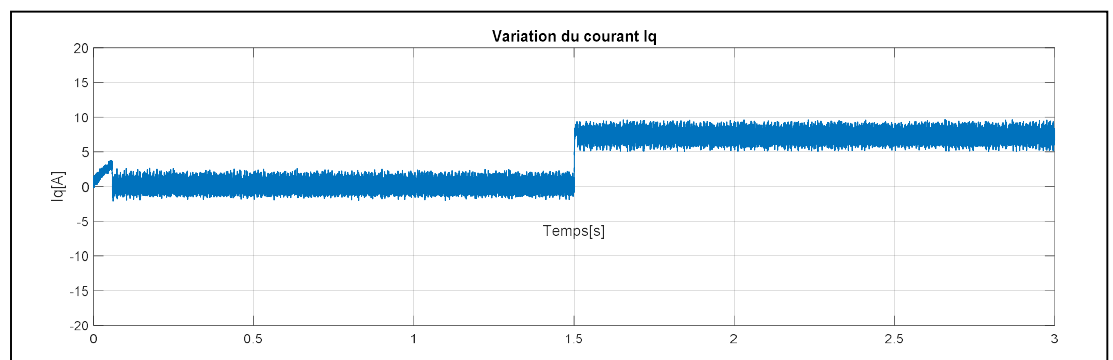


Fig.III.45. Le courant quadratique avec 75% de R_s

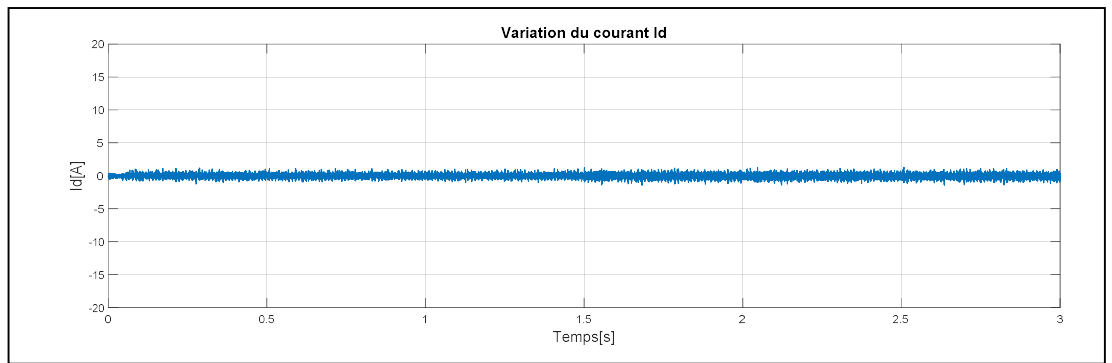


Fig.III.46. Le courant direct avec 75% de R_s

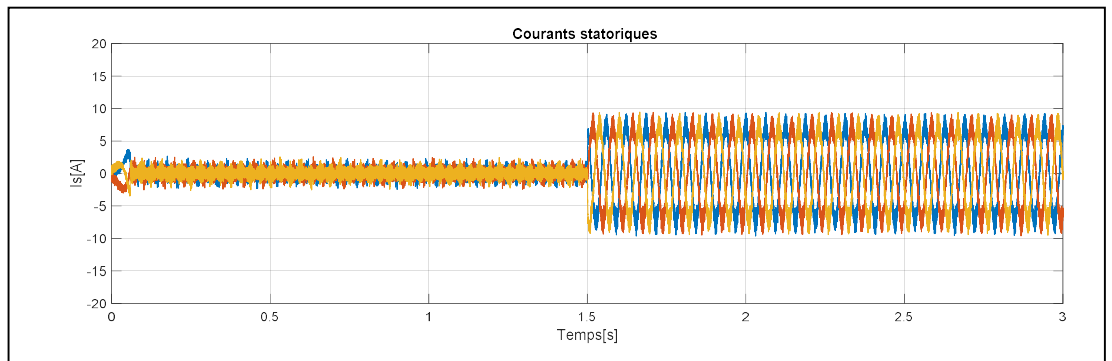


Fig.III.47. Les courants statoriques pour 75% de R_s

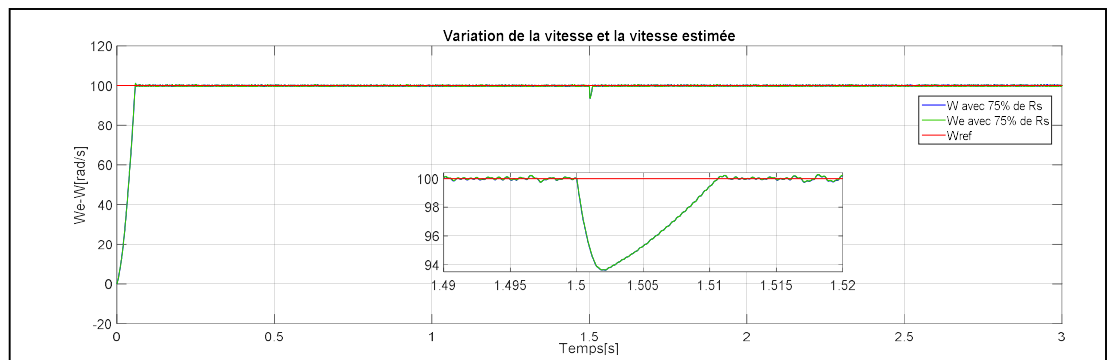


Fig.III.48. La vitesse et la vitesse estimée avec 75% de R_s

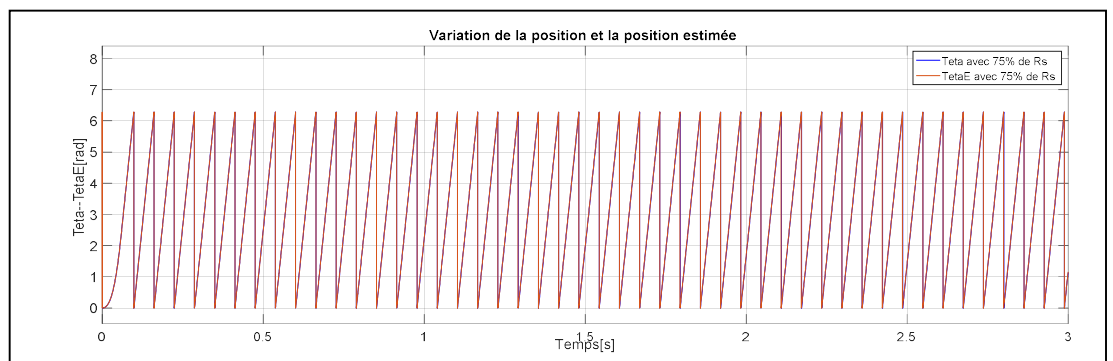


Fig.III.49. La position et la position estimée avec 75% de R_s

Passant maintenant à prendre 125% de R_s lors de l'application de la commande par mode glissant d'ordre deux avec l'OMGOC, et le fonctionnement de la MSAP à vide où $C_r = 0 \text{ N.m}$ et en charge avec $C_r = 5 \text{ N.m}$ et une vitesse de référence $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$.

Les résultats de simulation sont représentés par les figures suivantes :

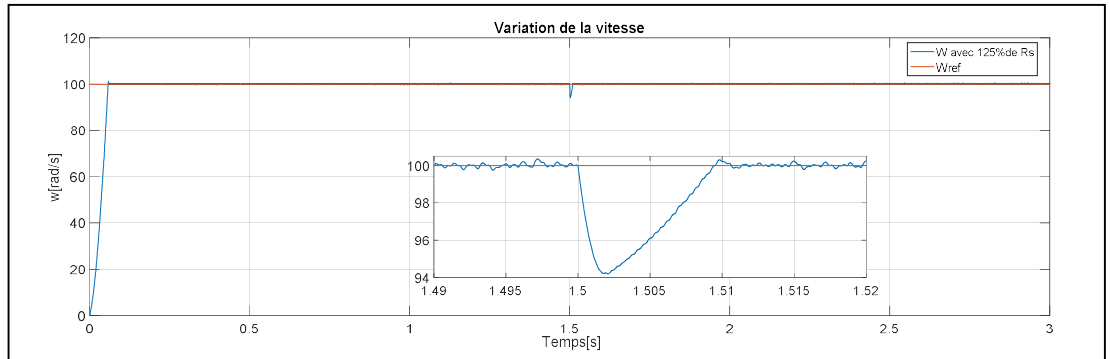


Fig.III.50. La vitesse avec 125% de R_s

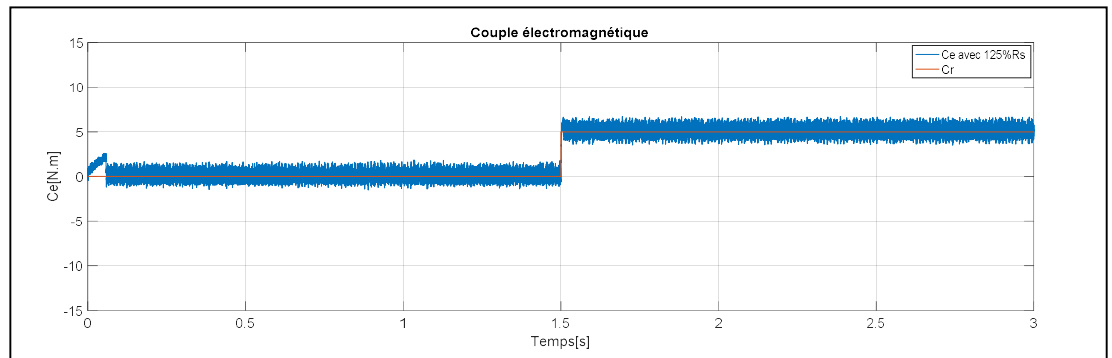


Fig.III.51. Le couple électromagnétique avec 125% R_s

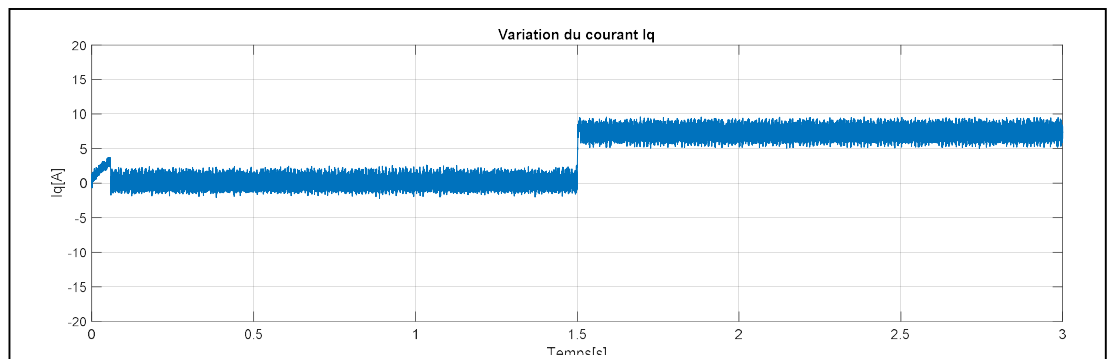


Fig.III.52. Le courant quadratique pour 125% de R_s

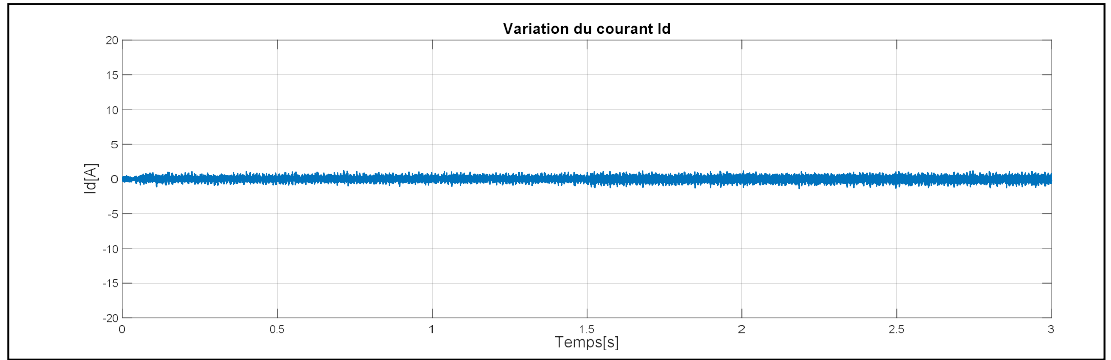


Fig.III.53. Le courant direct pour 125% R_s

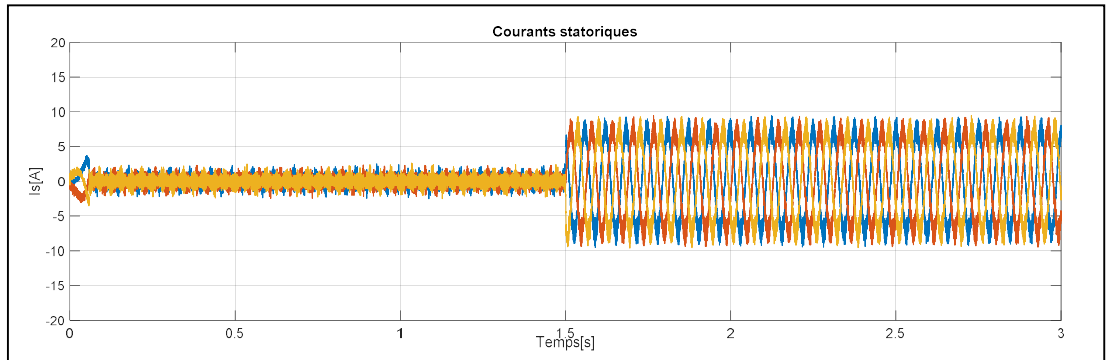


Fig.III.54. Les courants statoriques pour 125% de R_s

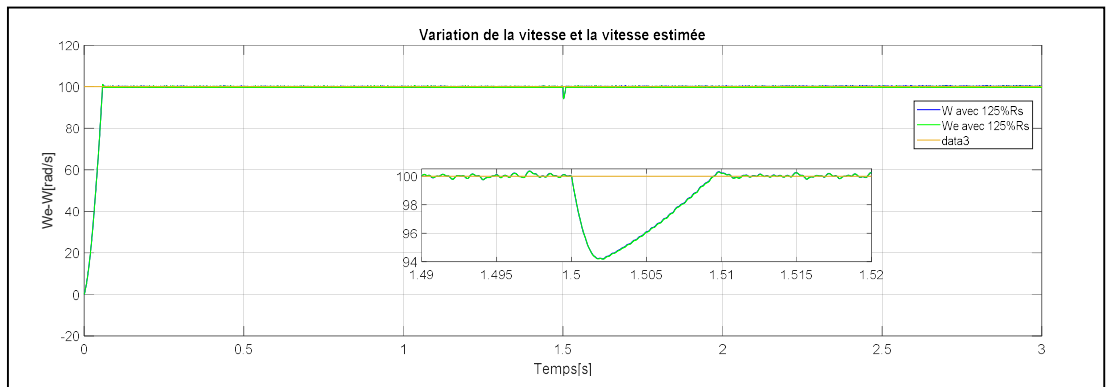


Fig.III.55. La vitesse et la vitesse estimée avec 125% de R_s

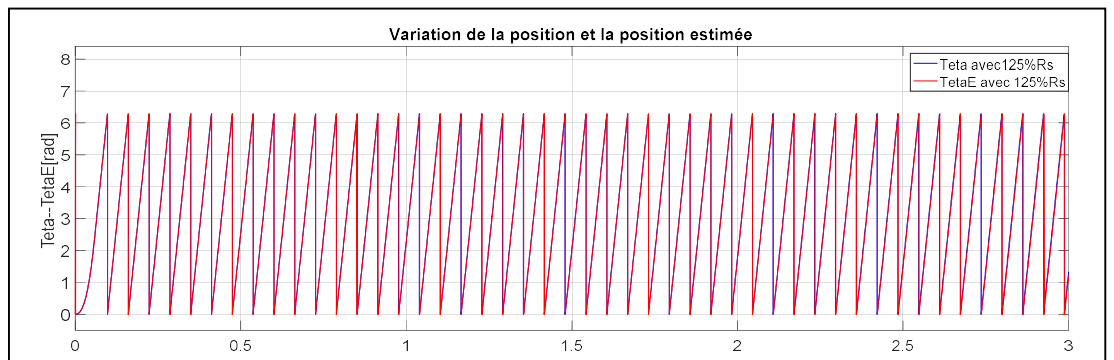


Fig.III.56. La position et la position estimée avec 125% de R_s

III.2.2 Commande par mode glissant d'ordre 2 via «Super Twisting Algorithm »:

La commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP via l'algorithme : « Super Twisting Algorithm », est appliquée à la MSAP associée à un observateur par mode glissant d'ordre complet, où la robustesse de la commande est examinée par les simulations suivantes.

III.2.2.1 Résultats de simulation :

La commande sera examinée à travers les trois tests de robustesse effectués précédemment

III.2.2.1.1 La commande à vide et en charge

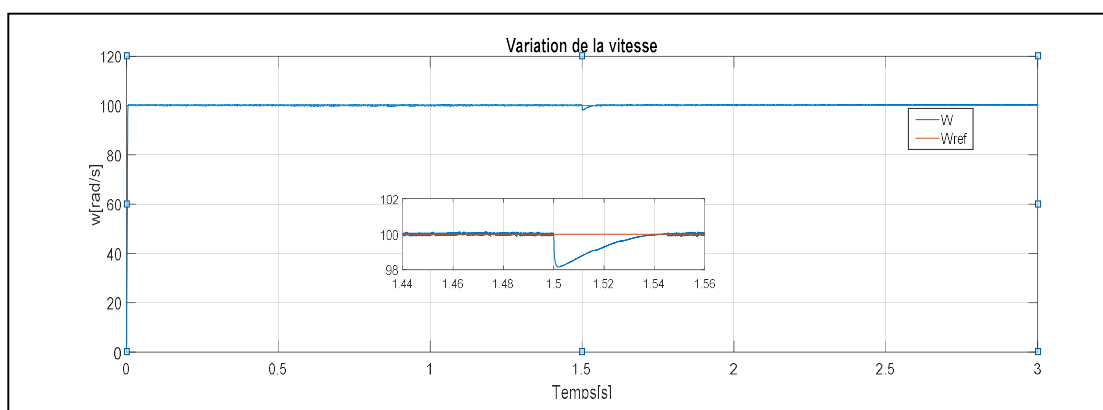


Fig.III.57. La vitesse de rotation

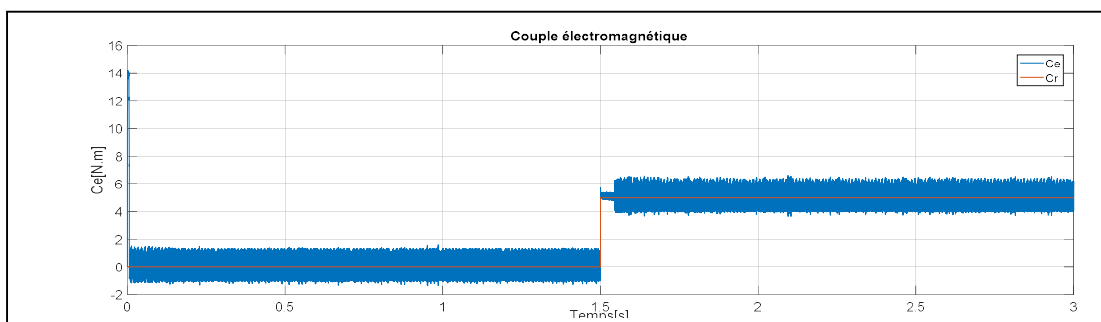


Fig.III.58. Le couple électromagnétique

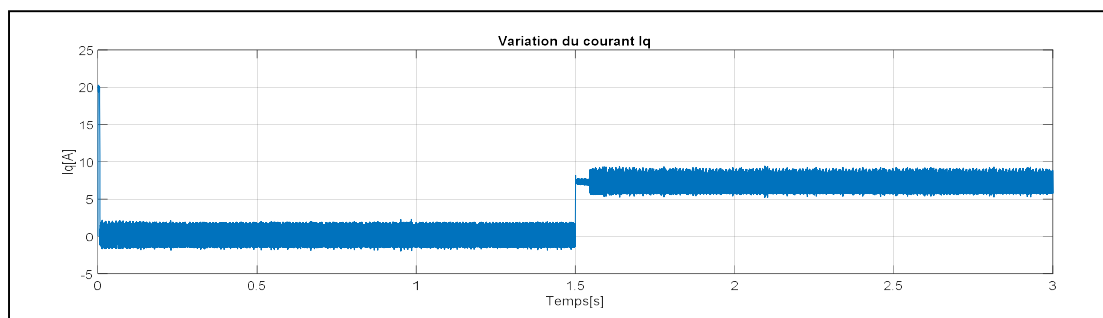


Fig.III.59. Le courant quadratique

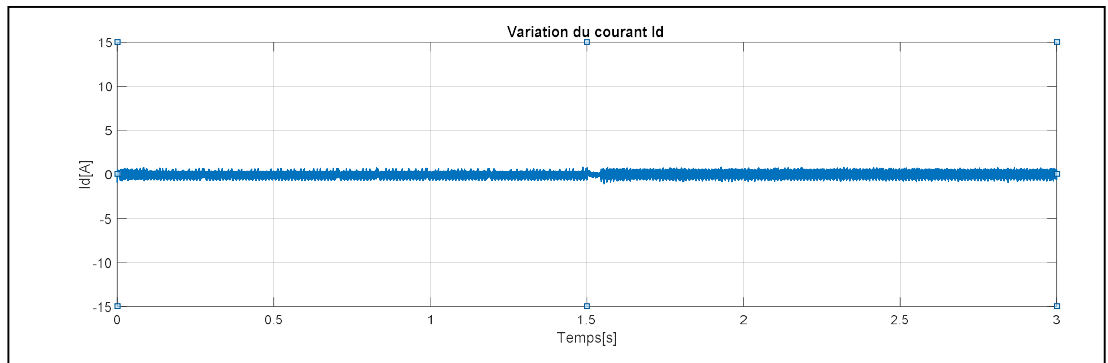


Fig.III.60. Le courant direct

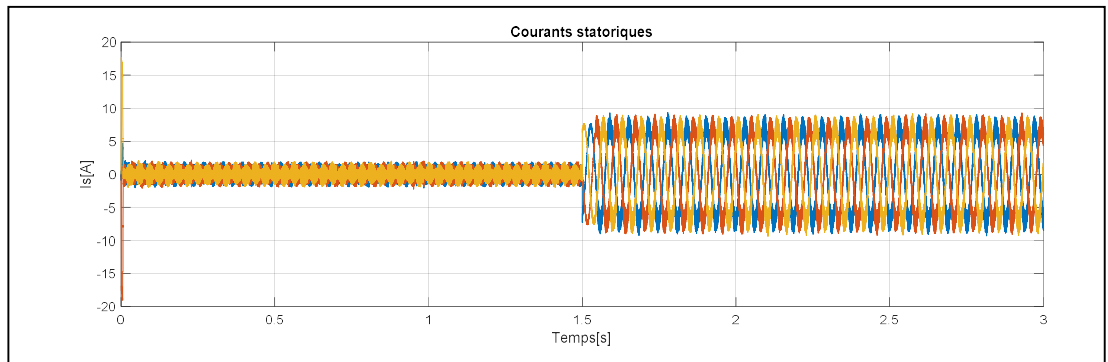


Fig.III.61. Les courants statoriques

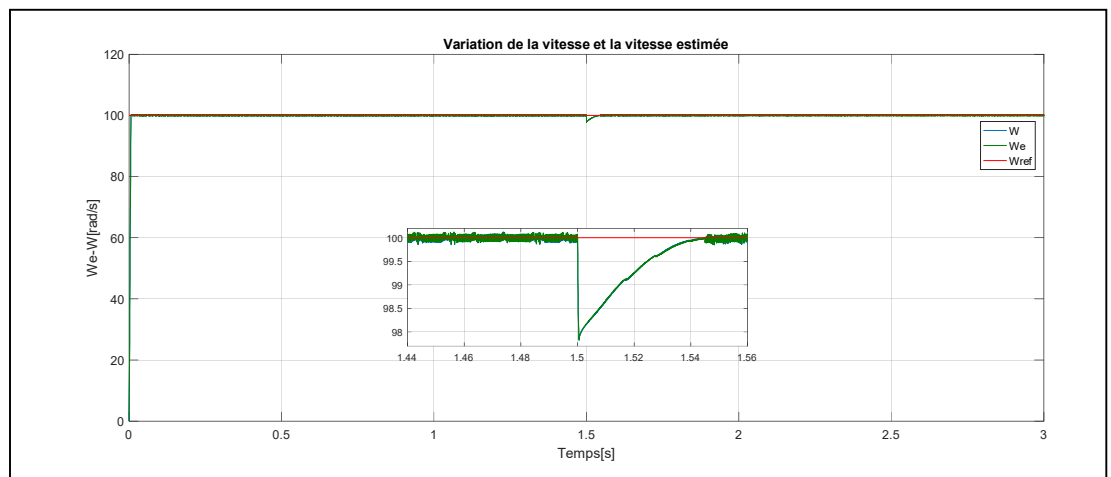


Fig.III.62. Vitesse et vitesse estimée

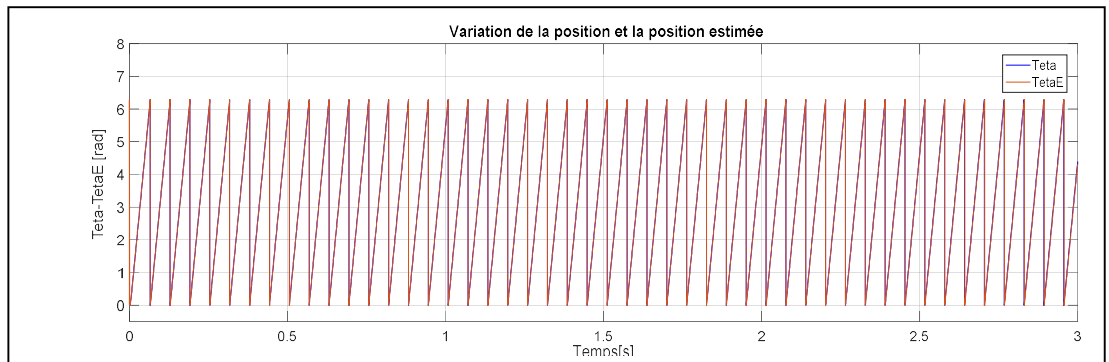


Fig.III.63. Position et position estimée du rotor.

III.2.2.1.2 L'inversion du sens de rotation

Premièrement la machine est commandée pour tourner avec vitesse $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ puis la vitesse $\omega_{ref} = -100 \text{ rad/s}$ avec un couple résistant nul.

Les résultats de simulation qui représentent la variation des différentes grandeurs sont illustrés par les figures suivantes ;

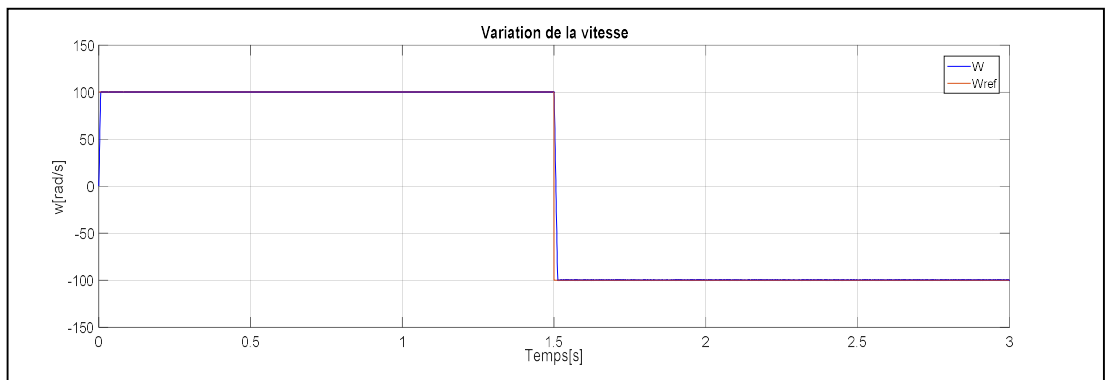


Fig.III.64. La variation de la vitesse pour les deux sens

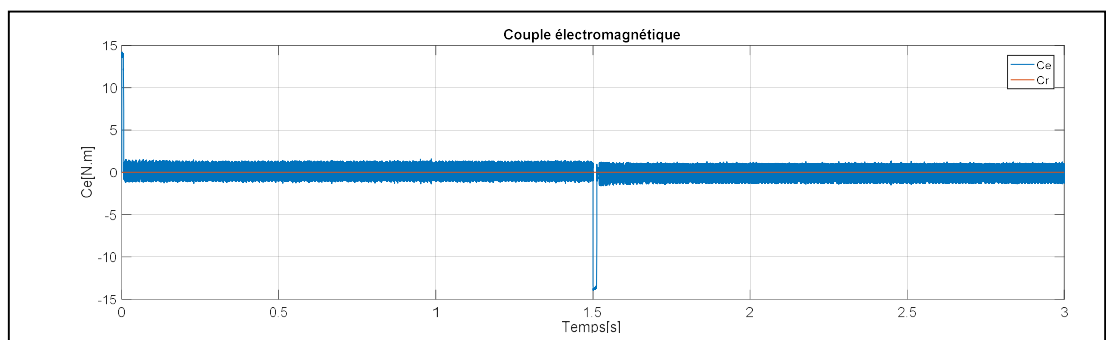


Fig.III.65. Couple électromagnétique pour les deux sens

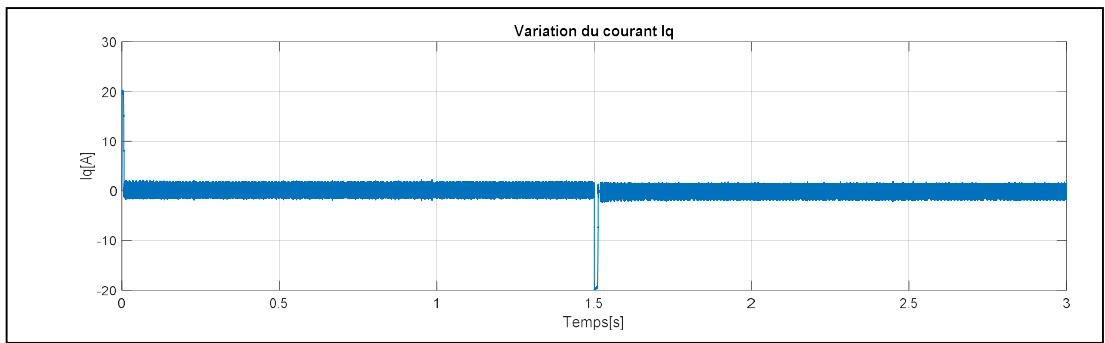


Fig.III.66. Le courant quadratique dans les deux sens

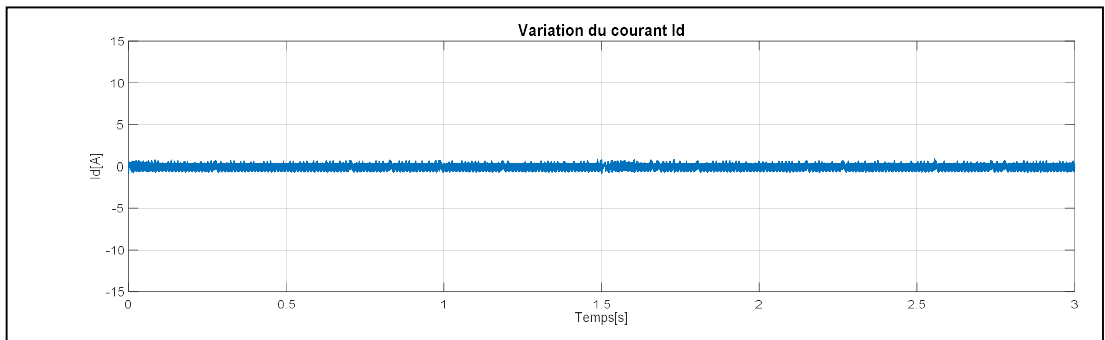


Fig.III.67. Le courant direct pour les deux sens

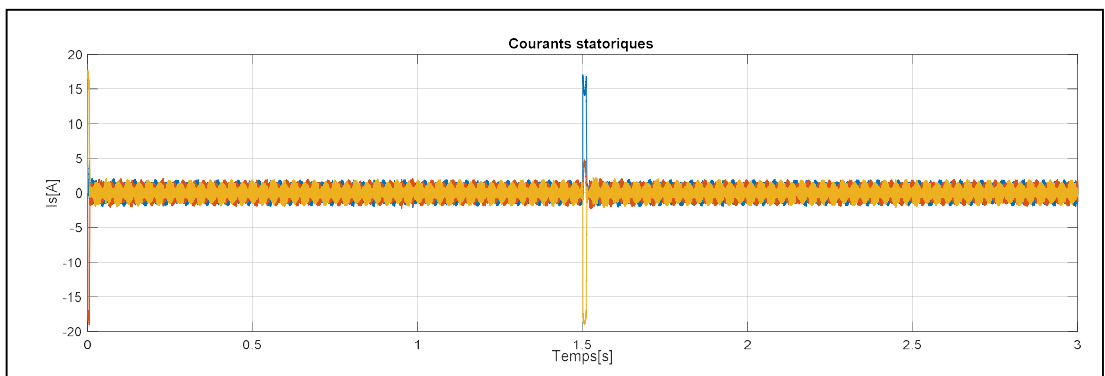


Fig.III.68. Courants statoriques dans les deux sens de rotation

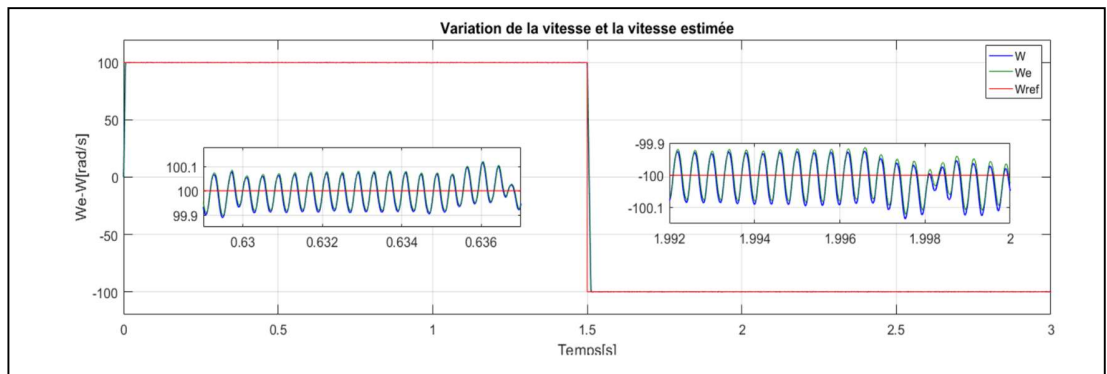


Fig.III.69. Vitesse et vitesse estimée pour les deux sens

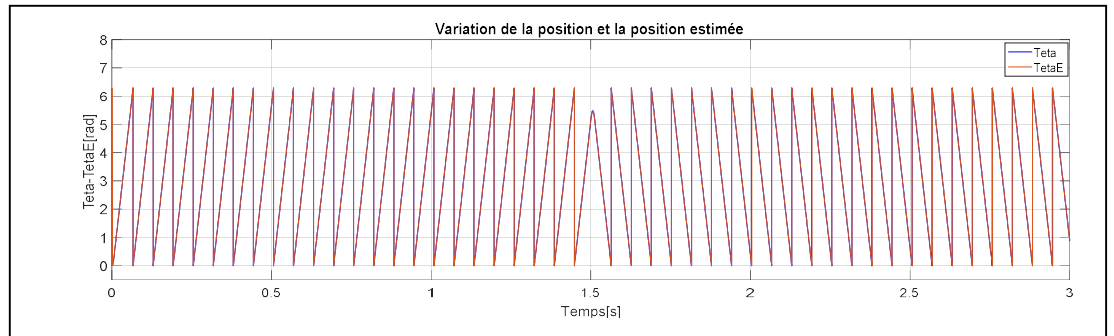


Fig.III.70. La position et position estimée pour les deux sens

III.2.2.1.3 Variation de la résistance statorique

La même technique de commande sera appliquée à la MSAP, mais avec deux valeurs de la résistance statorique, la première est 75% de R_s et la deuxième est 125% de R_s

La simulation commence à vide puis en charge à partir de l'instant $t = 1.5s$ et les résultats de simulation sont représentés par les figures suivantes :

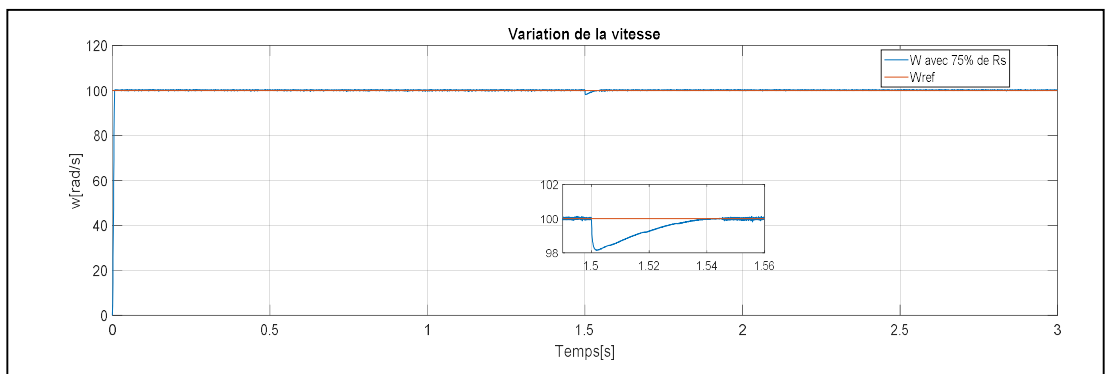


Fig.III.71. La vitesse de rotation pour 75% de R_s

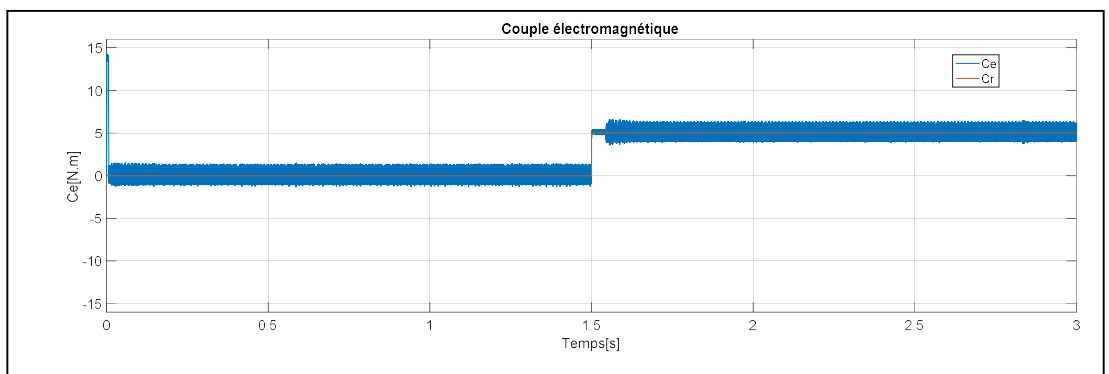


Fig.III.72. Le couple électromagnétique avec 75% de R_s

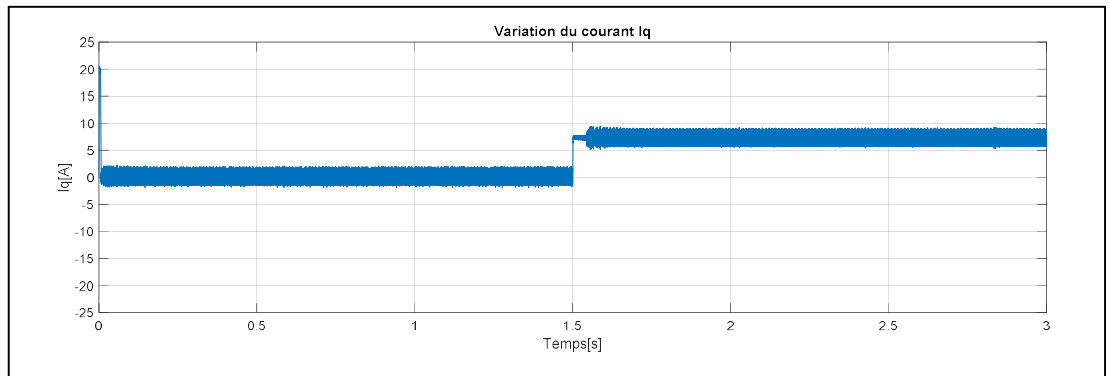


Fig.III.73. Le courant quadratique pour 75% de R_s

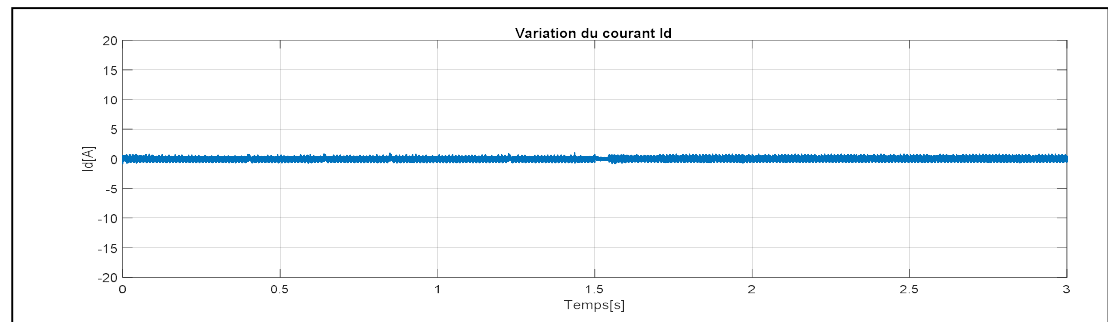


Fig.III.74. Le courant direct pour 75% de R_s

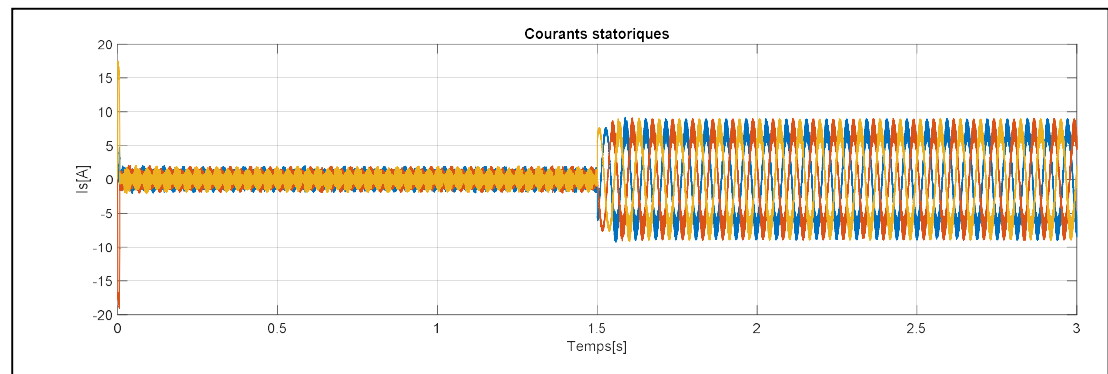


Fig.III.75. Les courants statoriques pour 75% de R_s

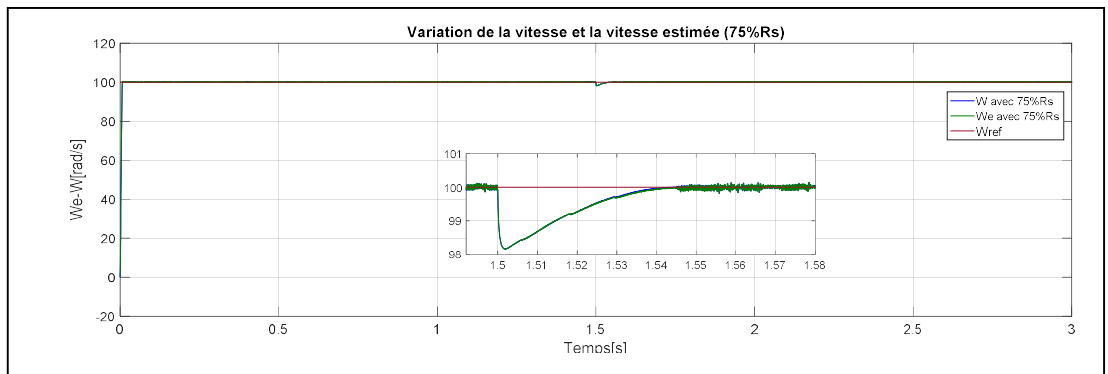


Fig.III.76. La vitesse et la vitesse estimée pour 75% de R_s

Après l'augmentation de la résistance statorique jusqu'à 125% de R_s , les résultats de simulation obtenus sont représentés par les figures suivantes :

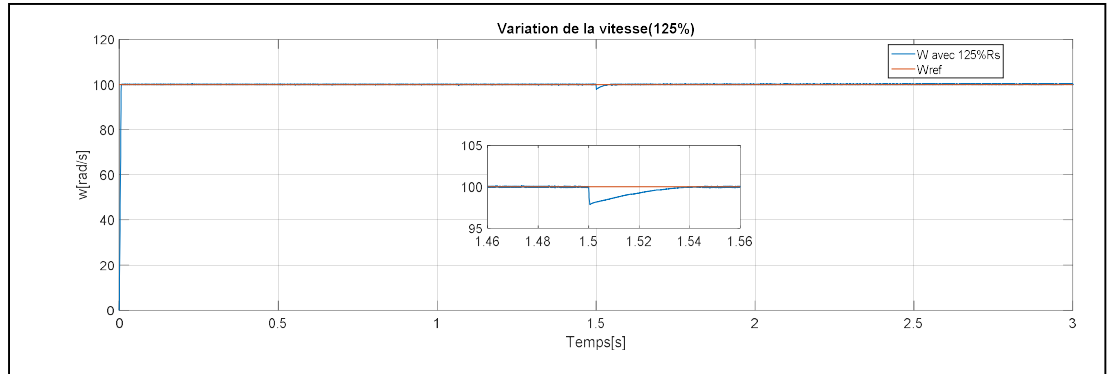


Fig.III.77. La vitesse pour 125% de R_s

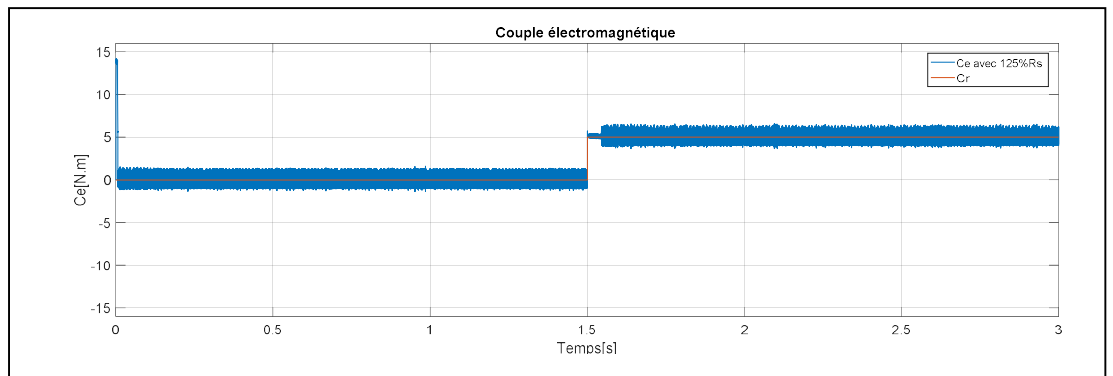


Fig.III.78. Le couple électromagnétique pour 125% de R_s .

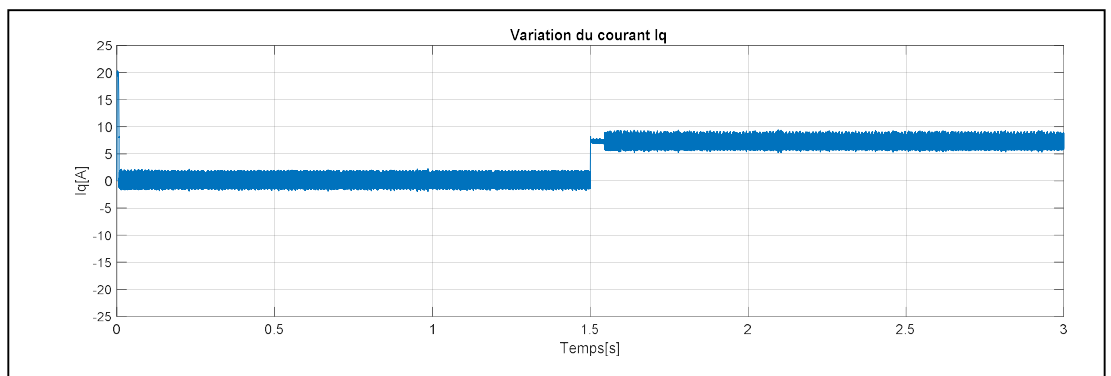


Fig.III.79. Le courant quadratique pour 125% de R_s

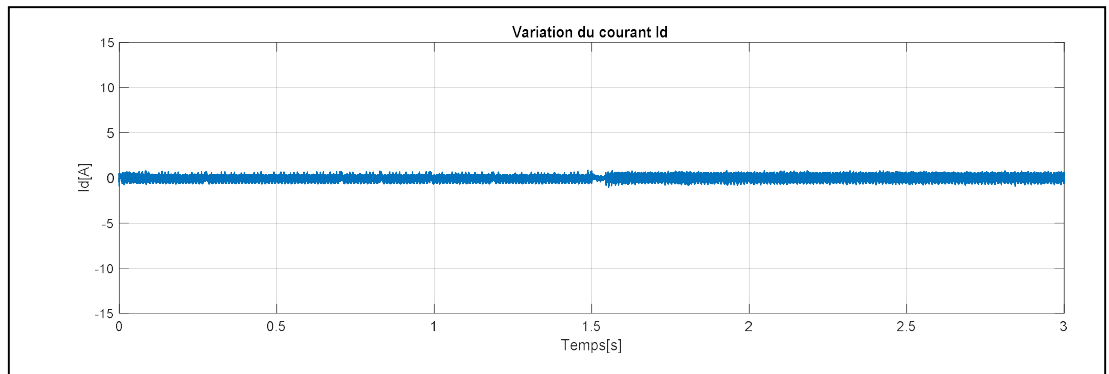


Fig.III.80. Le courant direct pour 125% de R_s

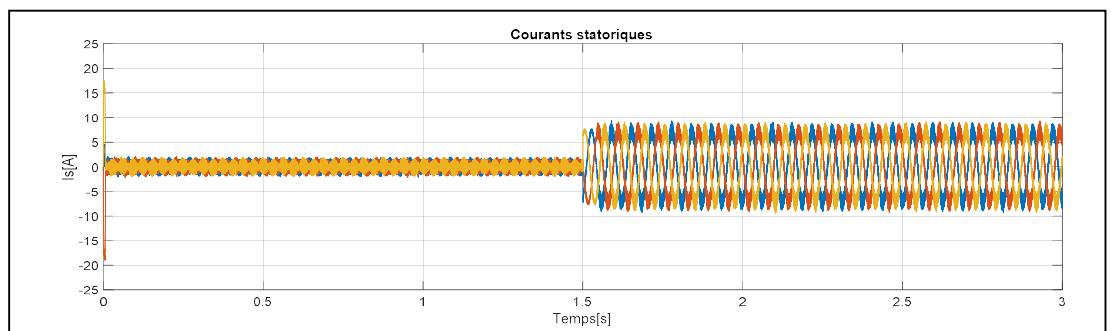


Fig.III.81. Les courants statoriques pour 125% de R_s

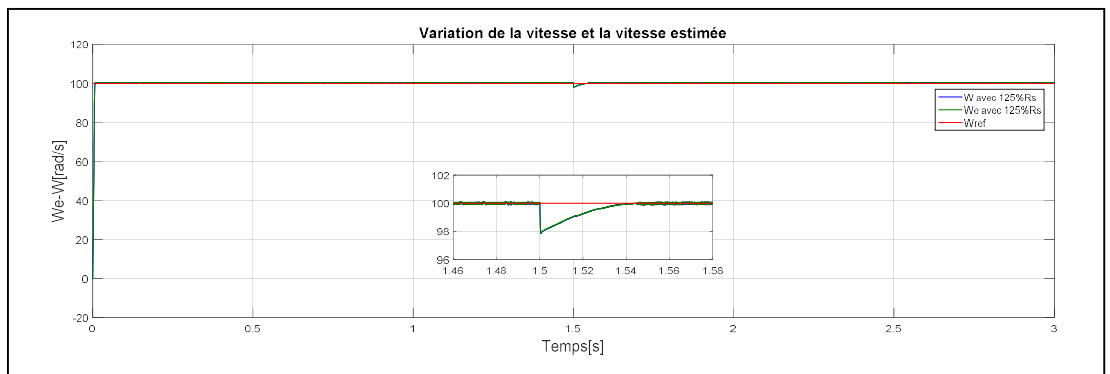


Fig.III.82. La vitesse et la vitesse estimée pour 125% de R_s

III.2.3 Interprétation des résultats

A partir des résultats de simulations obtenus, on remarque que la commande par mode glissant d'ordre deux accompagnée d'un OMGOC, montre ses bonnes performances, où on peut constater la précision la réponse en vitesse avec une erreur statique inférieure à 0.02, et aussi un temps de réponse clairement petit.

Les courbes résultantes de la simulation montrent l'aptitude des techniques de commandes par mode glissant d'assurer le but désiré de la commande par des différents tests tels que le passage de fonctionnement à vide vers le fonctionnement en charge, l'inversion du sens de rotation et la variation de la résistance statorique

Les résultats obtenus en utilisant la commande glissant d'ordre deux via « Super Twisting Algorithm » ont montrés l'atténuation remarquable des effets du phénomène de broutement (Chattering) dans les courbes qui représentent le couple, le courant direct et le courant quadratique.

Les erreurs entre les grandeurs réels et les grandeurs estimés est sont presque nulles, notamment lors de l'application de la commande par mode glissant d'ordre deux.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre les techniques de commande par mode glissant sont appliquées à la machine synchrone à aimants permanents en remplaçant le capteur mécanique par un observateur par mode glissant d'ordre complet où le couple résistant est introduit.

La commande par mode glissant d'ordre un de la MSAP sans capteur mécanique a donnée des bons résultats du point de vue rapidité, précision et stabilité à travers les différents tests de robustesse avec la présence des effets du phénomène de broutement remarqués sur les allures de couple électromagnétique et les courants direct et quadratique.

L'atténuation d'amplitude des oscillations dans les signaux de couple et courants a été effectuée en appliquant la commande par mode glissant d'ordre deux via les deux algorithmes de commande (« Twisting Algorithm » et « Super Twisting Algorithm ») où le phénomène de broutement est déplacé à la dérivée de commande.

L'observateur par mode glissant d'ordre complet a donné des estimations remarquablement précises de la position et la vitesse angulaires du rotor.

V. Références

- [1] M. S. Termizi, J. M. Lazi, Z. Ibrahim, M. H. N. Talib, M. J. A. Aziz and S. M. Ayob, "Sensorless PMSM drives using Extended Kalman Filter (EKF)," *2017 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, 2017, pp. 145-150.
- [2] Z.Q. Chen, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma, An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 50 (2) (2003) 288–295.
- [3] Gaolin Wang, Yong Yu, Guoqiang Zhang, Bo Wang, Ming Yang, Dianguo Xu, Chapter 12 - Sensorless Control of Motor Drives, Editor(s): Frede Blaabjerg, *Control of Power Electronic Converters and Systems*, Academic Press, 2018, Pages 331-369,
- [4] Z.Q. Zhu, L.M. Gong, Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal injection-based sensorless-control methods, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 58 (8) (2011)3431–3439.
- [5] Y. Du and J. Xu, "The Robust Observer for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor," *2018 21st ICEMS*, 2018, pp. 1547-1550.
- [6] O. Saadaoui, A. Khlaief, M. Abassi, A. Chaari and M. Boussak, "Position sensorless vector control of PMSM drives based on SMO" 2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), 2015, pp. 545-550,
- [7] O. Saadaoui, A. Khlaief, M. Abassi, A. Chaari Sensorless FOC of PMSM drives based on Full Order SMO" 2016 17th International -Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), 2016, pp. 663-668,
- [8] Z. Guoqiang, W. Gaolin, N. Ronggang and X. Dianguo, "Active flux based full-order discrete-time sliding mode observer for position sensorless IPMSM drives," *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2014, pp. 3569-3572,
- [9] H. Kim, J. Son and J. Lee, "A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4069-4077, Sept. 2011r
- [10] Yong Chen, Meng Li, Yu-wen Gao, Zhang-yong Chen, "A sliding mode speed and position observer for a surface-mounted PMSM" ,*ISA Transactions*, Volume 87,2019,Pages 17-27,
- [11] Suneel K. Kommuri, Kalyana C. Veluvolu, M. Defoort, and Yeng C. Soh. "Higher-Order Sliding Mode Observer for Speed and Position Estimation in PMSM" *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2014, 2014.
- [12] H. Li, D. Ke, R. Zu, P. Tao and F. Wang, "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on An Improved Sliding Mode Observer," *2018 IEEE Student Conference on Electric Machines and Systems*, 2018, pp. 1-6.
- [13] L. Jiayi, Y. Guijie and Y. Pengfei, "Rotor Position Estimation for PMSM Based on Sliding Mode Observer," *2007 International Conference on Mechatronics and Automation*, 2007, pp. 3684-3689,

Chapitre IV

Commande DTC – Mode glissant d'une MSAP avec un OMGOC

I. Introduction

La commande directe du couple a été introduite dans les années quatre-vingts pour les moteurs asynchrones comme nouvelle approche pour la commande du couple et du flux. La commande directe du couple (DTC) contrôle directement l'état de l'onduleur en fonction des erreurs entre les valeurs de référence et les valeurs estimées du couple et du flux. Il sélectionne l'un des six vecteurs de tension générés par l'onduleur de source de tension pour maintenir le couple et le flux dans les limites des bandes d'hystérésis [1].

La commande DTC présente une bonne robustesse face aux variations des paramètres de la machine en particulier la résistance statorique [2][3], et la précision et la rapidité de la réponse en vitesse et en couple[4].

Couramment et afin de commander la MSAP en vitesse via la commande directe de couple DTC le couple électromagnétique de référence est obtenu via un régulateur proportionnel Intégrale PI, et dans le but d'exploiter les très bonne performances de la commande par mode glissant, la dernière technique de commande sera utilisée dans ce chapitre pour l'obtention du couple de référence, commençant par l'utilisation de la commande par mode glissant classique avec la fonction signe qui caractérise la partie discontinue puis la commande continue avec composante intégrale ensuite la commande par mode glissant d'ordre deux via « Twisting Algorithm » et finalement la commande par mode glissant flou, où la logique floue est introduite dans le but de minimiser les effet du phénomène de broutement ce qui est l'inconvénient majeur de la commande par mode glissant d'ordre un.

La commande DTC combinées avec les techniques de commande par mode glissant citées précédemment sera appliquée à une MSAP sera appliquée avec l'estimation de la vitesse et la position du rotor en utilisant un observateur par mode glissant d'ordre complet.

II. Commande DTC d'une MSAP avec un observateur par mode glissant d'ordre complet :

II.1. Principe de la commande DTC

La technique DTC est différente des méthodes traditionnelles de commande du couple où des régulateurs de courant dans un repère approprié sont utilisés pour commander le couple et les flux. La technique DTC, en faisant les mêmes tâches, élimine ces régulateurs de courant ou de

couple indirect. Les avantages de la DTC comprennent donc l'élimination des contrôleurs de courant dans le repère (dq) , des transformations de coordonnées associés et du capteur de position du rotor requis pour la transformation de coordonnées [5].

II.2. Stratégie de commande directe du couple et de flux

Selon le principe de la commande directe de couple conventionnelle, le flux statorique et le couple peut être commandés directement en sélectionnant correctement les vecteurs de tension d'un onduleur d'une table de commutation, qui peut être représenté, dans les systèmes triphasés, lorsque le flux de stator le vecteur est situé au secteur (Fig.VI.1) et tourne dans le sens antihoraire [6].

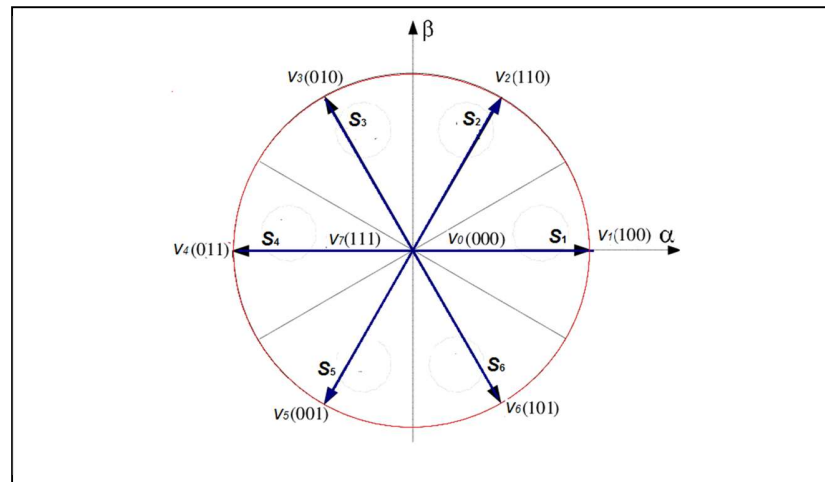


Fig.IV.1 Vecteurs de tension et secteurs de flux statorique

Le schéma blocs de la commande directe de couple est représenté par la figure (Fig.IV.2) [7] où les erreurs en couple électromagnétique et flux statorique sont calculées par :

$$\begin{cases} \Delta C_e = \hat{C}_e - C_e^* \\ \Delta \Phi_s = \hat{\Phi}_s - \Phi_s^* \end{cases} \quad (IV.1)$$

Avec :

\hat{C}_e : le couple électromagnétique estimé.

C_e^* : le couple électromagnétique de référence.

$\hat{\Phi}_s$: le flux statorique estimé.

Φ_s^* : le flux statorique de référence.

La DTC classique utilise des comparateurs d’hystérésis au lieu de régulateurs de flux et de couple. Les sorties des régulateurs d’hystérésis (Φ, C_e) et le nombre de secteurs (δ) sont les entrées d’une table de commutation pour piloter les commutateurs de l’onduleur (S_a, S_b, S_c),

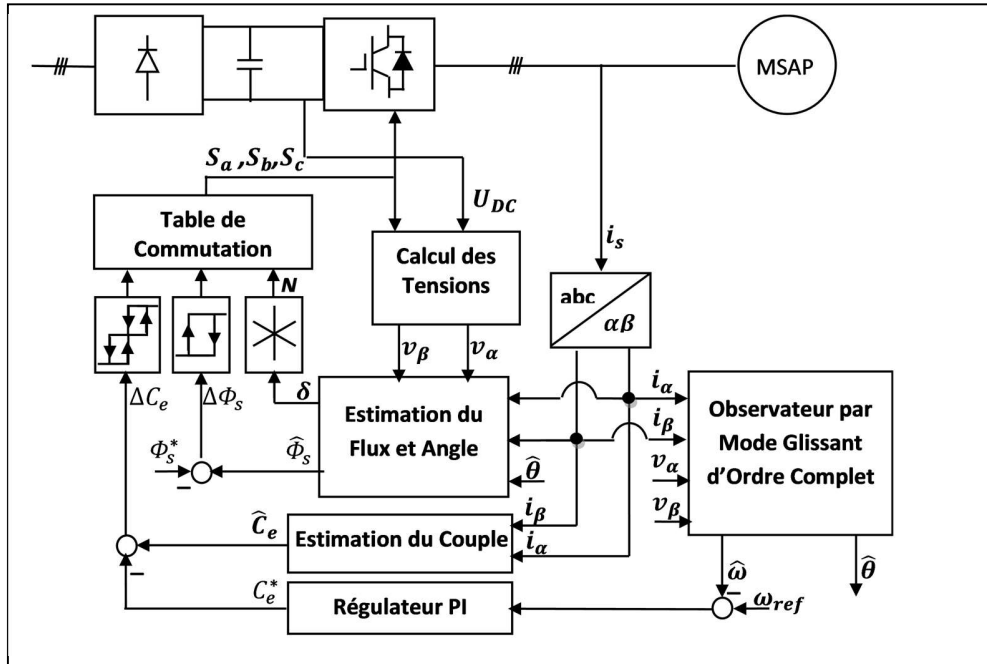


Fig.IV.2 Schéma blocs de la commande DTC de la MSAP avec OMGOC

Le couple électromagnétique de référence est issu d’un régulateur PI par l’équation suivante :

$$C_e^* = K_p e_\omega + K_i \int e_\omega dt \tag{IV.2}$$

Avec ; e_ω est l’écart entre la vitesse de référence ω_{ref} et la vitesse de rotation ω

Pour les machines synchrones à pôles non-saillants, les inductances directe et quadratique sont égales, à savoir $L_d = L_q = L_s$, le couple électromagnétique peut être décrit comme [9] :

$$C_e = \frac{3}{2L_s} p |\Phi_r| |\Phi_s| \sin \delta \tag{IV.3}$$

Où : δ est l’angle entre le vecteur de flux statorique et le vecteur de flux rotorique.

Pour la MSAP, $|\Phi_r|$ est un invariant [10]. Selon l'équation (IV.3), il est remarquable que le couple électromagnétique C_e est contrôlable en ajustant l'angle de couple δ à condition de maintenir l'amplitude de la liaison de flux statorique Φ_s constante.

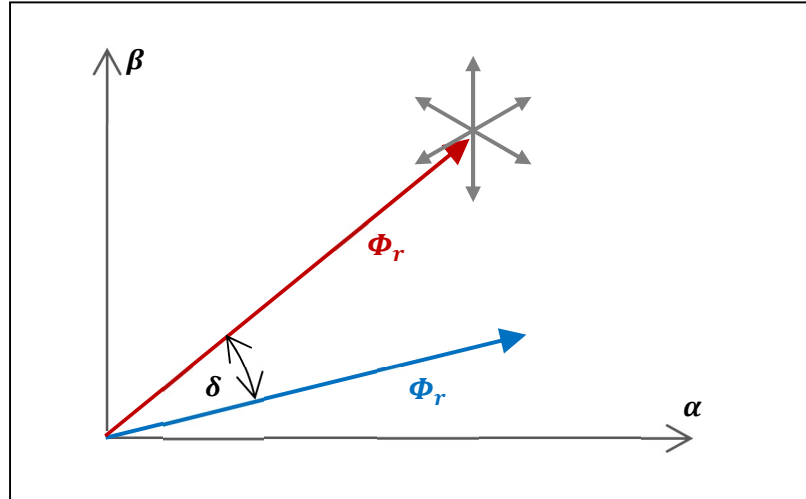


Fig.IV.3 Vecteurs des flux avec l'angle δ et vecteurs de tension de l'onduleur

II. 3. Estimation du flux statorique :

On peut obtenir le flux statorique de la MSAP dans le repère (α, β) lié au rotor à partir des équations suivantes [8]:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{IV. 4})$$

Où :

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Avec $\hat{\Phi}_{s\alpha}$ et $\hat{\Phi}_{s\beta}$ sont les composantes du flux statorique $\hat{\Phi}_s$

Pour les vitesses élevées, on néglige les chutes de tension et les équations deviennent [11]:

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{s\alpha} = \int v_{s\alpha} dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta} = \int v_{s\beta} dt \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Le module du flux statorique estimé et sa phase sont donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \|\hat{\Phi}_s\| = \sqrt{\hat{\Phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\Phi}_s = \arctg\left(\frac{\hat{\Phi}_{s\beta}}{\hat{\Phi}_{s\alpha}}\right) \end{cases} \quad (IV.7)$$

II.4. Estimation du couple électromagnétique

L'estimation du flux statorique représenté par ses deux composantes dans le repère (α, β) conduit au calcul du couple électromagnétique estimé, qui est donné par :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2}p \left(\hat{\Phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\Phi}_{s\beta} i_{s\alpha} \right) \quad (IV.8)$$

Il est nécessaire de savoir auparavant les deux composantes du courant et de la tension statoriques dans le repère (α, β) afin d'estimer les valeurs et du couple électromagnétique et du flux statorique.

II.5. Elaboration de la table de commutation

Les tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ peuvent être calculées en utilisant la transformation de Concordia et en fonction des commandes de l'onduleur (S_a, S_b, S_c) et la valeur de la tension continue U_c de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_b + S_c) \end{cases} \quad (IV.9)$$

On veut donc chercher de contrôler le flux et le couple par le choix du vecteur de tension qui sera faite par une configuration des commutations. Comme nous avons trois commutations, il y a donc $2^3 = 8$ possibilités de vecteurs de tension. Deux vecteurs (V_0 et V_7) correspondent au vecteur nul: $(S_a, S_b, S_c) = (0,0,0)$ et $(S_a, S_b, S_c) = (1,1,1)$ [11]

Les différentes formes configuration des interrupteurs sont données par le tableau suivant :

S_a	S_b	S_c	K_a	K'_a	K_b	K'_b	K_c	K'_c	V_s
0	0	0	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	V0
0	0	1	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	V1
0	1	0	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	V2
0	1	1	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	V3
1	0	0	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	V4
1	0	1	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	V5
1	1	0	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	V6
1	1	1	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	V7

Tableau IV.1. Table de configuration des interrupteurs.

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_0 = 0 \\ V_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{cc} \\ V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{cc} \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \\ V_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{cc} \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \\ V_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}} U_{cc} \\ V_5 = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{cc} \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \\ V_6 = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{cc} \left(\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \\ V_7 = 0 \end{array} \right. \quad (\text{IV.10})$$

II.6. Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis

Le rôle d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux est de garder les extrémités de vecteur flux statorique à l'intérieur d'une couronne circulaire [12] ce qui représenté par la figure (Fig.IV.4) suivante :

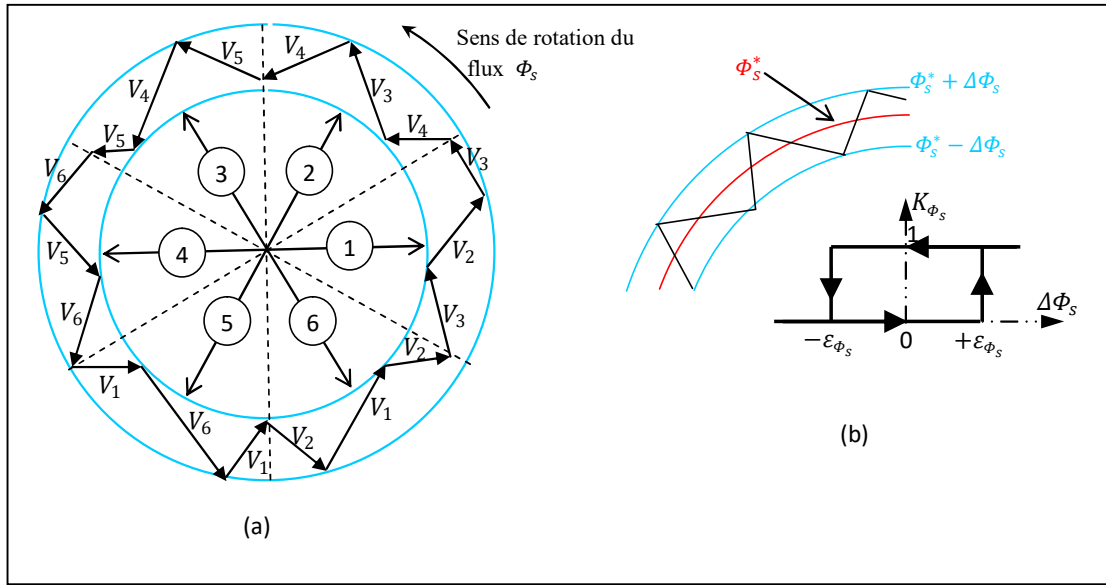


Fig.IV.4 : a) Sélection des tensions pour contrôler de l’amplitude de flux statorique Φ_s
 b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de flux

K_{Φ_s} : est la sortie du correcteur à hystérésis sous forme d’une variable booléenne prends la valeur ($K_{\Phi_s} = 1$) pour augmenter l’amplitude de flux et ($K_{\Phi_s} = 0$) pour la diminuer dont le but principal est de maintenir l’écart entre l’amplitude de flux estimée et celle de référence à l’intérieur d’une fourchette délimitée par $-\epsilon_{\Phi_s}$ et $+\epsilon_{\Phi_s}$ ce qui représenté par l’inégalité suivante :

$$|\phi_s^* - \hat{\phi}_s| \leq \epsilon_{\phi_s} \tag{IV.11}$$

Avec $\epsilon_{\phi_s} > 0$ une valeur qui caractérise le correcteur à hystérésis.

Le correcteur du flux à hystérésis est régit par l’algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s > \epsilon_{\phi_s} & \text{alors } K_{\phi_s} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \epsilon_{\phi_s} \text{ et } \frac{d\Delta\bar{\phi}_s}{dt} > 0 & \text{alors } K_{\phi_s} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \epsilon_{\phi_s} \text{ et } \frac{d\Delta\bar{\phi}_s}{dt} < 0: & \text{alors } K_{\phi_s} = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s \leq -\epsilon_{\phi_s} & \text{alors } K_{\phi_s} = 0 \end{cases} \tag{IV.12}$$

II.7. Correcteur à hystérésis du couple

Le rôle du correcteur du couple à deux niveaux est de maintenir le couple à l'intérieur d'une bande d'hystérésis ΔC_e délimité par le couple électromagnétique estimé \hat{C}_e et le couple de référence C_e^* . Le correcteur est à trois niveaux $(-1, 0, +1)$ pour contrôler la machine dans les deux sens de rotation voire la figure (Fig.IV.5).

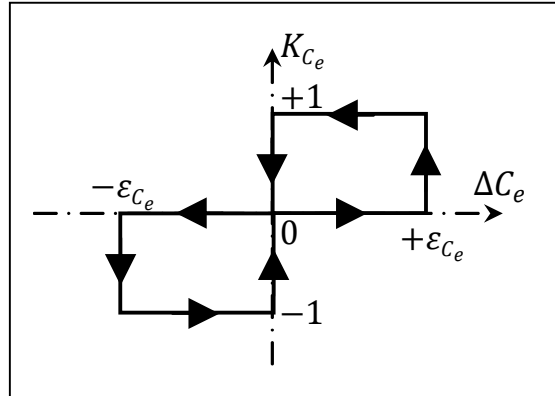


Fig.IV.5 Comparateur à hystérésis pour le réglage du couple électromagnétique

Avec :

$$\Delta C_e = C_e^* - \hat{C}_e \quad (\text{IV.13})$$

Et : $\varepsilon_{C_e} > 0$ une valeur caractérisant le correcteur à hystérésis à deux niveaux.

Le correcteur du couple à hystérésis d'entrée ΔC_e et de sortie K_{C_e} est régi par l'algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_{C_e} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } K_{C_e} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } K_{C_e} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_{C_e} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } K_{C_e} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } K_{C_e} = -1 \end{array} \right. \quad (\text{IV.14})$$

Les actions sur le couple électromagnétique à partir l'algorithme (IV.14) où sont entrée et l'écart ΔC_e et la sortie est la valeur de K_{C_e} sont présentées par le tableau suivant :

La valeur du sortie K_{C_e}	Action sur le couple électromagnétique
$K_{C_e} = -1$	Diminution du couple
$K_{C_e} = 0$	Maintient constant du couple
$K_{C_e} = 1$	Augmentation du couple

Tableau.IV.2 : Les actions de comparateur à hystérésis sur le couple.

Le rôle de table de commutation et de contrôler l'amplitude et la direction de rotation du flux Φ_s la table est utilisée pour les deux sens de rotation. Dans le Tableau (IV.5), K_{Φ_s} et K_{C_e} sont les sorties des correcteurs à hystérésis pour couple et flux, $S_{1...6}$ indiquent les sections du plan du vecteur spatial où se trouve le vecteur de flux actuel, $V_{1...6}$ sont les vecteurs de tension à sélectionner. Ce tableau a formé la stratégie de commande DTC de la MSAP.

La partition du plan complexe en six secteurs permet de sélectionner la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur pour chaque secteur donné. Les tableaux ci-dessous résument, de façon détaillée, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique pour chaque secteur.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
Augmentation de ϕ_s	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
Diminution de ϕ_s	V_5, V_3, V_4	V_6, V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_6, V_1	V_3, V_1, V_2	V_4, V_2, V_3

Tableau .IV.3 Table de commande du flux.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
Augmentation de C_e	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
Diminution de C_e	V_6, V_5	V_1, V_6	V_1, V_2	V_3, V_2	V_4, V_3	V_5, V_4

Tableau.IV.4 Table de commande du couple

A partir des deux derniers tableaux, on peut construire le tableau classique des séquences (Tableau IV.5) basant sur la modulation de largeur d'impulsion proposée par *Takahashi* pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique.

K_{ϕ_s}	K_{C_E}	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	N_6
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

Tableau .IV.5 Table de séquences de commutations

Les séquences nulles V_0 et, V_7 sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande : $(-\varepsilon_{C_e} < \Delta C_e < +\varepsilon_{C_e})$ elles sont indépendantes de l'état du flux et liées uniquement à l'écart ΔC_e .

III. Commande DTC-Mode glissant d'une MSAP avec un OMGOC

Dans La commande directe de couple conventionnelle, le couple électromagnétique de référence C_e^* est obtenu à partir d'un régulateur proportionnel intégrale PI. Dans ce qui suit le régulateur PI sera remplacé par un régulateur par mode glissant afin d'exploiter les performances connues de la technique de commande par mode glissant, où la vitesse de rotation et la position angulaire du rotor sont obtenues en utilisant un observateur par mode glissant d'ordre complet (OMGOC) où le schéma blocs de la commande est représenté par (Fig.IV.6).

En prend comme surface de glissement:

$$S = e_\omega = \omega_{ref} - \omega \quad (IV.15)$$

La dérivée de la surface :

$$\dot{S} = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \quad (IV.16)$$

Lorsque on prend ω_{ref} comme constante alors $\dot{\omega}_{ref} = 0$.

A partir de l'équation (I.7)

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \omega \quad (IV.17)$$

Alors

$$\dot{S} = -\frac{1}{J} C_{em} + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} f \omega \quad (IV.18)$$

Une manière pour atteindre la condition de convergence et en appliquant la technique de la commande par mode glissant classique, on prend:

$$\dot{S} = -K \text{sign}(S) \text{ avec } K > 0 \quad (IV.19)$$

Alors:

$$-\frac{1}{J} C_e + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} f \omega = -K \text{sign}(S) \quad (IV.20)$$

Finalement le couple électromagnétique qui sera utilisé pour la commande DTC est donné par:

$$C_e^* = C_r + f \omega + JK \text{sign}(S) \quad (IV.21)$$

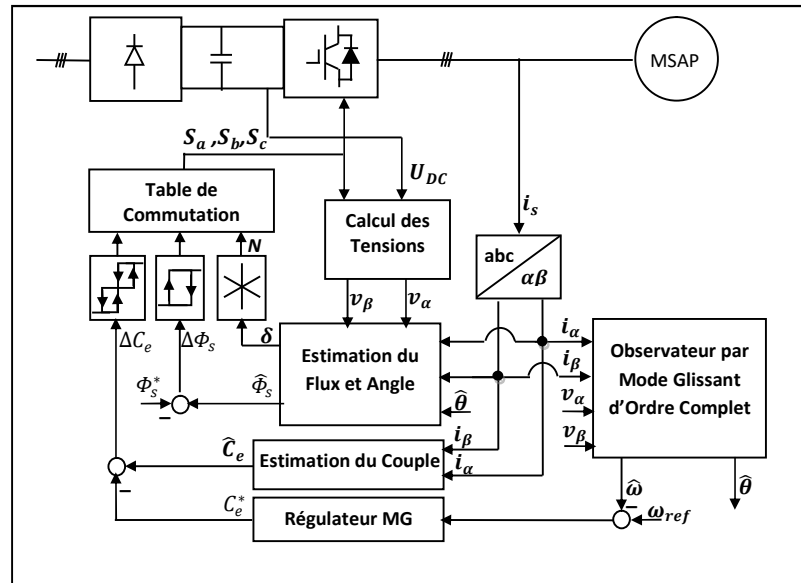


Fig.IV.6 Schéma blocs de la commande DTC-Mode glissant de la MSAP avec un OMGOC

IV. Commande DTC-MG par commande continue avec une composante intégrale

Afin de réduire l'influence de phénomène de broutement, la commande par mode glissant utilisée est appliquée avec la technique de commande continue avec composante intégrale, toujours à l'aide d'un observateur par mode glissant d'ordre complet.

La procédure d'élaboration de la loi de commande reste la même sauf lors de la satisfaction de la condition de convergence où la dérivée de la surface de glissement est prise comme suit :

$$\dot{S} = -K \frac{S}{|S|+\gamma} \text{ avec } K > 0 \text{ et } \gamma > 0 \quad (\text{IV.22})$$

Alors:

$$-\frac{1}{J}C_e + \frac{1}{J}C_r + \frac{1}{J}f\omega = -K \frac{S}{|S|+\gamma} \quad (\text{IV.23})$$

Et le couple électromagnétique qui sera utilisé pour la commande DTC est donné par:

$$C_e^* = C_r + f\omega + JK \frac{S}{|S|+\gamma} \quad (\text{IV.24})$$

V. Commande DTC-Mode Glissant d'ordre deux avec OMGOC

La commande par mode glissant est combinée avec la commande DTC de la MSAP sous la forme de la commande par mode glissant d'ordre deux via l'algorithme « Super Twisting Algorithm» (voir II.32), sans capteur mécanique où le signal du couple électromagnétique de référence est obtenu à partir l'algorithme suivant ;

$$\begin{cases} C_e^* = -\lambda|S|^\rho \text{sign}(S) + C_{e_1}^* \\ \dot{C}_{e_1}^* = W \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

La résolution de ce système d'équation amène à l'obtention de la valeur du couple de référence utilisé dans la commande DTC de la MSAP.

La technique de la commande par mode glissant d'ordre deux avec l'algorithme « Super Twisting Algorithm » est introduite dans le but de réduire l'effet de broutement dans les différents signaux.

VI. Commande DTC-Mode Glissant Flou avec OMGOC

VI.1. Le rôle du régulateur flou

La logique floue est aussi utilisée pour réduire les effets du phénomène de broutement ce qui l'inconvénient majeur de l'implantation de la commande par mode glissant. La commande floue est utilisée dans l'élaboration de la partie discontinue de la commande par mode glissant classique [13].

Comme une solution pour réduire l'effet de broutement dans le signal de commande par mode glissant représentée par l'équation (IV.19), la variable K sera obtenue à partir d'un régulateur flou qui utilise comme entrées la surface de glissement S et sa dérivée \dot{S} pour avoir une sortie K_F .

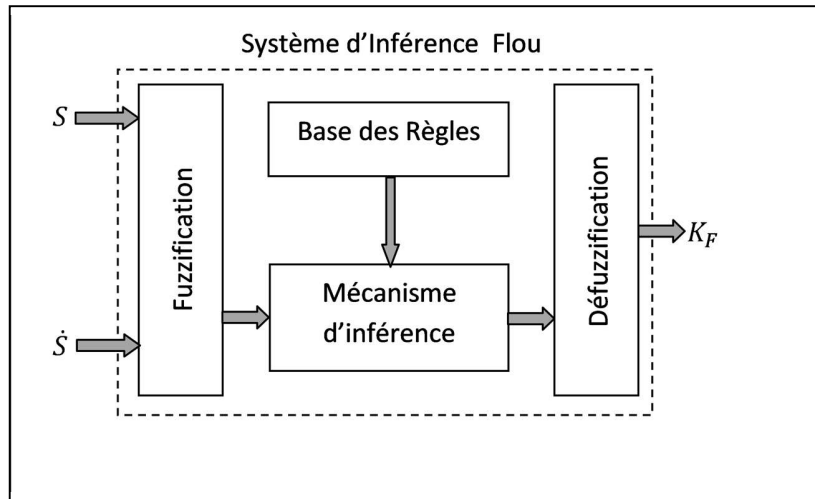


Fig.IV.7 Structure du régulateur flou

VI.2. Description du régulateur flou utilisé

La surface de glissement S et sa dérivée \dot{S} sont les entrées du régulateur flou. Les fonctions d'appartenance pour S and \dot{S} sont représentées par la figure (FigIV.8) et la figure (Fig.IV.9) respectivement.

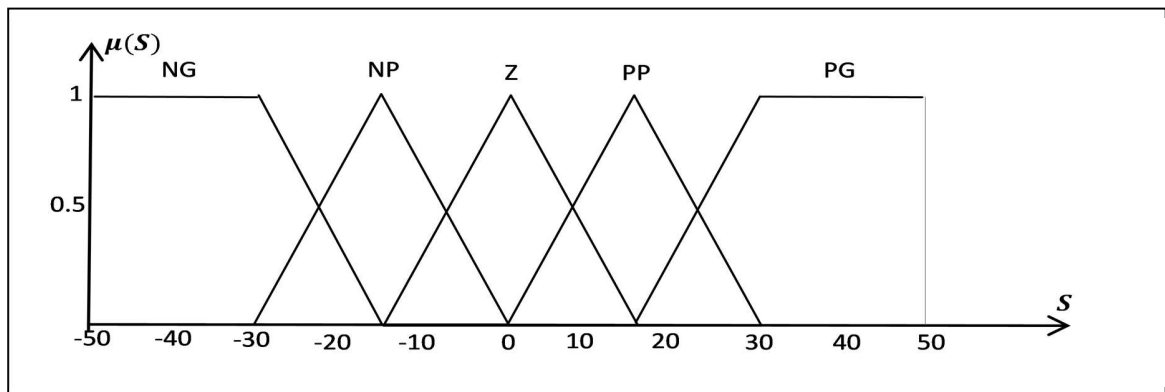


Fig.IV.8 Fonctions d'appartenance pour la surface de glissement

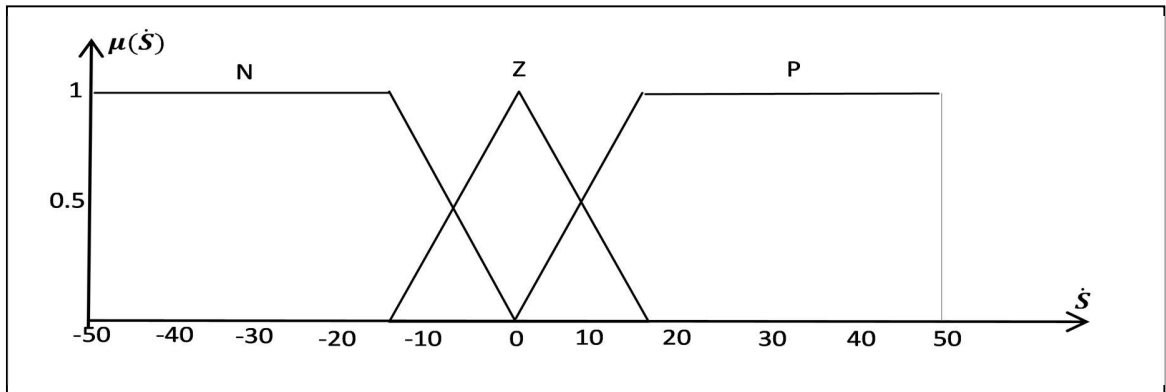


Fig.IV.9 Fonctions d’appartenance pour la dérivée du surface de glissement

Les fonctions d’appartenance de la sortie K_F qui doit être nécessairement positives sont données par la figure (Fig.IV.10).

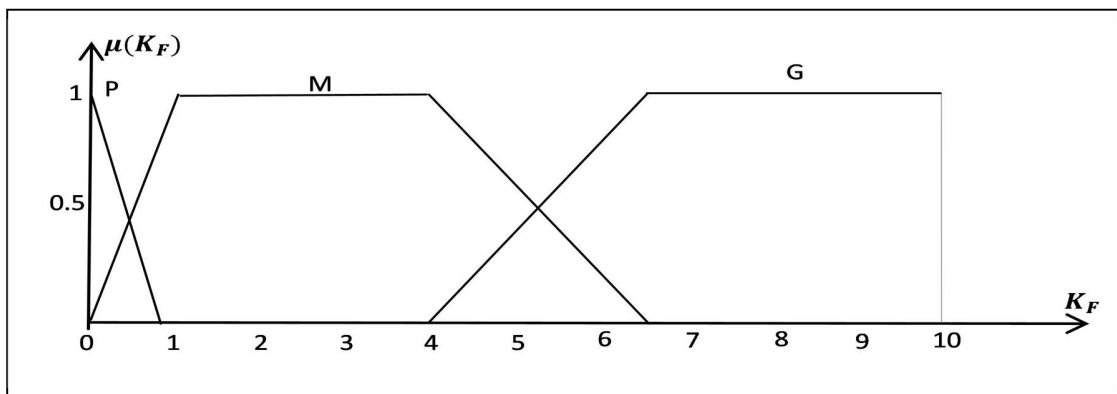


Fig.IV.10 Fonctions d’appartenance pour la sortie K_F

Le mécanisme d’inférence est donné par la table d’inférence suivante :

\dot{s} \ s	NG	NP	Z	PP	PG
N	G	G	P	M	M
Z	G	M	P	M	G
P	M	M	P	G	G

Tableau.IV.6 Table d’inférence floue

La commande DTC-Mode Glissant Flou est appliquée toujours en utilisant l'observateur par mode glissant d'ordre complet pour l'estimation de la vitesse et de la position du rotor.

VII. Simulation des techniques de commande appliquées à une MSAP

Toutes les simulations exécutées sous Matlab/Simulink sont effectuée avec les deux tests de robustesse suivants :

A. Test de variation de vitesse avec résistance statorique

Une variation de la vitesse et durant une seconde, on commence par $\omega_{ref} = 130 \text{ rad/s}$ jusqu'à $t = 0.3s$ puis $\omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$ jusqu'à $t = 0.6s$ ensuite $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ jusqu'à $t = 0.8s$ et on termine par $\omega_{ref} = 70 \text{ rad/s}$ avec l'introduction d'un couple résistant $C_r = 5N.m$

Avec $K_1 = 10^6, K_2 = 250$ and $K_3 = 80$ (Coefficients caractérisant l'OMGOC)

Toutes les simulations sont effectuées en prenant trois valeurs de la résistance statorique, R_s , 75% de R_s et 125% de R_s .

B. Test de variation de couple résistant

Maintenant le couple résistant C_r sera varié de $0 N.m$ à $5 N.m$ à l'instant $t = 0.3s$ puis à $10N.m$ en $t = 0.6s$ et finalement $2.5N.m$ à $t = 0.8s$ avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 130 \text{ rad/s}$ avec une résistance statorique R_s constante.

VII.1. Simulation de la DTC-Mode glissant classique sans capteur mécanique

La commande directe de couple combinée avec la commande par mode glissant d'ordre un sans capteur mécanique via un OMGOC est appliquée à une MSAP schématisée par la figure (Fig.IV.6), dont ses paramètres sont présentés par (Tableau. IV.7)

Les résultats de simulation sont présentés en parallèle avec les résultats de l'application de la commande DTC conventionnelle (avec un régulateur PI) en passant par le test de variation de vitesse de référence puis la variation de la valeur du couple résistant.

N°	Paramètres	Valeurs
1	Flux des aimants Φ_f	0.175 Wb
2	Nombre de paires des pôles p	4
3	Résistance statorique R_s	1.4 Ω
4	Inductance quadratique L_q	6.62mH
5	Inductance directe L_d	6.62mH
6	Moment d’inertie J	8. 10 ⁻⁴ kg. m ²
7	Coéfficient de frottement visqueux	0.0035 Nm. s/rad

Tableau.IV.7 Paramètres de la MSAP

VII.1.1. Test de variation de vitesse avec résistance statorique :

Toutes les simulations sont effectuées en prenant trois valeurs de la résistance statorique, R_s , 75% de R_s et 125% de R_s .

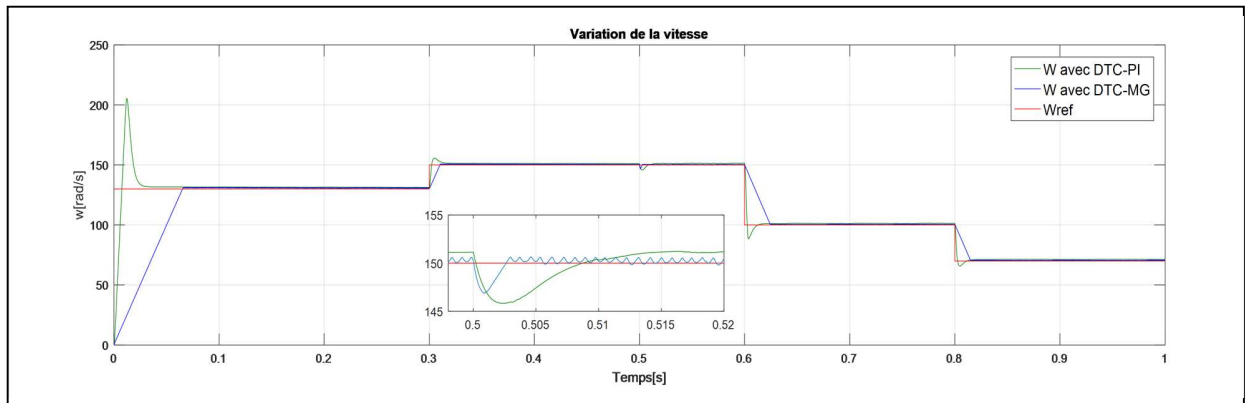


Fig.IV.11 La vitesse de rotation

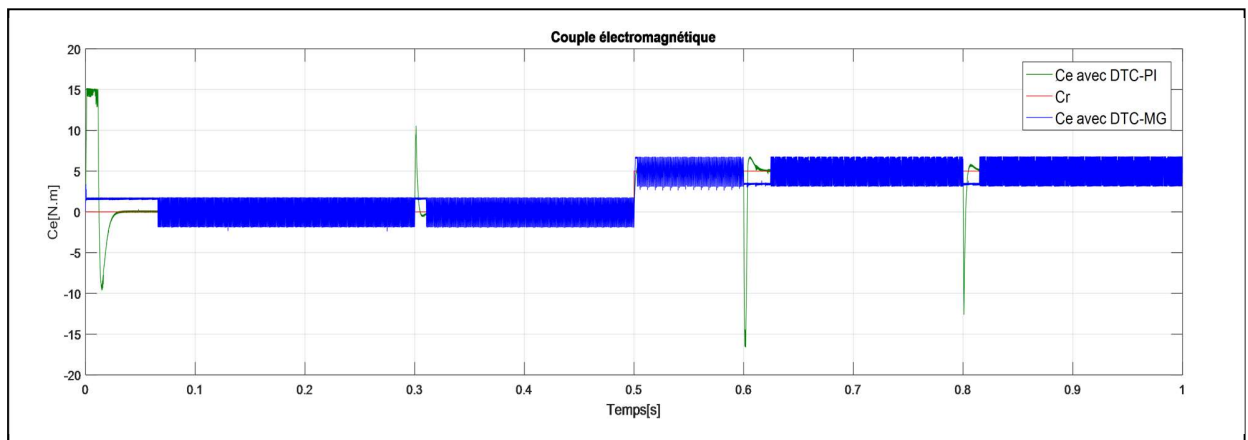


Fig.IV.12. Le couple électromagnétique

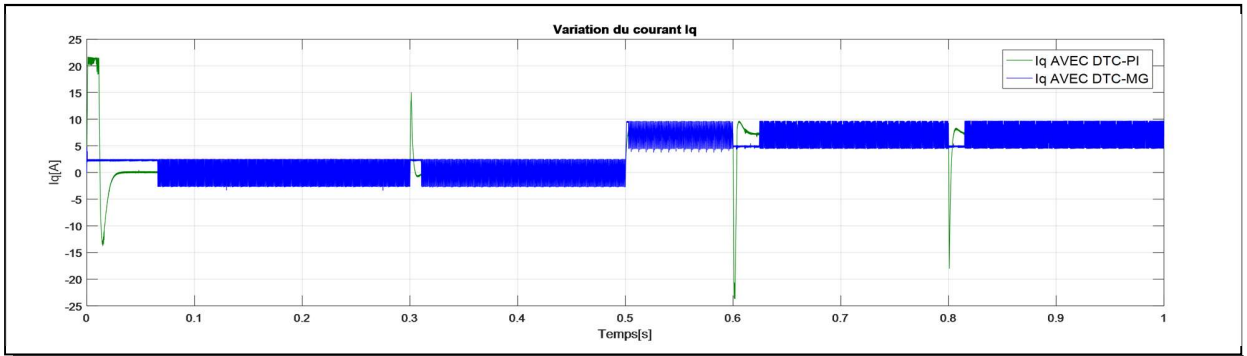


Fig.IV.13 Le courant quadratique

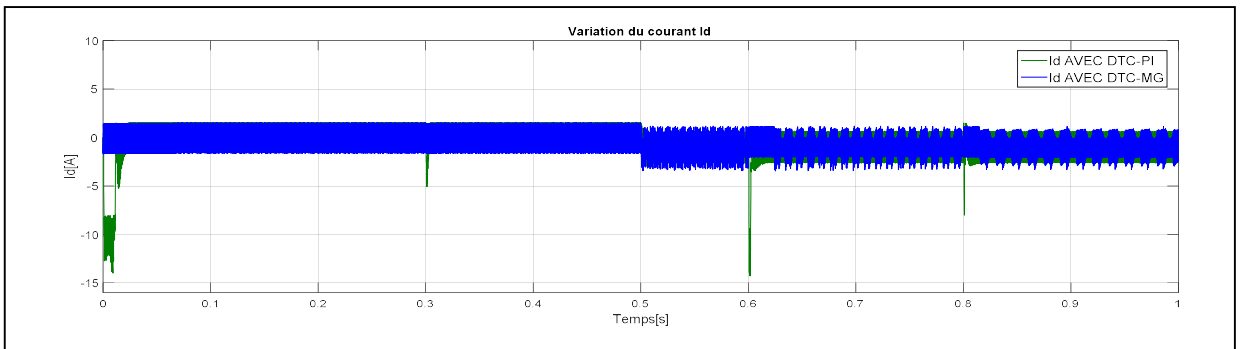


Fig.IV.14 Le courant direct

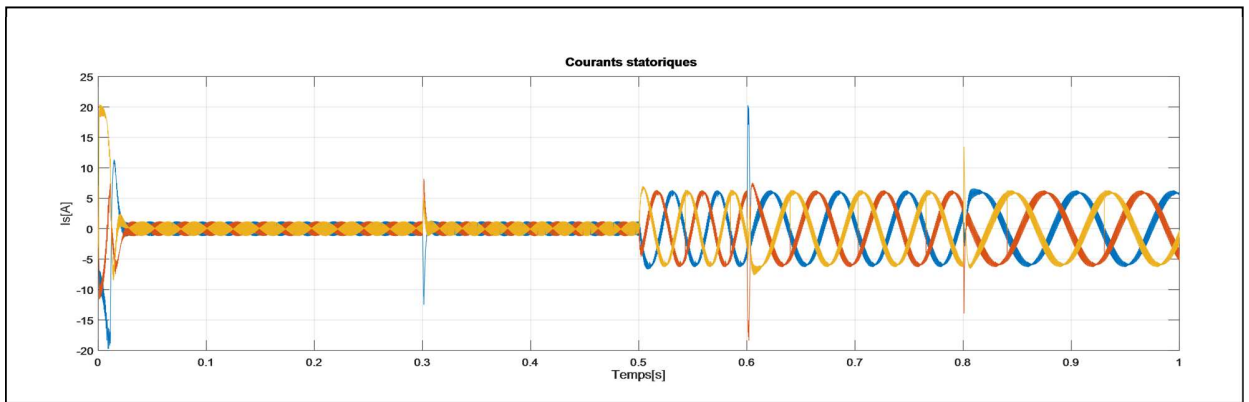


Fig.IV.15 Les courants statoriques avec DTC-PI

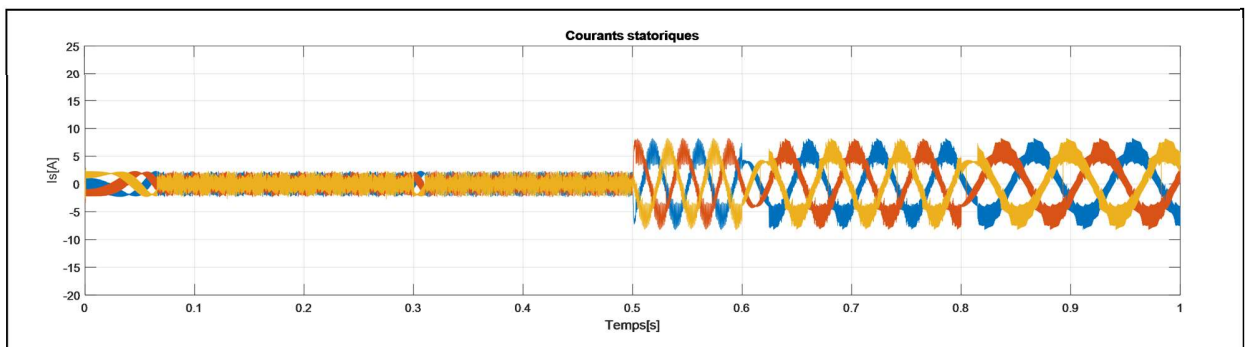


Fig.IV.16 Les courants statoriques avec DTC-Mode glissant

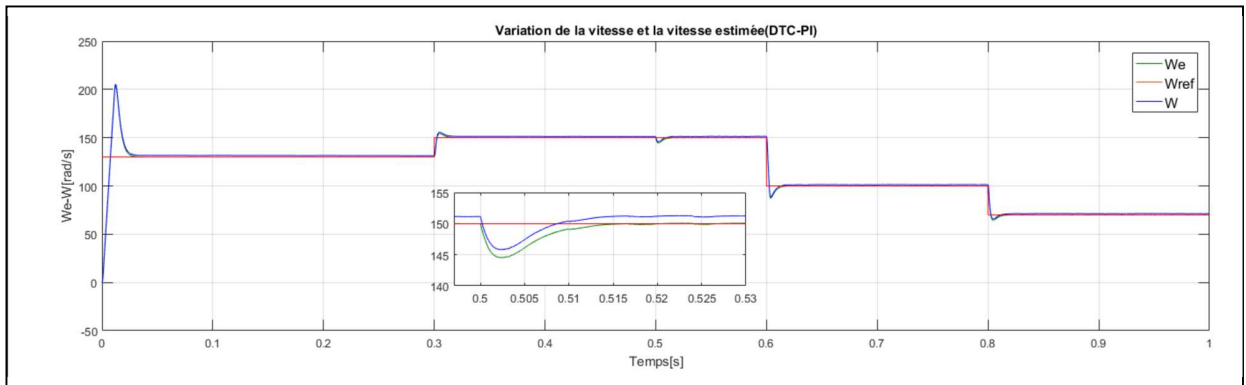


Fig.IV.17 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-PI

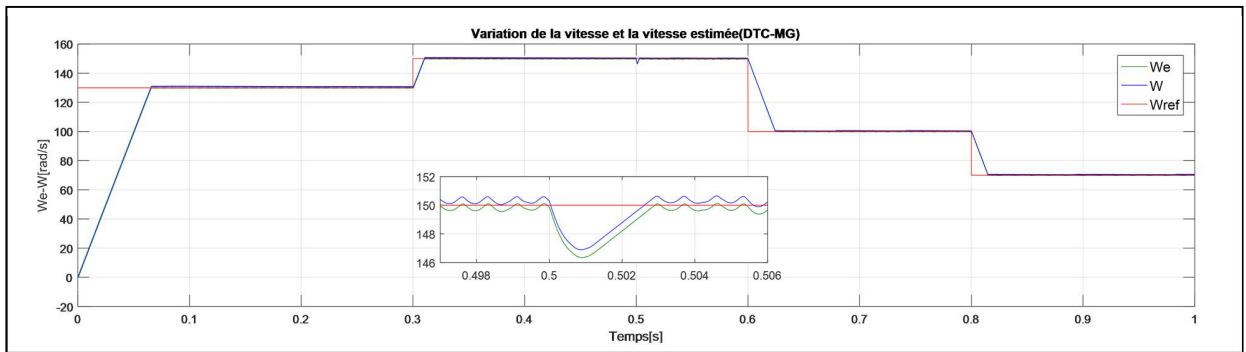


Fig.IV.18 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-Mode glissant

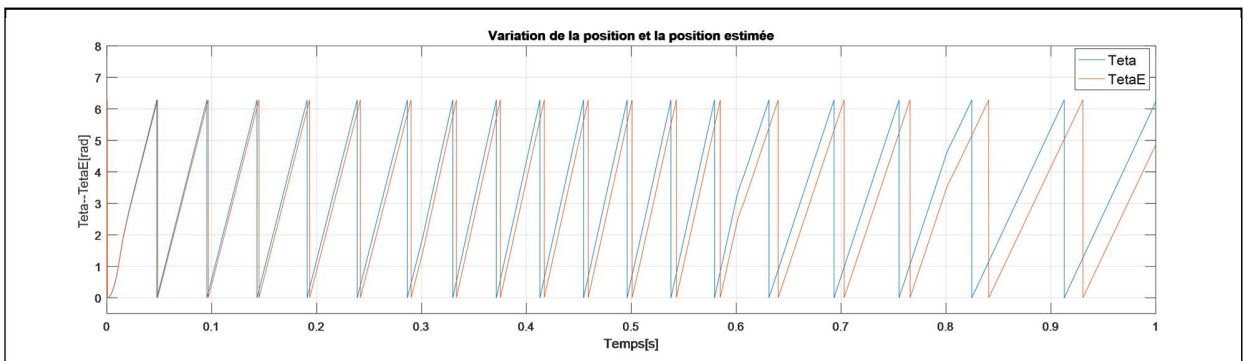


Fig.IV.19 La position et la position estimée avec DTC-PI

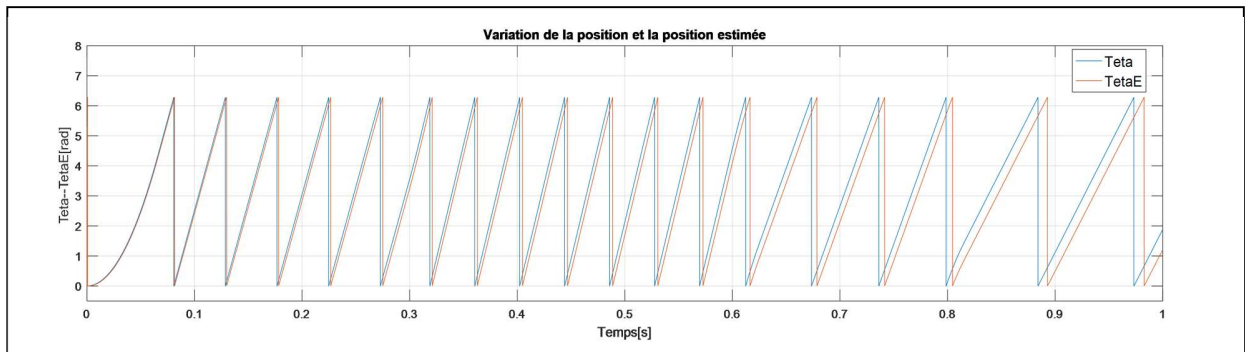


Fig.IV.20 La position et la position estimée avec DTC-Mode glissant

Après la variation de la résistance statorique où elle prend la valeur 75% de R_s on obtient les résultats de simulation suivants :

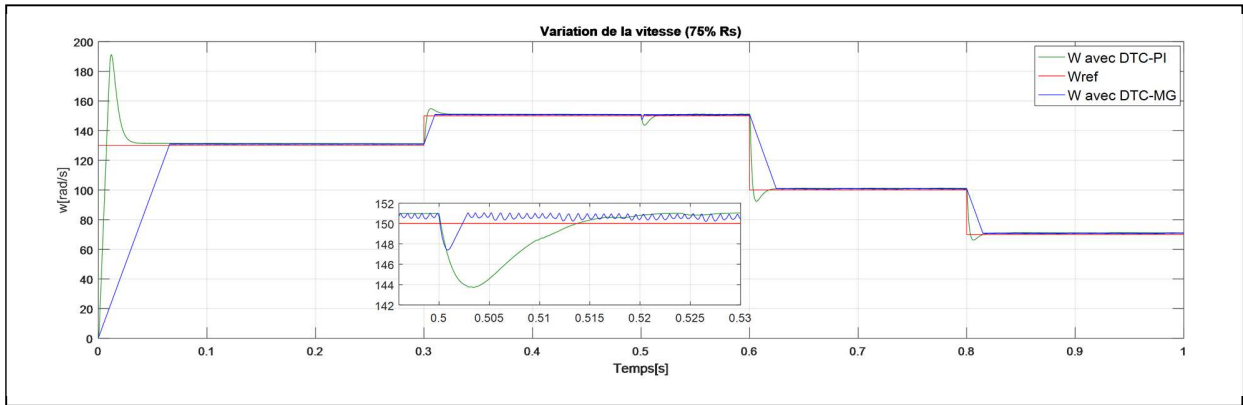


Fig.IV.21 La vitesse avec 75% de R_s

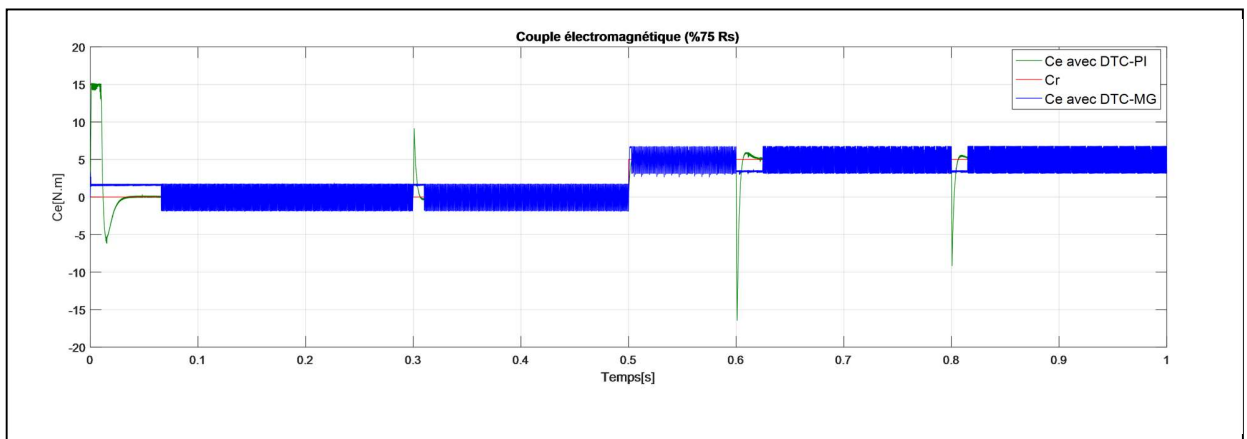


Fig.IV.22 Le couple électromagnétique avec 75% de R_s

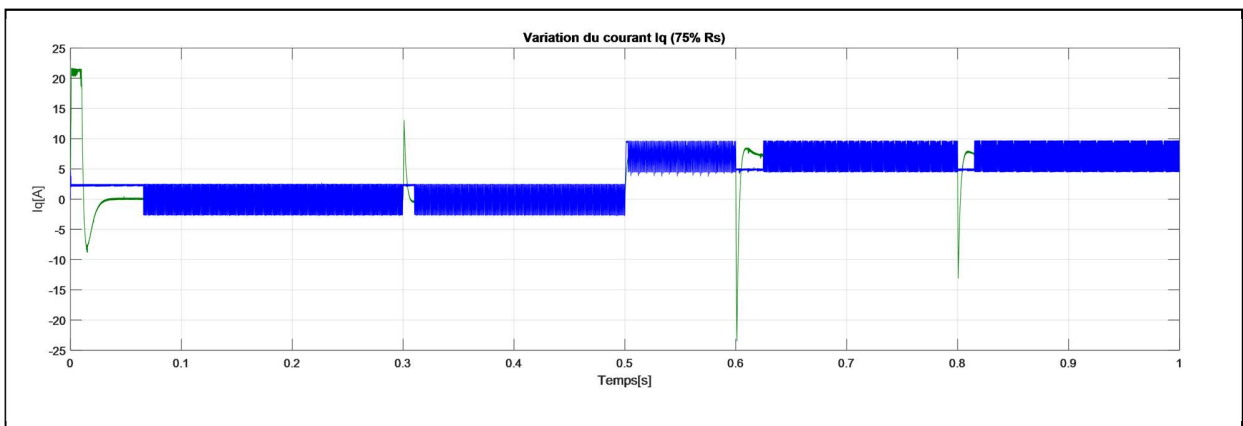


Fig.IV.23 Le courant quadratique avec 75% de R_s

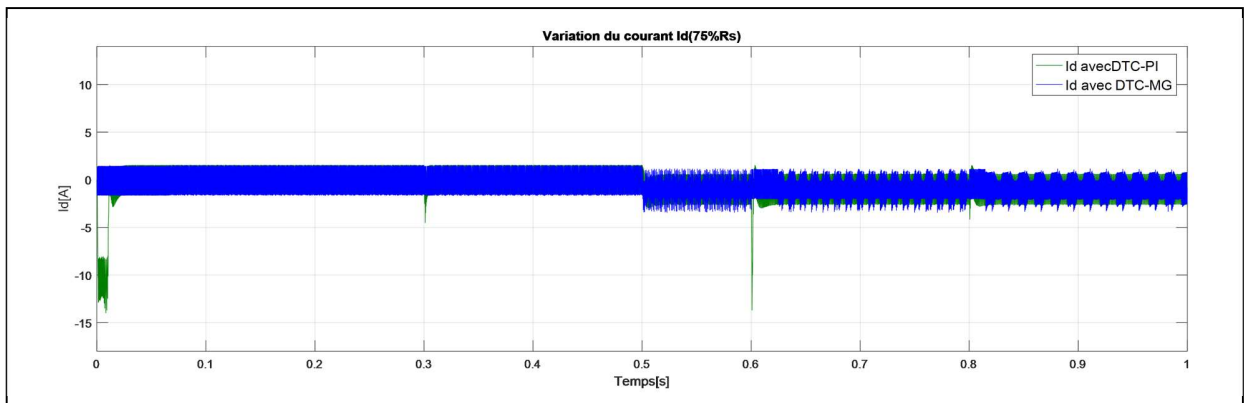


Fig.IV.24 Le courant direct avec 75% de R_s

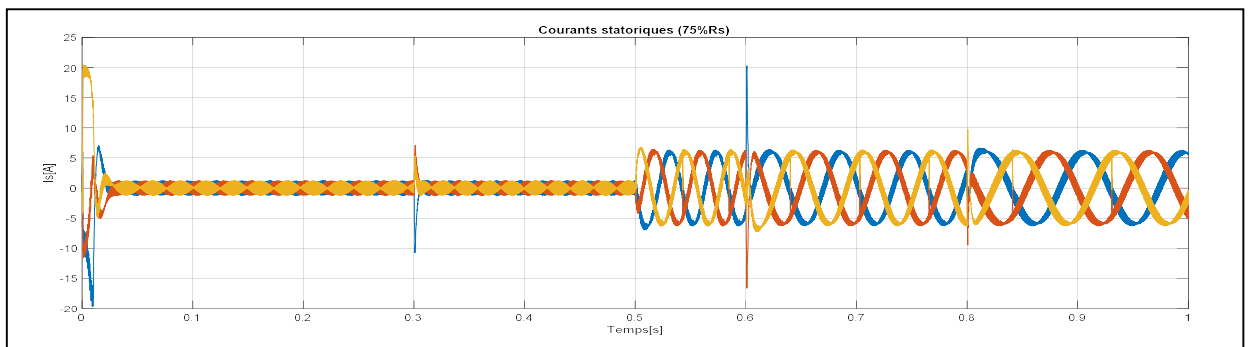


Fig.IV.25 Les courants statoriques avec DTC-PI pour 75% de R_s

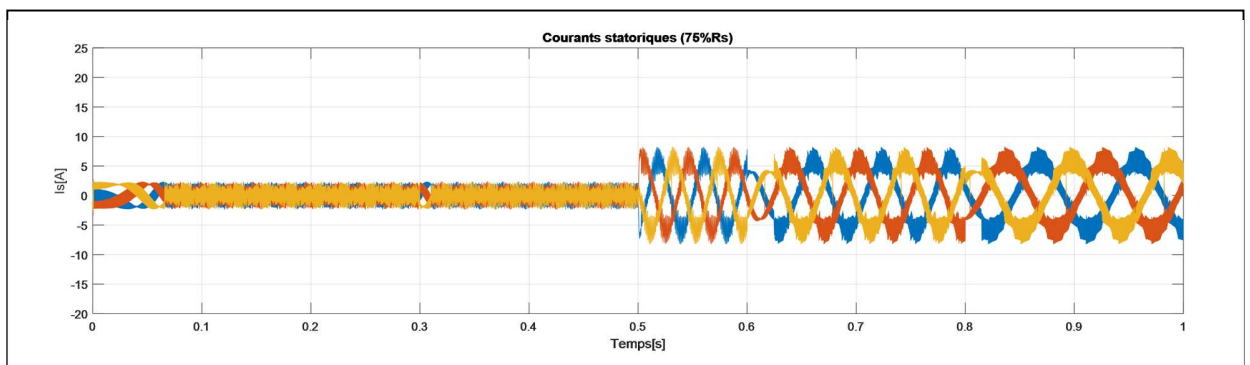


Fig.IV.26 Les courants statoriques avec DTC-MG pour 75% de R_s

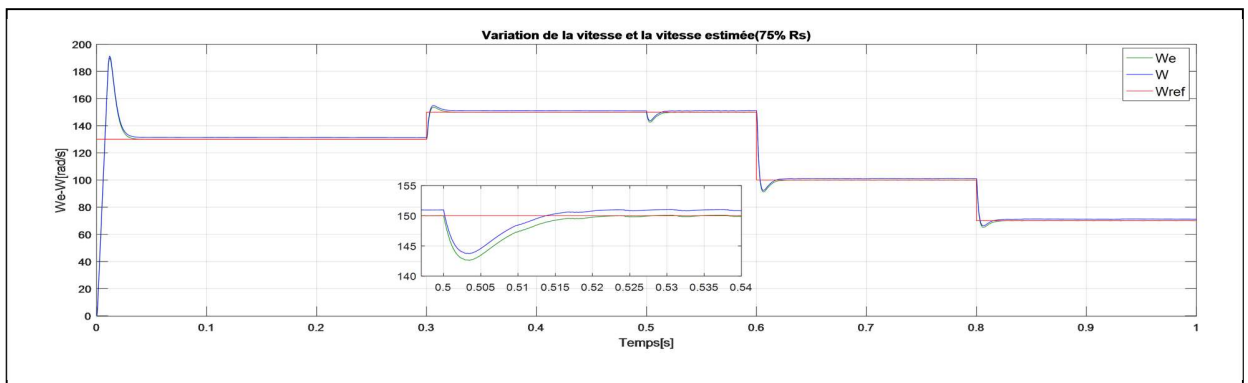


Fig.IV.27 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-PI pour 75% de R_s

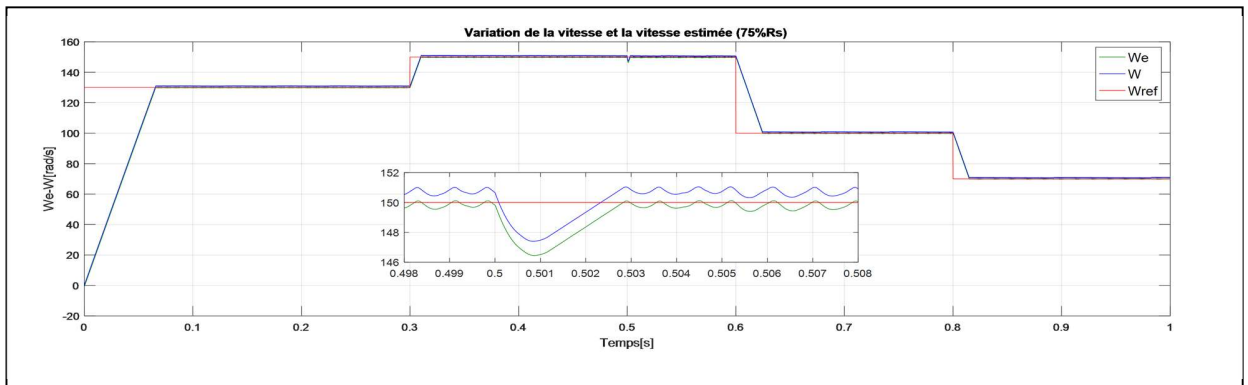


Fig.IV.28 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-Mode glissant pour 75% de R_s

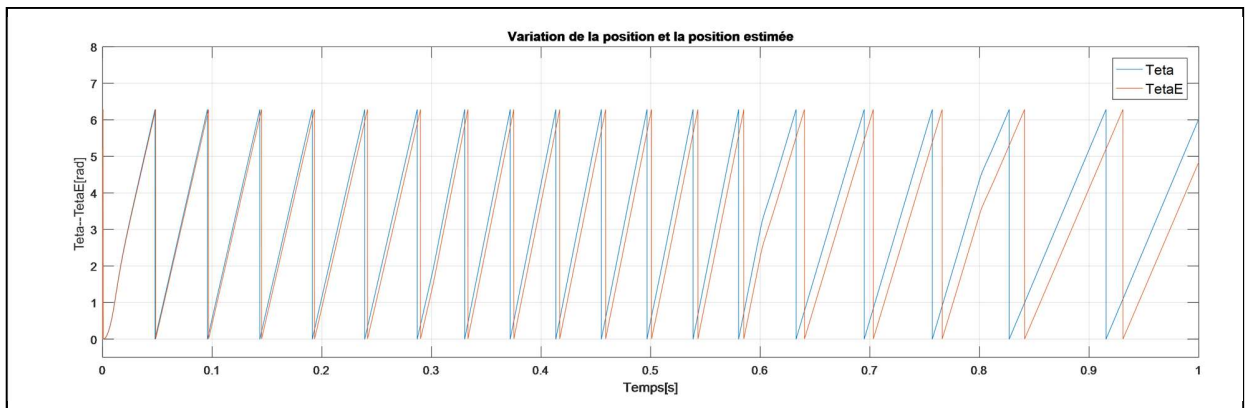


Fig.IV.29 La position et la position estimée avec DTC-PI pour 75% de R_s

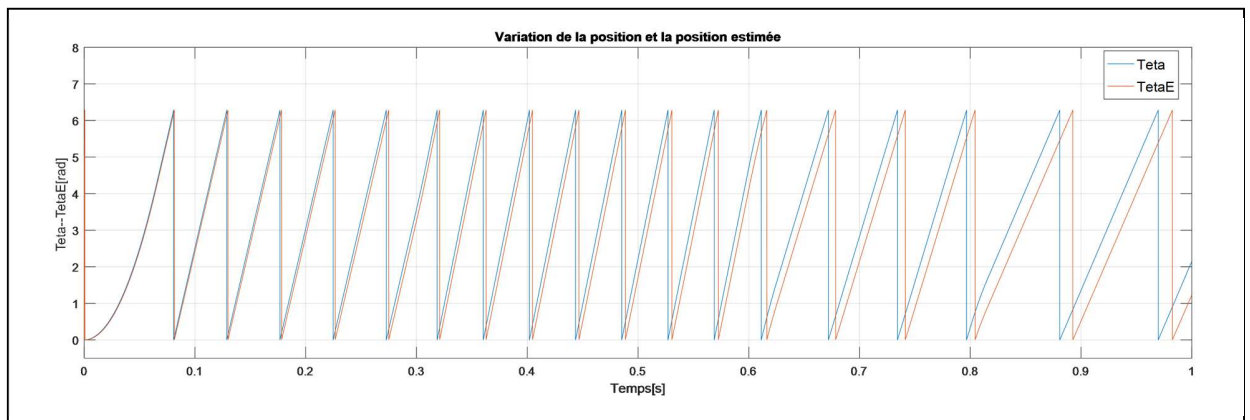


Fig.IV.30 La position et la position estimée avec DTC-Mode glissant pour 75% de R_s

La variation de la résistance à la valeur 125% de R_s nos a donné les résultats suivants :

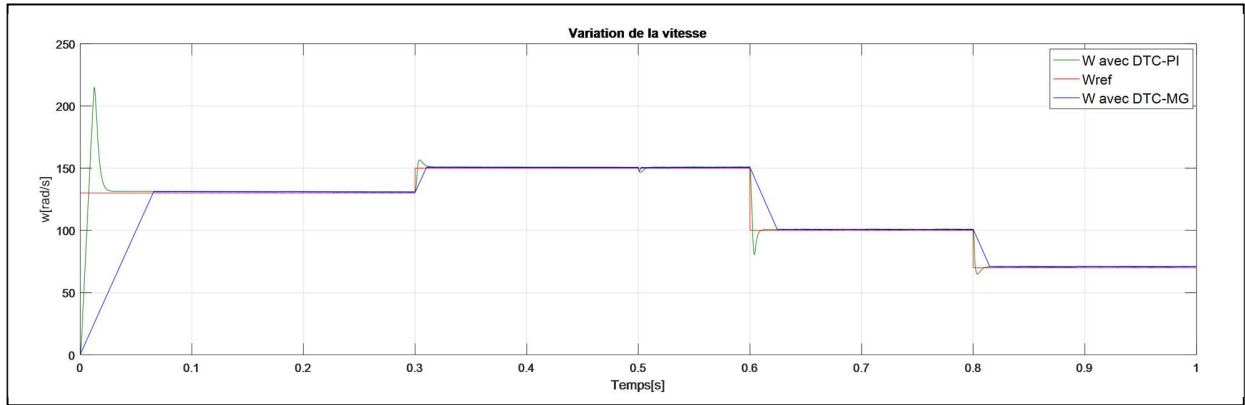


Fig.IV.31 La vitesse pour 125% de R_s

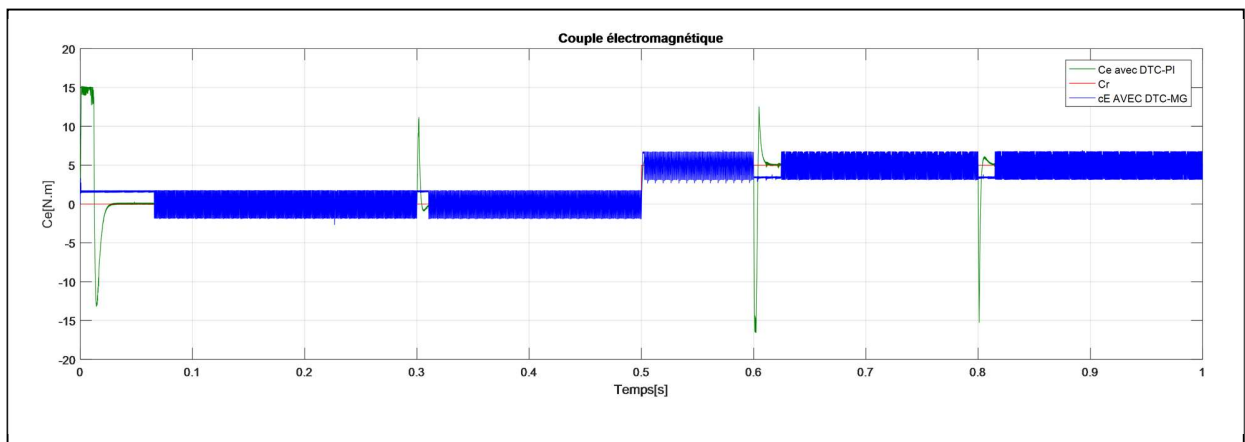


Fig.IV.32 Le couple électromagnétique pour 125% de R_s

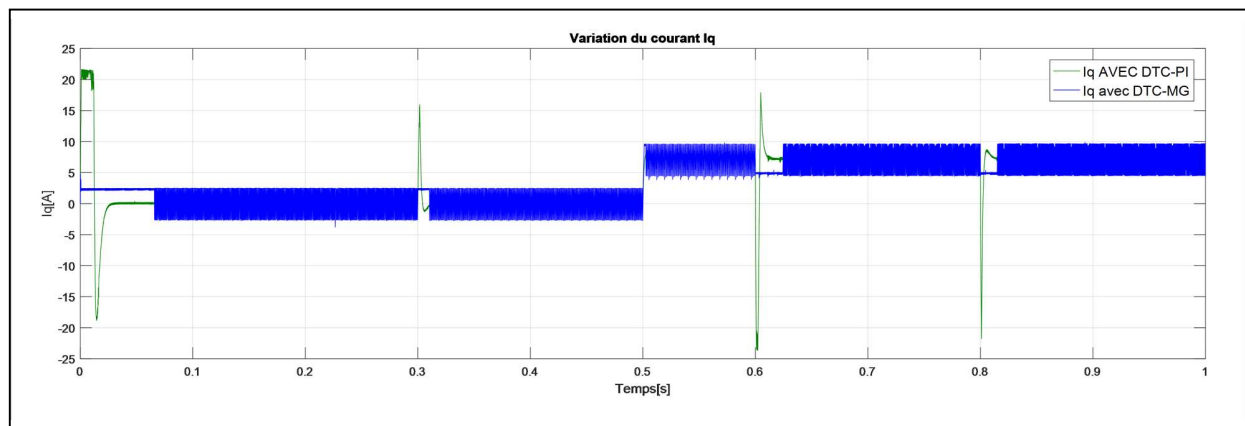


Fig.IV.33 Le courant quadratique pour 125% de R_s

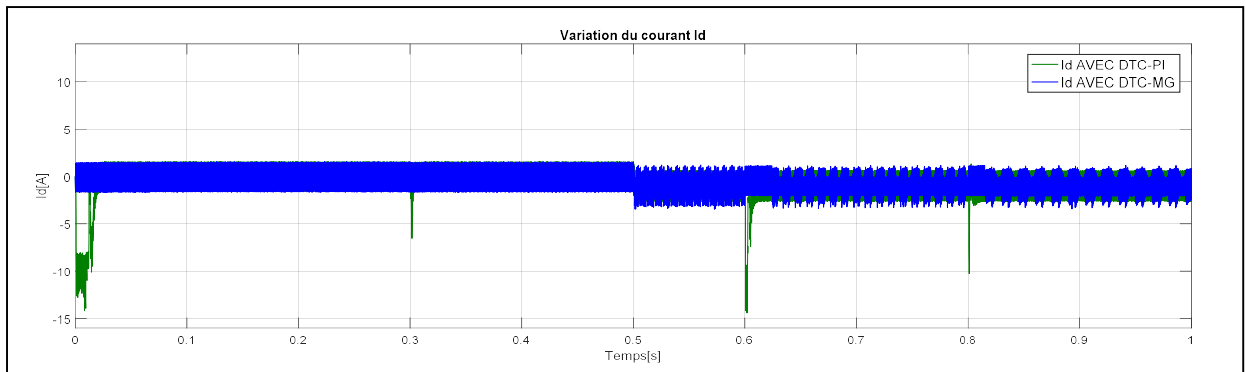


Fig.IV.34 Le courant direct pour 125% de R_s

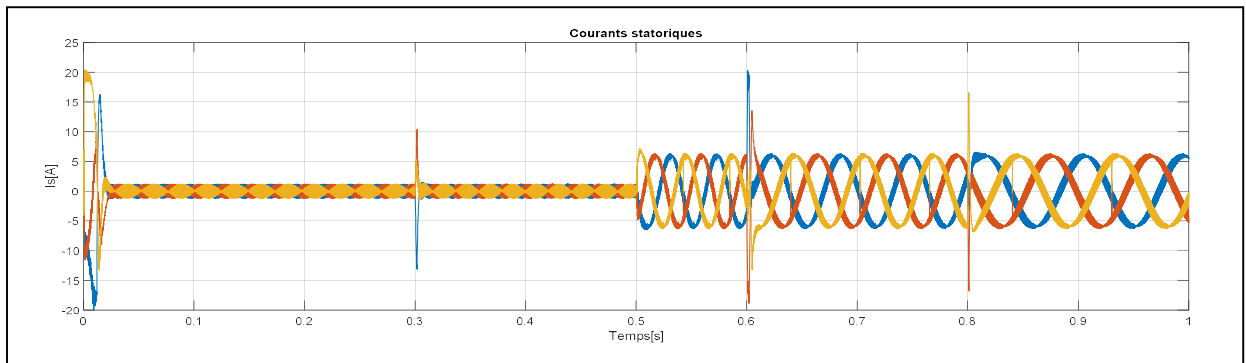


Fig.IV.35 Les courants statoriques avec DTC-PI pour 125% de R_s

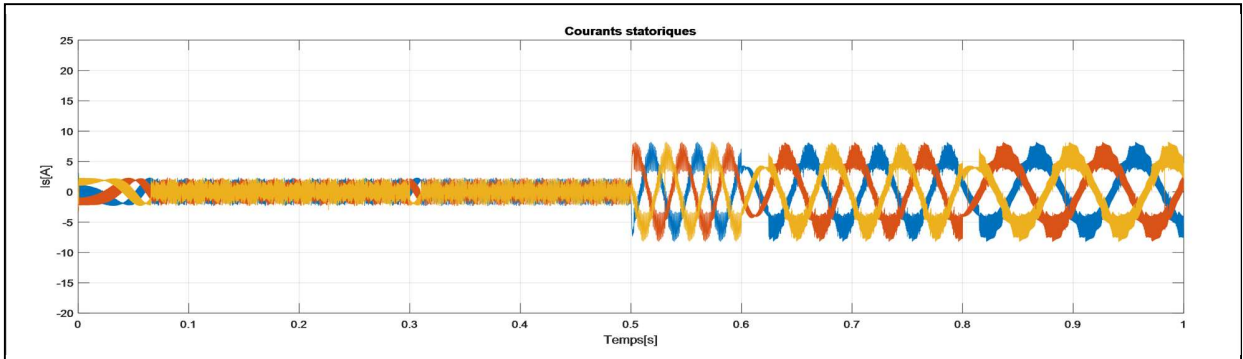


Fig.IV.36 Les courants statoriques avec DTC-MG pour 125% de R_s

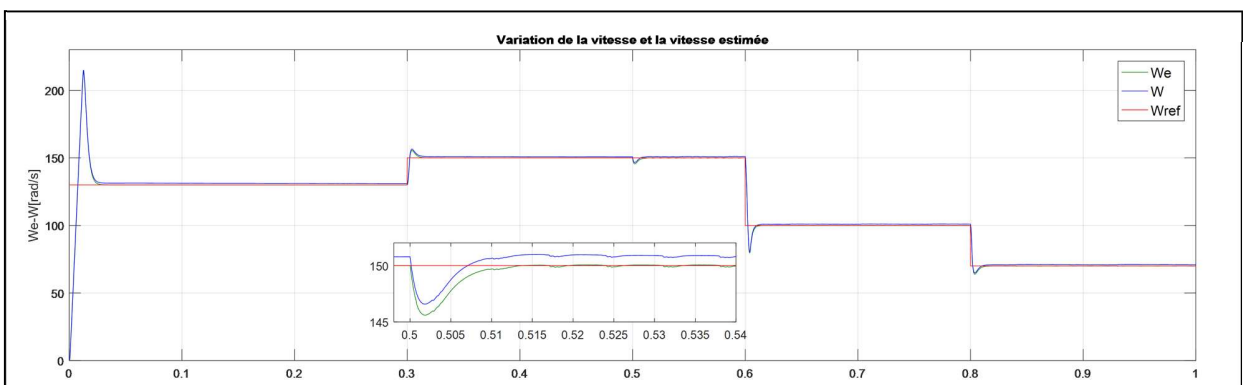


Fig.IV.37 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-PI pour 125% de R_s

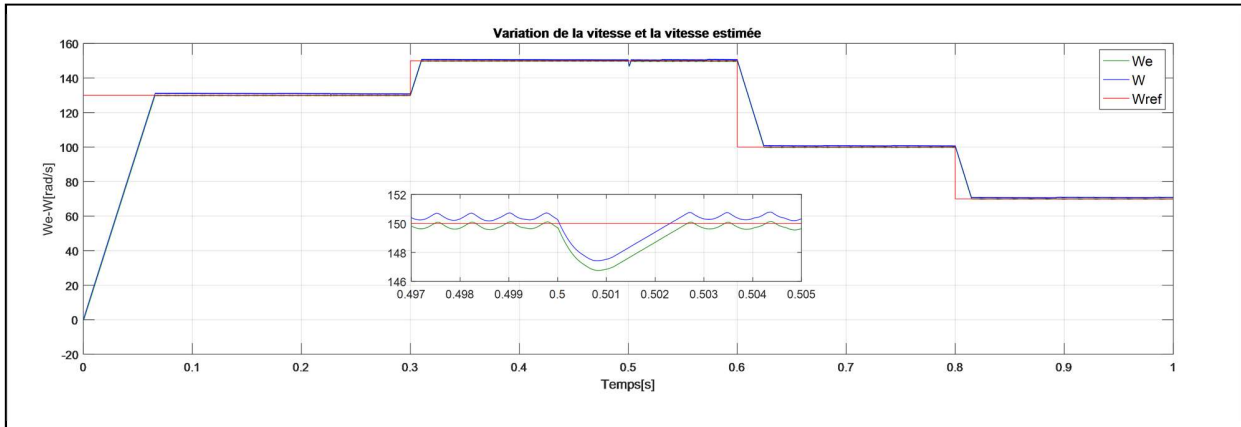


Fig.IV.38 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-Mode glissant pour 125% de R_s

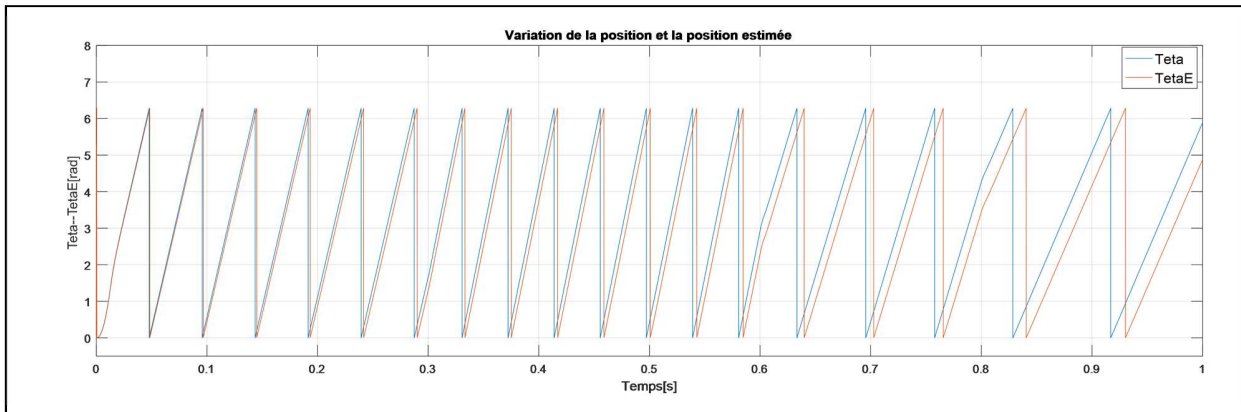


Fig.IV.39 La position et la position estimée avec DTC-PI pour 125% de R_s

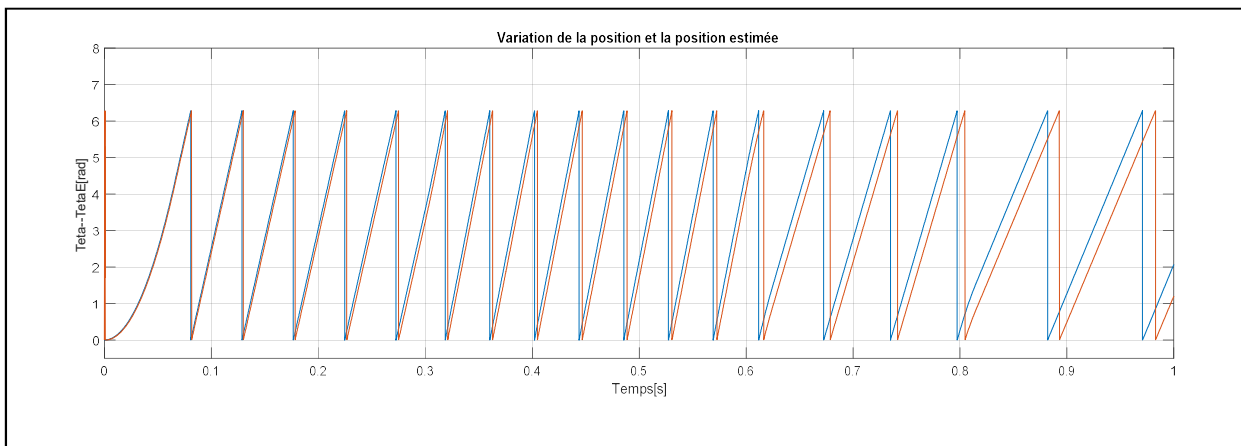


Fig.IV.40 La position et la position estimée avec DTC-Mode glissant pour 125% de R_s

VII.1.2. Test de variation de couple:

Les résultats sont illustrés par les figures suivantes :

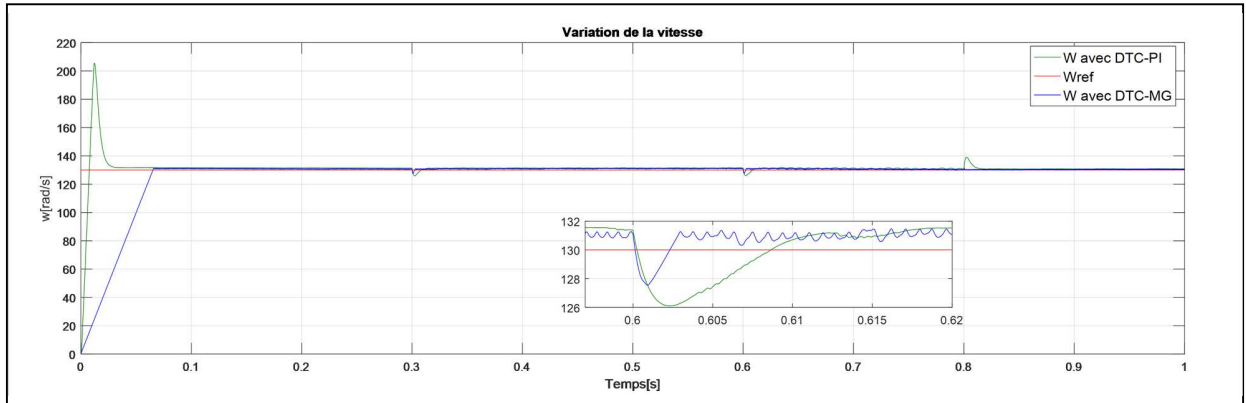


Fig.IV.41. La vitesse de rotation

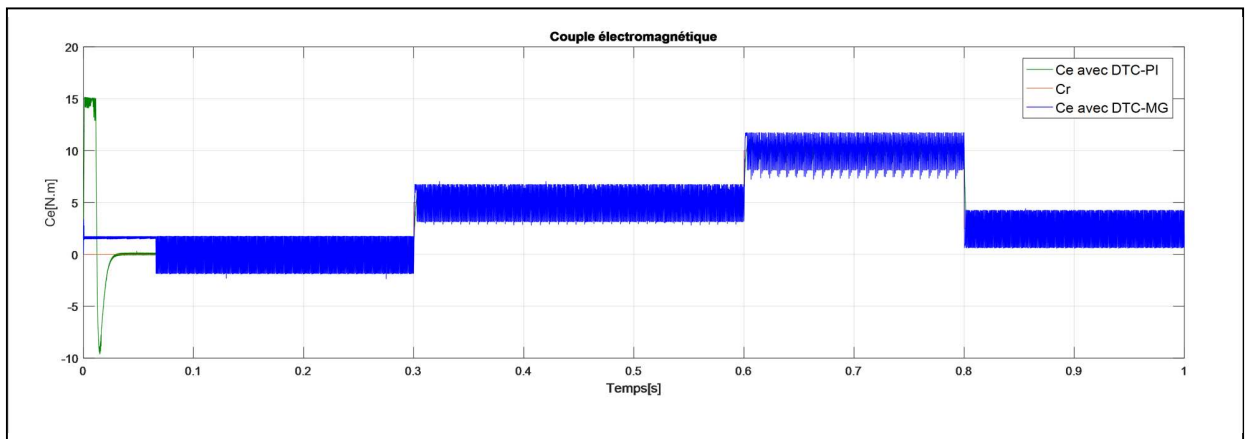


Fig.IV.42 Le couple électromagnétique

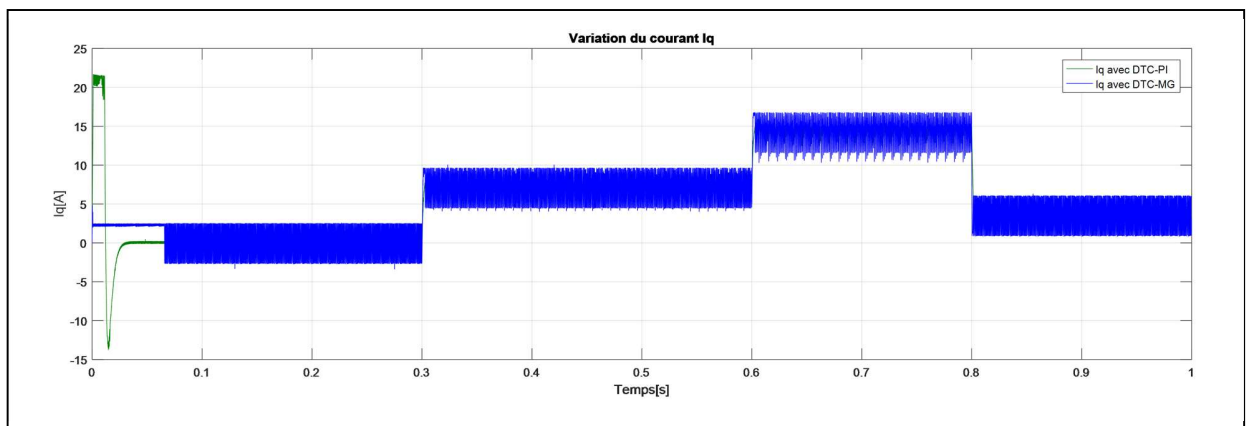


Fig.IV.43 Le courant quadratique

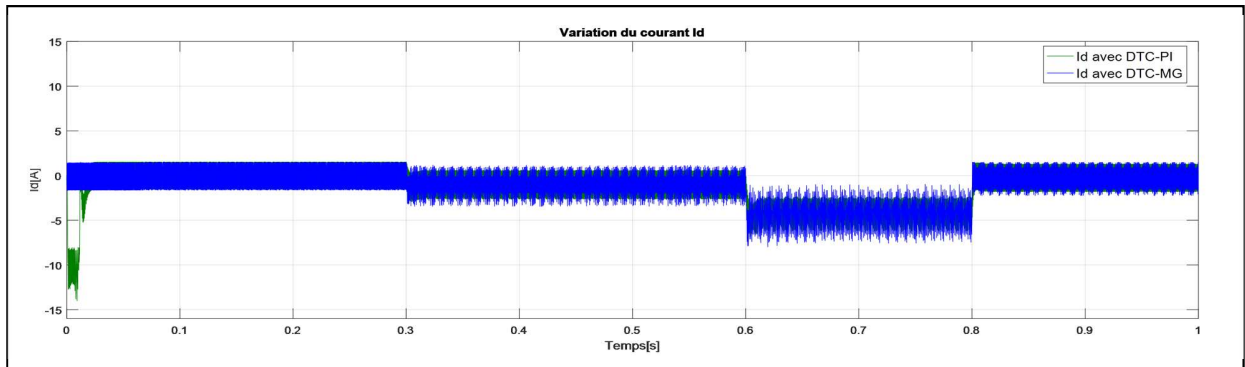


Fig.IV.44 Le courant direct

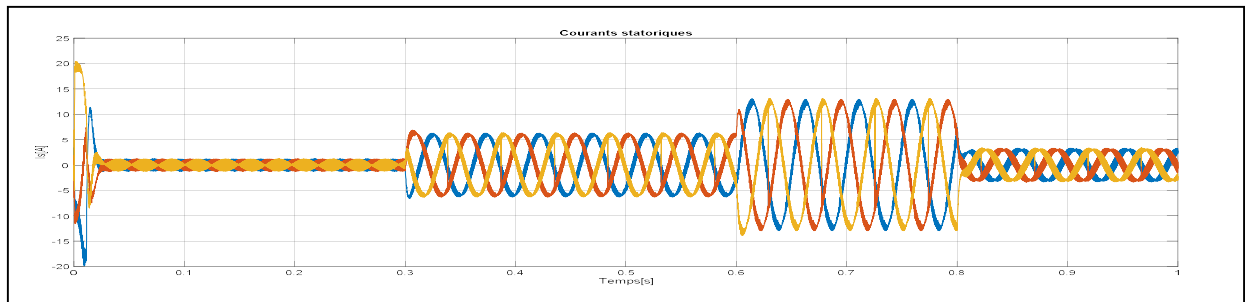


Fig.IV.45 Les courants statoriques avec DTC-PI

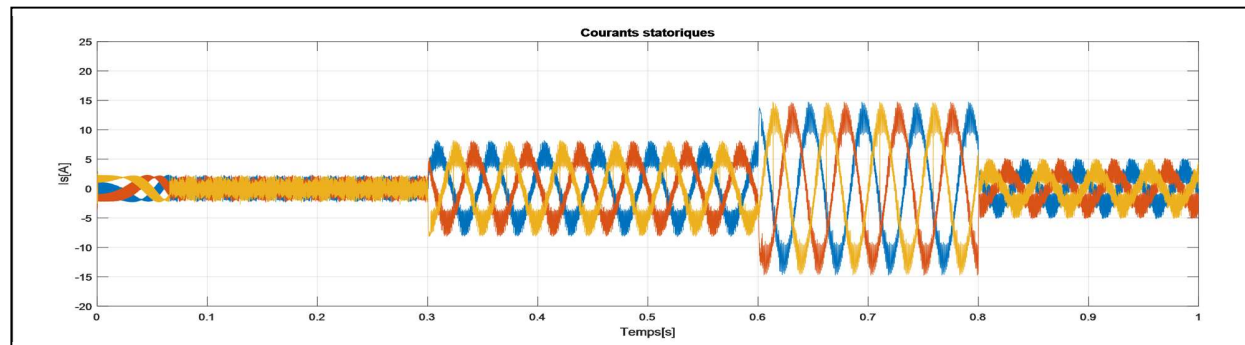


Fig.IV.46 Les courants statoriques avec DTC-MG

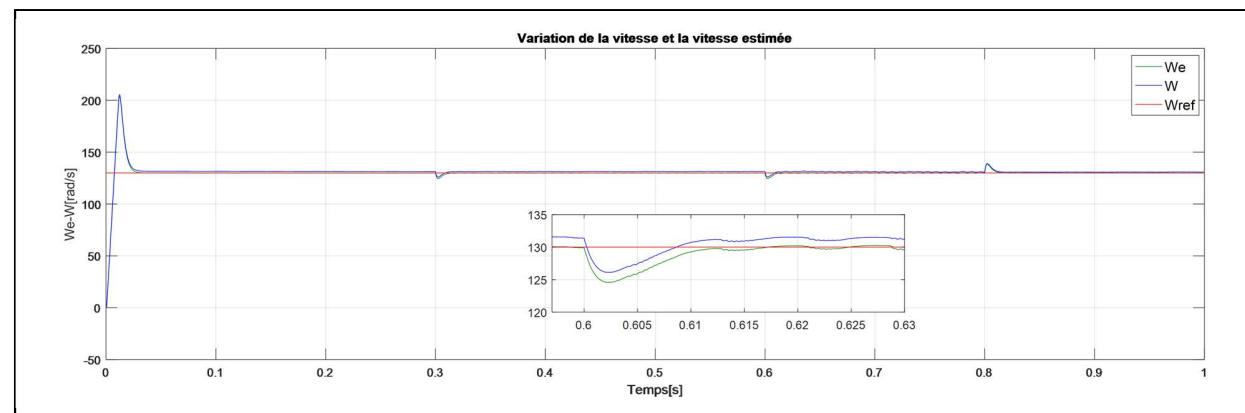


Fig.IV.47 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-PI

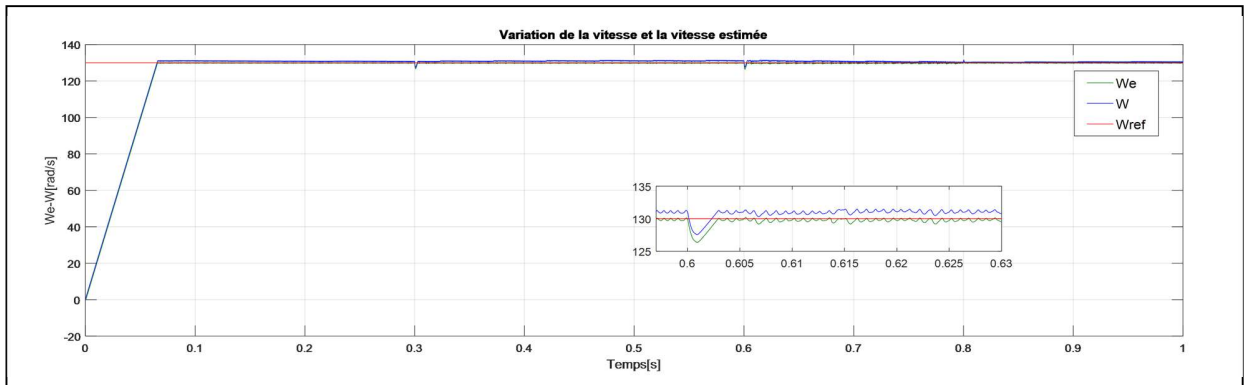


Fig.IV.48 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-Mode glissant

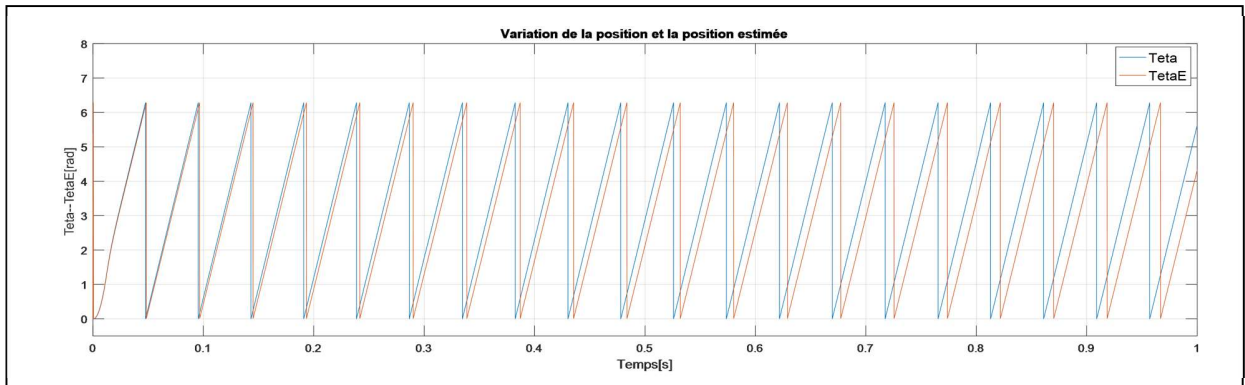


Fig.IV.49 La position et la position estimée avec DTC-PI

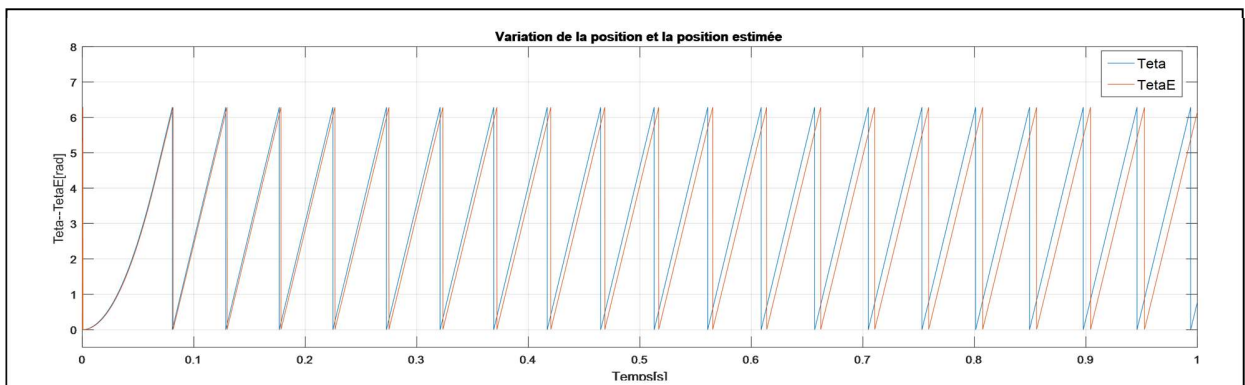


Fig.IV.50 La position et la position estimée avec DTC-Mode glissant

VII.1.3. Interprétation des résultats

D'après les résultats de simulation en appliquant la commande DTC par mode glissant (DTC-MG) soit pour le test des changements brusques de vitesse de rotation pour des différentes valeurs de la résistance statorique soit pour les changements du couple résistant en remarque le bon comportement dynamique de la réponse en vitesse, les allures du couple et des différents courant en comparaison avec les courbes obtenues via la commande DTC-PI conventionnelle, le seul inconvénient c'est l'apparitions des oscillations à haute fréquence (phénomène de broutement) au niveau des différents signaux.

VII.2. Simulation de la DTC-MG-CCCI sans capteur mécanique

VII.2.1. Test de variation de vitesse et résistance statorique

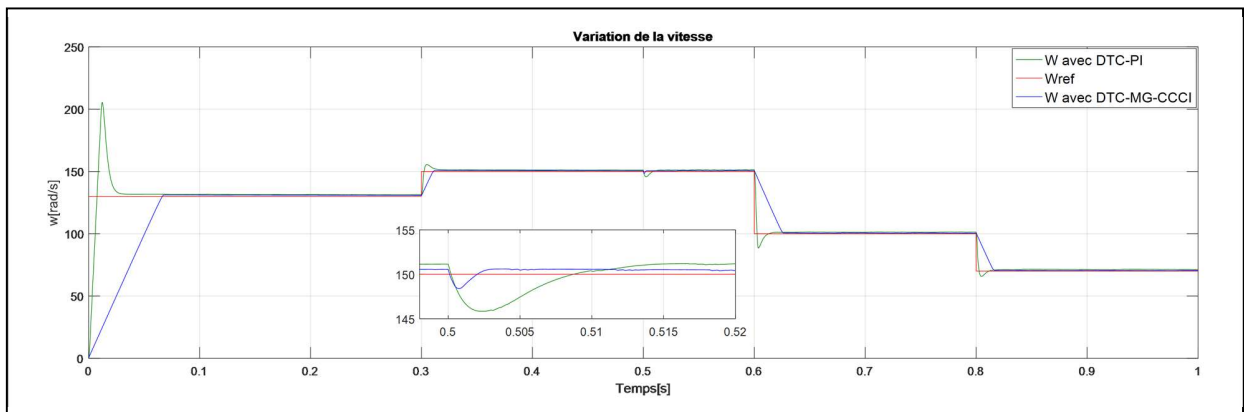


Fig.IV.51 La vitesse avec DTC-PI et DTC-MG-CCCI

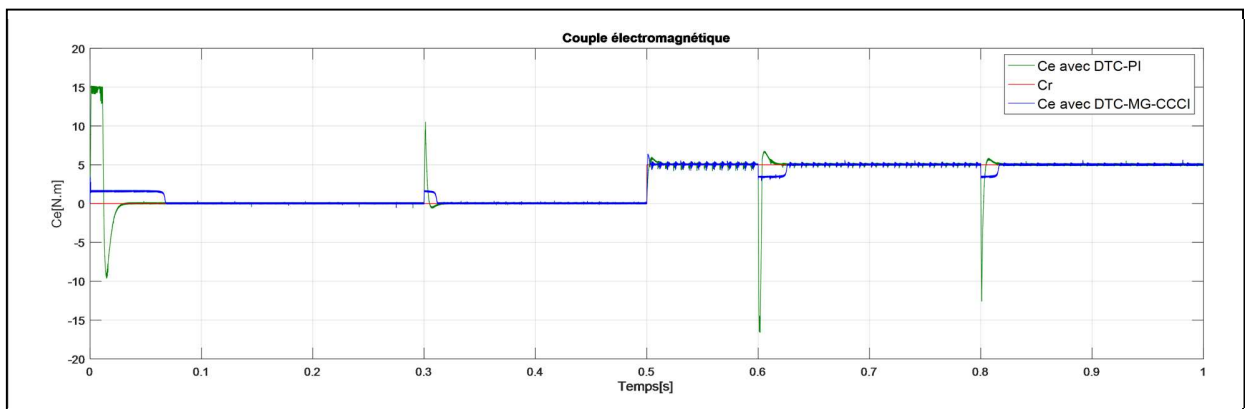


Fig.IV.52 Le couple électromagnétique

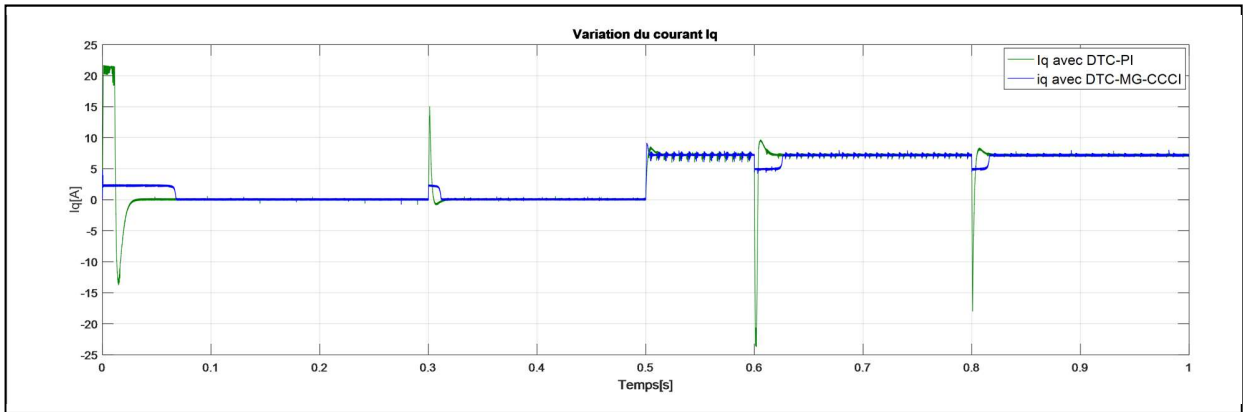


Fig.IV.53 Le courant quadratique

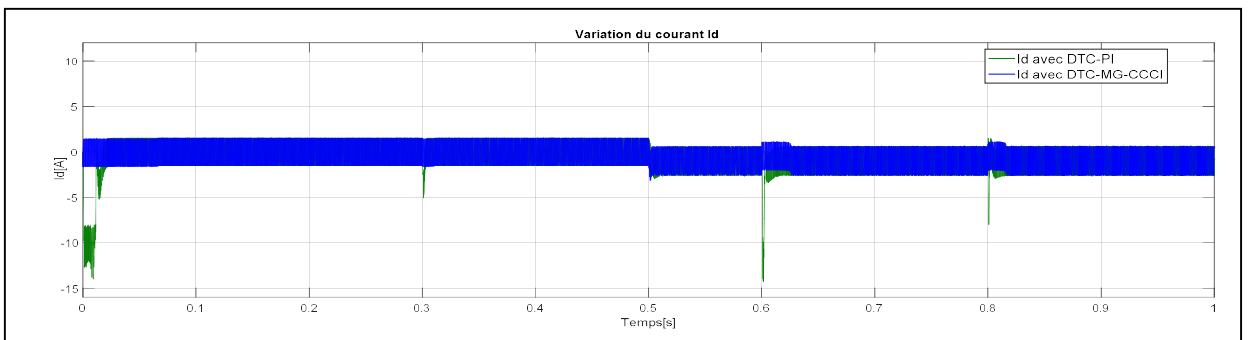


Fig.IV.54 Le courant direct

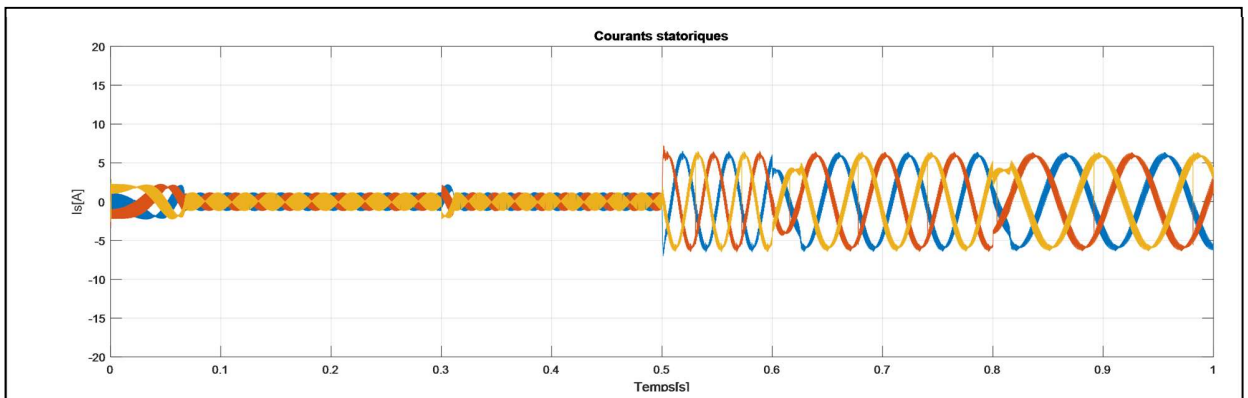


Fig.IV.55 Les courants statoriques avec DTC-MG-CCCI

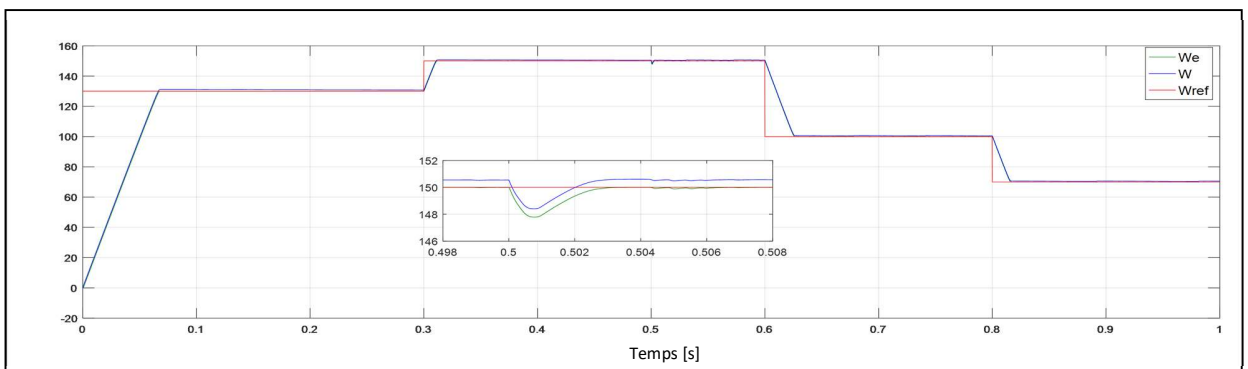


Fig.IV.56 La vitesse et vitesse estimée avec DTC-MG-CCCI

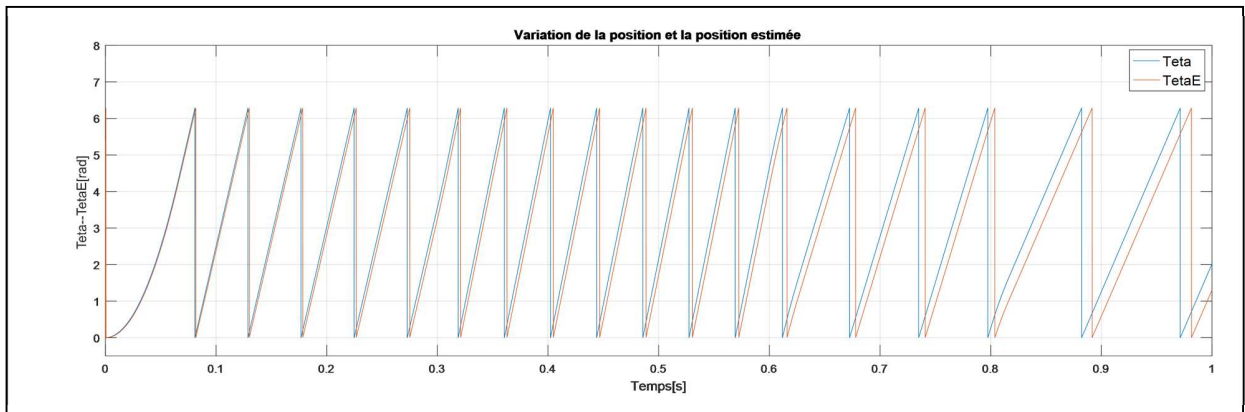


Fig.IV.57 La position et la position estimée avec DTC-MG-CCCI

Le changement de la valeur de la résistance statorique vers la valeur de 75% de R_s nous a donné les résultats suivants :

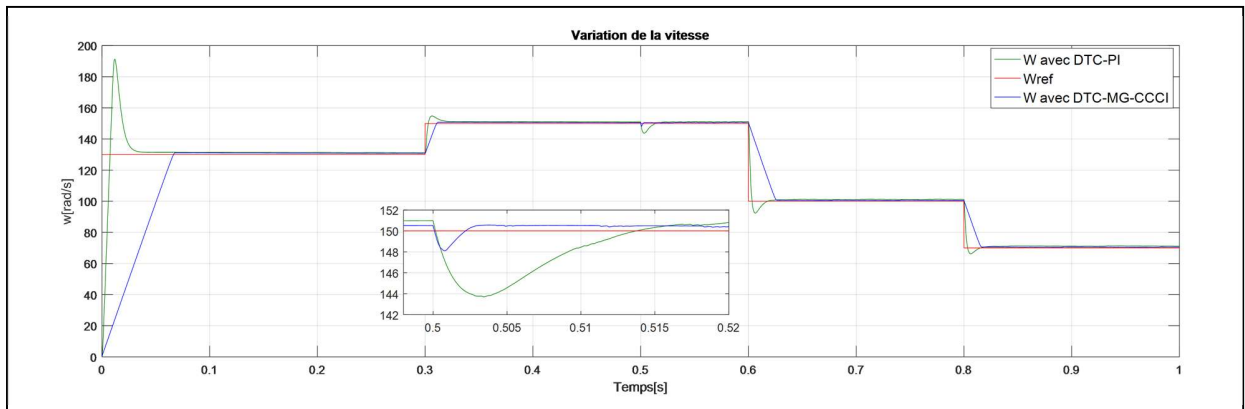


Fig.IV.58 La vitesse avec DTC-PI et DTC-MG-CCCI pour 75% de R_s

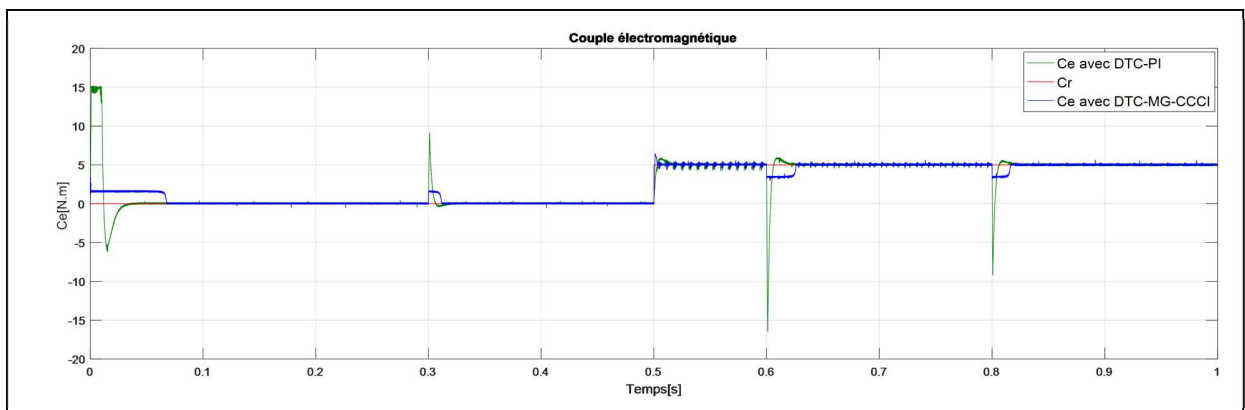


Fig.IV.59 Le couple électromagnétique pour 75% de R_s

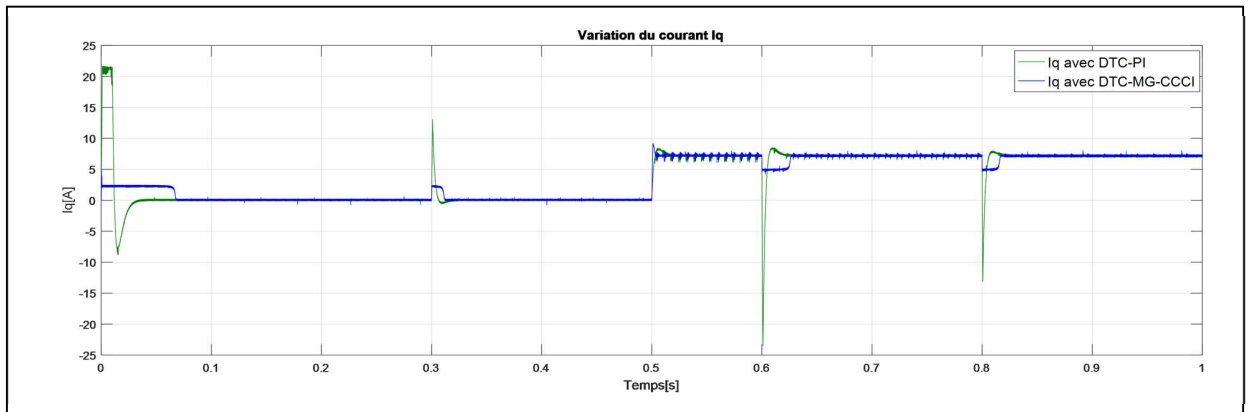


Fig.IV.60 Le courant quadratique pour 75% de R_s

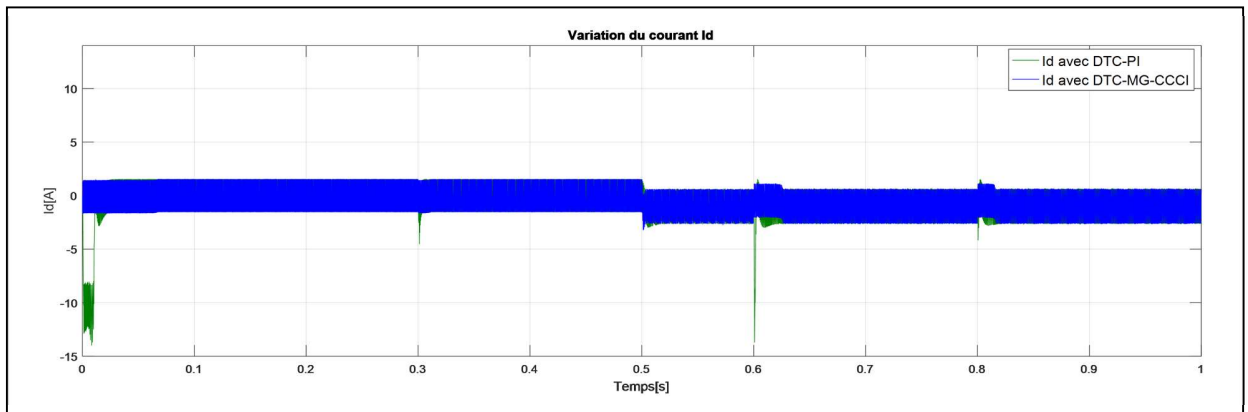


Fig.IV.61 Le courant direct avec 75% de R_s

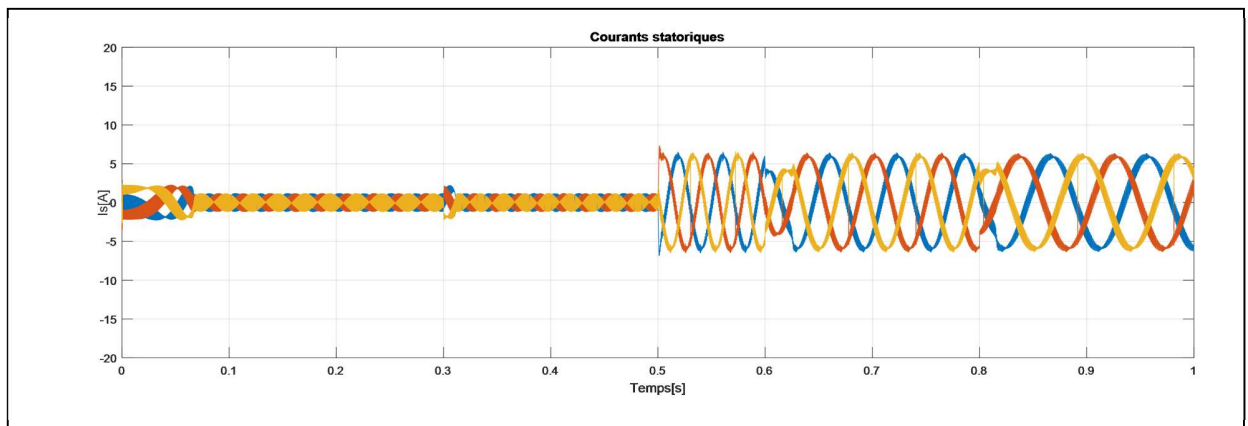


Fig.IV.62 Les courants statoriques avec DTC-MG-CCCI pour 75% de R_s

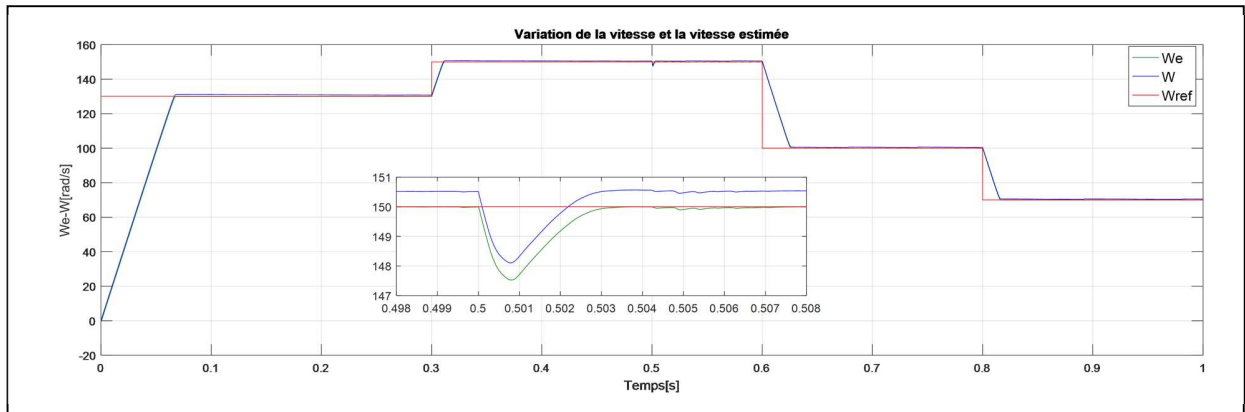


Fig.IV.63 La vitesse et vitesse estimée avec DTC-MG-CCCI pour 75% de R_s

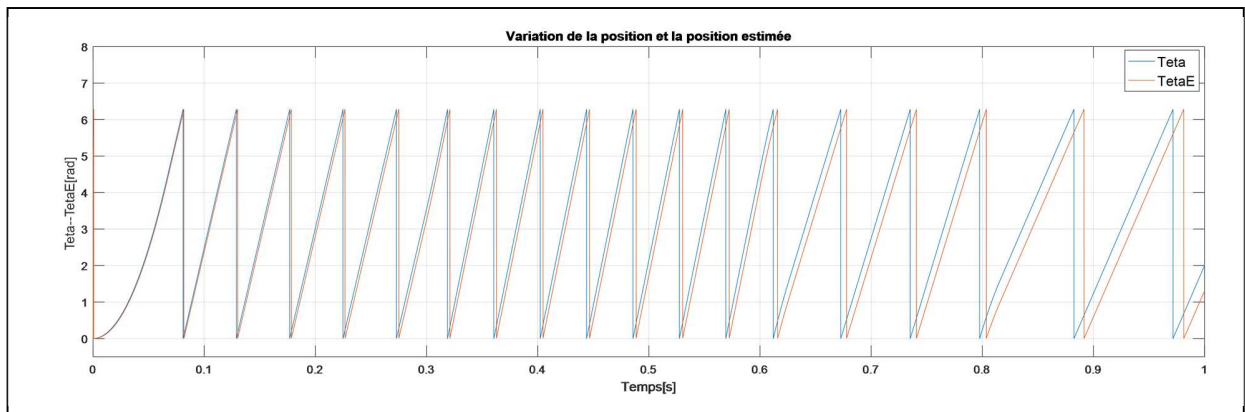


Fig.IV.64 La position et la position estimée avec DTC-MG-CCCI pour 75% de R_s

En utilisant 125% de la résistance statorique, on obtient les résultats suivants :

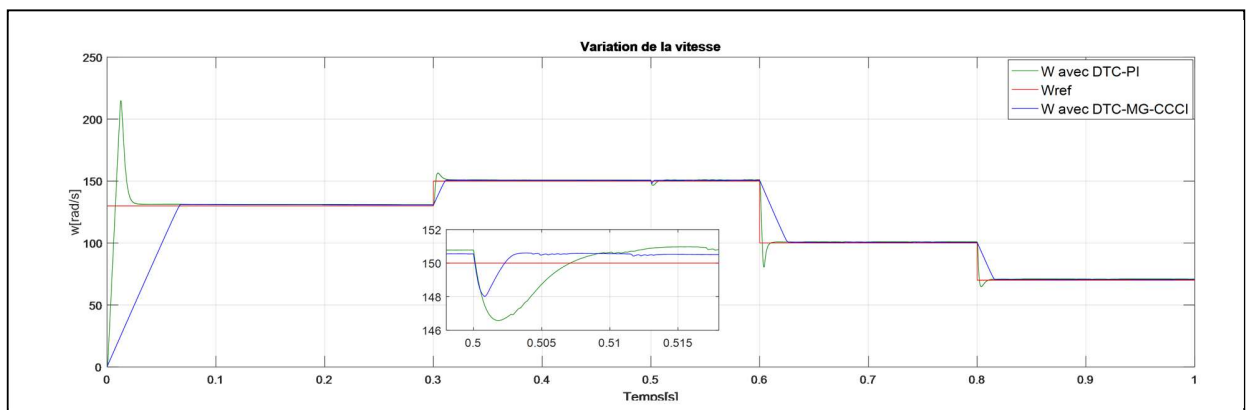


Fig.IV.65 La vitesse avec DTC-PI et DTC-MG-CCCI pour 125% de R_s

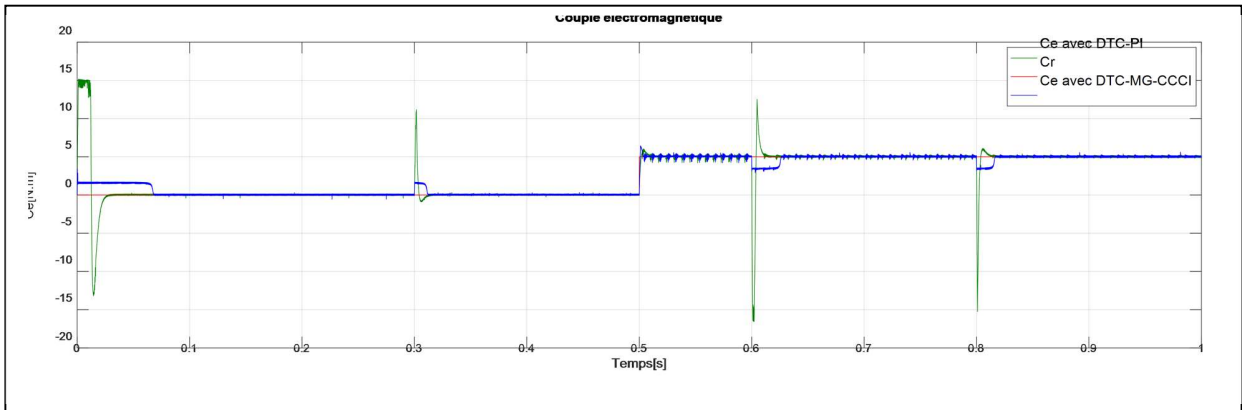


Fig.IV.66 Le couple électromagnétique avec 125% de R_s

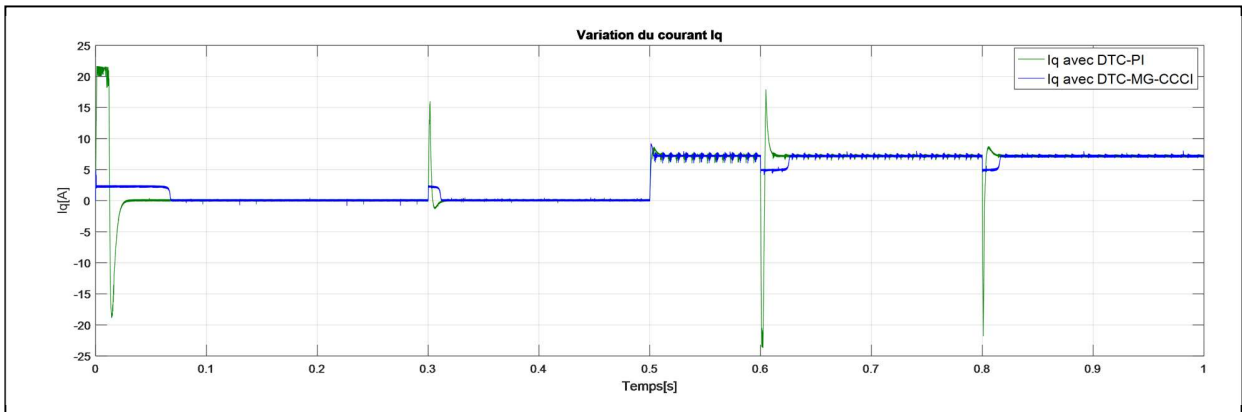


Fig.IV.67 Le courant quadratique avec 125% de R_s

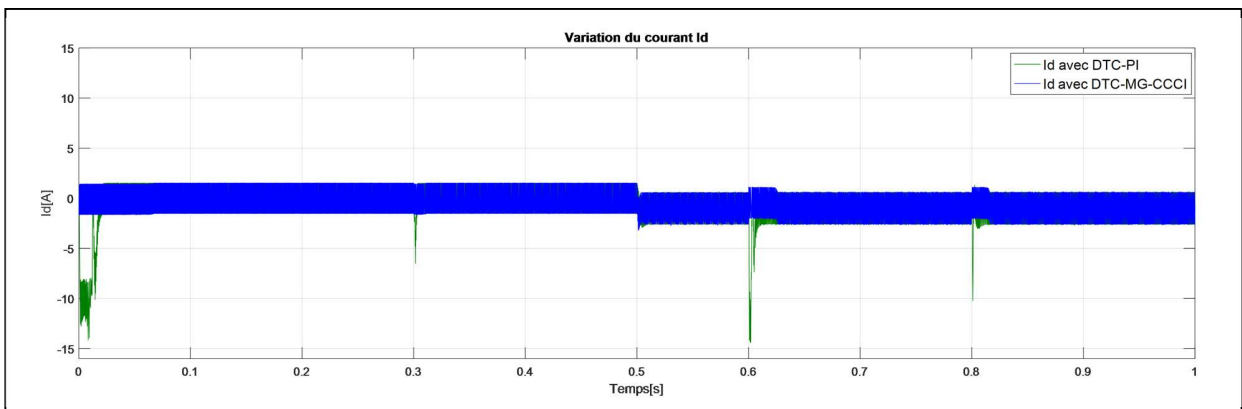


Fig.IV.68 Le courant direct avec 125% de R_s

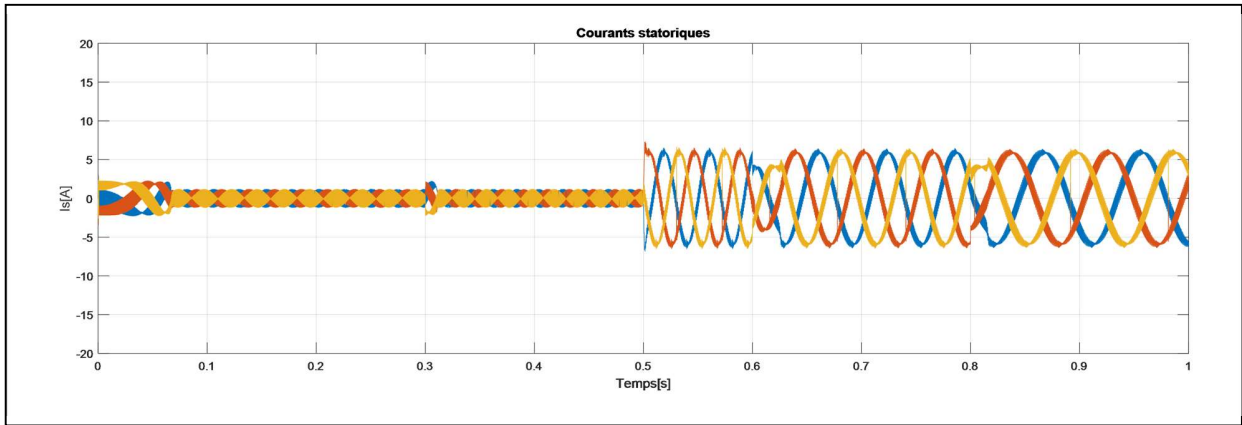


Fig.IV.69 Les courants statoriques avec DTC-MG-CCCI avec 125% de R_s

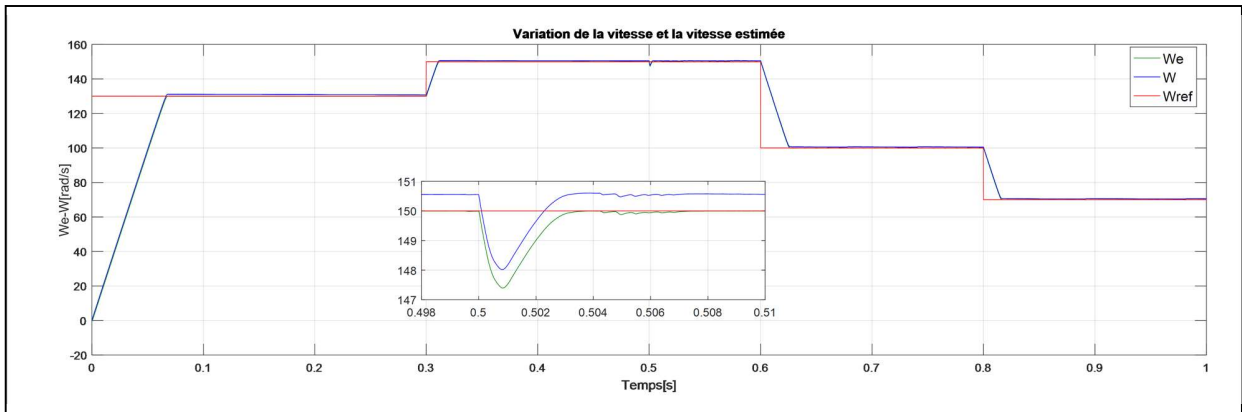


Fig.IV.70 La vitesse estimée avec DTC-MG-CCCI pour 125% de R_s

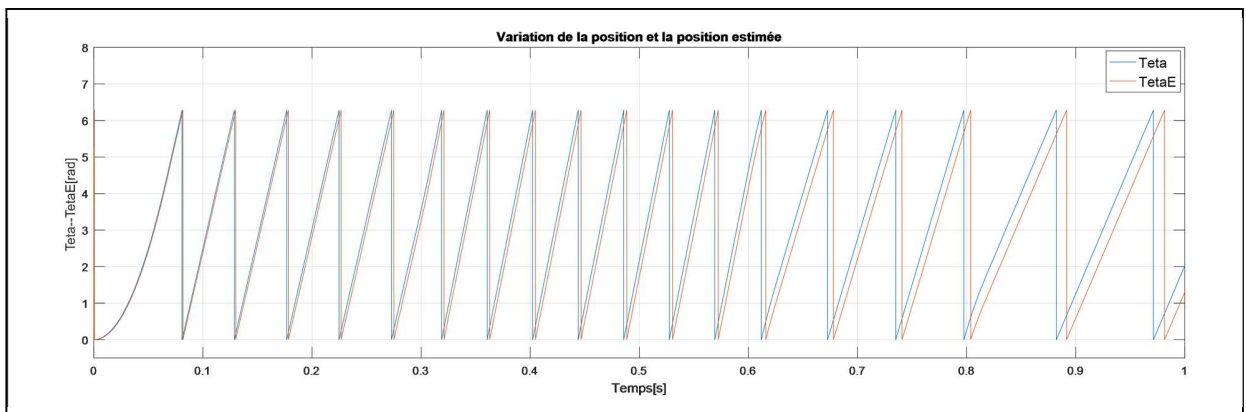


Fig.IV.71 La position et la position estimée avec DTC-MG-CCCI pour 125% de R_s

VII.2.2. Test de variation de couple:

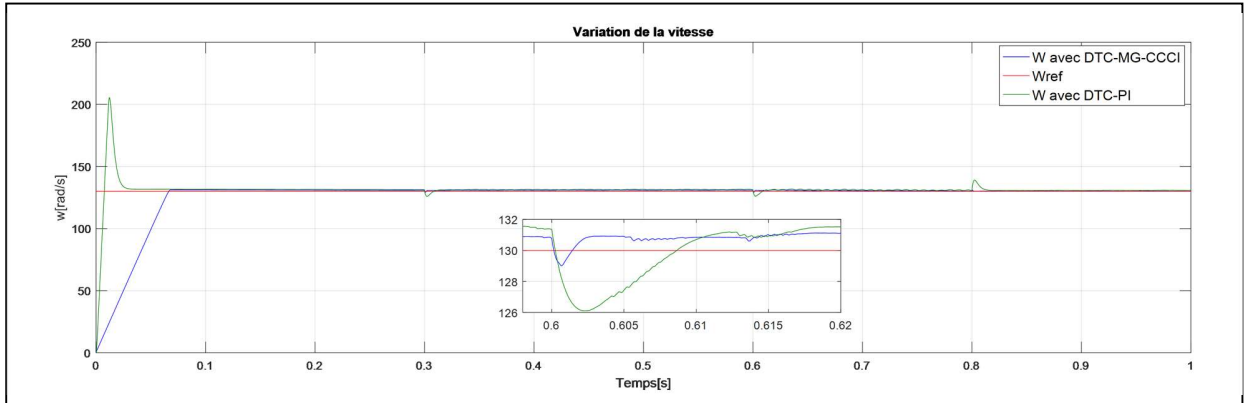
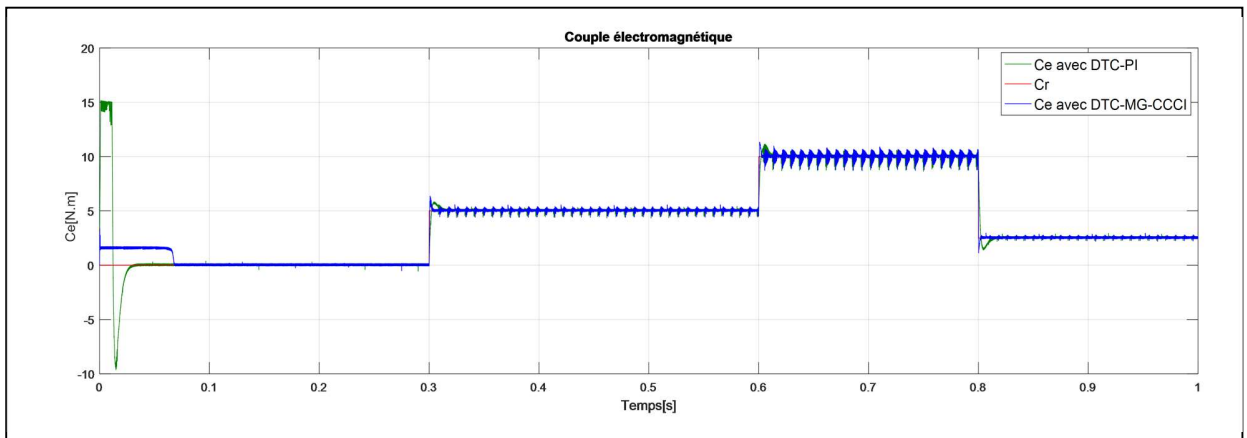


Fig.IV.72 La vitesse de rotation



Fig;IV.73 Le couple électromagnétique

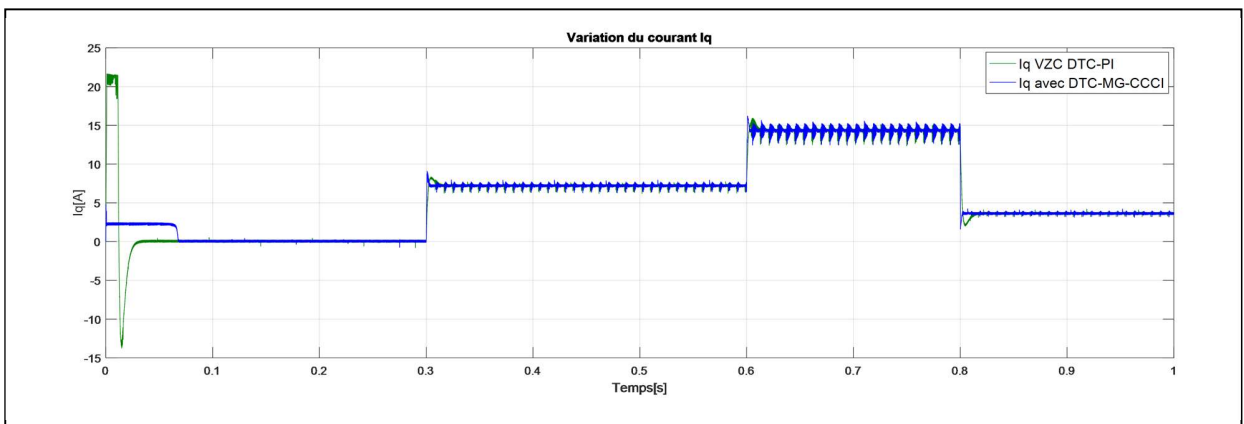


Fig.IV.74 Le courant quadratique

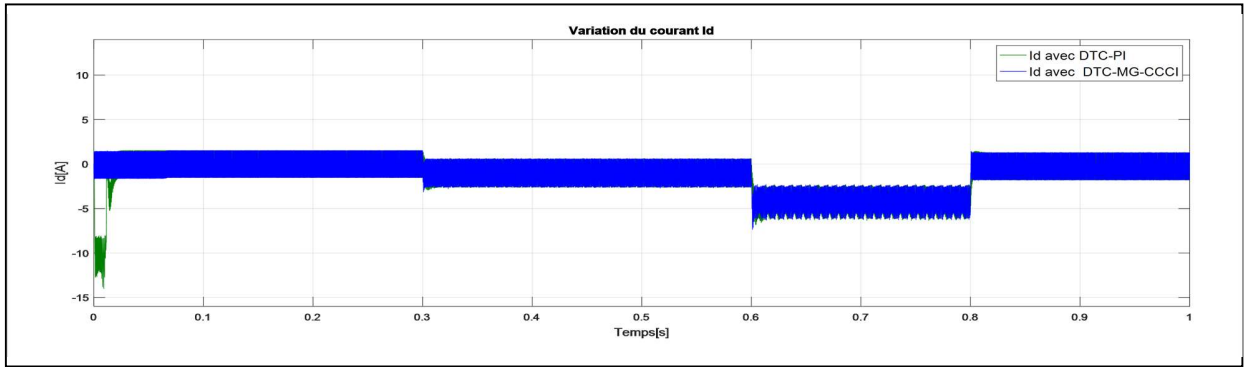


Fig.IV.75 Le courant direct

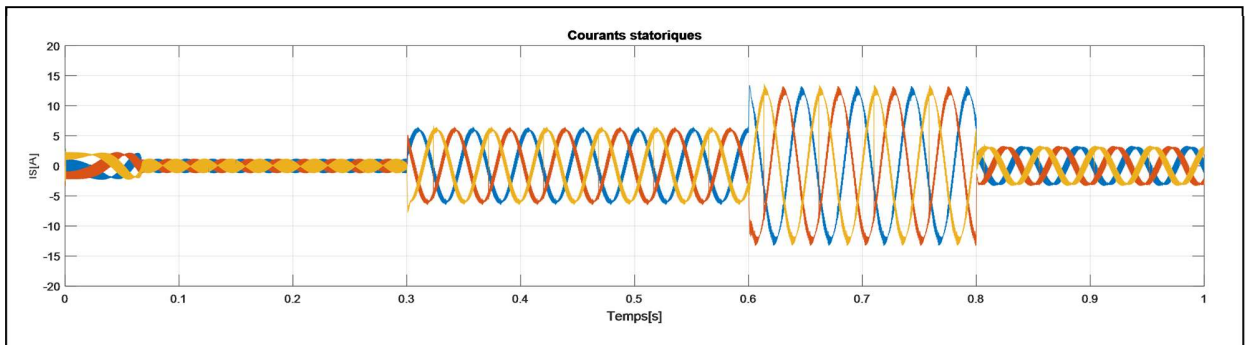


Fig.IV.76 Les courants statoriques avec DTC-MG-CCCI

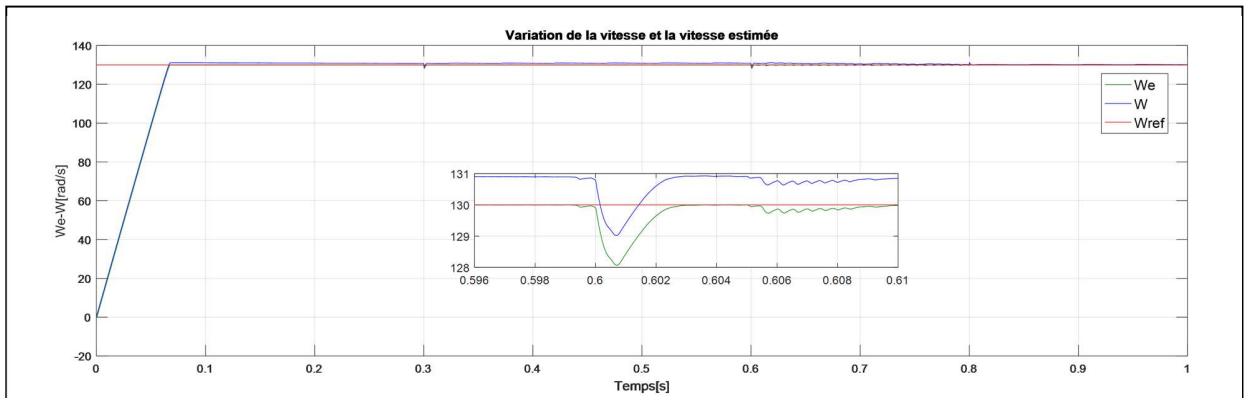


Fig.IV.77 La vitesse estimée avec DTC-MG-CCCI

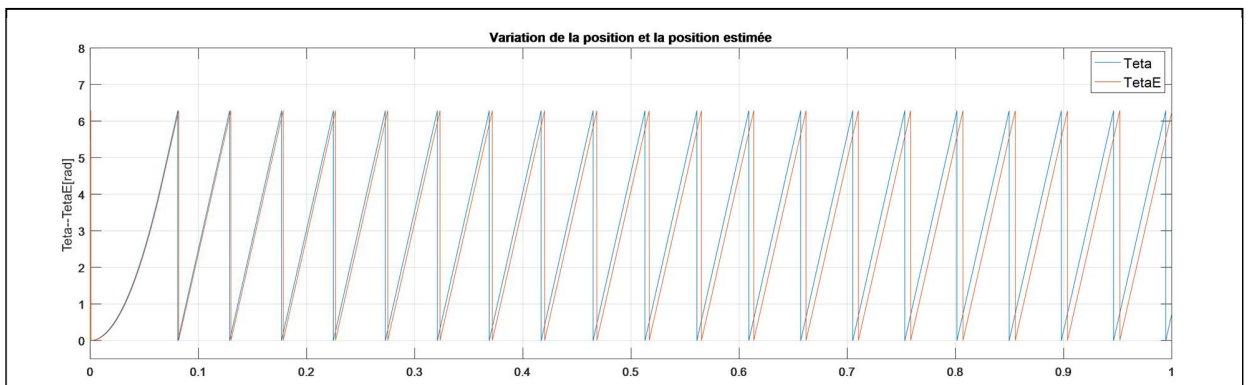


Fig.IV.78 La position et la position estimée avec DTC-MG-CCCI

VII.2.3. Interprétation des résultats

Les courbes obtenues en appliquant la commande DTC par mode glissant avec commande continue avec composante intégrale, montrent une atténuation remarquable des oscillations dans les signaux des courant et de couple si on les compare avec celles obtenue précédemment par la commande DTC-MG, avec comportement en régime dynamique stable.

VII.3. Simulation de la DTC-Mode glissant d'ordre deux sans capteur mécanique

VII.3.1. Test de variation de vitesse avec résistance statorique

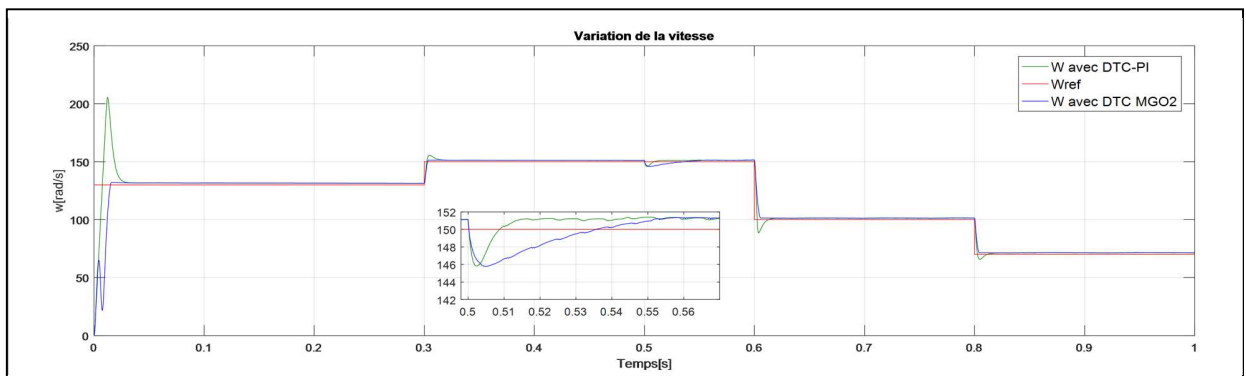


Fig.IV.79 La vitesse avec DTC-PI et DTC-MGO2

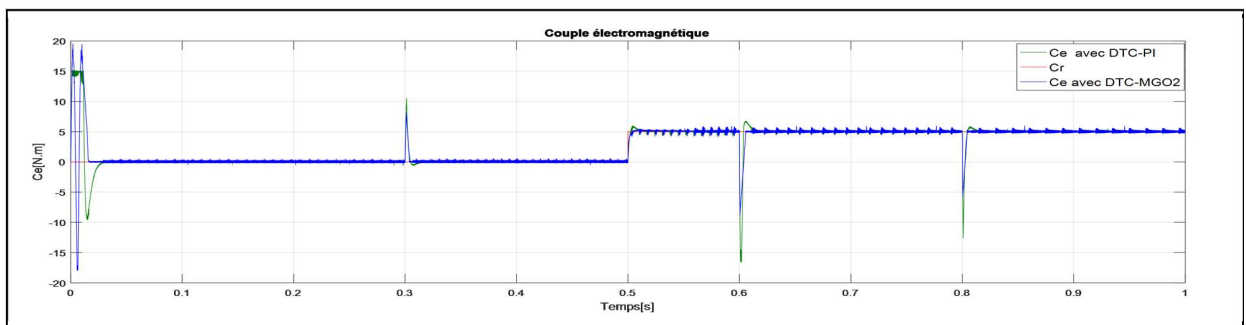


Fig.IV.80 Le couple électromagnétique

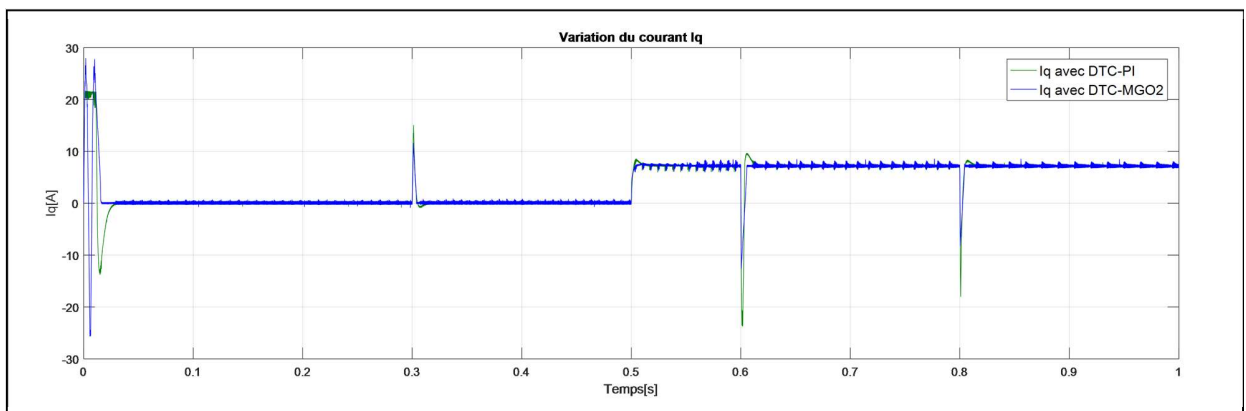


Fig.IV.81 Le courant quadratique

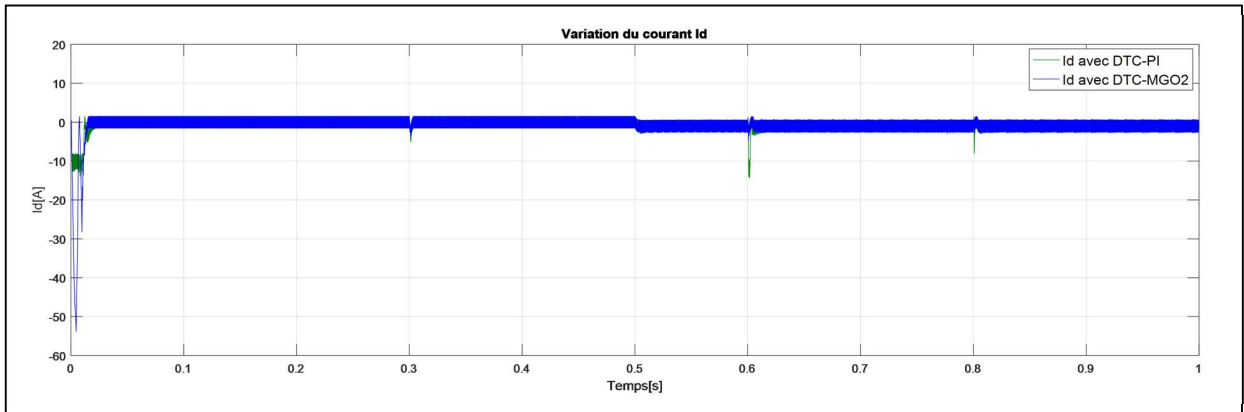


Fig.IV.82 Le courant direct

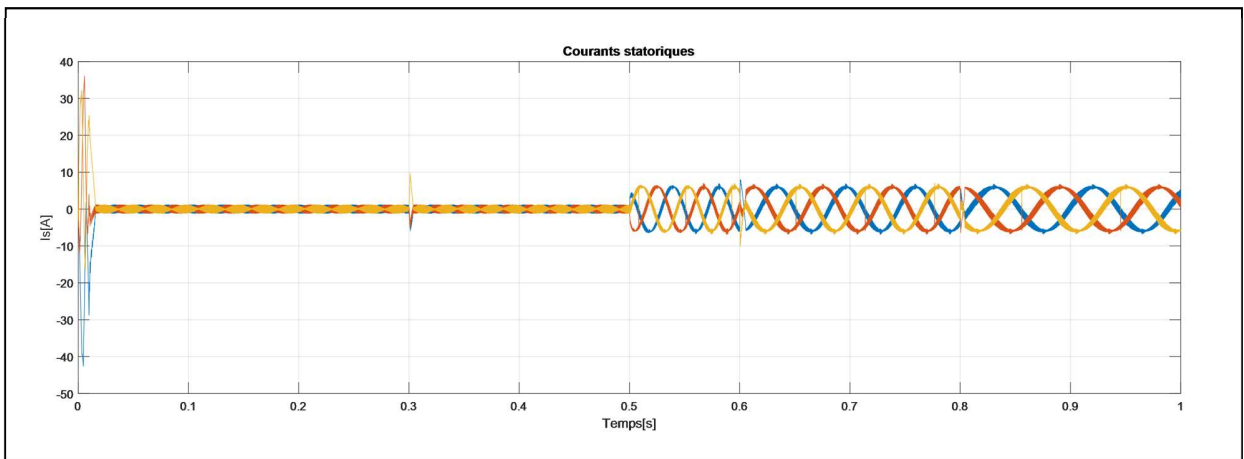


Fig.IV.83 Les courants statoriques avec DTC-MGO2

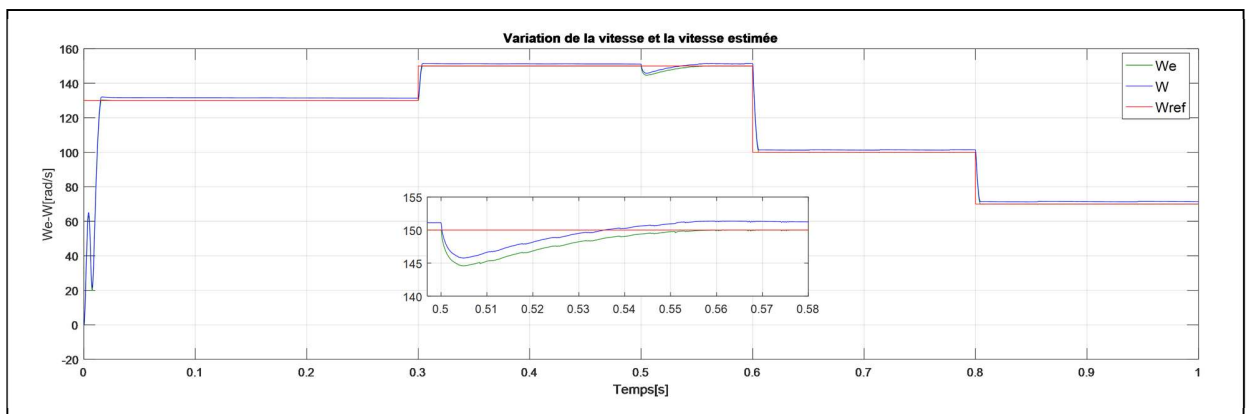


Fig.IV.84 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGO2

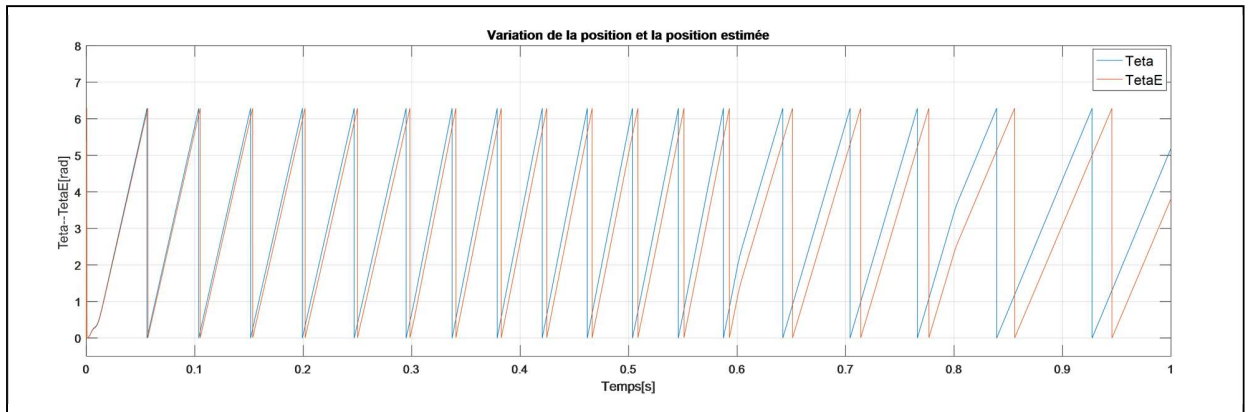


Fig.IV.85 La position et la position estimée avec DTC-MGO2

Le changement de la valeur de la résistance statorique vers la valeur de 75% de R_s nous a donné les résultats suivants :

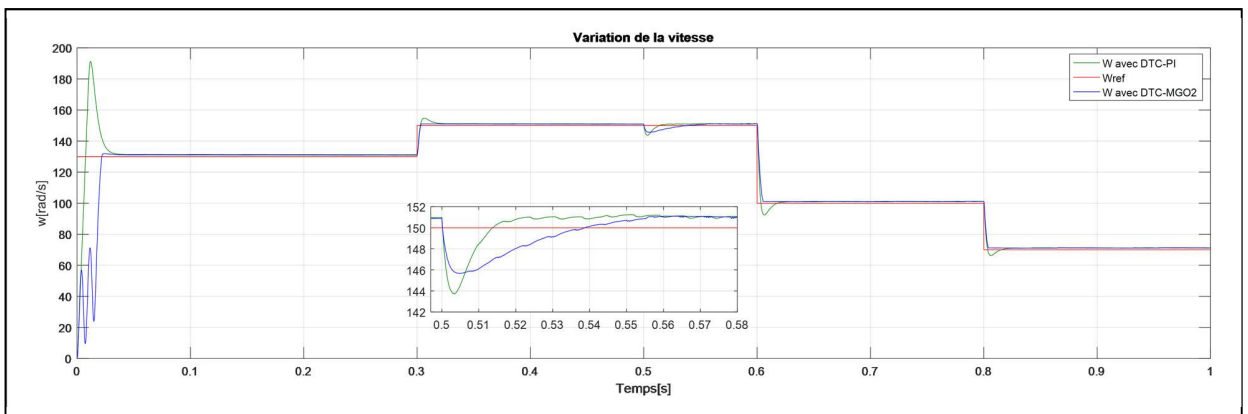


Fig.IV.86 La vitesse avec DTC-PI et DTC-MGO2 pour 75% de R_s

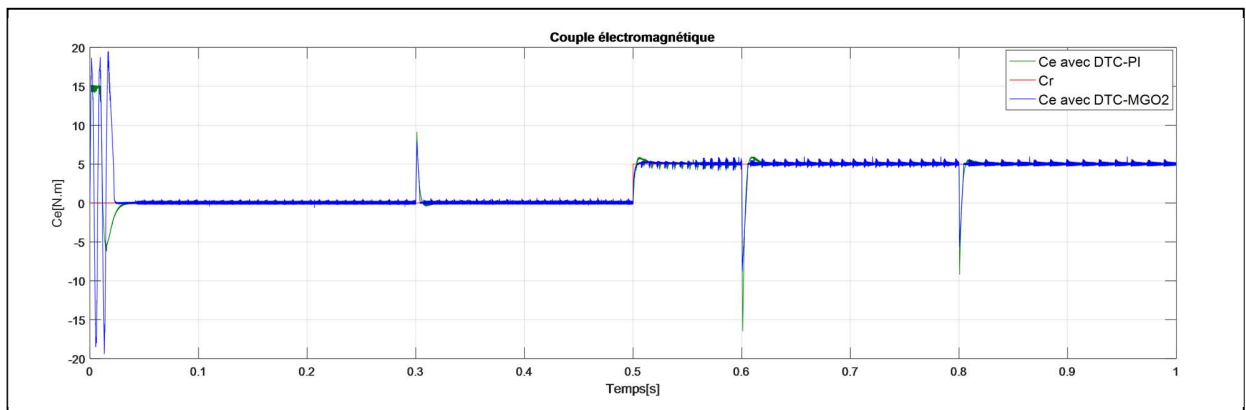


Fig.IV.87 Le couple électromagnétique avec 75%

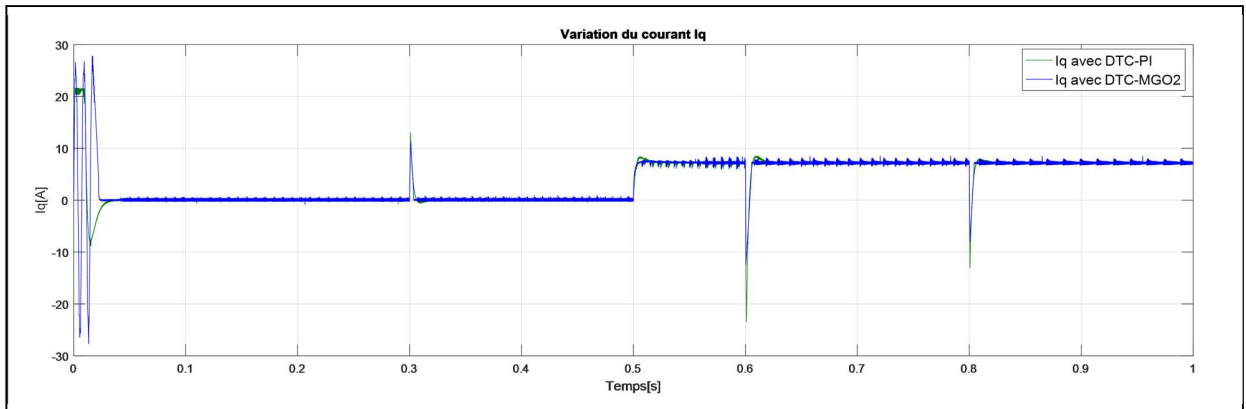


Fig.IV.88 Le courant quadratique avec 75% de R_s

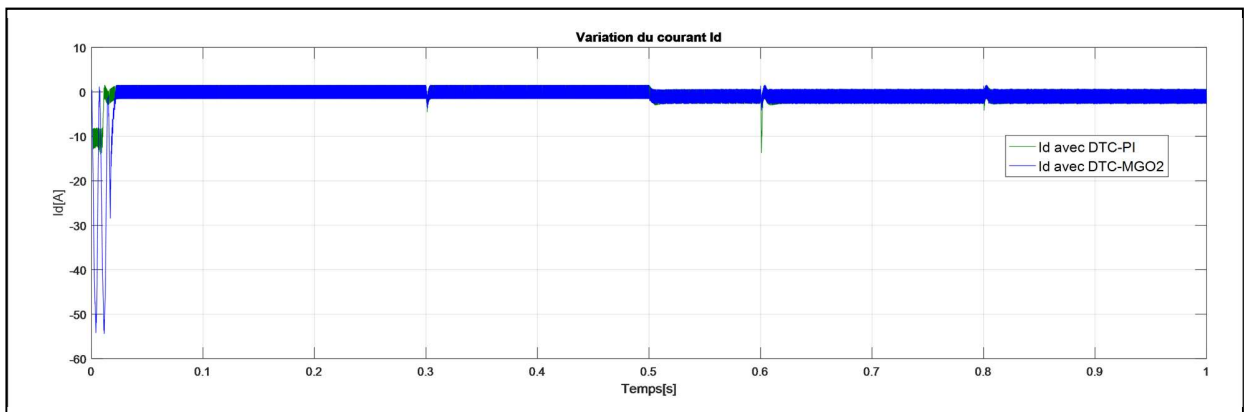


Fig.IV.89 Le courant direct pour 75% de R_s

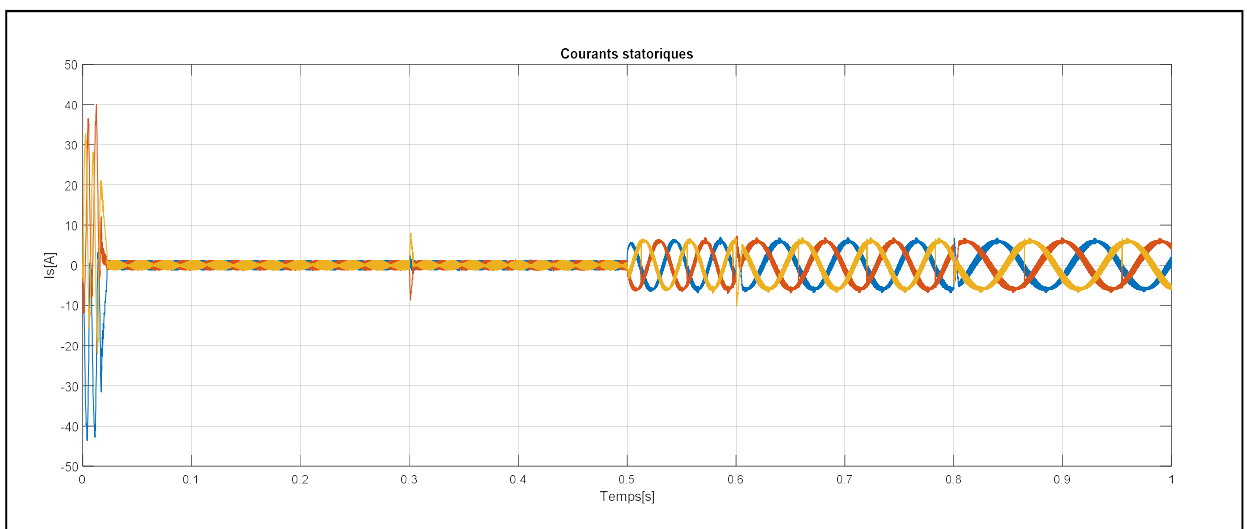


Fig.IV.90 Les courants statoriques avec DTC-MGO2 pour 75% de R_s

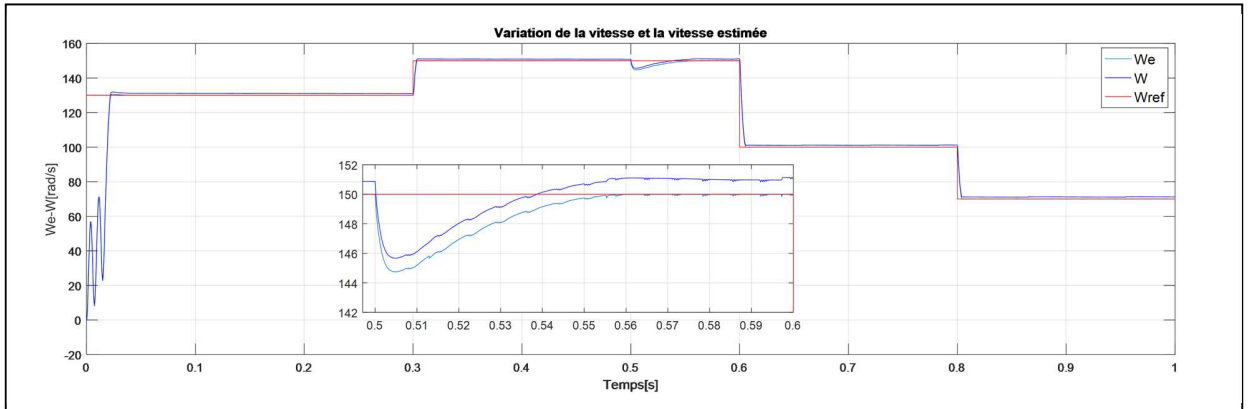


Fig.IV.91 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGO2 pour 75% de R_s

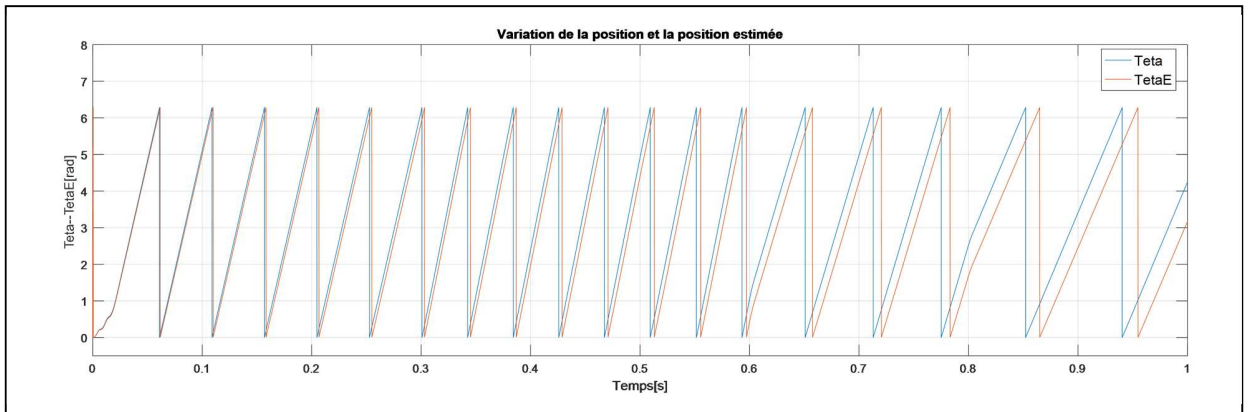


Fig.IV.92 La position et la position estimée avec DTC-MGO2 pour 75% de R_s

En utilisant 125% de la résistance statorique, on obtient les résultats suivants :

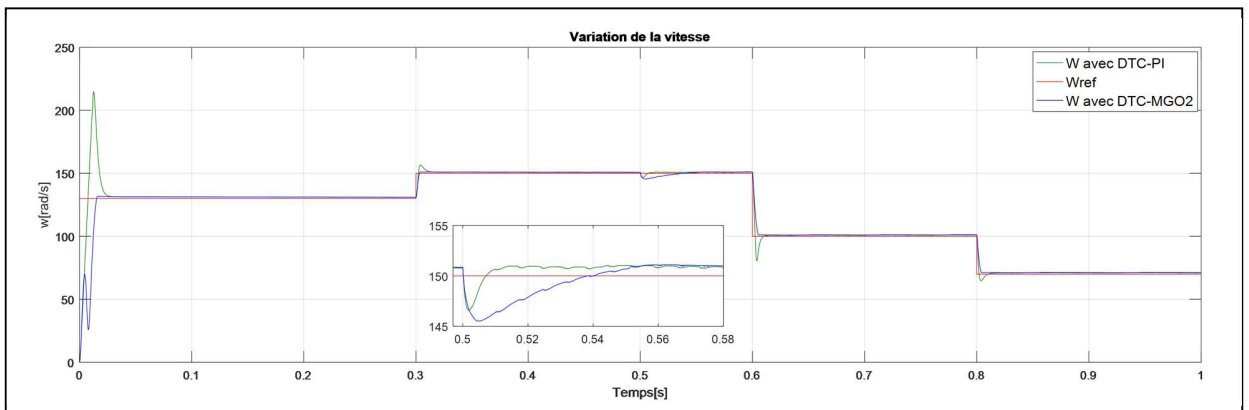


Fig.IV.93 La vitesse avec DTC-PI et DTC-MGO2 pour 125% de R_s

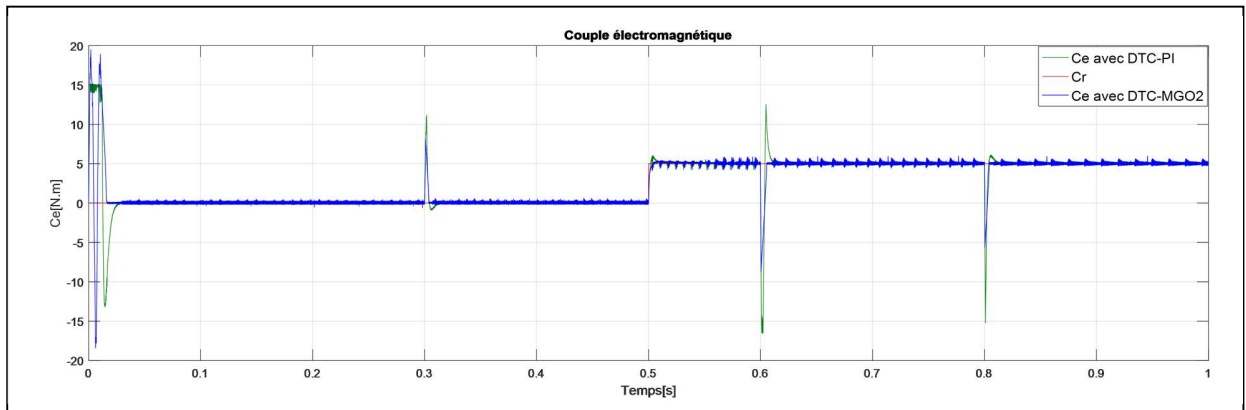


Fig.IV.94 Le couple électromagnétique avec 125% R_s

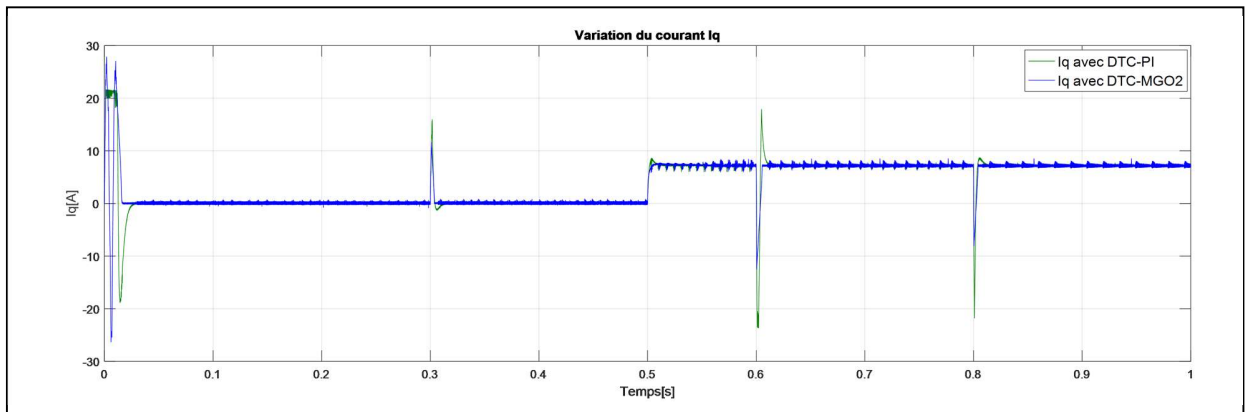


Fig.IV.95 Le courant quadratique avec 125% de R_s

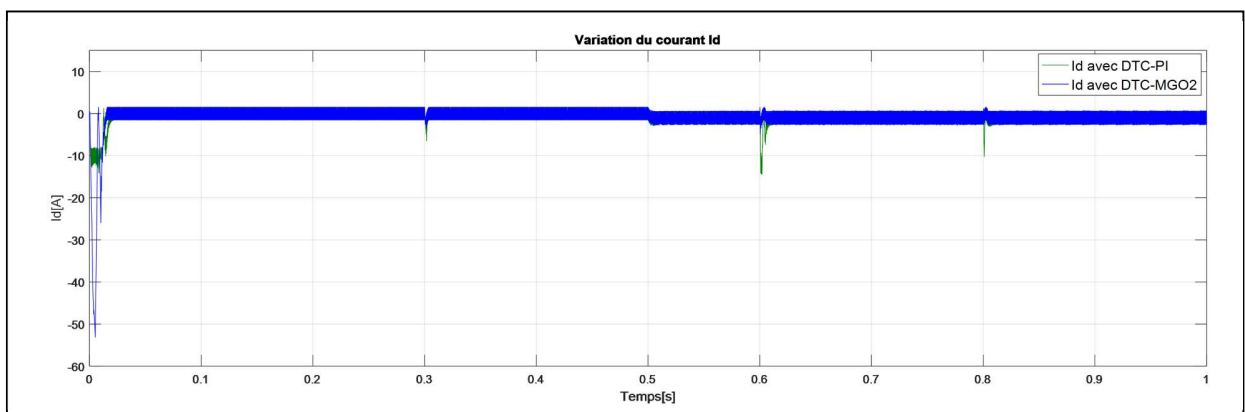


Fig.IV.96 Le courant direct avec 125% de R_s

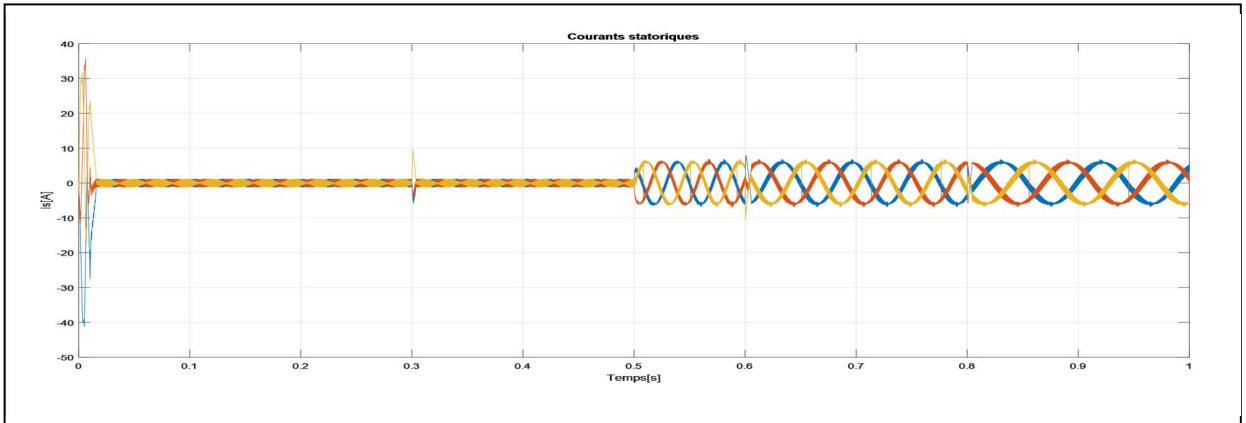


Fig.IV.97 Les courants statoriques avec DTC-MGO2 pour 125% de R_s

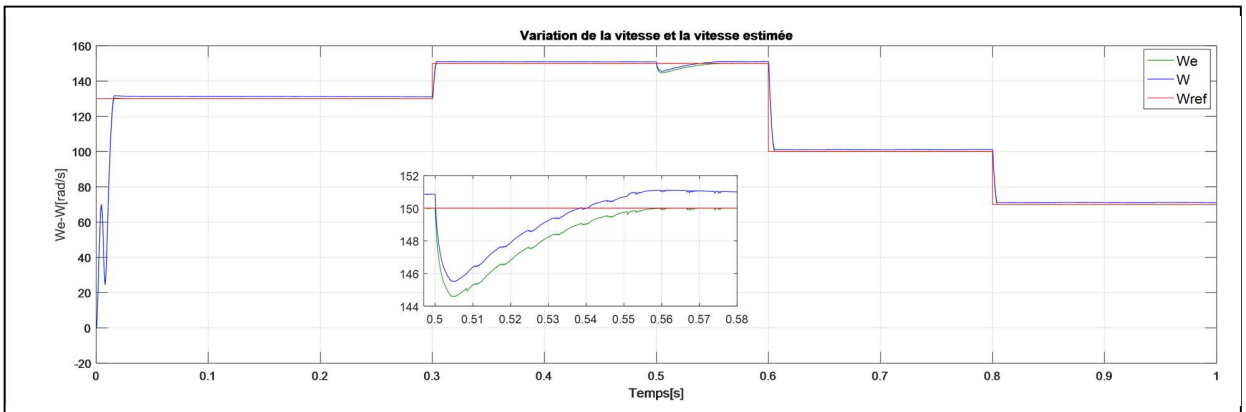


Fig.IV.98 La vitesse et vitesse estimée avec DTC-MGO2 pour 125% de R_s

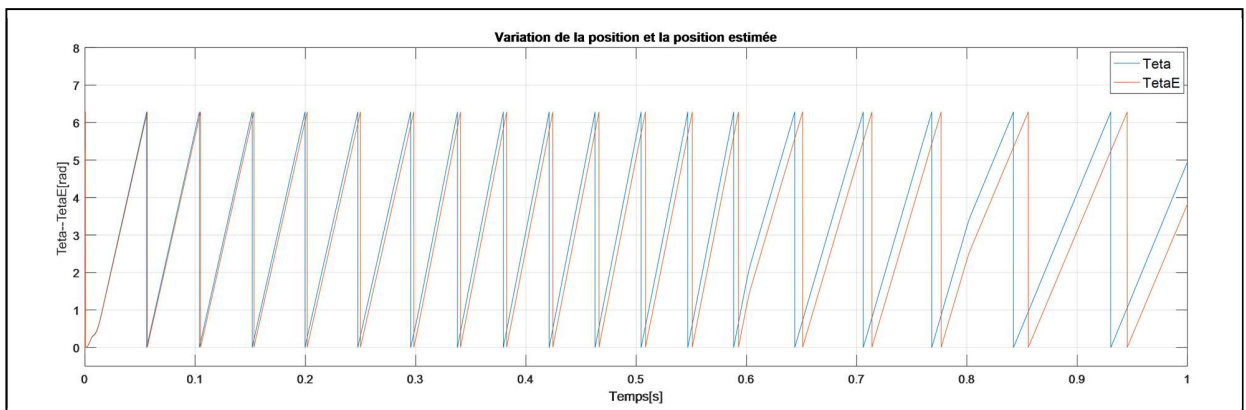


Fig.IV.99 La position et la position estimée avec DTC-MGO2 pour 125% de R_s

VII.3.2. Test de variation de couple:

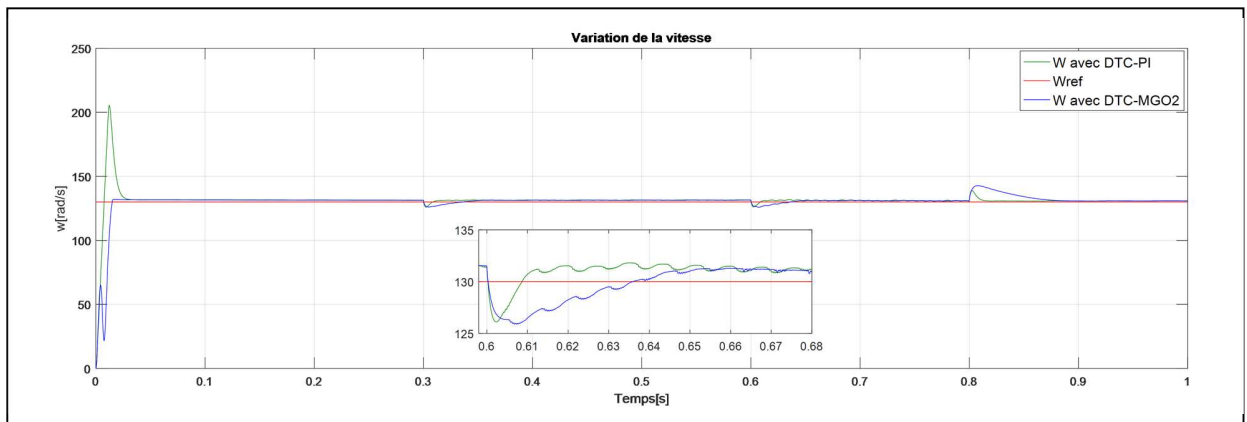


Fig.IV.100. La vitesse de rotation

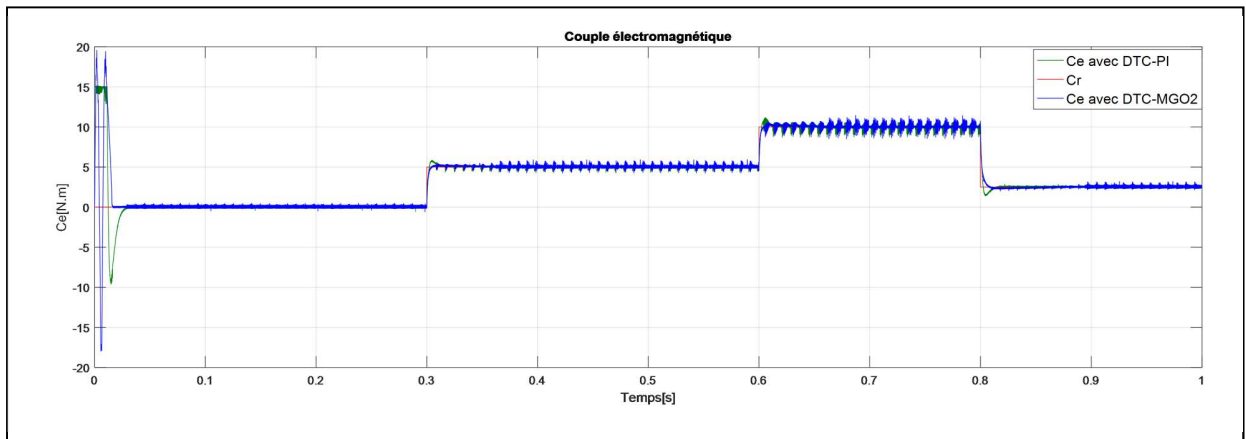


Fig.IV.101 Le couple électromagnétique

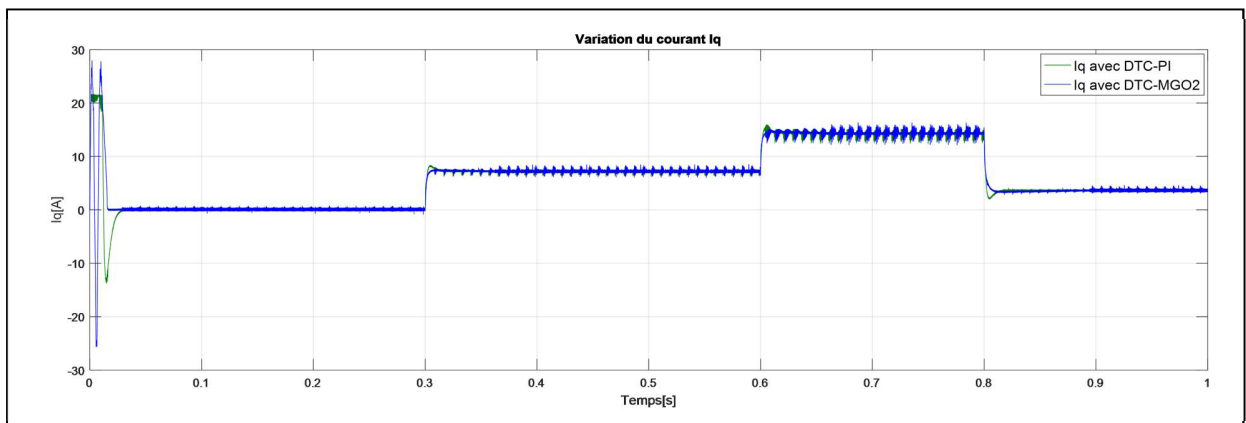


Fig.IV.102 Le courant quadratique

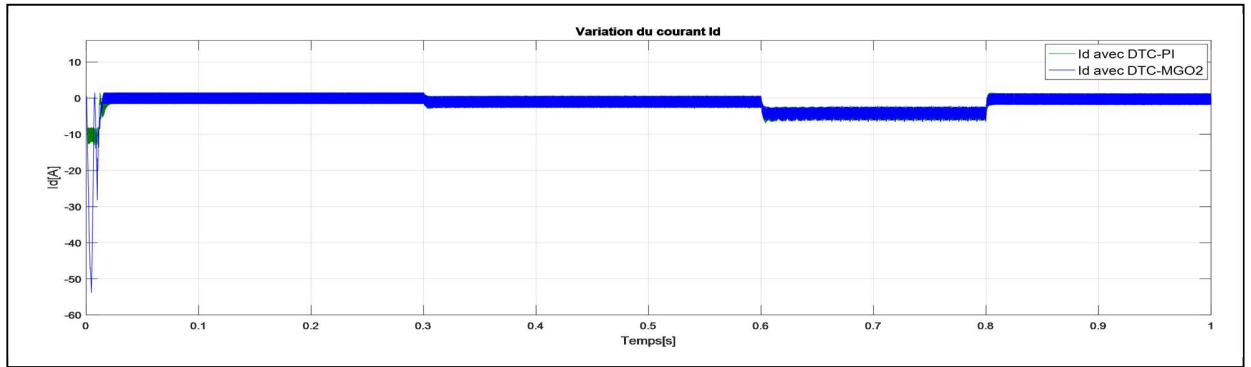


Fig.IV.103 Le courant direct

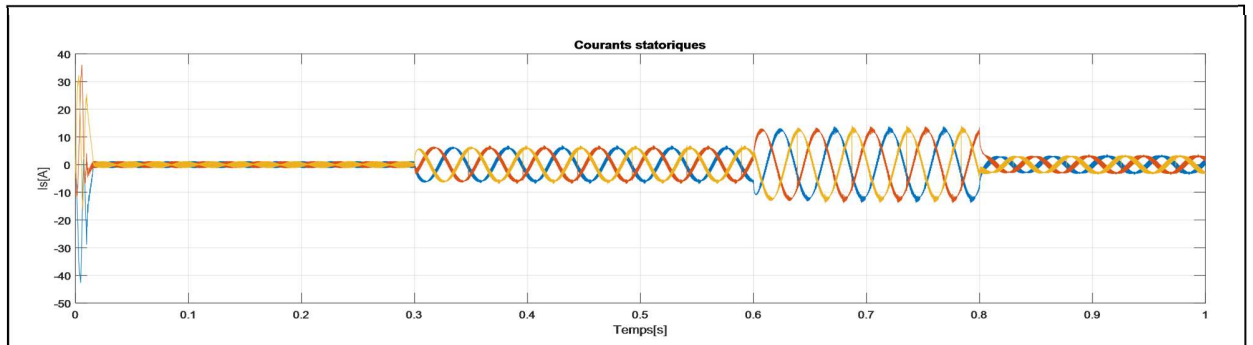


Fig.IV.104 Les courants statoriques avec DTC-MGO2

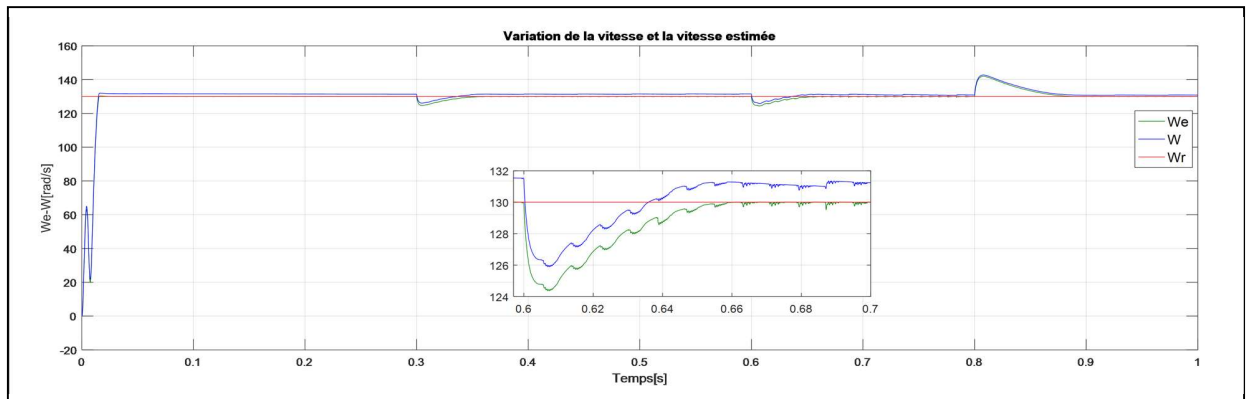


Fig.IV.105 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGO2

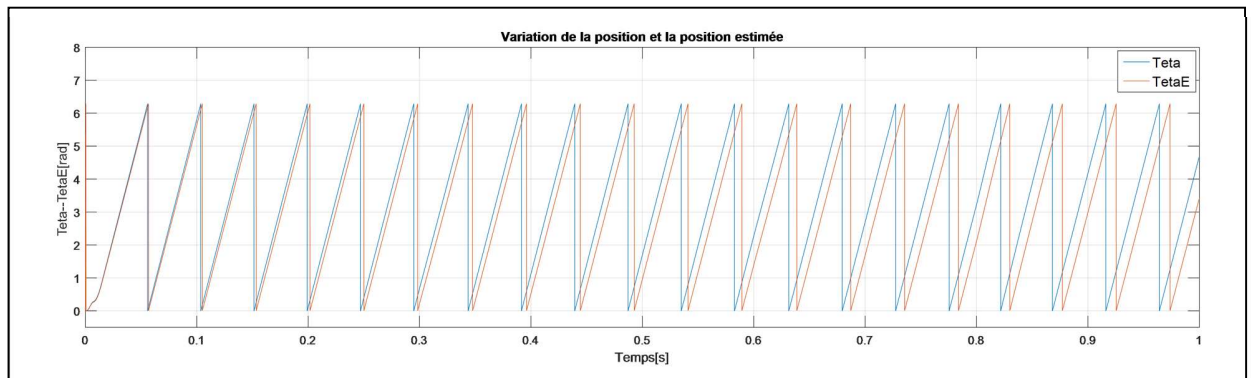


Fig.IV.106 La position et la position estimée avec DTC-MGO2

VII.3.3. Interprétation des résultats

Les courbes de simulation obtenues en appliquant la commande DTC par mode glissant d’ordre deux (DTC-MGO2) montrent vraiment une atténuation des oscillations au niveau de signaux, mais le régime transitoire pour les courants et le couple électromagnétique manque un peu de la stabilité à chaque démarrage et à chaque changement de la vitesse de référence ou du couple résistant.

VII.4. Simulation de la DTC-Mode glissant flou sans capteur mécanique

VII.4.1. Test de variation de vitesse et résistance statorique

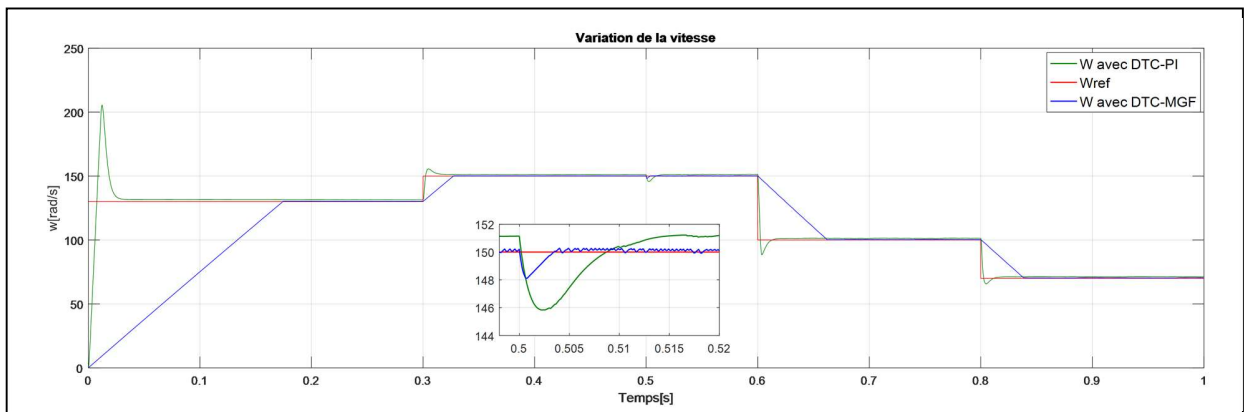


Fig.IV.107 La vitesse avec DTC-PI et DTC-MGF

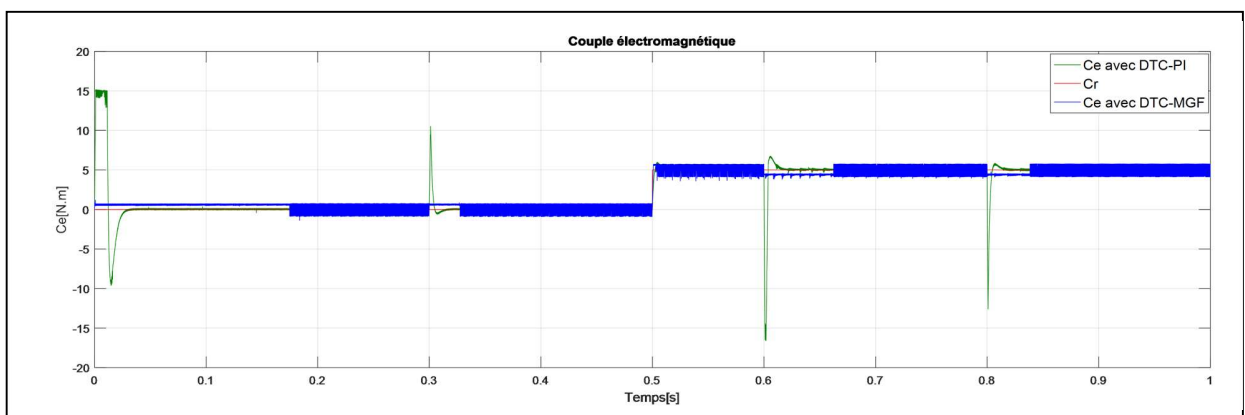


Fig.IV.108 Le couple électromagnétique

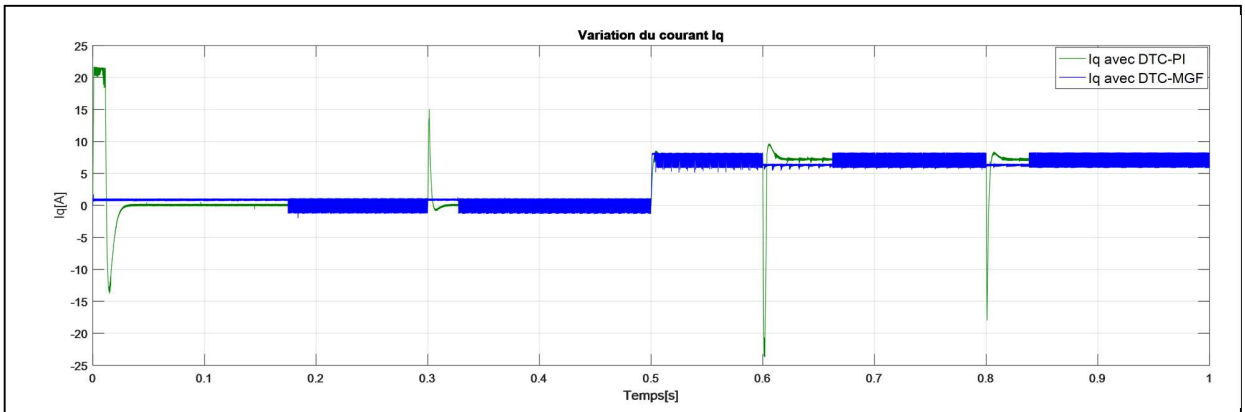


Fig.IV.109 Le courant quadratique

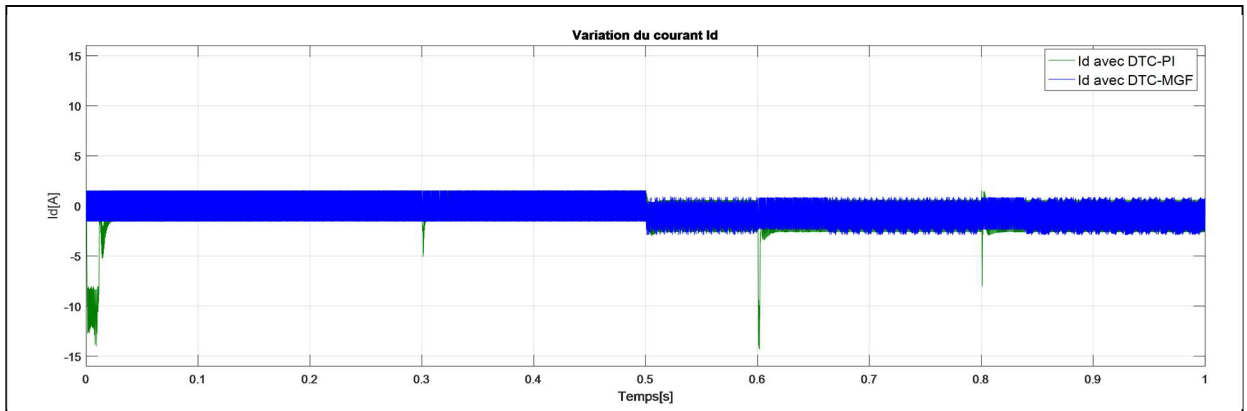


Fig.IV.110 Le courant direct

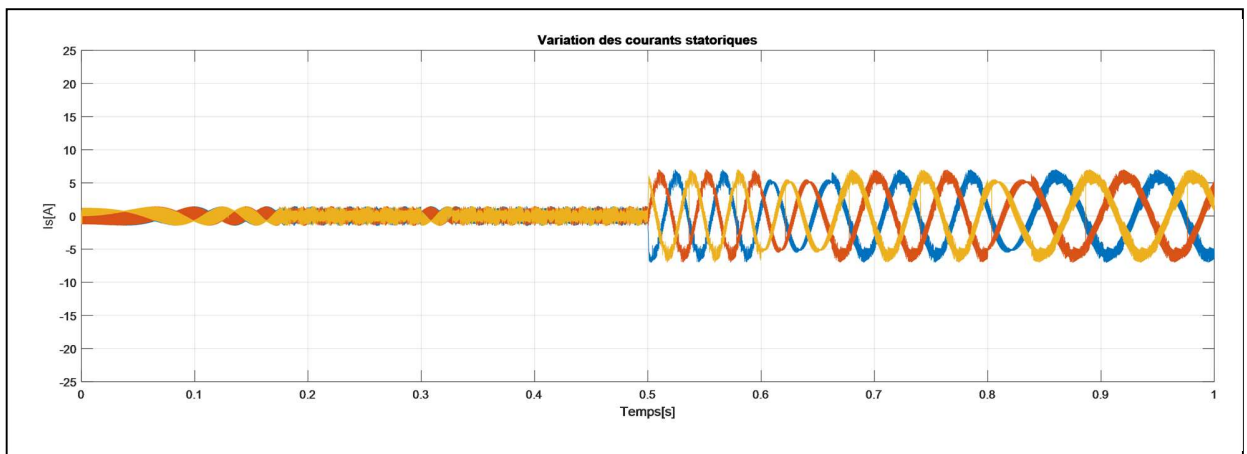


Fig.IV.111 Les courants statoriques avec DTC-MGF

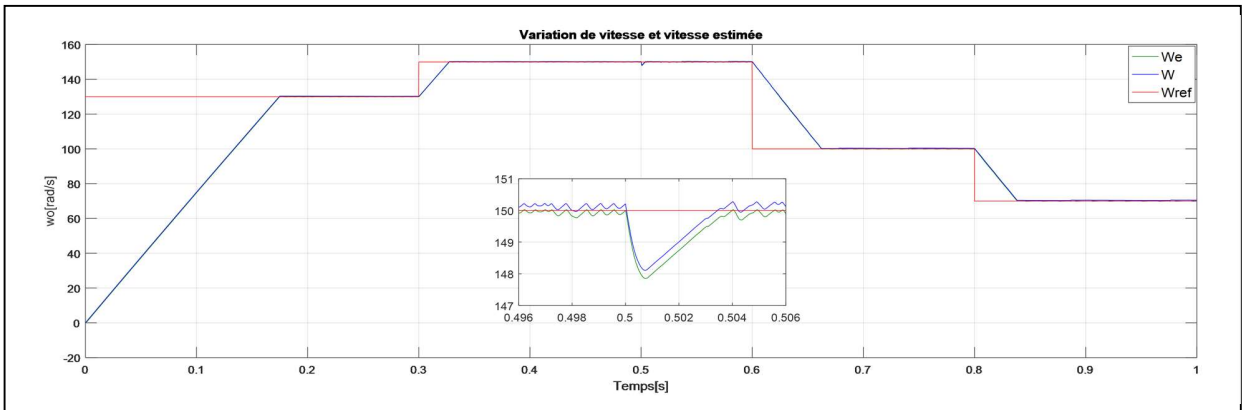


Fig.IV.112 La vitesse et vitesse estimée avec DTC-MGF

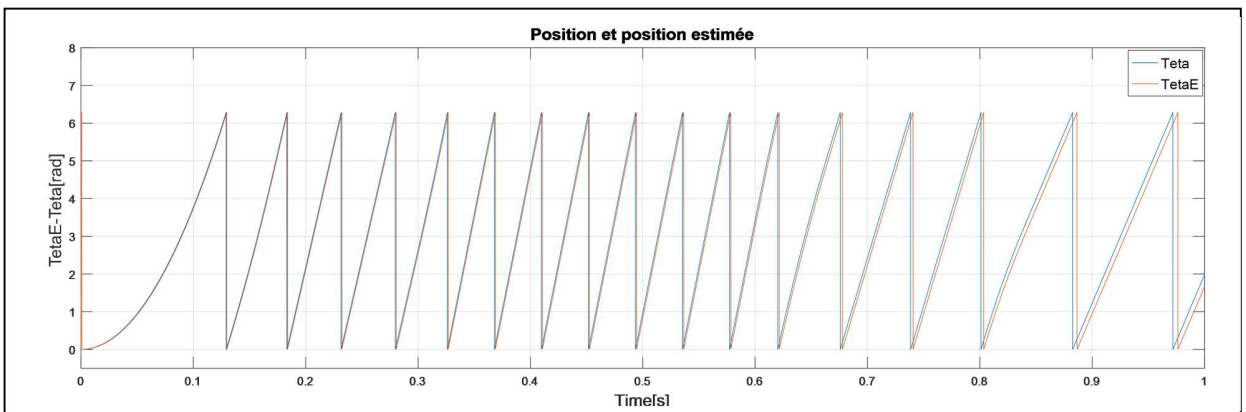


Fig.IV.113 La position et la position estimée avec DTC-MGF

Le changement de la valeur de la résistance statorique vers la valeur de 75% de R_s nous a donné les résultats suivants :

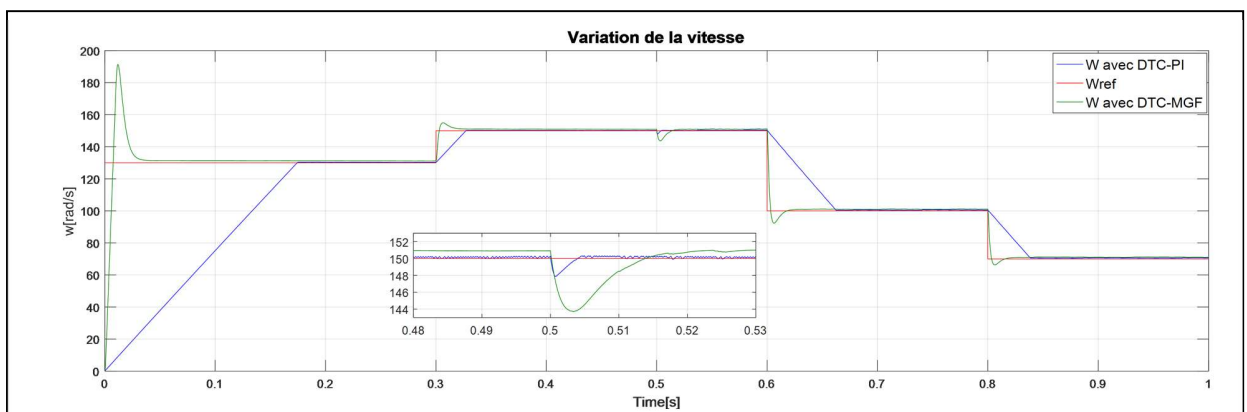


Fig.IV.114 La vitesse avec DTC-PI et DTC-MGF avec 75% de R_s

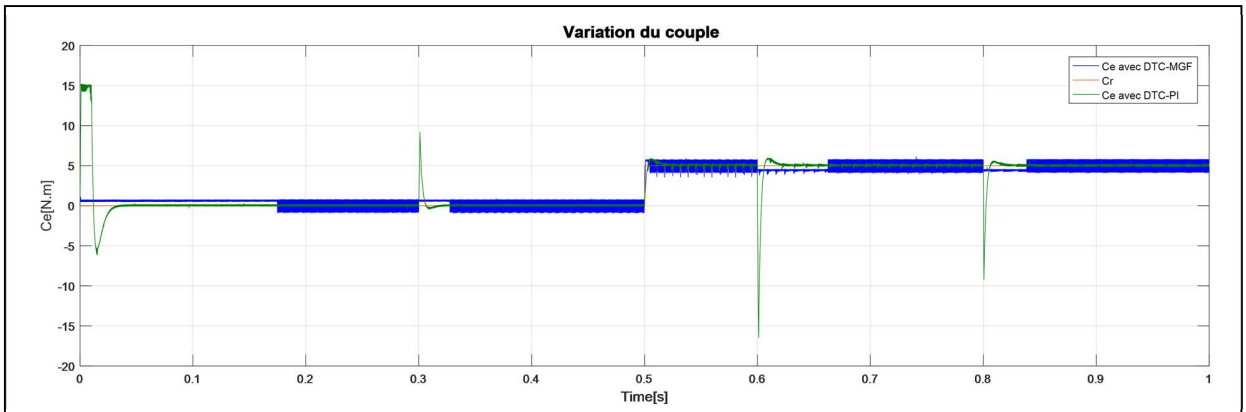


Fig.IV.115 Le couple électromagnétique avec 75% R_s

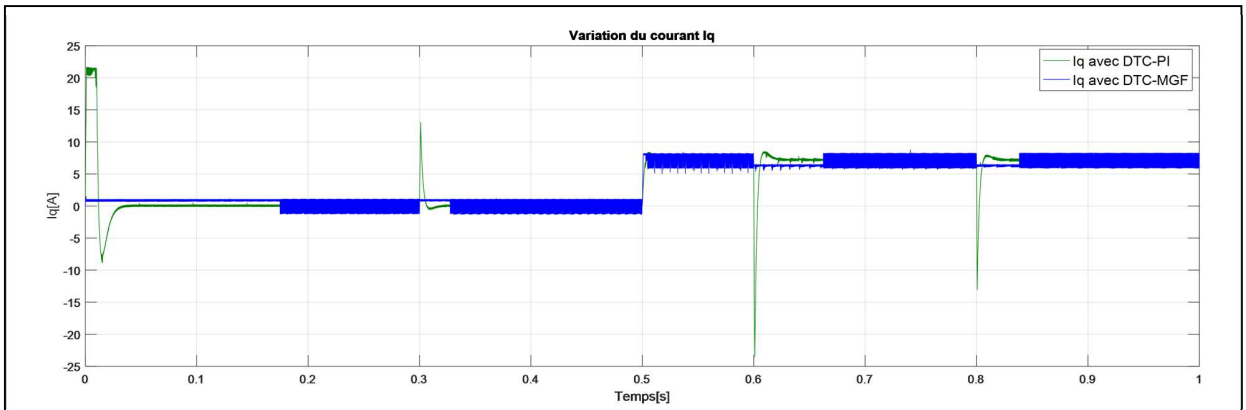


Fig.IV.116 Le courant quadratique avec 75% de R_s

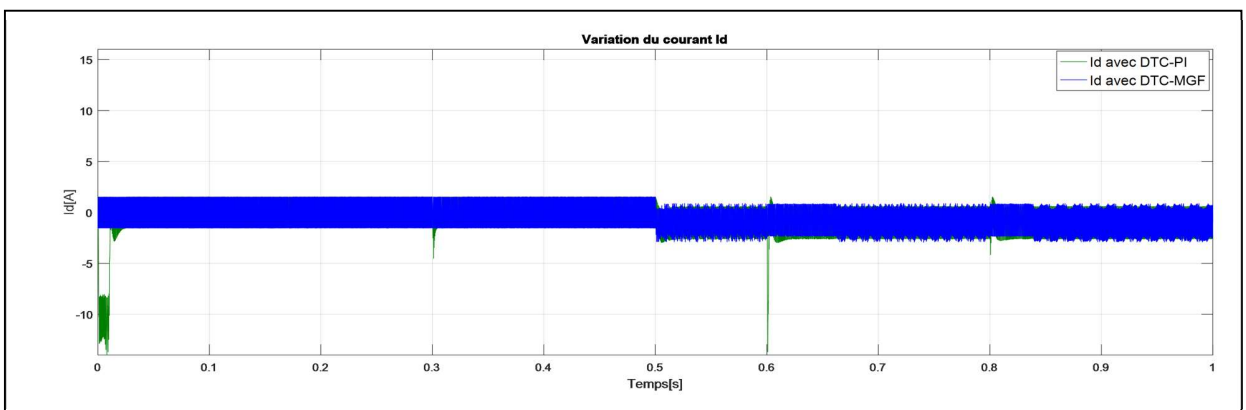


Fig.IV.117 Le courant direct avec 75% de R_s

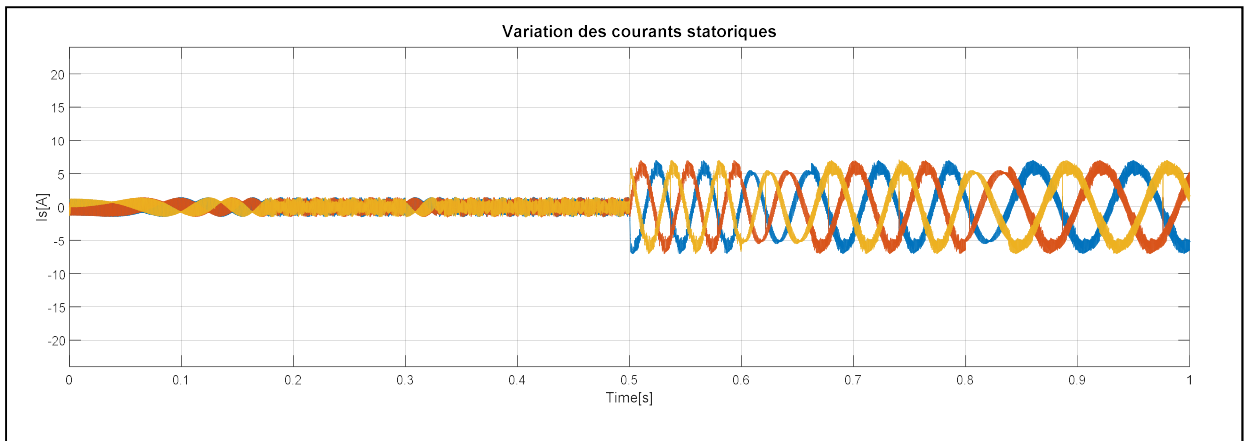


Fig.IV.118 Les courants statoriques avec DTC-MGF pour 75% de R_s

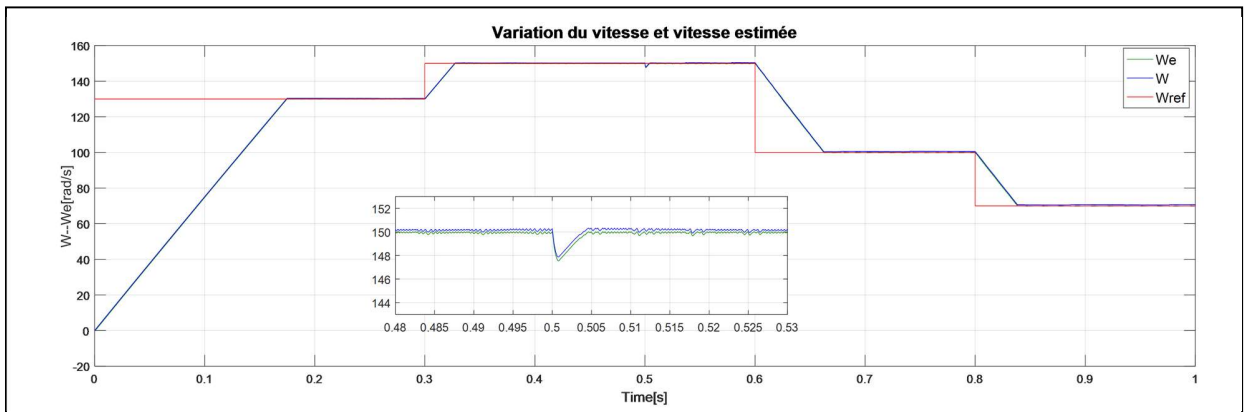


Fig.IV.119 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGF pour 75% de R_s

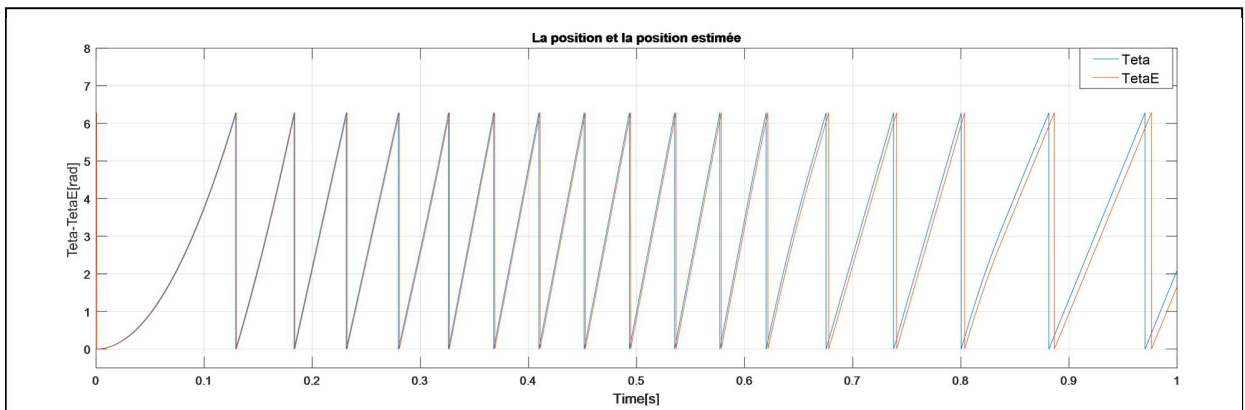


Fig.IV.120 La position et la position estimée avec DTC-MGF pour 75% de R_s

En utilisant 125% de la résistance statorique, on obtient les résultats suivants :

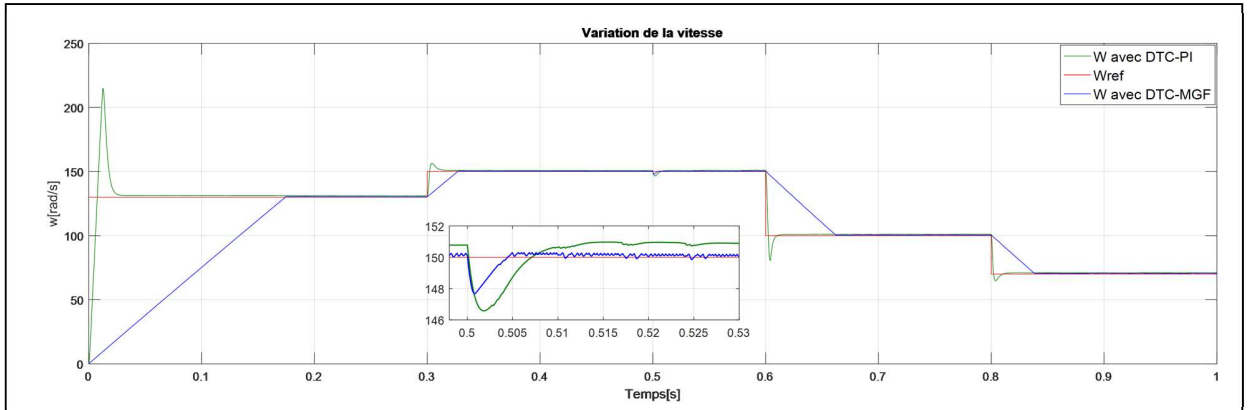


Fig.IV.121 La vitesse avec DTC-PI et DTC-MGF pour 125% de R_s

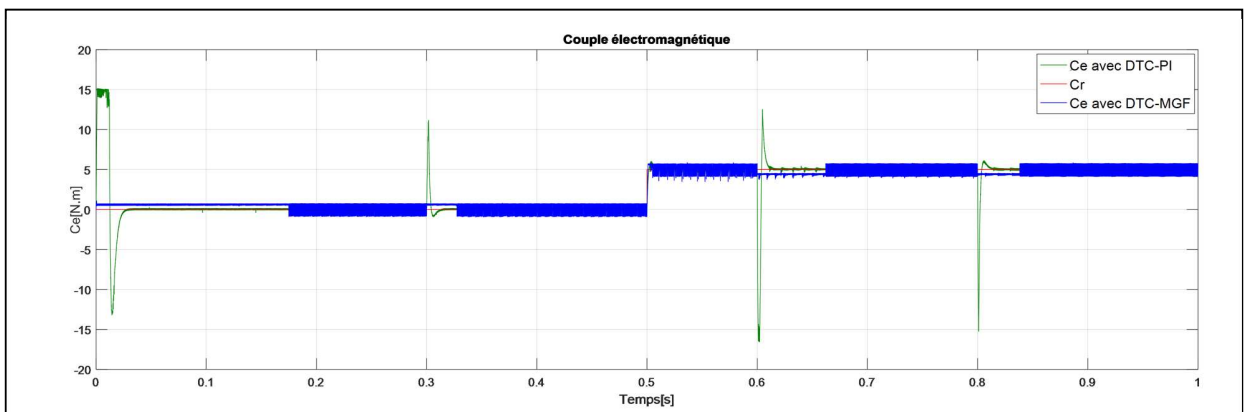


Fig.IV.122 Le couple électromagnétique pour 125% de R_s

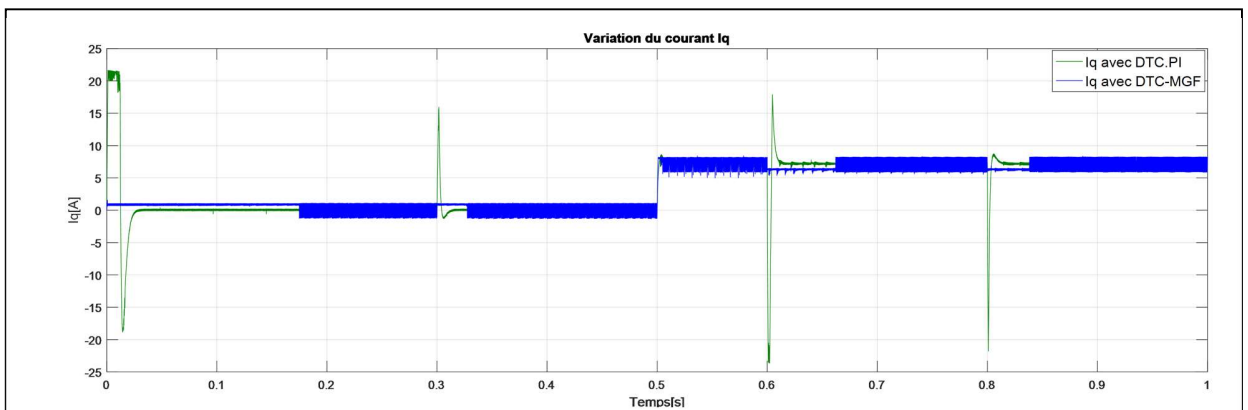


Fig.IV.123 Le courant quadratique pour 125% de R_s

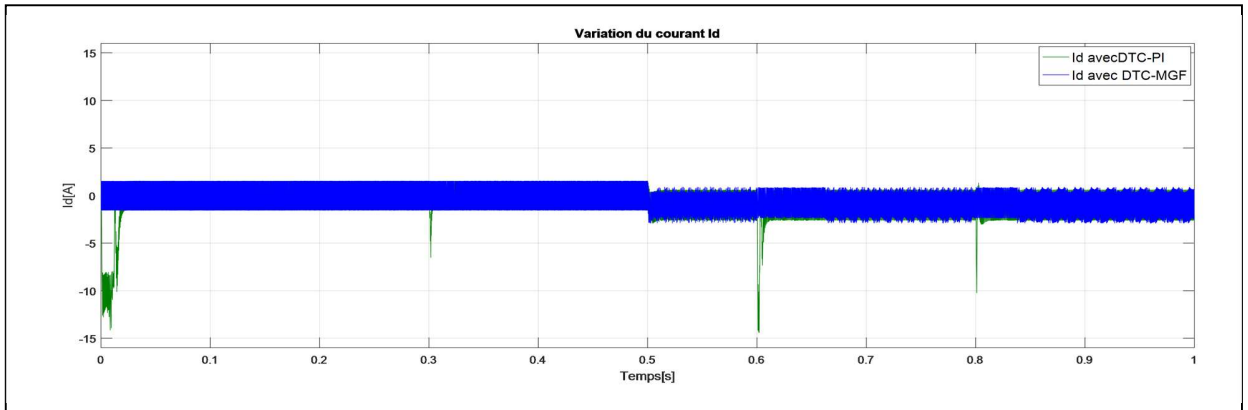


Fig.IV.124 Le courant direct pour 125% de R_s

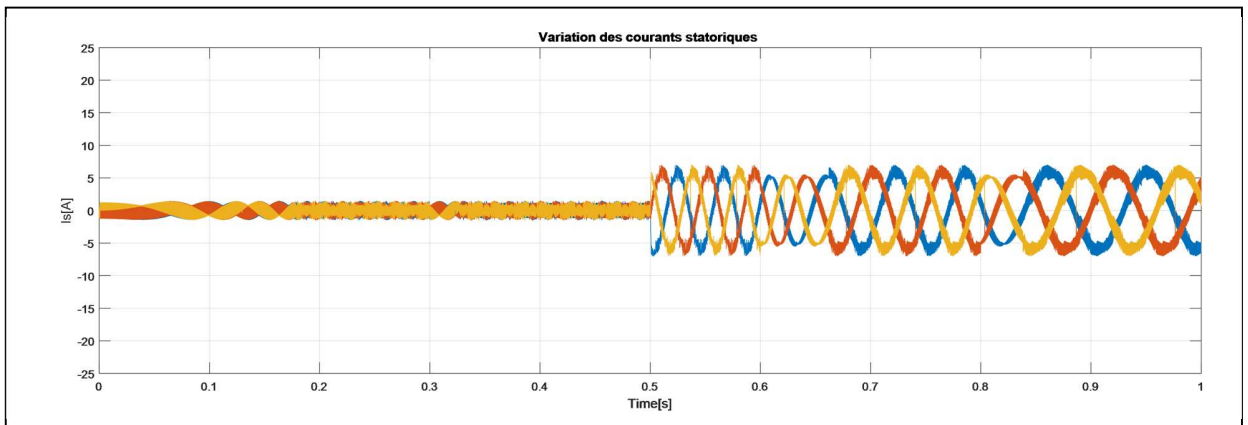


Fig.IV.125 Les courants statoriques avec DTC-MGF pour 125% de R_s

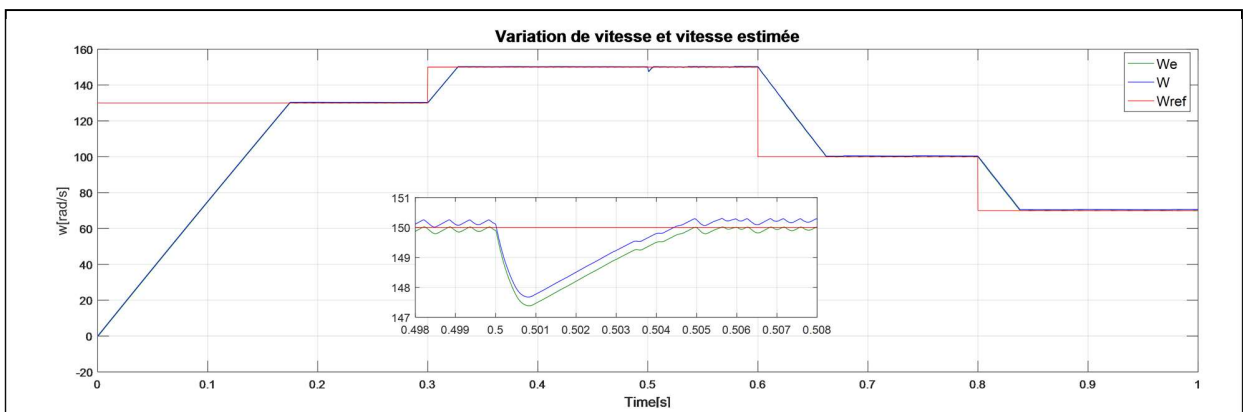


Fig.IV.126 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGF pour 125% de R_s

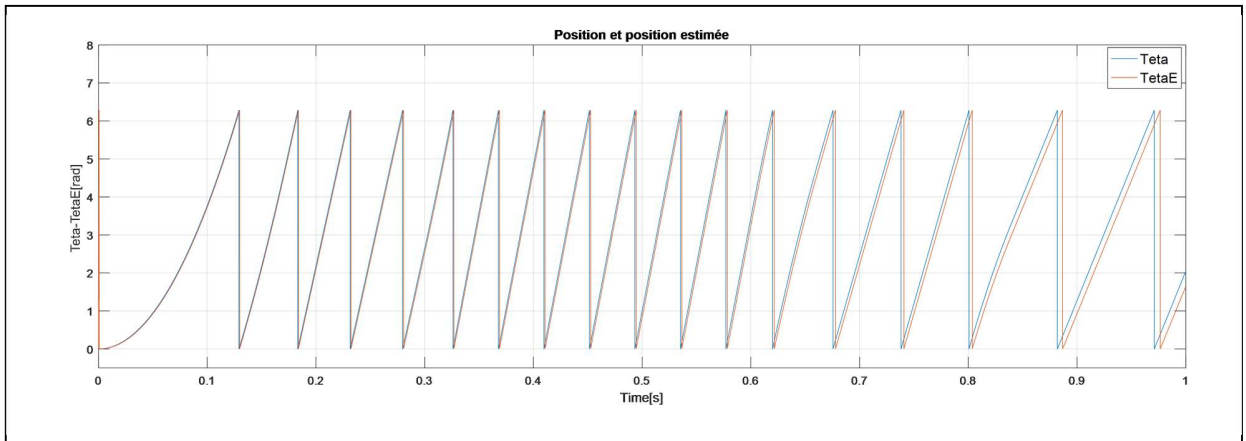


Fig.IV.127 La position et la position estimée avec DTC-MGF pour 125% de R_s

VII.4.2. Test de variation de couple:

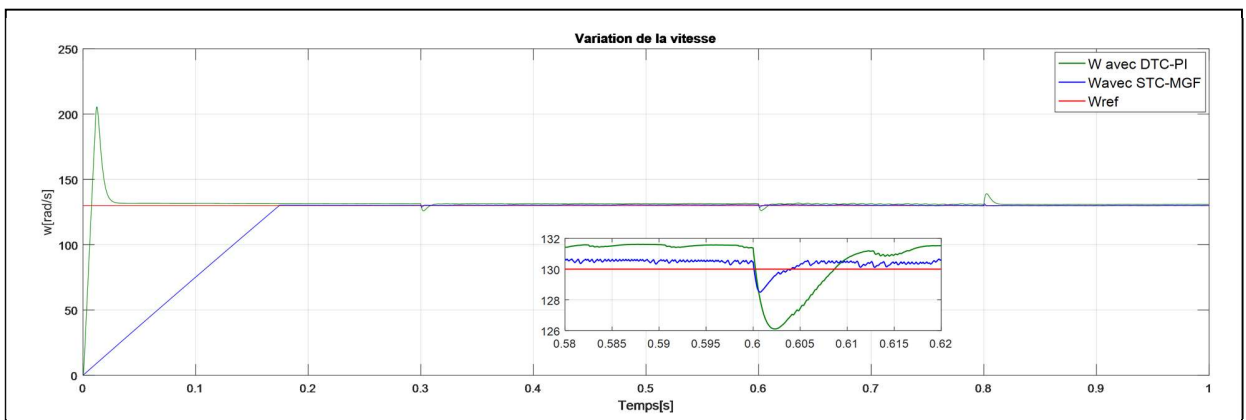


Fig.IV.128 La vitesse de rotation

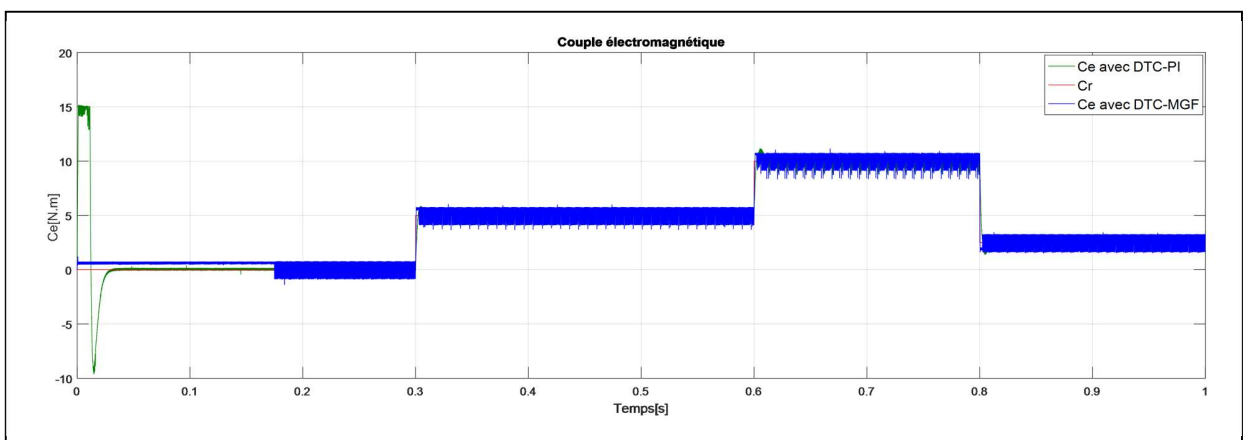


Fig.IV.129 Le couple électromagnétique

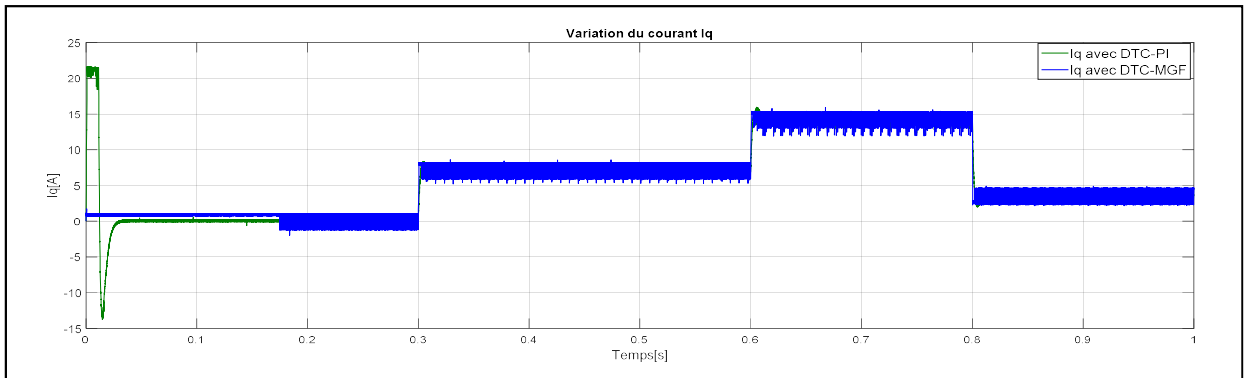


Fig.IV.130 Le courant quadratique

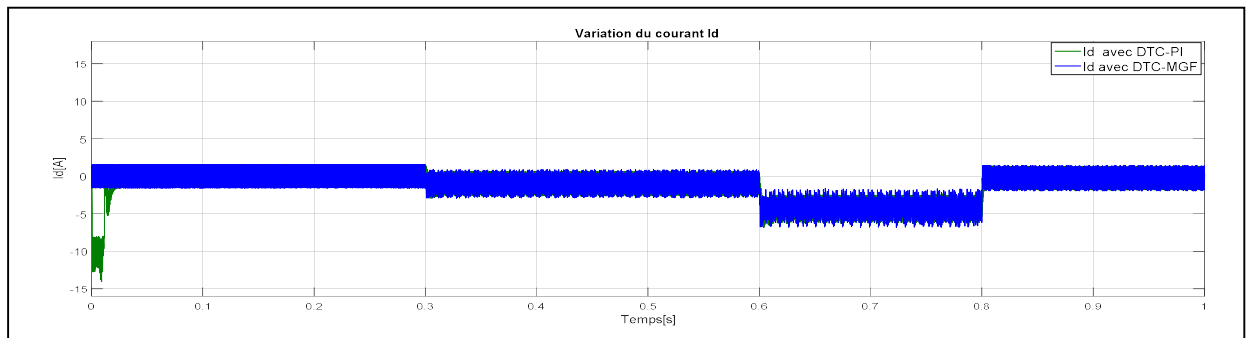


Fig.IV.131 Le courant direct

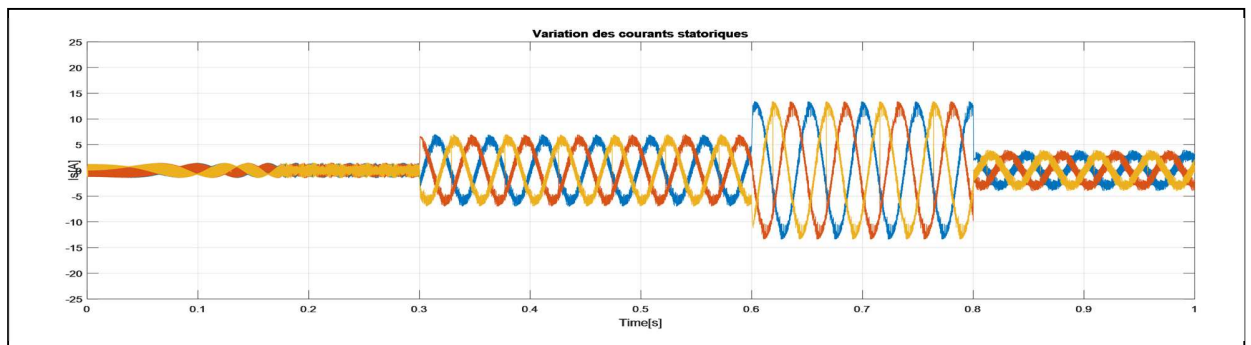


Fig.IV.132 Les courants statoriques avec DTC-MGF

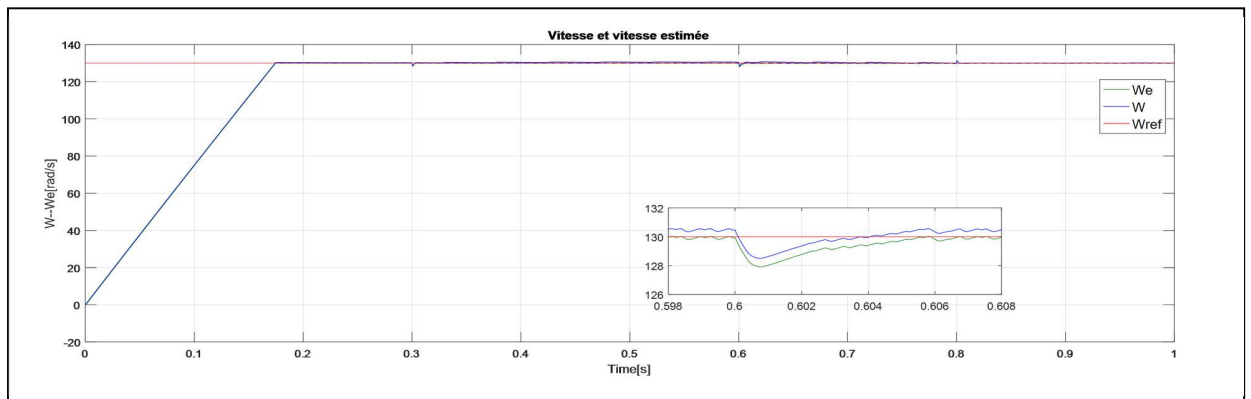


Fig.IV.133 La vitesse et la vitesse estimée avec DTC-MGF

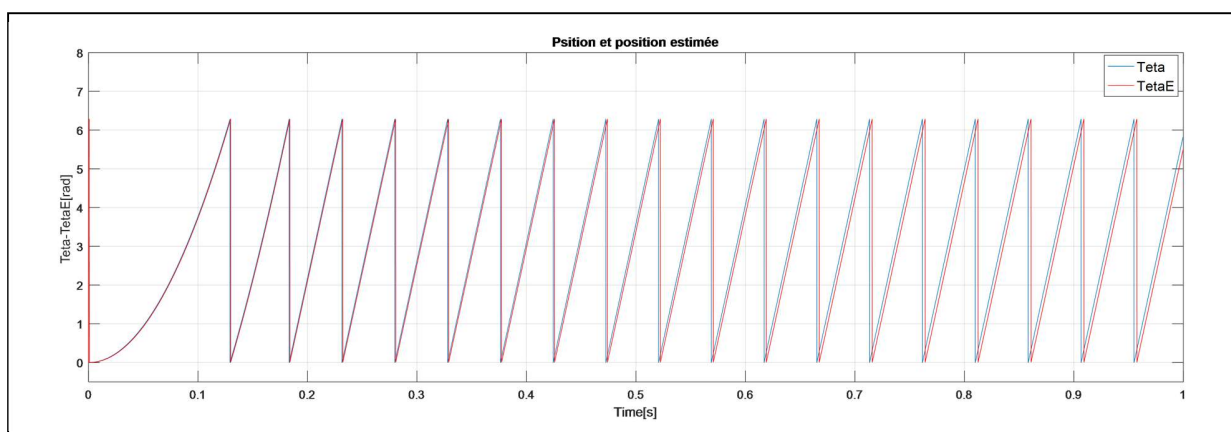


Fig.IV.134 La position et la position estimée avec DTC-MGF

VII.4.3. Interprétation de résultats

Les figures obtenues montrent les bonnes réactions de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique en utilisant la commande DTC par mode glissant flou comparativement à la DTC avec régulateur PI au démarrage et aux moments de changement de vitesse de référence et de couple résistant donc un régime dynamique amélioré obtenu via la commande DTC-Mode Glissant Flou.

On remarque aussi une amélioration de la précision d'après les courbes qui représentent l'allure de la vitesse c'est à dire un régime permanent amélioré.

VIII. Conclusion

Dans ce chapitre on a montré les performances de la commande directe de couple DTC sans capteur mécanique appliquée à la MSAP soit avec la DTC conventionnelle avec régulateur PI soit si on la combine avec des techniques de commande par mode glissant commençant par la commande par mode glissant d'ordre un et la commande continue avec composante intégrale puis la commande par mode glissant d'ordre deux via l'algorithme : « Super Twisting Algorithm » et finalement la commande par mode glissant flou.

Les techniques de commande DTC-Mode glissant sans capteur mécanique ont montrés des avantages d'une bonne robustesse lors des changements soudains des valeurs de vitesse de référence et aussi dans les changements du couple résistant.

La robustesse des techniques DTC- Mode glissant sont examinées par les changements de résistance statorique, avec minimisation de l'effet de broutement par la combinaison du

DTC avec le mode glissant d'ordre deux, la commande continue avec composante intégrale et le mode glissant flou. Ces techniques de commande ont montré une bonne stabilité d'après les allures de la vitesse et de couple, en particulier dans le régime dynamique.

L'observateur par mode glissant d'ordre complet utilisé a prouvé une bonne précision dans l'estimation de la vitesse et de la position.

IX. Références

- [1] D. Ocen, "Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor", Dissertation, 2005.
- [2] V. R. Nikzad, N. N. Ardekani, A. Dastfan and A. Darabi, "DTC-SVPWM method for PMSM control using a fuzzy stator resistance estimator," 2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology, 2011, pp. 122-126,
- [3] D. Han, T. Chen, Z. Li and X. Li, "On direct torque controlled PMSM drive system adapting to environmental temperature changes," Proceedings of the 32nd Chinese Control Conference, 2013, pp. 4348-4352.
- [4] B. Bossoufi, M. Karim, A. Lagrioui and S. Ionittă, "Performance analysis of Direct Torque Control (DTC) for synchronous machine permanent magnet (PMSM)," 2010 IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2010, pp. 237-242
- [5] Zhuqiang Lu, Honggang Sheng, H. L. Hess and K. M. Buck, "The modeling and simulation of a permanent magnet synchronous motor with direct torque control based on Matlab/Simulink," IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005., 2005, pp. 7 pp.-1156,
- [6] Y. Ren, Z. Q. Zhu and J. Liu, "Direct Torque Control of Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives With a Simple Duty Ratio Regulator," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 10, pp. 5249-5258, Oct. 2014,
- [7] H. Mesloub, R. Boumaaraf, M.T. Benchouia, A. Goléa, N. Goléa, K. Srairi, "Comparative study of conventional DTC and DTC_SVM based control of PMSM motor — Simulation and experimental results" 6,Mathematics and Computers in Simulation,Volume 167,2020, Pages 296-307
- [8] R. Balachandar, S. Vinoth kumar, C. Vignesh "Sensorless Speed Control for PMSM Based Onthe DTC Method with Adaptive System" International Conference on Engineering Technology and Science-(ICETS' 14) India 2014

- [9] Yimin Zhao, Zhigong Huang," Fuzzy Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors " IEEE- INSPEC Conf., Zhangjiajie, China Aug 2015.
- [10] Dan Sun, Yikang He, J.G. Zhu," Sensorless direct torque control for permanent magnet synchronous motor based on fuzzy logic" IEEE- INSPEC Conf., Xi'an, China, Aug 2004.
- [11] B. Bossoufi, M. Karim, A. Lagrioui and S. Ionit a, "Performance analysis of Direct Torque Control (DTC) for synchronous machine permanent magnet (PMSM)," 2010 IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2010, pp. 237-242,
- [12] F.Giri "AC Electric Motors Control Advanced Design Techniques and Applications", Wiley, Year: 2013
- [13] K. M. A. Prasad, U. Nair and A. Unnikrishnan, "Fuzzy sliding mode control of a Permanent Magnet Synchronous Motor with two different fuzzy membership functions," 2015 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing , 2015, pp. 1-6

“_

Conclusion Générale et Perspectives

Conclusion Générale et Perspectives

Nous nous intéressés dans ce travail à la commande nonlinéaire de la machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique en appliquant plusieurs techniques de commande connues par la robustesse et la performance et en même temps éviter d'utiliser le capteur mécanique, et pour atteindre ces objectifs nous avons choisi de présenter puis simuler les stratégies de commande suivant :

En premier lieu et dans le deuxième chapitre, la commande à structure variable par mode glissant est appliquée à la machine avec capteur à travers plusieurs approches, la première c'est la commande par mode glissant d'ordre un où on a constaté la robustesse de la commande à travers les courbes qui représentent les réponses en vitesse sous différents tests effectués tels que l'introduction brusque d'une charge, l'inversion du sens de rotation et la variation de la résistance statorique. La simulation a également montré l'effet du phénomène de broutement (l'inconvénient majeur de la commande par mode glissant classique) notamment dans les signaux de couple et des courants, et pour cela la commande par mode glissant d'ordre deux est introduite en appliquant les deux algorithmes de commande : « Twisting Algorithm » et « Super Twisting Algorithm » où on a remarqué l'atténuation des amplitudes de broutement dans les différents signaux.

Les mêmes techniques de commande par mode glissant appliquées la MSAP dans le chapitre trois ont donné des bons résultats à travers les mêmes tests effectués précédemment tout en excluant le capteur mécanique et en utilisant un observateur par mode glissant d'ordre complet qui a montré une précision très acceptable dans l'estimation de la position et la vitesse angulaires du rotor.

La commande directe de couple DTC combinée avec la commande par mode glissant est appliquée à la MSAP dans le but d'exploiter les aptitudes distinctives du mode glissant soit dans sa forme classique, d'ordre deux et par une commande continue avec composante intégrale où avec les deux dernières on obtient une atténuation remarquable dans l'amplitudes des oscillations à haute fréquence causées par le phénomène de broutement (*chattering*) avec une bonne estimation de la vitesse et la position du rotor via un observateur par mode glissant d'ordre complet.

Le travail a présenté aussi une commande DTC-Mode glissant flou associée à un OMGOC, avec l'utilisation de la logique floue comme une moyenne d'atténuer l'amplitude des oscillations (broutement) causés par la partie discontinue de la commande par mode glissant dans les signaux des courants et de couple et on a obtenu des résultats améliorés par rapport aux autres techniques soit en régime transitoire où bien en régime permanent.

On propose comme perspectives pour des travaux futurs relatives au travail présenté :

- Une conception d'un observateur par mode glissant flou d'ordre complet et l'associé aux techniques de commande utilisés.
- Une conception d'un observateur par mode glissant d'ordre et l'associé aux techniques de commande utilisés.
- Estimation de la résistance statorique en parallèle avec l'estimation de la position et la vitesse de rotation.
- La commande par mode glissant flou de la MSAP avec un observateur par mode glissant d'ordre complet ce que demande une moyenne de calcul puissante à cause de la nécessité de trois étages de commande par mode glissant (vitesse, courant direct et courant quadratique) plus l'observateur.