

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES

Faculté de génie électrique

Département d'Electrotechnique

Thèse présentée par :

OULED ALI Omar

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences

Spécialité : Electrotechnique

Option : Commande électrique

Intitulé de la thèse :

Commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents par l'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones, algorithme génétique et PSO)

Présentée devant le jury composé de :

Mr. FELLAH M. K.	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Président
Mr. MASSOUM A.	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Rapporteur
Mr. WIRA P.	Professeur (UHA. Mulhouse, France)	Co-rapporteur
Mr. BENTAALLAH A.	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Examineur
Mr. TALEB R.	Professeur (U.H.B. Chlef)	Examineur
Mr. BOUDJEMA Z.	Maître de Conférences (A) (U.H.B. Chlef)	Examineur
Mr. MEROUFEL A.	Professeur retraité (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Invité

Soutenu le :07 / 07 /2021

Remerciements

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **MASSOUM Ahmed**, professeur de l'université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès pour avoir dirigé ce travail ainsi que pour ses nombreux conseils qui ont contribué à l'amélioration de cette étude, pour sa sympathie et ses précieuses qualités humaines,*

*J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur **WIRAPatrice** professeur à l'Université de Haute Alsace, pour m'avoir dirigé, aidé, encouragé dès le début de ma thèse.*

*Mon respect à Monsieur **MEROUFEL Abdelkader** professeur retraité de l'université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès pour son encouragement, ses directives et ses précieux conseils.*

*Je tiens à remercier Monsieur **FELLAH Mohammed Karim**, Professeur à l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, pour avoir accepté de présider le jury de soutenance de la présente thèse.*

Je voudrais remercier très chaleureusement les membres du jury d'avoir accepté d'examiner ce travail :

*Monsieur **BENTAALLAH Abderrahim**, Professeur à l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, Monsieur **BOUDJEMA Zinelaabidine**, Maître de Conférences « classe A » à l'Université Hassiba Benbouali de Chlef et Monsieur **TALEB Rachid** Professeur à l'Université Hassiba Benbouali de Chlef.*

Mes remerciements vont également à tous mes collègues enseignants de l'université Ahmed Daria d'Adrar.

Enfin, merci à toutes les personnes qui m'ont aidé, de près ou de loin à l'accomplissement de cette thèse, et sans oublier les membres de laboratoire LDDI de l'université d'Adrar.

OULEDALI OMAR

Je dédie ce travail :

- *à la mémoire de Mon Père*
 - *Ma chère mère*
- *à mon épouse, ma fille Sadjia*
et mon fils Salah Eddin pour
leur soutien et leur patience,
 - *à mes frères et sœurs,*
 - *à toute la famille,*
 - *à tous mes amis.*

Production scientifique

COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

O. Ouledali , A .Meroufel , P.Wira , A .Massoum,M.Hamouda, « *Réduction des fluctuations du couple et flux de la commande DTC d'une MSAP par la technique MLI vectorielle* », International Conference on Energy and SustainableDevelopment 29-30 November 2011. University of ADRAR.

O. Ouledali , A .Meroufel , P.Wira, «*Commande DTC- floue d'un MSAP en utilisant la technique MLI vectorielle*», The Second International Conference on Energy and SustainableDevelopment 19-20 February 2013 University of ADRAR.

O. Ouledali , A .Meroufel , P.Wira, « *Commande floue directe du couple d'un M SAP basée sur M .L.I vectorielle*», *la conférence nationale :Energie, Hydrocarbure et Environnement CNEHE'14, 3-4 decembre 2014, Université d'Adrar, Algérie.*

O. Ouledali ,A. Meroufel, P. Wira, S. Bentouba, « *Direct Torque Fuzzy Control of PMSM based on SVM*», *Energy Procedia, Volume 74, August 2015, Pages 1314-1322.*

Said, B.; **Omar, O.**; Roca iCabarrocas, P.; Mahmoud, B., « *Modeling and control of a five level inverter used with renewable enery sources* » ,*2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), Tlemcen, 2015, pp. 1-5. doi: 10.1109/CEIT.2015.7233156.*

Saïd BENTOUBA, Ahmed IDDA, **Omar OULEDALI**, Mahmoud BOUROUIS, «*Feasibility study of using a photovoltaic system for securing a gsm transmission*», *The 4th International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications (ICREGA16), February 8-10, 2016, Belfort, France.*

O. Ouledali, A .Meroufel, P. Wira, S.Bentouba, H.M. Ramdhan, « *Direct torque control for permanent magnet synchronous machine using optimal pi based on genetic algorithm*»*The*

5th International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications (ICREGA17), July 4-7, 2017, Belfort, France.

Mansourismail , Benatiallah Ali , Patrice Wira, **Ouledali Omar**, « Control of active and reactive powers of the DFIG by neural network technology », *The 4th International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications (ICREGA17), July 4-7, 2017, Belfort, France.*

Slimane LARIBI , Khaled MAMMAR , Yousef SAHLI, Khaled KOUSSA , **Omar OULEDALI**, « Neural networks based impedance model for water management diagnosis of proton exchange membrane fuel cells », *The 4th International Conference on Renewable Energy: Generation and Applications (ICREGA17), July 4-7, 2017, Belfort, France.*

A. Harrouz, TahiriFadila, BekraouiFatiha, Boussaid Ibrahim, **Ouledali Omar**, « Direct Torque Control (DTC) SVM Predictive of a PMSM Powered by a photovoltaic source », *4th International Mediterranean Science and Engineering Congress (IMSEC 2019) April 25-27, 2019, Antalya/Turkey.*

A. Harrouz, Boussaid Ibrahim, TahiriFadila, Bekraoui Fatiha et **Ouledali Omar**, « Modélisation et Commande du Redresseur Triphasé utilisé dans la Chaîne de Conversion Eolien », *Conférence Internationale sur les Matériaux, le Patrimoine et l'Environnement en Zones Arides, Université Ahmed DRAIA, Adrar 17 & 18 février 2019, Adrar, Algérie.*

PUBLICATIONS INTERNATIONALES

Mohammed, Hechelef; Meroufel, Abdelkader, **Ouledali, Omar**, «Contribution to the Artificial Neural Network Direct Control of Torque Application Utilizing Double Stars Induction Motor», *Australian Journal of Basic & Applied Sciences; Jan2014, Vol. 8 Issue 1, p335*. <http://ajbasweb.com/old/ajbas/2014/January/335-342.pdf>

O. Ouledali, Abdelkader Meroufel, Patrice Wira, Said Bentouba, «Direct Torque Fuzzy Control of PMSM based on SVM», *August 2015, Energy Procedia 74:1314-1322*. DOI: [10.1016/j.egypro.2015.07.778](https://doi.org/10.1016/j.egypro.2015.07.778)

O. Ouledali, A. Meroufel, P. Wira, S. Bentouba, «Torque and stator flux ripples minimization for direct torque control of PMSM by using space vector modulation», *Majlesi Journal of Electrical Engineering 12(3),55-61*, September 2018. <http://mjee.iaumajlesi.ac.ir/index/index.php/ee/article/view/2466>

Mansouri smail1, **Ouledali Omar**, «Pumping System Controlled by Neuro-fuzzy », *AIMS Energy 2019, Volume 7, Issue 5, 634–645*. DOI: [10.3934/energy.2019.5.634](https://doi.org/10.3934/energy.2019.5.634)

Fadila Tahiri, Abdelkader Harrouz, Djamel Belatrache, Fatiha Bekraoui, **Ouledali Omar**, Ibrahim Boussaid, «Technique of control PMSM powered by PV panel using predictive controller of DTC-SVM », *FACTA UNIVERSITATIS Series Electronics and Energetics 33(03):429-444*, September 2020. DOI: [10.2298/FUEE2003429T](https://doi.org/10.2298/FUEE2003429T)

PUBLICATIONS NATIONALES

O. Ouledali, A. Meroufel, P. Wira, S. Bentouba, « *Genetic Algorithm Tuned PI Controller on PMSM Direct Torque Control* », *Algerian Journal of Renewable Energy and Sustainable development 1(02):204-211 December 2019*. DOI: <https://doi.org/10.46657/ajresd.2019.1.2.10>

Liste des figures

Chapitre I :		
Figure I.1	Représentation symbolique de la MSAP.	8
Figure I.2	Principe de Park	10
Figure I.3	Simulation du comportement de la MSAP dans repère (d, q)	14
Figure I.4	Simulation du comportement de la MSAP dans repère (α, β)	15
Figure I.5	Structure de l'association convertisseurs statiques-MSAP	16
Figure I.6	Onduleur triphasé en pont avec charge	17
Figure I.7	Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale	19
Figure I.8	Signaux de la commande MLI triangulo-sinusoidale	20
Figure I.9	Configurations des interrupteurs pour les vecteurs de tension	21
Figure I.10	Représentation des vecteurs de tension dans le plan (α, β)	22
Figure I.11	Definition du vecteur moyen	23
Figure I.12	Séquence d'application des vecteurs sur une période T_e (K_0 facteur $\in [0,1]$)	24
Figure I.13	Représentation des séquences de conduction des interrupteurs	25
Figure I.14	Onduleur à Z-source	27
Figure I.15	La séquence hors court-circuit de l'onduleur à Z-source	28
Figure I.16	La séquence de court-circuit de l'onduleur à Z-source.	29
Figure I.17	Alimentation de la MSAP par un générateur photovoltaïque	30
Figure I.18	Schéma équivalent d'un générateur photovoltaïque	31
Figure I.19	L'influence de la température sur la caractéristique $I=f(V)$	32
Figure I.20	L'influence de la température sur la caractéristique $P=f(V)$	32
Figure I.21	L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $I=f(V)$	33
Figure I.22	L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $P=f(V)$	33
Figure I.23	Schéma de principe d'un hacheur Buck-boost	34
Figure I.24	Algorithme de perturbation et de l'observation (P & O).	35
Figure I.25	Simulation à vide de l'association MSAP - onduleur pour les deux techniques de la MLI.	37
Figure I.26	Comparaison entre les deux techniques de la MLI avec $m = 12$ et $r = 0.8$.	38

Figure I.27	simulation du comportement d'un hacheur Buck-Boost	39
Figure I.28	simulation du comportement d'onduleur Z-source	40
Figure I.29	Simulation d'influence de la variation d'éclairement sur la commande MPPT	41
Chapitre II :		
Figure II.1	Principe de la commande vectorielle	43
Figure II.2	Modèle de la MSAP lorsque I_d nul	44
Figure II.3	Principe de découplage par compensation	45
Figure II.4	Schéma bloc de la commande vectorielle avec compensation des f.e.m	46
Figure II.5	Régulateur P.I	46
Figure II.6	Boucle de régulation du courant I_q	47
Figure II.7	Placement des pôles choisis	48
Figure II.8	Boucle de courant I_d	49
Figure II.9	Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant	50
Figure II.10	Boucle de régulation de la vitesse avec limitation du courant	50
Figure II.11	Schéma Simulink de la commande vectorielle de la MSAP	51
Figure II.12	Réponses de la commande vectorielle sans onduleur	52
Figure II.13	Commande vectorielle avec onduleur	53
Figure II.14	Réponses de la vitesse de la commande vectorielle avec onduleur à MLI sinusoïdale	54
Figure II.15	Commande vectorielle avec variation de la résistance statorique	55
Figure II.16	Commande vectorielle avec variation de l'inertie J	56
Chapitre III :		
Figure III.1	Représentation vectorielle des tensions	59
Figure III.2	L'évolution de l'extrémité de $\bar{\phi}_s$.	60
Figure III.3	Evolution du couple en fonction du vecteur de tension	61
Figure III.4	Sélection du vecteur tension selon la zone N=1	62
Figure III.5	Schéma synoptique de la commande directe du couple de la MSAP	63
Figure III.6	Sélection des tensions \bar{V}_s correspondant au contrôle de l'amplitude $\bar{\phi}_s$	65

Figure III.7	Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à 3 niveaux	66
Figure III.8	DTC modifiée par un décalage des zones	69
Figure III.9	Secteurs de la DTC avec 12 secteurs	70
Figure III.10	Schéma de l'onduleur à 3-niveaux de tension de type NPC	71
Figure III.11	Vecteurs de tension fournis par l'onduleur à 3-niveaux de tension	72
Figure III.12	Blocs d'hystérésis	74
Figure III.13	la structure générale du contrôle direct du couple avec onduleur de tension à 3-niveaux	76
Figure III.14	Résultats de simulation de la DTC classique	77
Figure III.15	Test de la variation du couple	78
Figure III.16	Test de la variation du Flux	78
Figure III.17	DTC avec boucle de vitesse et démarrage en charge 5 N.m	79
Figure III.18	DTC avec démarrage en charge 5 N.m puis augmentation de la charge entre 0.2s et 0.4s	80
Figure III.19	DTC avec inversion du sens de rotation	81
Figure III.20	Résultats du courant et trajectoire du flux pour DTC modifiée	82
Figure III.21	Résultats du couple et du flux pour DTC modifiée	83
Figure III.22	Zoom du couple et du flux	84
Figure III.23	Analyse des harmoniques des spectres du courant statorique	85
Chapitre IV :		
Figure IV.1	Détermination du module du vecteur \overline{V}_s	88
Figure IV.2	Détermination de l'angle du vecteur \overline{V}_s	89
Figure IV.3	Schéma de la structure générale de la commande SVM- DTC	91
Figure IV.4	Schéma de la commande par DTC-SVM prédictive d'une MSAP	92
Figure IV.5	La structure de contrôleur prédictif	92
Figure IV.6	Simulation de la SVM-DTC en boucle de régulation	94
Figure IV.7	Simulation de la SVM-DTC prédictive en boucle de régulation	95
Chapitre V :		
Figure V.1	Schéma synoptique général d'un contrôleur flou	99
Figure V.2	Schéma bloc la commande floue directe du couple de MSAP	101

Figure V.3	Structure du contrôleur pour l'estimation du module du vecteur tension V_s	102
Figure V.4	Surface caractéristique du régulateur flou proposé	103
Figure V.5	Structure du contrôleur pour l'estimation de l'angle	104
Figure V.6	Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée du contrôleur	104
Figure V.7	Surface caractéristique du régulateur flou proposé	104
Figure V.8	Résultats de simulations de la commande DTC Floue de MSAP	105
Figure V.9	Neurones biologiques	107
Figure V.10	Modèle du neurone formel de Mac Culloch et Pitts	108
Figure V.11	Graphe représentant un réseau de neurones non bouclé	109
Figure V.12	Graphe représentant un réseau de neurones bouclé	109
Figure V.13	Illustration de l'apprentissage	110
Figure V.14	Illustration de l'apprentissage non supervisé	110
Figure V.15	L'architecture d'un Perceptron à trois couches	114
Figure V.16	Schéma bloc la commande neuronale directe du couple de MSAP	114
Figure V.17	Résultats de simulations de la commande neuronale directe du couple de MSAP	115
Figure V.18	Principe de déplacement d'une particule	122
Figure V.19	Algorithme de la technique PSO	124
Figure V.20	Résultats de simulations de la commande DTC neuronale associé avec un régulateur PI ajusté par l'algorithme PSO	126

Liste des tableaux

Tableau I.1	Calcul des vecteurs de tension de l'onduleur triphasé idéal	22
Tableau III.1	Table de sélection de \bar{V}_s	62
Tableau III.2	Position du vecteur du flux dans les quatre quadrants	67
Tableau III.3	Position du flux statorique dans l'intervalle	67
Tableau III.4	Table de sélection de Rahman et al	68
Tableau III.5	Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à 3 niveaux	68
Tableau III.6	Comportement de la DTC classique et la DTC modifiée	69
Tableau III.7	Table de sélection de la DTC de 12 secteurs	70
Tableau III.8	Répartition en 4 groupes des vecteurs de tension de l'onduleur à 3- niveaux de tension	72
Tableau III.9	Calcul des vecteurs de tension	73
Tableau III.10	Sélection des tensions \bar{V}_s d'un onduleur à 3-niveaux de tension	75
Tableau III.11	Etude comparative entre les types de la commande DTC	86
Tableau IV.1	Tableau de choix de l'angle δ du vecteur \bar{V}_s	89
Tableau IV.2	Les principales différences entre les différents types de la DTC	96
Tableau V.1	Matrice d'inférences complètes	100
Tableau V.2	Tableau des règles d'inférence	103
Tableau V.3	Angle incrément du vecteur tension de référence de la CFDC	104
Tableau V.4	Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.	107
Tableau V.5	Modèle de réseaux de neurones les plus célèbres	111
Tableau V.6	La loi de Hebb	111

Symboles

Symbole	Signification	Unité
A, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b, c.	
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.	
θ	Angles électriques statoriques et rotoriques.	
α, β	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.	
X, Y	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor.	
L_s	Inductances cycliques statorique.	H
M	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.	H
M_s	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator.	H
M_r	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor.	H
R	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.	Ω
p	Nombre de paire de pôle.	
C_{em}	Couple électromagnétique.	N.m
C_e^*	Couple de référence.	N.m
C_r	Couple résistant.	N.m
ω	Pulsations électriques statorique et rotorique.	rd/s
Ω	Vitesse mécanique du rotor.	Tr/mn
φ_s	Flux statorique	Wb
φ_f	Flux des aimants permanents	Wb
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	Tensions de branche.	V
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensions de phase	V
V_{dc}	Tension de source continu	V
S_a, S_b, S_c	Etats des interrupteurs de l'onduleur	
r	Taux de modulation	
m	L'indice de modulation	
T_p	La période de la porteuse	S
f_p	La fréquence de la porteuse	Hz
f_r	La fréquence de la référence	Hz
ε_{em}	Erreur du couple électromagnétique	
ε_{φ_s}	Erreur du flux statorique	

T_e	Période d'échantillonnage	s
K_p	gain proportionnel	
K_i	gain intégrateur	

Abréviation

<i>MLI</i>	Modulation de largeur d'impulsion
<i>MCC</i>	Machine à courant continu
<i>MSAP</i>	Machine synchrone à aimants permanents.
<i>DTC</i>	Direct Torque Contrôle
<i>DSVM</i>	Discret Space Vector Modulation
<i>SVM</i>	Space Vector Modulation
<i>NPC</i>	Neutral Point Clamping
<i>DTFC</i>	Direct Torque Fuzzy Control
<i>DTNC</i>	Direct Torque Neural Control
<i>GAs</i>	Genetic Algorithms
<i>PSO</i>	Optimisation par essaim particulaire

SOMMAIRE		
Remerciements		
Liste des Figures		
Liste des Tables		
Symboles et abréviation		
Sommaire		
INTRODUCTION GENERALE		01
<i>Chapitre I : Modélisation de la MSAP et son alimentation</i>		
I.1 Introduction		06
I.2 Modélisation et description la machine synchrone à aimants permanents		06
	I.2.1 Description de la MSAP	06
	I.2.2 Avantages d'une excitation par aimants permanents	07
	I.2.3 Modélisation de la MSAP	07
	I.2.4 Hypothèses simplificatrices	07
	I.2.5 Modèle de MSAP triphasée	08
	I.2.6 Transformation de <i>Park</i>	10
	I.2.7 Représentation d'état du modèle de la machine	12
	I.2.8 Simulation et interprétation	13
	I.2.9 Résultats de simulation	14
I.3 Modes d'alimentation		16
	I.3.1 L'onduleur de tension à MLI	16
	I.3.2 Principes des stratégies de la commande MLI	18
	I.3.3 MLI Sinus-triangle	18
	I.3.4 Modélisation de la commande MLI Sinus-triangle	20
	I.3.5 MLI Vectorielle	21
I.4 Onduleur Z-source		27
	I.4.1 Introduction Onduleur à Z source	27
	I.4.2 Modélisation et caractéristique statique d'élévation	27
	I.4.3 Système d'état de l'onduleur à Z-source et caractéristique statique d'élévation	29
I.5 Alimentation de la MSAP par un générateur photovoltaïque		30
	I.5.1 Modélisation du générateur photovoltaïque	31
	I.5.2. Influence de la température	32

	I.5.3. Influence de l'éclairage	33
	I.5.4 Système de poursuite du point de puissance maximale	34
	I.5.5 Le convertisseur BUCK-BOOST (hacheur)	34
	I.5.6 Les méthodes de poursuite de MPPT	35
	I.5.7. Méthode de d'observation et perturbation (P&O)	35
I.6 Simulation et interprétation		37
I.7 Conclusion		41
<i>Chapitre II: Commande vectorielle de la MSAP</i>		
II.1 Introduction		42
II.2 Principe de la commande vectorielle		42
II.3 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP		43
II.4 Découplage par compensation		44
II.5 Dimensionnement des régulateurs		47
	II.5.1 Régulateur du courant « I_q »	47
	II.5.2 Régulateur de vitesse	48
	II.5.1 Régulateur du courant « I_d »	49
II.6 Limitation des courants		50
II.7 Schéma global de simulation		51
II.8 Simulation		52
II.9 Interprétation des résultats		57
II.10 Conclusion		57
<i>Chapitre III : Commande directe du couple de la MSAP</i>		
III.1 Introduction		58
III.2 Principes généraux de la DTC d'une MASP		58
III.3 Principe dynamique du contrôle de couple		59
	III.3.1 Présentation vectorielle de la machine et du convertisseur statique	59
	III.3.2 Contrôle du vecteur flux statorique	60
	III.3.3 Contrôle du couple	61
	III.3.4 Sélection du vecteur tension	62
III.4 Structure de la commande DTC pour la MSAP		62
	III.4.1 Estimation du flux statorique	64
	III.4.2 Elaboration du correcteur de flux	64

	III.4.3 Estimation du couple	65
	III.4.4' Elaboration du correcteur du couple	65
	III.4.5 Estimation de la position du vecteur flux	66
III.5 Elaboration des tables de commutation		67
III.6 Amélioration de la DTC		68
	III.6.1 Décalage des zones	68
	III.6.2 Augmentation du nombre de zones	69
	III.6.3 L'onduleur à 3 niveaux de tension de type NPC	71
III.7 Résultats de simulation et interprétations		76
III.8 Conclusion		86
Chapitre IV: Commande DTC de la MSAP par les techniques SVM		
IV.1 Introduction		87
IV.2 Technique SVM DTC		87
	IV.2.1 Détermination du module du vecteur \bar{V}_s	87
	IV.2.2 Détermination de l'angle du vecteur \bar{V}_s	88
	IV.2.3 Génération des états des interrupteurs de l'onduleur	89
	IV.2.4 Structure générale de la commande SVM -DTC	90
IV.3 Commande de la MSAP par DTC-SVM prédictive		91
	IV.3.1 Calcul des vecteurs de tension statorique de référence	92
IV.4 Simulation Interprétation des résultats		94
IV.5 Conclusion		97
Chapitre V: Commande DTC de la MSAP basée sur les techniques intelligentes		
V.1 Introduction		98
V.2 Commande floue directe du couple de la MSAP		98
	V.2.1 Commande par la logique floue	98
	V.2.2 Structure d'une commande à logique floue	99
V.3 Commande Directe du Couple par la logique floue: (DTFC)		101
	V.3.1 Structures de régulateur flou	101
	V.3.2 Résultats de simulations et interprétations	105
V. 4 Commande neuronale directe du couple (DTNC)		106

	V.4.1 Généralité sur les réseaux de neurones artificiels	106
	V.4.2 Le neurone biologique	106
	V.4.3 Le neurone formel	107
	V.4.4 Architecture des réseaux de neurones artificiels	108
	V.4.5 Apprentissage des réseaux de neurones	109
	V.4.6 Perceptron monocouche	113
	V.4.7 Perceptron multicouche	116
	V.4.8 Application des réseaux de neurones à la DTC	114
	V.4.9 Simulations et interprétations des résultats	115
V.5 Stratégie d'élimination d'harmoniques par les métaheuristiques		116
	V.5.1 Optimisation par les algorithmes génétiques	116
	V.5.2 Optimisation par essaim particulaire (PSO)	121
	V.5.3 Optimisation du régulateur PI de la vitesse par la Technique PSO	125
V.6 Résultats de simulation et interprétations		126
V.7 Conclusion		127
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVE		128
BIBLIOGRAPHIE		130
ANNEXES		

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les entraînements électriques à vitesse variable sont largement utilisés dans le secteur industriel. Les avancées technologiques durant ces dernières années permettent aujourd'hui de répondre aux évolutions nouvelles nécessaires au développement des systèmes d'entraînement de très hautes performances. Les progrès qui conjoignent les composants de l'électronique de puissance, microprocesseur numérique, microcontrôleurs, et autres mémoires ont permis de satisfaire les conditions requises pour développer les stratégies de commande acceptant l'implémentation matérielle en temps réel d'algorithmes de plus en plus sophistiqués et autorisant le contrôle de puissance avec des dispositifs de commande plus compétitifs, plus fiables et plus rapides, tels les systèmes de commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI)[Mer-04,Oul-09].

De plus, ces variateurs de vitesse sont disponibles sur le marché avec un coût réduit, les applications des variateurs de vitesse de moyenne et forte puissance font appel en général à des machines synchrones à aimants permanents commandées par des convertisseurs statiques.

En effet dans le domaine de la vitesse variable, la machine synchrone à aimants permanents assure actuellement, une part très importante et toujours croissante du marché grâce à l'absence des contacts tournants, à sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes ; comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé. Mais, depuis ces dernières années, des commandes assez élaborées pour découpler la machine à aimants permanents, par l'utilisation de repères appropriés sont commercialisées et restent encore un axe de recherche [Ame-12, Bab-01, KEN-12]. Elles assurent des performances dynamiques équivalentes ou meilleures à celles obtenues par la machine à courant continu.

Les techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents sont classées en deux groupes : contrôle scalaire et contrôle vectoriel. Le premier groupe est basé sur l'imposition d'une relation constante entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence (loi U/F)[MIL-06]. Par contre, le deuxième groupe, la vitesse est basée sur l'orientation du vecteur flux et l'amplitude de la source d'alimentation de la machine. A cet effet, les sorties du système de contrôle sont les consignes du vecteur tension ou courant qu'il faut fournir au convertisseur statique.

La commande scalaire s'est avérée la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles non performantes. Le contrôle scalaire ne permet pas d'avoir une bonne réponse dynamique pour la vitesse et le couple, suite à la

simplicité de son modèle qui tient compte uniquement du régime permanent. Les paramètres de la machine doivent être correctement identifiés pour le contrôle de la vitesse. D'autre part, le flux statorique et le couple ne sont pas directement commandés.

La commande vectorielle proposée par *Hasse* en 1969 et *Blaschke* en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. Cette commande est en général un contrôle découplé entre le couple et le flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être maîtrisée et très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines tels que la robotique, les machines outils, la traction électrique ...[Mas-07, HeC-17]

Les machines synchrones à aimants permanents (*MSAP*) alimentées par des onduleurs de tension contrôlés en courant sont utilisées dans beaucoup d'applications qui exigent une réponse rapide du couple et un fonctionnement avec de hautes performances. Les grandeurs traitées sont en fait des grandeurs moyennes sur la période de contrôle de l'onduleur. Ces grandeurs sont réalisées par la mise en œuvre d'une méthode de modulation de largeur d'impulsions (*MLI*) pour fournir les tensions d'alimentation souhaitées.

La commutation de l'onduleur est déterminée par la position du flux ce qui nécessite l'utilisation d'un capteur de position pour le fonctionnement de la *MSAP*. Le couple de la *MSAP* est habituellement commandé en contrôlant les courants statoriques. Pour obtenir un fonctionnement à hautes performances, la commande du courant est réalisée dans un repère de référenciel au rotor ou au stator, ce qui nécessite l'utilisation de la transformation des coordonnées. La réponse du couple avec un contrôle de courant est également limitée par la constante de temps des enroulements de l'induit du moteur.

Cette commande, nécessite une bonne connaissance du flux statorique, ce qui impose généralement un capteur de grandeur mécanique de grande précision pour déterminer la vitesse ou la position de l'arbre de la machine. Cette structure de commande nécessite la connaissance précise des paramètres de la machine et la position exacte du flux. Les contraintes et les limitations de la commande vectorielle à flux orienté ont conduit à deux thèmes de recherche pour résoudre les problèmes précédents.

Le contrôle direct de couple (*DTC: Direct Torque Control*) proposé par *Depenbrock* et *Takahashi* dans la moitié de l'année 80 est une solution pour les problèmes de la commande vectorielle présentée précédemment[Saa-17,Mil-07]. En effet, dans cette dernière les grandeurs de commande qui sont le flux statorique et le

couple électromagnétique sont calculées à partir des seules grandeurs liées au stator et ceci sans l'intervention du capteur mécanique.

Le principe de la commande *DTC* est basée sur la sélection des vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles. Les contrôleurs du courant suivi d'un comparateur à *MLI* ne sont pas utilisés dans des systèmes de commande *DTC* et les paramètres de la machine ne sont pas utilisés également exception faite pour la résistance statorique du moteur. Ainsi la *DTC* possède l'avantage d'être moins dépendante des paramètres de la machine, de fournir une réponse de couple plus rapide en comparaison au contrôle du couple via des contrôleurs de courant à modulation de largeur d'impulsions et une configuration plus simple [Mer-04, Mil-06,Dje-15].

D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre du moteur (vitesse, position). Des travaux se sont donc multipliés sur ce sujet, initialement basés sur les principes de contrôle énoncés par al. *Takahashi* et donnant lieu à diverses évolutions de stratégies de type *DTC*.

Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique de commande est l'absence de maîtrise des harmoniques de couple et de flux. Ceci a généré de nombreux problèmes liés à la compatibilité électromagnétique de l'équipement. Tel que le niveau parfois excessif de bruit audible et l'excitation de certains modes mécaniques résonants (problème des couples pulsatoires) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système. De là, plusieurs travaux de recherche se sont donc consacrés à l'obtention d'une meilleure maîtrise des harmoniques et/ou de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

La technique *DTC* classique implique un fonctionnement de l'onduleur deux niveaux standard avec une fréquence de commutation variable, parfois élevée et incompatible avec des applications de forte puissance du fait des niveaux des pertes par commutation.

Actuellement, les récentes structures de convertisseurs continu-alternatif multiniveaux semblent bien adaptées pour des applications de forte puissance, du fait qu'elles permettent l'utilisation des semi-conducteurs rapides (IGBT) sans risque sur la sûreté de fonctionnement du système et d'améliorer les signaux d'alimentation de la machine avec un faible taux d'harmoniques. Ces convertisseurs multiniveaux semblent bien adaptés à la commande *DTC*.

D'autres approches sont fondées sur les techniques de l'intelligence artificielle qui sont largement employées dans le domaine de la commande des machines, telles

que la logique floue, les réseaux de neurones, la technique neuro-floue ANFIS, les algorithmes génétiques, et l'optimisation par essaim particulaire (PSO). Elles permettent d'améliorer les méthodes classiques de régulation, dans le cas de processus difficilement modélisables à paramètres variables, et de surmonter les contraintes dues aux non-linéarités. Ces techniques sont des alternatives intéressantes pour la synthèse des commandes robustes sans connaissance précise du modèle du procédé à commander.

La logique floue connaît depuis les travaux de *L.Zadeh* un réel succès pour la modélisation, mais aussi dans la commande des processus non linéaires. La spécificité de la commande floue réside dans le fait qu'il est possible d'utiliser la connaissance à priori d'un expert [Mec-14].

Les réseaux de neurones, quant à eux, sont des modèles inspirés du fonctionnement cérébral de l'être humain. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée naît grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés [Sad-17 ,Dje-15].

La technique d'un système d'inférence neuro flou adaptatif (ANFIS) associe la logique floue et des réseaux de neurones. Proposée par *Grabowski*, elle permet de prendre les avantages des deux techniques et donc apporter des solutions plus performantes au système à contrôler [Mil-07,Zeg-17].

Les approches de l'intelligence artificielle sont caractérisés par leur nature adaptative, d'où une robustesse certaine dans le cas de perturbations ou/et de variations de paramètre.

Les algorithmes génétiques (*Genetic Algorithms* : GAs) sont des algorithmes d'optimisation stochastique d'inspiration biologique fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. Cette approche, initiée par *John Holland* en 1975, tente d'imiter le processus d'optimisation qui permet aux organismes vivant de s'adapter, de survivre et de performer dans leur environnement [Tal-10].

L'optimisation par essaim particulaire est une méthode stochastique d'optimisation introduite en 1995 par James Kennedy et Russel Eberhart sous le nom *Particle Swarm Optimization* (PSO). *PSO* est inspirée des interactions sociales des animaux, dénommés particules, vivant en essaim, comme les essaims d'abeilles, ou les vols d'oiseaux. Aucune particule ne contrôle les autres mais pourtant des formes et des comportements complexes peuvent apparaître lors de leurs déplacements. Le principe de l'algorithme consiste à déplacer ces particules dans l'espace de recherche afin de trouver la solution optimale [Mes-16]

L'objectif principal de cette thèse est de concevoir les techniques de commande à base d'intelligence artificielle associées à la commande directe de couple de la *MSAP* piloté par un onduleur à *Z*-source en vue d'améliorer la réduction des oscillations du couple et du flux.

Le thème de recherche présenté dans cette thèse est organisé de la façon suivante:

❖ Le premier chapitre, sera consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension piloté par *MLI* sinusoïdale puis *MLI* vectorielle. Nous traiterons aussi un onduleur à *Z*-source associé à une source d'énergie photovoltaïque.

❖ Le deuxième chapitre sera réservé à la commande vectorielle de la *MSAP* alimentée en tension. Nous y aborderons le principe de l'orientation du flux rotorique, et résumerons les fondements des méthodes directe et indirecte de la commande.

❖ Le troisième chapitre fera l'objet de l'analyse de la commande directe du couple (*DTC*). Quelques améliorations de la structure de commande seront aussi présentées.

❖ Le quatrième chapitre portera sur l'étude de la réduction des ondulations du couple et du flux et de la maîtrise de la fréquence de commutation. Deux méthodes seront présentées : Application de la *MLI* vectorielle, et *MLI* vectorielle prédéictive.

❖ Le cinquième chapitre mettra en évidence d'une part, l'intérêt des techniques de l'intelligence artificielle (la logique floue et les réseaux de neurone) dans le réglage et l'amélioration des performances de la machine et d'autre part, l'utilisation des algorithmes génétiques et PSO dans la robustesse et l'optimisation des gains des régulateurs.

A la fin de chaque chapitre, on présentera les résultats de simulation effectuée avec le logiciel Matlab/Simulink.

Nous terminerons cette thèse par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous proposerons des perspectives de travail.

Chapitre I

Modélisation de la MSAP et son alimentation

I.1 INTRODUCTION

Grâce aux progrès technologiques des matériaux utilisés en électrotechnique, le système d'excitation classique (bobinage) dans les machines synchrones est remplacé par des inducteurs de type aimants permanents, surtout à faible et moyenne puissance. Le développement en parallèle des aimants permanents et de l'électronique de puissance ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (*MSAP*). Elle est caractérisée par un rapport (couple /volume) de l'ordre deux fois plus grand que celui obtenu par les machines synchrones à excitation électrique.

L'étude de son comportement est une tâche très difficile, qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance du modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [Aze-00]. Du point de vue mathématique, la machine synchrone à aimants permanents présente un système complexe multivariable et non linéaire.

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la transformation de système triphasé en un système biphasé équivalent, ce qui réduit la complexité du modèle et permet l'étude des régimes transitoire et statique.

La machine synchrone à aimants permanents est fortement pénalisée par l'absence du couple lors du démarrage. Elle doit être lancée à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Généralement, elle est alimentée par un réseau électrique à fréquence fixe. Pour remédier à ces difficultés, elle doit être munie d'une alimentation à fréquence variable. Ainsi, un onduleur à *MLI* est associé à la machine en vue de constituer un variateur de vitesse.

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (Onduleur à *MLI*). Puis on simule l'association convertisseur- machine pour valider le modèle.

I.2 MODELISATION ET DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

I.2.1 Description de la MSAP [Ken-12, Bab-01]

La machine synchrone à aimants permanents, comporte comme toutes les machines électriques, une partie fixe appelée stator (induit) et une partie mobile appelée rotor (inducteur).

Stator : Il contient trois enroulements décalés dans l'espace de 120° et engendrent un champ tournant dans l'entre fer. Il est constitué de tôles magnétiques feuilletées traversées par des encoches où les enroulements triphasés sont logés, le tout se trouve dans un boîtier.

Rotor : Il est composé de plusieurs aimants permanents assurant son excitation et plusieurs configurations d'emplacement des aimants sont possibles.

1.2.2 Avantages et inconvénients de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents présente plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines alternatives [Seb-03, Ame-12, Har-07, Mas-07 Ken-12]:

- ❖ Puissance massique importante et élevée.
- ❖ Absence de contacts glissants.
- ❖ Amélioration du rendement de la machine synchrone suite à la suppression des pertes Joules rotoriques.

- ❖ Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- ❖ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- ❖ Elimination des dispositifs auxiliaires d'excitation, tel que la source à courant continu.
- ❖ Fonctionnement en survitesse.

D'autre part on cite les inconvénients de la MSAP:

- ❖ Coût élevé des aimants.
- ❖ Interaction magnétique due au changement de structure.
- ❖ Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- ❖ Diminution de l'aimantation en fonction du temps.

1.2.3 Modélisation de la MSAP

Le modèle mathématique de la MSAP est un système à six équations différentielles à coefficients variables. C'est un système d'équations très complexe à étudier. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. Il est donc nécessaire de développer un modèle plus simple. L'utilisation de la transformation de Park [Aze-00], sous certaines hypothèses simplificatrices, permet de contourner cette difficulté [Mer-04,]. Elle donne une représentation biphasée équivalente de la machine triphasée ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de commande.

1.2.4 Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine synchrone à aimants permanents sont [Har-07, Mas-07, Ken-12, DAH-18]

- ❖ La saturation, l'hystérésis, et les pertes par courant de Foucault sont négligeables ;
- ❖ la distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale;
- ❖ Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor ;
- ❖ la machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire.

I.2.5 Modèle de MSAP triphasée

La machine synchrone à aimants permanents est représentée par la figure I.1. Elle se compose de trois enroulements statoriques décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$ et des aimants permanents qui créent l'excitation au rotor.

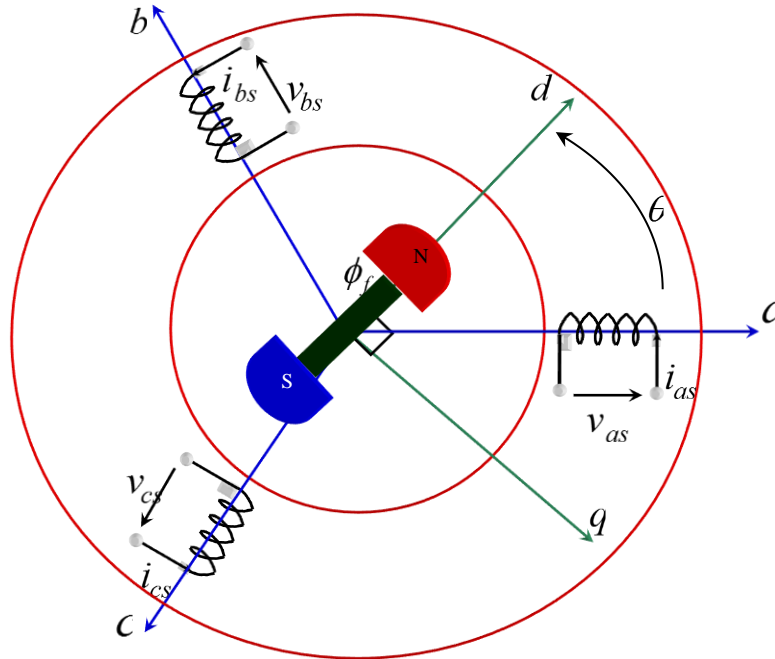


Figure I.1 Représentation symbolique de la MSAP.

❖ Equations électriques

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants. Elles se présentent naturellement sous forme matricielle.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Sous forme réduite le système (I.1) s'écrit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (I.2)$$

Avec : $[V_s]^T = (V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs})$; $[I_s]^T = (i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs})$; $[\varphi_s]^T = (\varphi_{as} \quad \varphi_{bs} \quad \varphi_{cs})$; $[R_s] =$

$$R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La relation entre le flux et le courant est la suivante :

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\varphi_f] \quad (\text{I.3})$$

Où :

$$[\varphi_f] = \varphi_o \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}; [L_s] = \begin{bmatrix} L & M_s & M_s \\ M_s & L & M_s \\ M_s & M_s & L \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

- ❖ L_s : Inductance cyclique propre d'une phase statorique.
- ❖ M_s : Inductance mutuelle cyclique entre deux phases statoriques.
- ❖ ϕ_f : Le flux des aimants.
- ❖ θ : Angle électrique.

En remplaçant l'équation (I.3) dans (I.2) on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M_s & M_s \\ M_s & L & M_s \\ M_s & M_s & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \phi_o \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

❖ **Equation mécanique:**

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{I.6})$$

Où :

$$\omega = p \cdot \Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{I.7})$$

Avec :

- ❖ C_{em} : Couple électromagnétique (couple moteur).
- ❖ C_r : Couple de charge (couple résistant).
- ❖ f : Coefficient de frottement.
- ❖ j : Moment d'inertie.
- ❖ p : Nombre de paires de pôles.
- ❖ Ω : la vitesse de rotation mécanique de la MSAP.

Remarque : On note que le système d'équations (I.5) est à coefficients variables donc c'est un système non linéaire, couplé et sa résolution est très difficile.

I.2.6 Transformation de Park

La transformation de *Park* physiquement, peut être expliquée par une transformation de trois enroulements dans un système triphasé (a,b,c) de la machine vers deux enroulements dans un système diphasées (d,q) et d'une composante homopolaire (o), qui n'est pas prise en compte dans le modèle usuel de la machine (système équilibré), la figure I.2 illustre son principe.

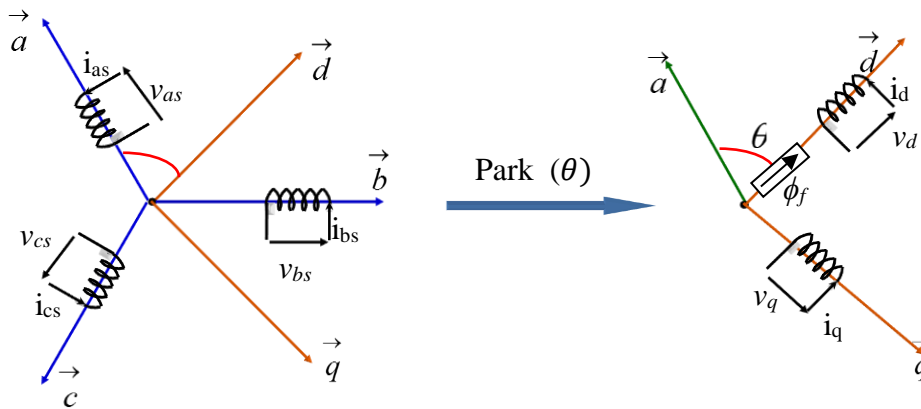


Figure I.2 Principe de Park

I.2.6.1 Equations électriques dans le repère de Park

Les équations électriques du modèle de la *MSAP* dans le référentiel tournant (*d,q*) de *Park* s'écrivent :

❖ Equations des tensions

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

❖ Equations des flux

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

❖ Modèle des tensions en fonction des courants

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

On remarque clairement sur ces tensions statoriques les non linéarités et les couplages du modèle électrique. Ces équations ont été obtenues directement en appliquant aux équations matricielles de la tension et du flux la transformation de *Park* tout en tenant en compte que le système est équilibré ce qui permet d'annuler la composante homopolaire.

❖ **Matrice de Park**

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = T(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

X : est peut-être le vecteur de tension ou le vecteur de courant ou flux

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour transformation. La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = T^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Remarque : La transformation de Park (d, q) peut également être obtenue à partir des composantes de Concordia (α, β) en faisant une rotation de l'angle θ . Le passage des composantes de Concordia à celle de Park se fait par:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

On écrit le modèle de la MSAP dans le repère (α, β) :

❖ **Equation de tension**

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} - \omega \varphi_f \sin \theta \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} + \omega \varphi_f \cos \theta \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

❖ **Equation du flux**

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + \varphi_f \cos \theta \\ \varphi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + \varphi_f \sin \theta \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

❖ **Calcul du couple électromagnétique**

La puissance instantanée $P(t)$ dans le repère (d, q) est donnée :

$$P(t) = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q \quad (\text{I.17})$$

La puissance électrique absorbée s'exprime par :

$$P(t) = \underbrace{R_s(I_d + I_q)}_{\text{(I)}} + \underbrace{\left(I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt}\right)}_{\text{(II)}} + \underbrace{(I_q\varphi_d - I_d\varphi_q)\omega}_{\text{(III)}} \quad (\text{I.18})$$

- ❖ Le premier terme (I) représente les pertes joules dans l'induit.
- ❖ Le deuxième terme (II) représente l'énergie magnétique emmagasinée dans le fer.
- ❖ Le troisième terme (III) représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine.

A partir de l'équation (1.17) on déduit l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \quad (\text{I.19})$$

En remplaçant (I.9) dans (I.19) on obtient :

$$C_{em} = p((L_d - L_q)I_d \cdot I_q + \varphi_f \cdot I_q) \quad (\text{I.19})$$

Par l'utilisation de transformation (1.12), on peut écrire la relation du couple dans le repère (α, β) par :

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{I.21})$$

1.2.7 Représentation d'état du modèle de la machine

Le choix des variables dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation [Mer04]. Dans ce chapitre, on donne un modèle de la MSAP vu dans le repère (α, β) . La forme générale de la représentation d'état est la suivante :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = \frac{d[X]}{dt} = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \\ [Y] = [C] \cdot [X] \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Où $[X]$: le vecteur d'état. $[U]$: le vecteur de commande.
 $[A]$: la matrice de d'état. $[B]$: la matrice d'application des commandes.
 $[Y]$: le vecteur de sortie.

Pour une MASAP alimentée en tension, on considère $[I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \omega \ \theta]^T$ comme vecteur d'état, les tensions $U_{\alpha\beta} = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$ comme variable de commande et le couple résistant comme perturbation. Ce choix de variable se justifie d'une part, par le fait que les courants statoriques sont mesurables. Pour une MSAP à rotor lisse cela conduit au modèle d'état suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{s\alpha} + \frac{\varphi_f}{L_s} \sin(\theta)\omega + \frac{1}{L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{s\beta} - \frac{\varphi_f}{L_s} \cos(\theta)\omega + \frac{1}{L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{\varphi_f p}{J} \sin(\theta) I_{s\alpha} + \frac{\varphi_f p}{J} \cos(\theta) I_{s\beta} - \frac{f}{J} \omega - \frac{1}{J} C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

I.2.8 Simulation et interprétation

La MSAP a été implémentée pour être simulée le logiciel utilisé en simulation est *MATLAB/SIMULINK*. Le premier modèle (I.8) sera exploité dans la commande vectorielle et le deuxième (I.23) simplifié dans la commande directe du couple. Les paramètres de la machine utilisée sont notés dans l'annexe.

On constate dans les figures 1. 3 et 1.4 que la dynamique de la vitesse de la machine est rapide. En régime de charge la vitesse diminue tandis que le couple augmente pour entraîner la charge.

Lors du démarrage à vide de la *MSAP* alimentée en tension, le couple électromagnétique présente un pic au démarrage et est proportionnel au courant statorique et devient presque nul en régime statique. Le couple de démarrage atteint la valeur de 22.5 N.m ce qui permet d'avoir une dynamique rapide. Le courant au démarrage atteint des valeurs égales à 32A avant de revenir à sa valeur nominale. Le moteur tourne à la vitesse de 430 rad/sec puisque la charge est nulle.

Lors de l'application du couple de charge sur le MSAP dans l'intervalle $[0.1\text{s}, 0.2\text{s}]$, on observe que le couple électromagnétique tend presque vers la valeur du couple de charge en régime établi avec diminution de la vitesse et augmentation de l'amplitude du courant vers une valeur égale 11A , puis y revient à sa valeur initiale une fois le couple de charge est éliminé.

I.2.9 Résultats de simulation

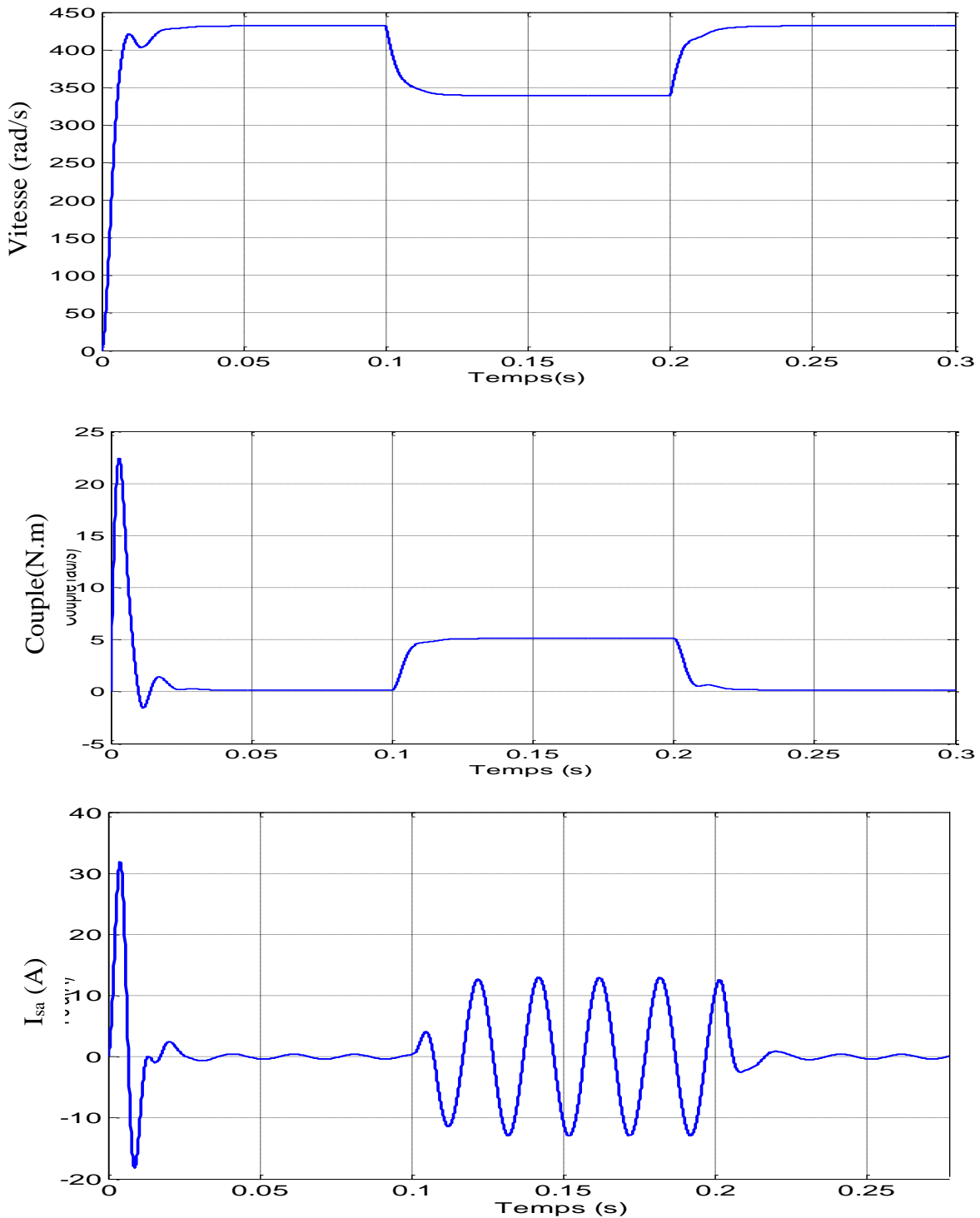


Figure I.3 Simulation du comportement de la MSAP dans repère (d, q)

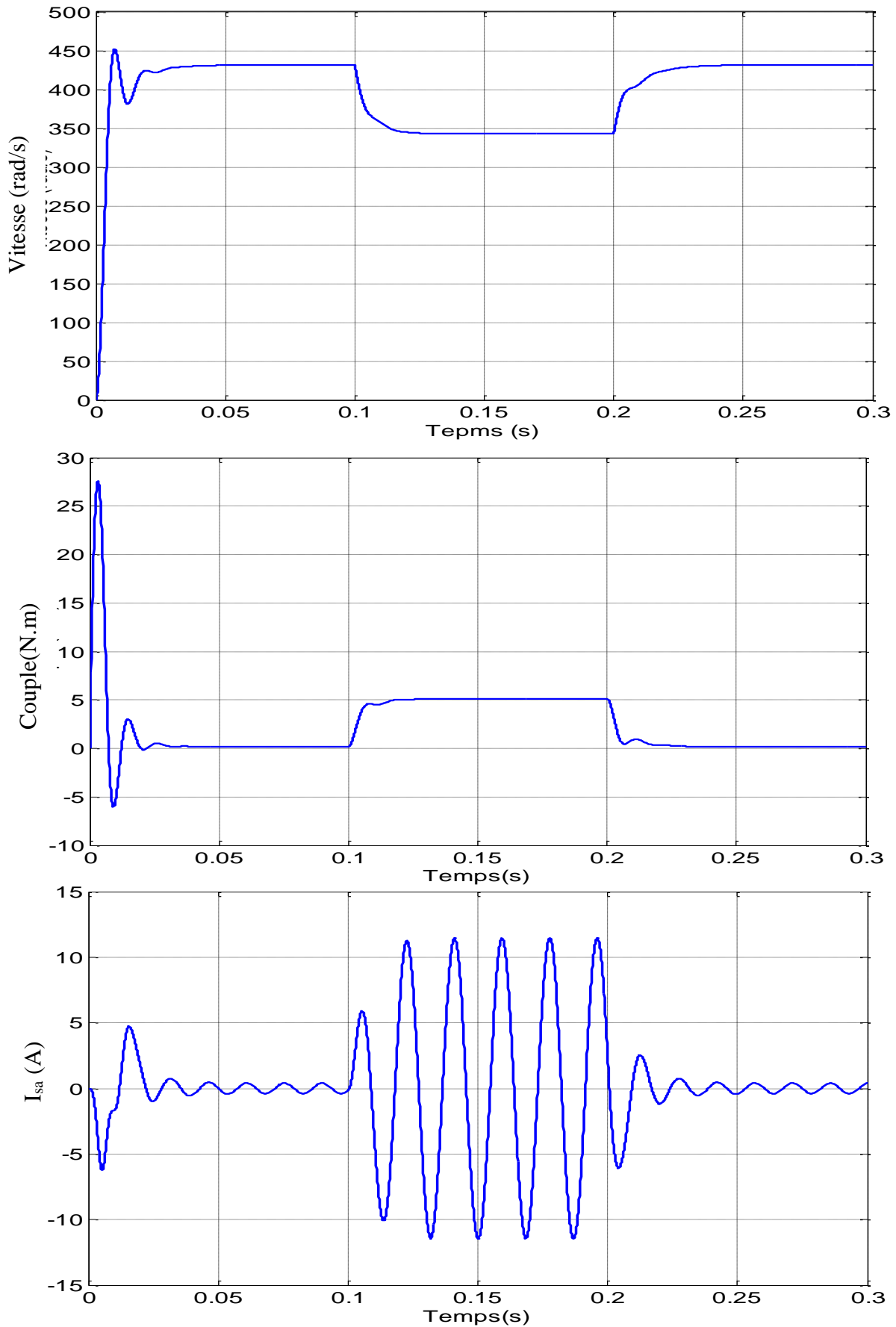


Figure I.4 Simulation du comportement de la MSAP dans repère (α, β)

I.3 MODES D'ALIMENTATION

La machine synchrone à aimants permanents peut être alimentée en tension ou en courant. L'alimentation de la MSAP triphasée est constituée de deux blocs qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et / ou d'un condensateur. Alimenté par une source triphasée, le premier bloc est un redresseur et le deuxième bloc est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la machine asynchrone.

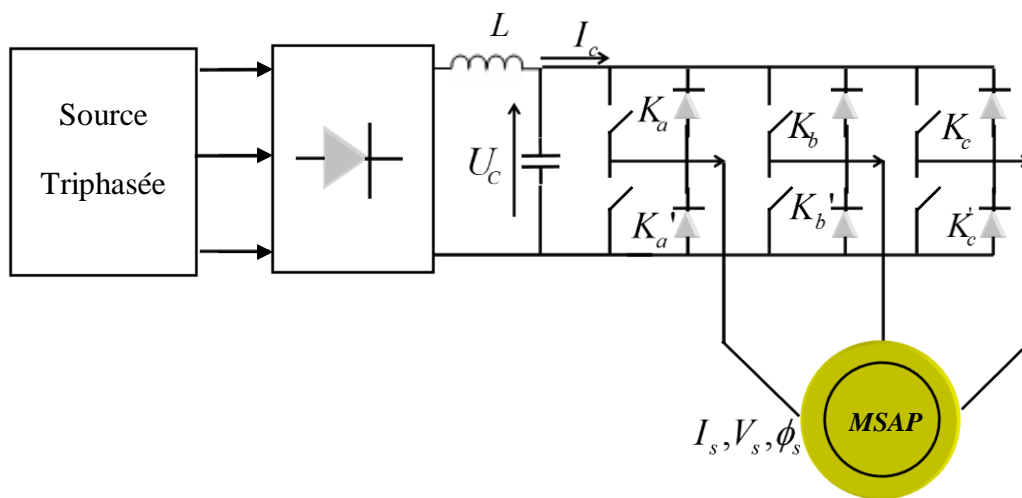


Figure I.5 Structure de l'association convertisseurs statiques-MSAP

I.3.1 L'onduleur de tension à MLI

I.3.1.1 Description de l'onduleur triphasé en pont [Chi-04, Yai-16]

La structure d'un onduleur à trois bras est présentée sur la figure I.6. Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{as}, i_{bs}, i_{cs} les interrupteurs K_a et K'_a, K_b et K'_b, K_c et K'_c doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur $v_{a0}, v_{b0},$ et v_{c0} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu fictif zéro(0). Pour qu'elles soient identiques à $1/3$ période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $1/3$ période sur le précédent [Nef-08]

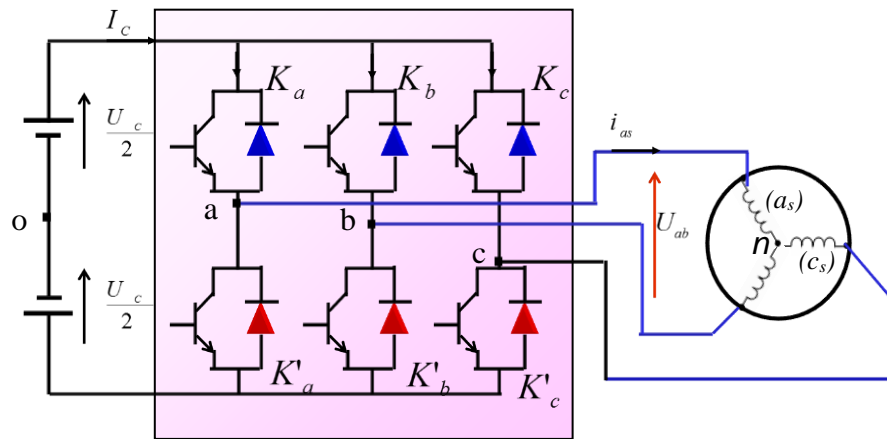


Figure I.6 Onduleur triphasé en pont avec charge

I.3.1.2 Choix des semi-conducteurs

Les semi-conducteurs les plus couramment utilisés pour réaliser les interrupteurs sont les transistors de puissance (MOSFET, IGBT et Transistors bipolaires) et les thyristors rapides (principalement les GTO) [Ség-89, Chi-04].

Les progrès technologiques accomplis dans le domaine des transistors de grande puissance permettent maintenant de réaliser des onduleurs de fort courant ou tension. L'expérience a montré que l'utilisation des transistors pour la commutation de grande puissance est assez aisée. Cependant, pour un thyristor, un circuit auxiliaire peut engendrer des conséquences néfastes, surtout s'il comporte lui-même un thyristor sur le circuit de commande :

- ❖ Faible vitesse de commutation,
- ❖ Pertes calorifiques élevées,
- ❖ Bruits acoustiques générés sur l'inductance de commutation,
- ❖ Encombrement.

Le transistor évite bien ces inconvénients, en plus de ses possibilités à fonctionner à fréquence de commutation élevée. Toutefois, pour les faibles et moyennes puissances, il est préférable d'envisager une technologie à transistors plutôt qu'un thyristor malgré toutes les contraintes qui peuvent découler (fréquence de commutation, circuit d'aide à la commutation, tenue en tension, etc...), moyennant quelques précautions ; en l'occurrence, la surveillance des pertes en puissance dans les transistors aussi bien en conduction qu'en commutation et veiller à leurs bon refroidissement.

Tandis que pour les puissances élevées, le thyristor *GTO* semble être mieux adapté par rapport au thyristor classique et présente moins de circuiterie.

I.3.1.3 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif « O » de l'onduleur.

Sachant que $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + V_{on} & (1) \\ V_{bn} = V_{bo} + V_{on} & (2) \\ V_{cn} = V_{co} + V_{on} & (3) \end{cases} \quad (I.24)$$

En faisant la somme des équations (1), (2) et (3) du système (I.24) on obtient :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3V_{on} = 0 \quad (I.25)$$

D'où:

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = -3V_{on} \quad (I.26)$$

$$V_{on} = -\frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.27)$$

En substituant l'équation (I.26) dans le système (I.24) on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

A partir de l'équation I.27 on peut modéliser l'onduleur utilisé dans notre simulation.

Avec : $V_{io} = U_c(S_i - 0.5)$ Avec $i = (a, b, c)$; S_i Signaux logiques [0, 1]

I.3.2 Principes des stratégies de la commande MLI [Mor-99, Yai-16]

La technique de commande de la modulation de largeur d'impulsion (en anglais "Pulse Width Modulation, PWM") permet la génération de signaux de tensions alternatives triphasées possédants une fondamentale proche de la tension de référence et le reste des harmoniques repoussés vers les fréquences élevées afin de faciliter leur filtrage.

Il existe plusieurs types de techniques de la commande MLI. Dans cette étude on utilise deux techniques MLI sinus-triangle et la MLI vectorielle.

I.3.3 MLI Sinus-triangle

La modulation triangulo-sinusoidale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe est basé sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite signal de référence, généralement sinusoidale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme généralement triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoidale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur.

Le principe de cette stratégie à deux niveaux peut être résumé par le schéma fonctionnel de la figure I.7:

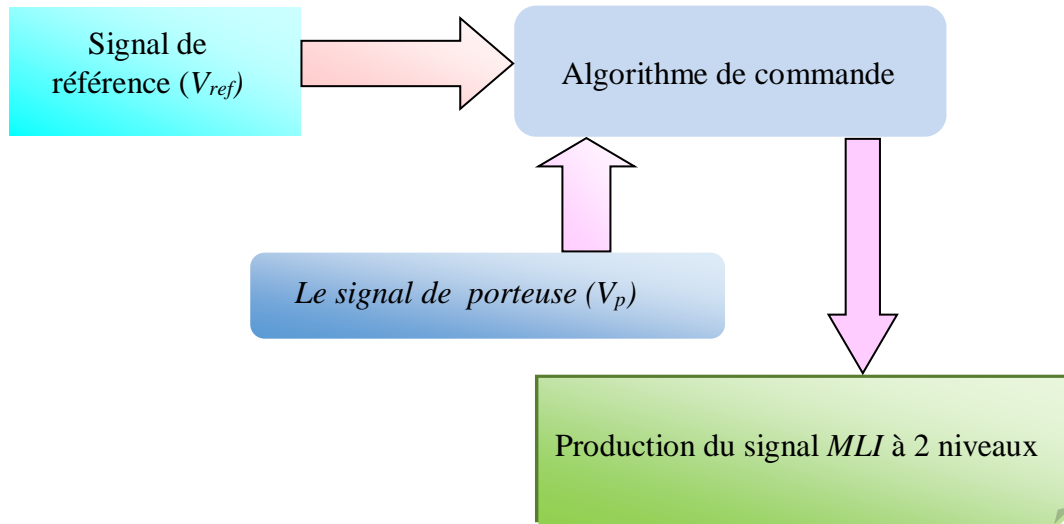


Figure I.7 Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale

❖ Propriétés de MLI

Cette technique est caractérisée par deux paramètres principaux:

❖ L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f de la référence : $m = \frac{f_p}{f} \gg 1$,

❖ Le taux de modulation r (ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_{ref} à la valeur crête V_p de la porteuse: $r = \frac{V_{ref}}{V_p} < 1$

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$V_{ref} \geq V_p \Rightarrow S_i = 1 \quad \text{Sinon} \quad S_i = 0$$

Avec

V_{ref} : Tension de référence ;

V_p : Tension de la porteuse ;

S_i : Signaux logiques.

La modulation des signaux est illustrée sur la figure I.8.

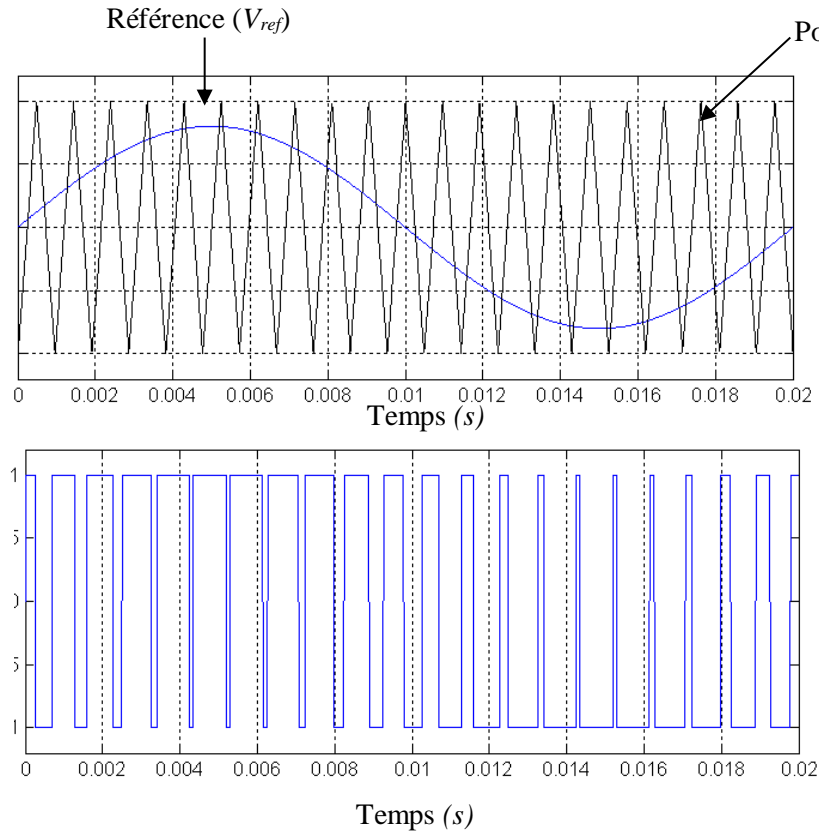


Figure I.8. . Signaux de la commande MLI triangulo-sinusoidale

I.3.4 Modélisation de la commande MLI sinus –triangle

❖ Equations de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire caractérisée par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p(-1 + 4\frac{t}{T_p}) & \text{si } t \in [0, \frac{T_p}{2}] \\ x_2(t) = V_p(3 - 4\frac{t}{T_p}) & \text{si } t \in [\frac{T_p}{2}, T_p] \end{cases} \quad (I.29)$$

❖ Equations des tensions triphasées de référence

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_{ref} et de fréquence f_p . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{ra} = V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rb} = V_r \sin \left(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{rc} = V_r \sin \left(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (I.30)$$

❖ Equations des états des interrupteurs de l'onduleur

Les équations des états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur sont donnés par l'équation 1.31 suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

I.3.5 MLI vectorielle

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle (en anglais *Space Vector Modulation : SVM*) utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence. Cette technique de *MLI* suit les principes suivants [Cel-00, Har-07, Mil-06, Nou-07] :

- ❖ Echantillonnage du signal de référence dans la période de modulation T .
- ❖ Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur T centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (*MLI* symétrique).
- ❖ Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux extrémités de la période.

Puisque le vecteur de commande de l'onduleur possède trois composantes booléennes et que chaque composante peut prendre le niveau 0 ou 1, donc nous pouvons générer huit vecteurs de commande distincts. La figure I.9 définit les configurations possibles de l'onduleur :

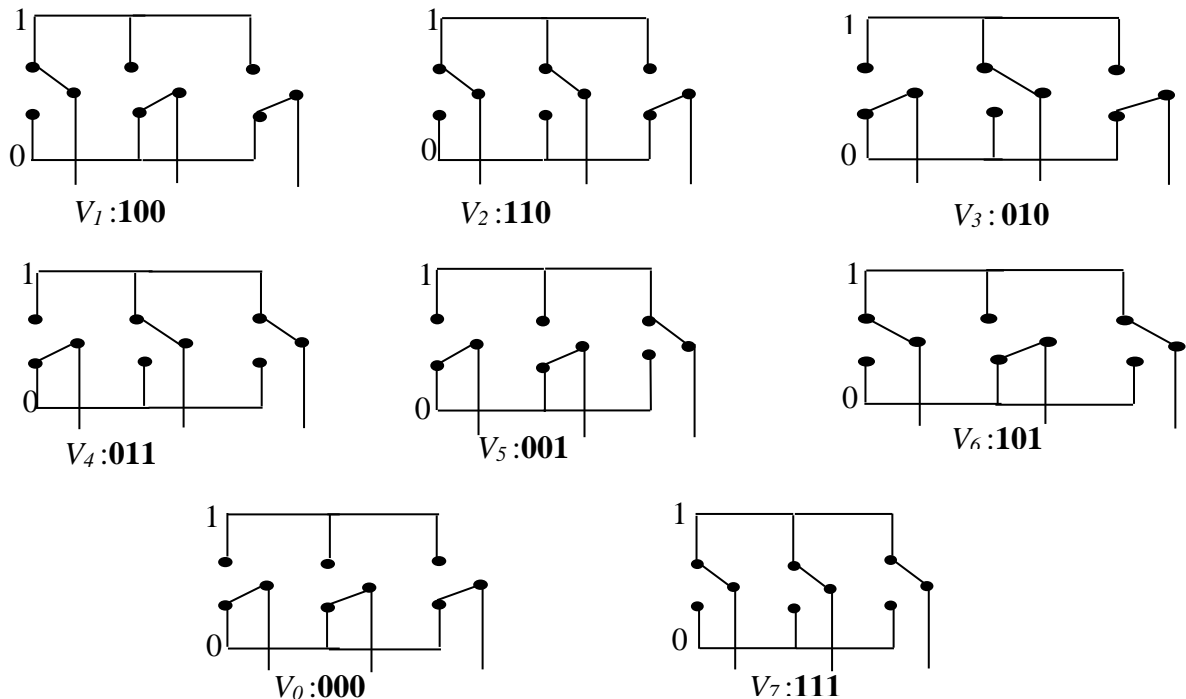


Figure I.9 Configurations des interrupteurs pour les vecteurs de tension.

Les huit états définissent six vecteurs non nuls limitant six secteurs N_i ($i=1,2,\dots,6$), et deux vecteurs de pause (nuls) dans le plan (α, β) (Fig I.10). Les vecteurs tensions sont représentés par la relation suivante et la figure I.10 :

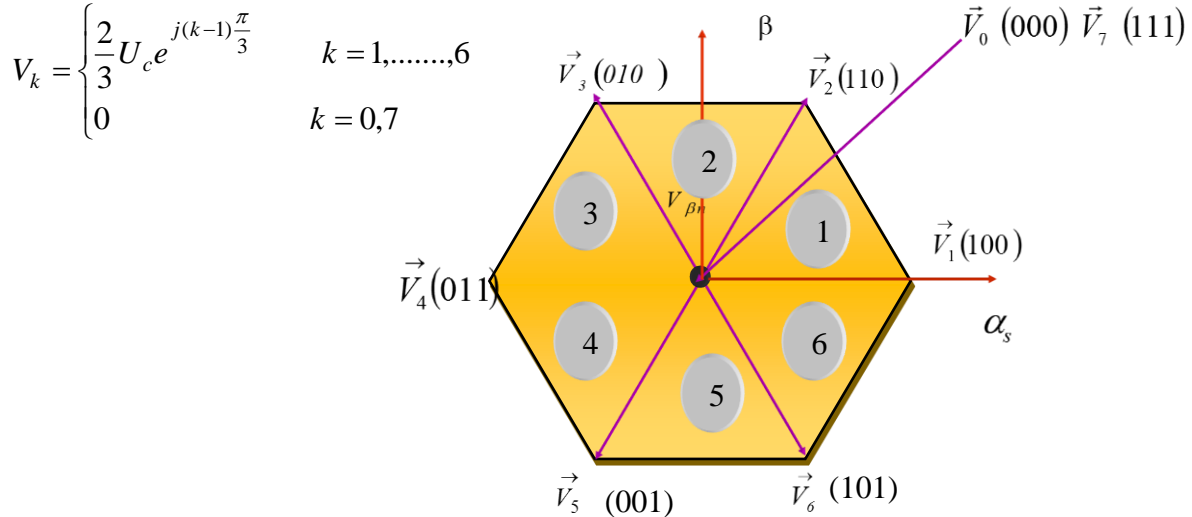


Figure I.10 Représentation des vecteurs de tension dans le plan (α, β)

La *MLI* vectorielle consiste à déterminer la position du vecteur de la consigne dans le repère (α, β) et le secteur dans lequel il se trouve. Chaque secteur est limité par deux vecteurs adjacents V_k et V_{k+1} $k=(1 \dots 5)$. Le tableau I.1 indique, les vecteurs des tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} , les composantes de Concordia V_α, V_β ainsi que le vecteur de référence \vec{V}_s .

K_1	K_2	K_3	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β	\vec{V}_s
0	0	0	-U/2	-U/2	-U/2	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	U/2	-U/2	-U/2	2U/3	-U/3	-U/3	$\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	0	\vec{V}_1
1	1	0	U/2	U/2	-U/2	U/3	U/3	-2U/3	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_2
0	1	0	-U/2	U/2	-U/2	-U/3	2U/3	-U/3	$-\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_3
0	1	1	-U/2	U/2	U/2	-2U/3	U/3	U/3	$-\frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}}$	0	\vec{V}_4
0	0	1	-U/2	-U/2	U/2	-U/3	-U/3	2U/3	$-\frac{U}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_5
1	0	1	U/2	-U/2	U/2	U/3	-2U/3	U/3	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_6
1	1	1	U/2	U/2	U/2	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Tableau I.1 Calcul des vecteurs de tension de l'onduleur triphasé idéal

a) Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)

Le vecteur tension de contrôle \vec{V}_{ref} peut être défini de plusieurs manières (Fig I.11) dans le plan des tensions :

❖ en coordonnées polaires :

$$\vec{V}_{ref} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\theta} \quad (\text{I.32})$$

r : Taux de modulation

❖ en coordonnées cartésiennes (référentiel correspondant à la transformation de *Clark-Concordia*) :

$$\vec{V}_{ref} = V_{ref\alpha} + jV_{ref\beta} \quad (\text{I.33})$$

Avec :

$$V_{an} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \cos \theta \quad \text{et} \quad V_{\beta n} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \sin \theta \quad (\text{I.34})$$

❖ en coordonnées triphasées :

$$\begin{cases} V_{an} = r \frac{U_c}{2} \cos \theta \\ V_{bn} = r \frac{U_c}{2} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{cn} = r \frac{U_c}{2} \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

b) Approximation du vecteur tension de contrôle

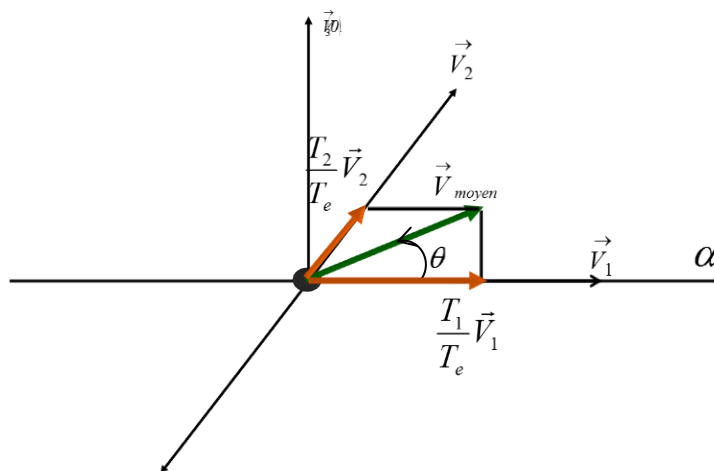


Figure I.11 Définition du vecteur moyen

Le vecteur tension de contrôle \vec{V}_{ref} est approché, sur la période de modulation T_e par la génération d'un vecteur de tension moyen \vec{V}_{moyen} élaboré par application des vecteurs adjacents de tension \vec{V}_K et \vec{V}_{K+1} et des vecteurs nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 .

Par ailleurs:

$$\vec{V}_{moyen} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\theta} = V_{\alpha n} + jV_{\beta n}$$

$$\vec{V}_{moyen} = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_K} \vec{V}_K dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_K}^{\frac{T_0}{2}+T_K+T_{K+1}} \vec{V}_{K+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_K+T_{K+1}}^{\frac{T_e}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (I.36)$$

$$T_0 + T_K + T_{K+1} = T_e/2$$

La décomposition de (I.34) sur les deux axes du plan (α, β) est la suivante

$$\frac{T_e}{2} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \cdot \left[T_K \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{K-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{K-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{K+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{K}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{K}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right] \quad (I.37)$$

La résolution de cette dernière équation aboutit à

$$\begin{bmatrix} T_K \\ T_{K+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}T_e}{2U} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{K}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{K}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{K-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{K-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

T_k : Intervalle de temps alloué au vecteur \vec{V}_k

T_{k+1} : Intervalle de temps alloué au vecteur \vec{V}_{k+1}

T_0 : Temps alloué aux deux vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7

T_e : Période d'échantillonnage \vec{V}_7

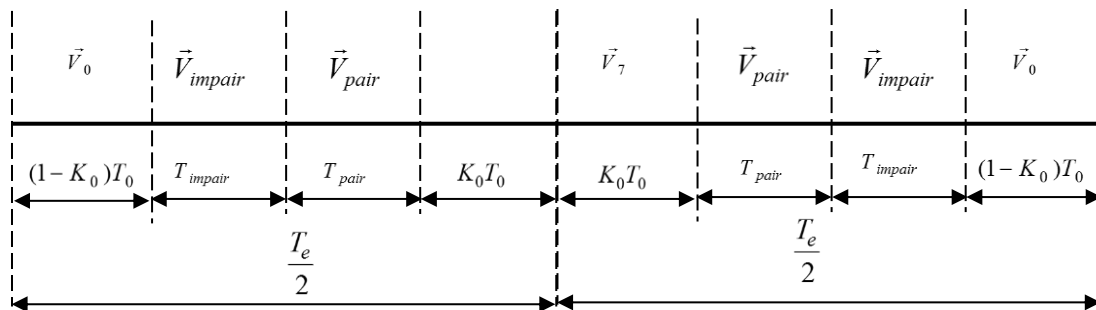


Figure I.12 Séquence d'application des vecteurs sur une période T_e (K_0 facteur $\in [0, 1]$)

La figure I.13 illustre l'ordre de succession des configurations correspondants aux vecteurs \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} et du vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 durant la période de modulation. Pour les

secteurs impairs la séquence est $[\vec{V}_0, \vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_7, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_k, \vec{V}_0]$. Pour les secteurs pairs la séquence est $[\vec{V}_0, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_k, \vec{V}_7, \vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_0]$. La permutation des vecteurs \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} dans les secteurs pairs permet de diminuer le nombre de commutation par période de modulation dans ces secteurs.

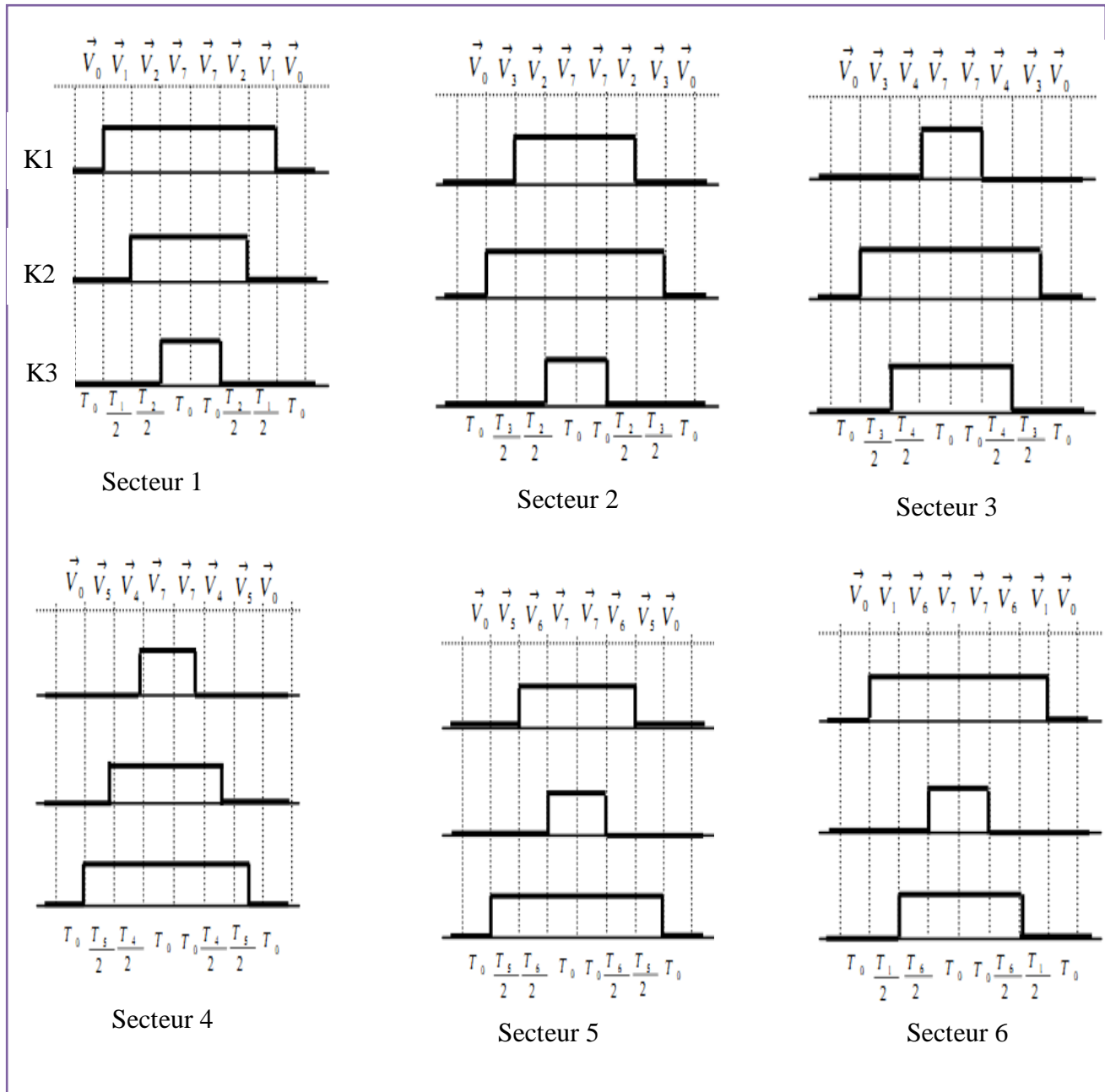


Figure 1.13 Représentation des séquences de conduction des interrupteurs

On résume les calculs des temps de commutation pour les trois premiers secteurs par les relations suivantes :

$$T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$$

$$T_3 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$$

$$T_3 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$$

$$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$$

$$T_i = \frac{T - T_1 - T_2}{4}$$

$$T_i = \frac{T - T_2 - T_3}{4}$$

$$T_i = \frac{T - T_3 - T_4}{4}$$

N=1

N=2

N=3

$$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$$

$$T_5 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$$

$$T_6 = \frac{-\sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$$

$$T_5 = \frac{-\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$$

$$T_6 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$$

$$T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$$

$$T_i = \frac{T - T_4 - T_5}{4}$$

$$T_i = \frac{T - T_5 - T_6}{4}$$

$$T_i = \frac{T - T_6 - T_1}{4}$$

N=4

N=5

N=6

Remarque

Pour la détermination des performances de l'onduleur et de la qualité du signal de sortie, il est nécessaire de citer quelques paramètres. Parmi ceux-là, le facteur de distorsion harmonique totale *THD*.

$$THD = \frac{1}{U_1'} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} U_n'^2 \right)^{1/2} \quad (1.39)$$

Où

$$THD = \sqrt{\frac{U_{eff}^2 - U_1'^2}{U_1'^2}} \quad (I.40)$$

Avec

U_1' : valeur efficace du fondamental de la tension

U_n' : valeur efficace de la tension harmonique de rang n ($n^{\text{ième}}$ tension harmonique)

U_{eff} : valeur efficace de la tension de sortie

I.4 ONDULEUR Z-SOURCE

I.4.1 Introduction

Les convertisseurs DC/AC de type Z- source sont apparus dans la littérature scientifique dans les années 2000 à travers les travaux du professeur Fang Zheng Peng. Parmi ces convertisseurs c'est l'onduleur à Z-source qui est représenté dans la figure. I.14 [Bta-14]. Les onduleurs à Z-source utilisent un réseau d'impédance pour coupler l'onduleur à la source de tension continue. Les onduleurs classiques fonctionnent comme un dévolteur convertisseur uniquement, car la tension de sortie est toujours inférieure à la tension d'entrée DC. De plus, des interrupteurs dans le même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Il permet à l'onduleur d'amplifier la tension de sortie grâce à une commande spécifique, ce qui le rend équivalent à la mise en cascade d'un hacheur survolteur avec un onduleur classique [Abu-12]. La terminologie Z-source étant liée au remplacement du bus continu classique de l'onduleur par un étage continu LC hybride croisé. Son intérêt est de pouvoir obtenir une tension alternative de sortie d'onduleur plus importante par rapport un onduleur classique, soit un effet "*Boost naturel*". Cette modification est liée à la possibilité d'introduire des phases de court-circuit des bras de l'onduleur, en superposition avec la commande classique de l'onduleur MLI. La source continue d'entrée ne doit pas être réversible et la commande de l'onduleur est légèrement modifiée [GVL -08].

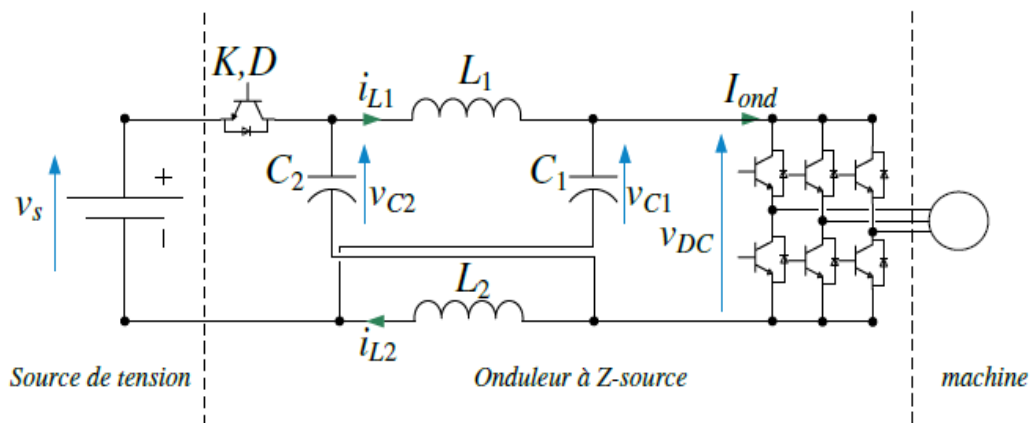


Figure I.14 Onduleur à Z-source

I.4.2 Modélisation et caractéristique statique d'élévation

Soit V_S la grandeur de commande logique permettant de repérer l'état de court-circuit ou non de l'onduleur, $U(t) = 1$ signifie que l'onduleur est en état de court-circuit, c'est-à-dire que les interrupteurs haut et bas d'un même bras sont fermés simultanément, alors que $U(t) = 0$ signifie qu'il évolue hors de ces états.

On distingue ainsi deux séquences de fonctionnement données selon la valeur de la commande $U(t)$. Une représentation schématique simplifiée du système de la figure I.15 est adoptée où les six interrupteurs de l'onduleur sont simplement représentés par un unique interrupteur noté T . Le courant en entrée de l'onduleur est représenté par une source de courant notée I_{ch} [Bta-14].

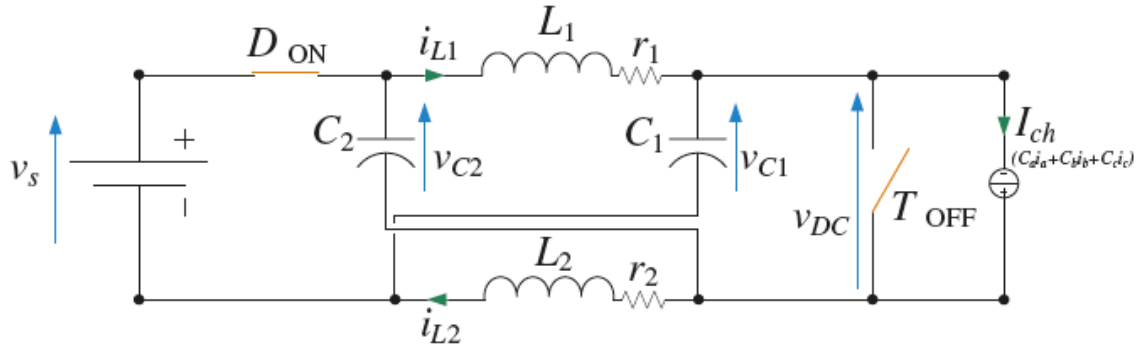


Figure I. 15 La séquence hors court-circuit de l'onduleur à Z-source lors de

❖ Séquence hors court-circuit de bras d'onduleur : $u = 0$

Une représentation schématique est donnée au-dessus, la première séquence correspond le fonctionnement l'onduleur de manière classique (avec commandes des interrupteurs haut et bas d'un même bras complémentées). L'expression du courant absorbé est identique à celle des onduleurs de tension classiques est donnée par :

$$I_{ch}(t) = C_a(t)i_a(t) + C_b(t)i_b(t) + C_c(t)i_c(t) \quad (1.41)$$

où $C_a(t)$, $C_b(t)$, $C_c(t)$ représentent les commandes des interrupteurs supérieurs de l'onduleur. Les courants $i_a(t)$, $i_b(t)$ et $i_c(t)$ sont les courants absorbés par une charge triphasée. Pendant cette séquence, la diode de commutation D devient passante car elle voit une tension positive à ses bornes. Le courant la traversant qui doit être positif mène à la contrainte suivante : $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) > I_{ch}(t)$ quel que soit l'état des commandes C_a , C_b , ou C_c [Bta-14]. Les condensateurs se chargent pendant cette séquence. Le système d'état est donné par :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_s - v_{C1}(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_s - v_{C2}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1}(t) - I_{ch}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2}(t) - I_{ch}(t) \end{cases} \quad (I.42)$$

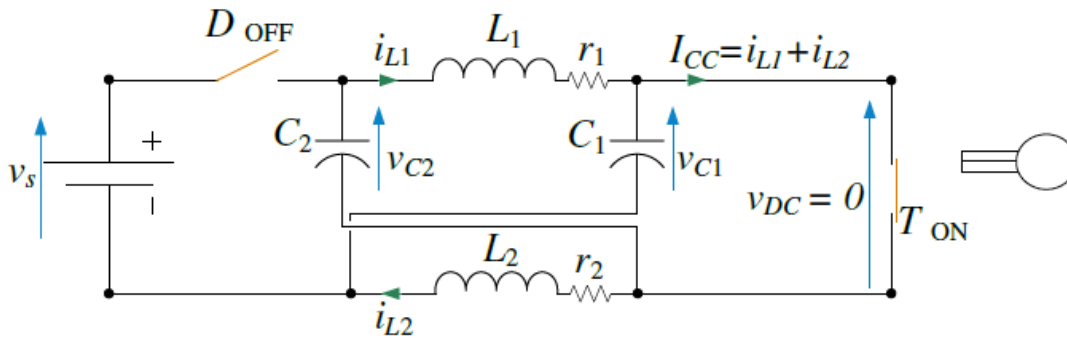


Figure I. 16 La séquence de court-circuit de l'onduleur à Z-source.

❖ Séquence de court-circuit de bras d'onduleur : $u = I$

Une illustration de cette séquence est fournie en figure.I.16. Elle correspond à une séquence de court-circuit pour laquelle un ou plusieurs bras ont leurs interrupteurs haut et bas fermes simultanément. La tension du bus continu v_{DC} est donc imposée à zéro, ce qui isole la charge. Le courant de court-circuit, note $I_{cc}(t)$ est égal à la somme des courants traversant les inductances L_1 et L_2 , soit $I_{cc}(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t)$ La diode D est bloquée dans cette séquence car la tension $v_s - (v_{C1}(t) + v_{C2}(t))$ est négative, ce qui permet la décharge des condensateurs dans les inductances. Le modèle d'état est donné par [BTA 14] :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -r i_{L1}(t) - v_{C2}(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -r i_{L2}(t) - v_{C1}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t) \end{cases} \quad (I.43)$$

I.4.3 Système d'état de l'onduleur à Z-source et caractéristique statique d'élévation

A partir des systèmes d'état (I.42) et (I.43) modélisant chaque séquence de fonctionnement, il est possible d'exprimer le système d'état global du convertisseur écrit en fonction de la variable logique de commande $u(t)$ puis en remplace $u(t)$ par la valeur moyenne d qui représente le rapport cyclique de l'onduleur à Z-source [Bta-14] :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -r i_{L1}(t) - v_{C2}(t) + (v_s - v_{C1}(t)).(1 - d) \\ L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -r i_{L2}(t) - v_{C1}(t) + (v_s - v_{C2}(t)).(1 - d) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t)d + (i_{L1}(t) - I_{ch}(t)).(1 - d) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t) + (i_{L2}(t) - I_{ch}(t)).(1 - d) \end{cases} \quad (I.44)$$

Dans la section suivante détaile comment, les états de court-circuit de l'onduleur à Z-source sont insérés de manière à ne pas modifier le comportement de la machine. Ainsi, la

machine ne voit que la valeur non nulle de la tension du bus continu v_{DC} . Cette valeur sera notée \hat{v}_{DC} . En moyennant (I.44), on formule la tension v_{DC} :

$$\hat{v}_{DC} = \bar{V}_{C1} + \bar{V}_{C2} - V_s = \frac{V_s}{1-2d} \quad (\text{I.45})$$

Où \bar{V}_{C1} représente la valeur moyenne de la grandeur \bar{V}_{C1} et la notation \hat{v}_{DC} insiste sur le fait que seule la valeur non-nulle (hors des états de court-circuit) est prise en compte. Cette relation représente le rapport d'élévation bien connu de l'onduleur à Z-source dont le rapport cyclique d évolue dans l'intervalle $[0, 0.5]$. Il a été établi en négligeant les pertes dans les interrupteurs ainsi que les chutes de tension résistives.

1.5 ALIMENTATION DE LA MSAP PAR UN GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

Vu le développement rapide de l'énergie solaire dans la production énergétique mondiale en utilisant le système photovoltaïque qui est considéré comme une solution attrayante de remplacer les sources classiques.

Un panneau photovoltaïque est un ensemble de cellules photovoltaïques et un champ photovoltaïque est un ensemble de panneaux photovoltaïques. Le générateur photovoltaïque est un dispositif permettant de générer l'énergie électrique continue nécessaire à la charge. En fonction de la puissance désirée, les modules cellulaires peuvent être assemblés en série et parallèle pour constituer un panneau photovoltaïque. Ce dernier peut être fixe ou à fonctionnement au fil du soleil c'est-à-dire que la puissance électrique fournie au récepteur est en fonction de la puissance d'ensoleillement [Saad-17]. Le schéma de principe de l'alimentation de la MSAP à travers un panneau solaire fixe est donné par la figure suivante :

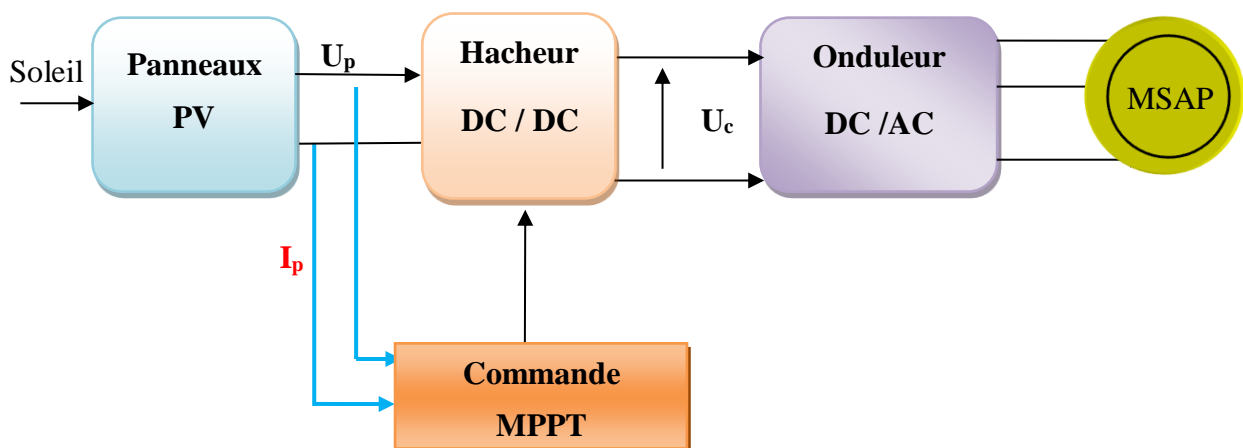


Figure I. 17 Alimentation de la MSAP par un générateur photovoltaïque

1.5.1 Modélisation du générateur photovoltaïque

La figure I.18, présente le schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque sous éclairage. Il correspond à un générateur de courant I_{ph} monté en parallèle avec une diode. Deux résistances parasites sont introduites dans ce schéma. Ces résistances ont une certaine influence sur la caractéristique $I = f(V)$ de la cellule [Yai-16, Saa-17]:

❖ La résistance en série (R_s) est très faible représente les pertes aux contacts et aux connexions.

❖ La résistance shunt en parallèle (R_p) modélise les courants de fuite au niveau de la jonction. Elle est de l'ordre de quelques ohms ($4 \Omega - 30 \Omega$).

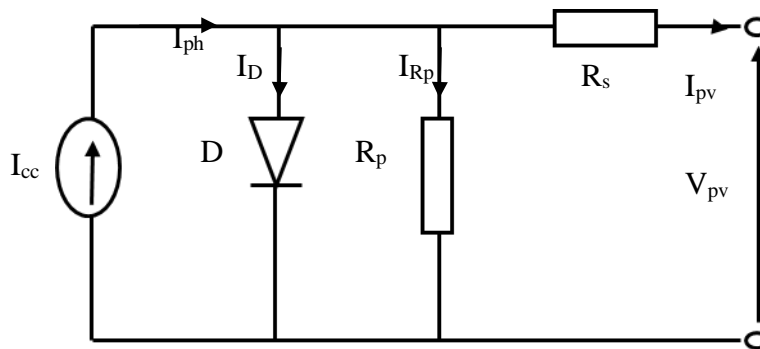


Figure I.18 Schéma équivalent d'un générateur photovoltaïque

Le modèle mathématique pour la caractéristique courant-tension d'une cellule PV est donné par [Sad-17]:

$$I_{PV} = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + (I_{pv} * R_s)}{n.K.T}\right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + (I_{pv} * R_s)}{R_p} \quad (I.46)$$

$$\text{Avec : } I_D = I_{sat} \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + (I_{pv} * R_s)}{n.K.T}\right) - 1 \right]; I_{Rp} = \frac{V_{pv} + (I_{pv} * R_s)}{R_p}$$

Où :

V_{pv} : Tension de sortie de la cellule(V).

I_{pv} : Courant de sortie de la cellule(A) .

I_{ph} : Courant photo-généré ou photo-courant (A).

I_{sat} : Courant de saturation de la diode (A).

q : Charge d'électron $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ (c).

K : Constant de Boltzmann ($k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/k).

T : Température absolue de fonctionnement de la jonction (k°).

n : Facteur d'idéalité de la diode ($n \in [1, 3]$).

R_s : Résistance série(Ω).

R_p : Résistance parallèle(Ω).

I.5.2. Influence de la température

L'étude de l'influence de la température sur la cellule photovoltaïque est très importante, car la température de la cellule (T_c) toujours plus élevée que la température ambiante (T_a) à cause d'une partie du rayonnement absorbé qui n'est pas convertie en énergie électrique, elle se dissipe sous forme de chaleur.

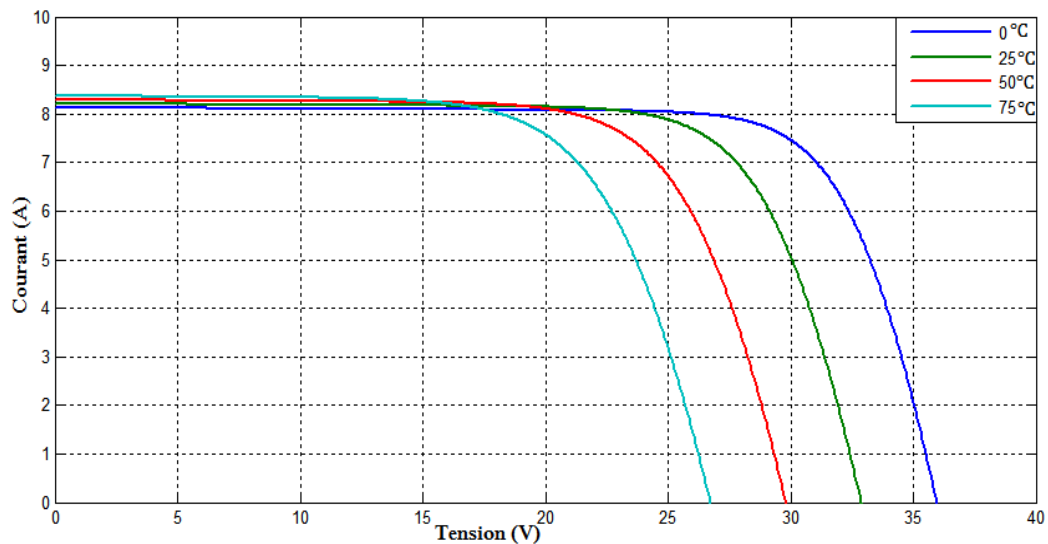


Figure I.19 L'influence de la température sur la caractéristique $I=f(V)$

La figure (I.19), montre l'influence de la température sur la caractéristique $I=f(V)$. Le courant dépend de la température puisque le courant augmente légèrement à mesure que la température augmente, mais cette dernière influe négativement sur la tension du circuit. Quand la température augmente la tension du circuit ouvert diminue. Par conséquent la puissance maximale du générateur subit une diminution.

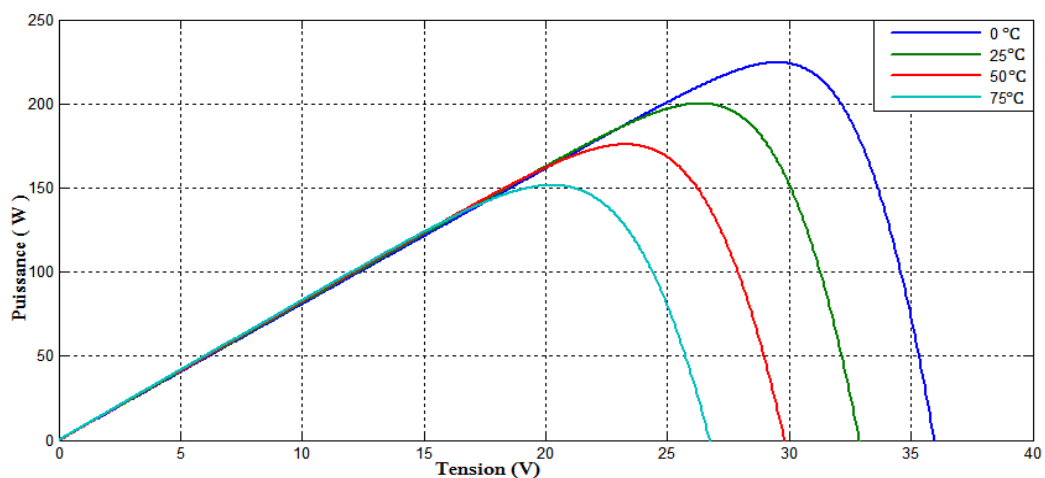


Figure I.20 L'influence de la température sur la caractéristique $P=f(V)$

La figure (I.20), illustre la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension pour différentes valeurs de la température, ce qui nous permet de déduire l'influence de la température sur la caractéristique $P=f(V)$.

I.5.3. Influence de l'éclairement

L'énergie électrique produite par une cellule dépend de l'éclairement qu'elle reçoit sur sa surface.

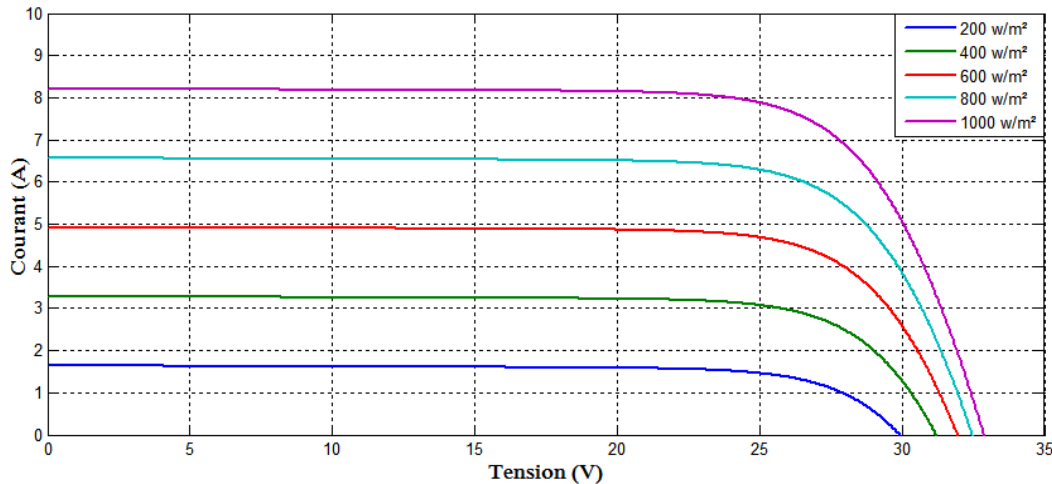


Figure I.21 L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $I=f(V)$

La figure (I.21), représente la caractéristique courant-tension d'une cellule en fonction de l'éclairement, à une température et une vitesse de circulation de l'air ambiant constantes. Le courant est directement proportionnel au rayonnement, contrairement à la tension qui ne varie que très peu en fonction de l'éclairement.

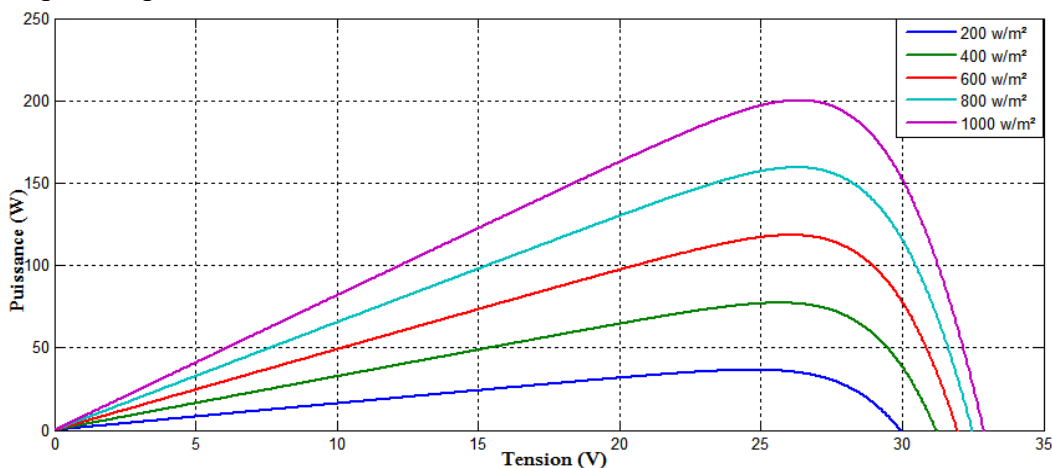


Figure I.22 L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $P=f(V)$

La figure (I.22) illustre la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension pour différentes valeurs d'éclairement, ce qui nous permet de déduire l'influence de l'éclairement sur la caractéristique $P(V)$.

I.5.4 Système de poursuite du point de puissance maximale

Le système de poursuite du point de puissance maximale (PPM) est connu sous la terminologie en anglais "Maximum Power Point Tracking" (MPPT). Son principe est basé sur l'exploitation de la puissance maximale dans des conditions très variables.

Cette technique est composée de deux parties :

- ❖ La partie du convertisseur statique DC-DC (hacheur).
- ❖ La partie qui utilise les techniques de recherche du point de puissance maximale.

I.5.5 Le convertisseur BUCK-BOOST (hacheur)

La structure de base de ce convertisseur est illustrée par la figure (I.23), dans ce dispositif, la tension peut être augmentée ou diminuée selon le mode de commutation. Cependant, la tension de sortie est de signe opposé à la tension d'entrée [Abb -11]

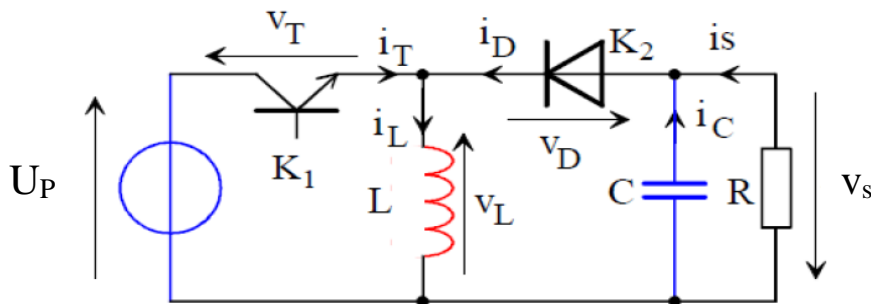


Figure I.23 Schéma de principe d'un hacheur Buck-boost

En appliquant la loi de Kirchhoff sur le circuit équivalent du convertisseur dévolteur-surlvolteur des deux phases de fonctionnement, on obtient le fonctionnement suivante.

Quand le rapport cyclique $d > 0.5$ le hacheur Buck-Boost fonction comme un hacheur Boost et si le rapport cyclique $d < 0.5$ hacheur Buck-Boost fonction comme un hacheur Buck

Pour la première période dT_s

$$\begin{cases} i_T(t) = i_L(t) - i_D(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \\ i_{cT}(t) = -C \frac{dV(t)}{dt} \end{cases} \quad (I.47)$$

Pour la deuxième période $(1-d)T_s$

$$\begin{cases} i_T(t) = i_L(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \\ i_{cT}(t) = C \frac{dV(t)}{dt} = i_L(t) - i_s(t) \end{cases} \quad (I.48)$$

I.5.6 Les méthodes de poursuite de MPPT

Il existe de nombreux algorithmes utilisés pour trouver le point de puissance maximale. Parmi ces méthodes [Saa-17, Yai-16,] :

- ❖ Méthode à tension de référence fixe
- ❖ Méthode de fraction de la tension du circuit ouvert
- ❖ Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit
- ❖ Méthode de maximisation du courant de sortie.
- ❖ Méthode de l'incrémental conductance (INC).
- ❖ Méthode d'observation et perturbation (P&O).

Dans cette partie, on s'intéresse à la méthode d'observation et perturbation (P&O), pour trouver le point de puissance maximale.

I.5.7. Méthode de d'observation et perturbation (P&O)

C'est l'algorithme de poursuite du PPM le plus utilisé, il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de V_{ref} en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur $DC-DC$, puis l'observation de l'effet sur la puissance de sortie de panneau [Saa-17]. Si la valeur de la puissance actuelle $P(V)$ du générateur est supérieure à la valeur précédente $P(k-1)$ alors on garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent. L'organigramme de l'algorithme de perturbation et de l'observation (P et O) est donné par La figure (I.24).

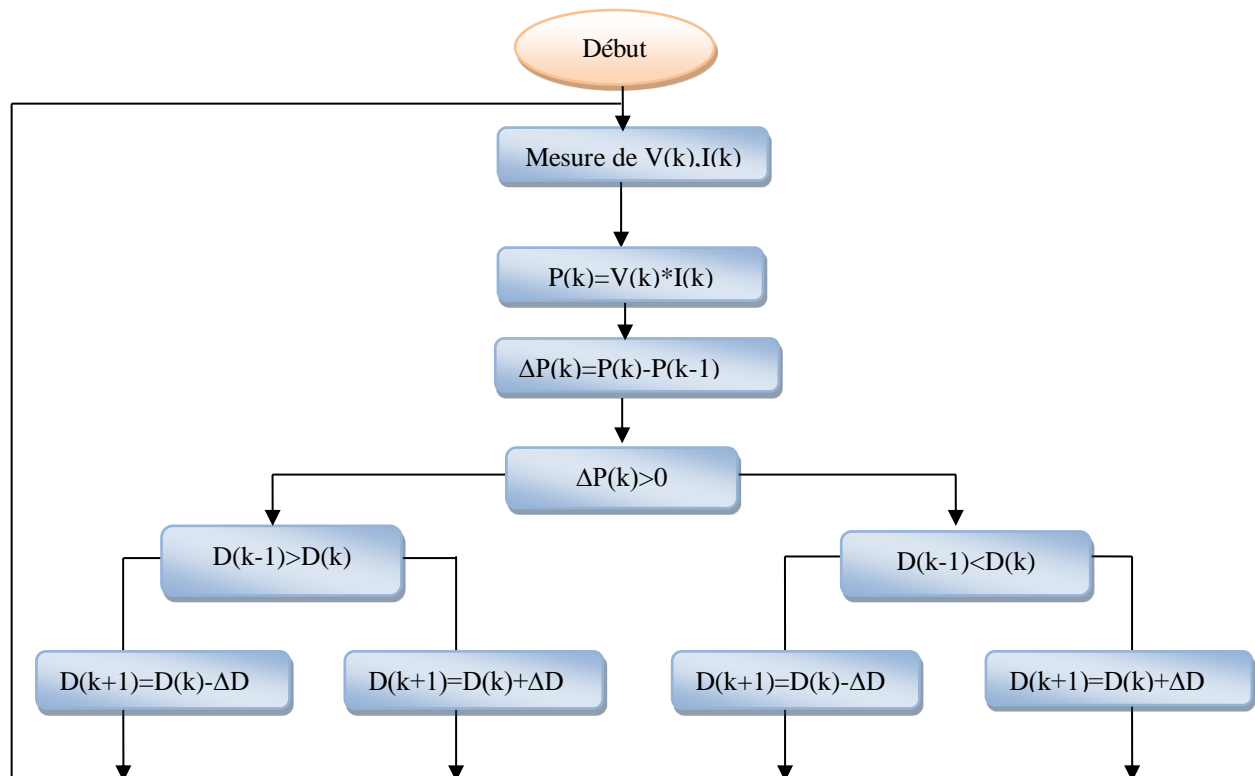


Figure I.24 Algorithme de perturbation et de l'observation (P & O).

I.6 SIMULATION ET INTERPRETATION

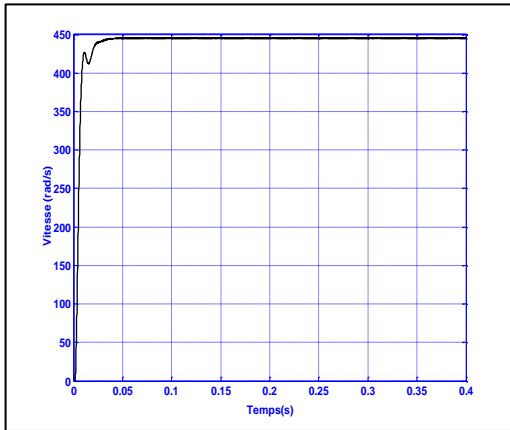
La figure I.25 montre le principe de commande d'un onduleur de tension par la technique *MLI*. On a effectué la simulation de l'association onduleur-machine (Fig I.26), pour le cas de la *MLI* vectorielle où un programme *MATLAB* a été utilisé pour le calcul des temps de commutation des interrupteurs de l'onduleur. Plusieurs tests de simulation ont été effectués pour un taux et un indice de modulation ($m=12$, $r=0.8$) en vue de valider le modèle de l'association convertisseur machine. Les résultats obtenus montrent que *MLI* vectorielle présente moins d'ondulations dans le couple et le flux que la *MLI* sinus-triangle pour le même indice de modulation et par conséquent moins d'harmoniques et moins de perte joule.

La figure I.27, montre le comportement d'un hacheur Buck-Boost qui fournit un courant et de sortie supérieure au courant produit par le générateur photovoltaïque.

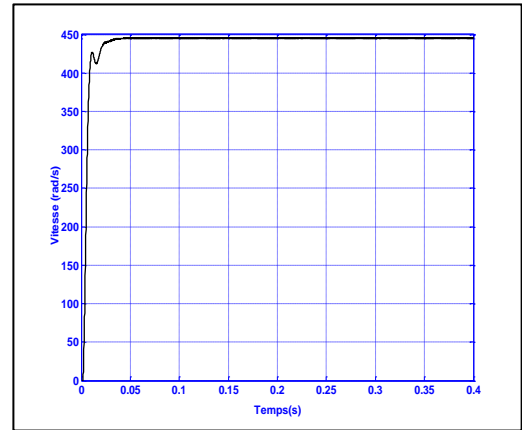
Dans la figure I.28, on remarque que la tension du bus continu est l'image de la tension au borne du condensateur V_c , aussi l'onduleur Z-source fournit une tension alternative amplifiée, il a d'une fonctionne comme un convertisseur Boost. Et en plus ce convertisseur se caractérise par l'insertion d'un court-circuit (Shoot-through) ce qui nous permet d'obtenir à la fin des tensions alternatives amplifiée et indépendantes de la tension d'entrée.

On suppose. Les résultats de la simulation qui sont représentés la figure I.29, montrent l'effet de diminution de la puissance, causée par une diminution de l'éclairement de 1000 à 800 W/m^2 à l'instant $t=1,4s$, ce qui engendre une déviation du point de puissance maximale (MPPT), une fois que l'ensoleillement se stabilise, la puissance revient à son état initial.

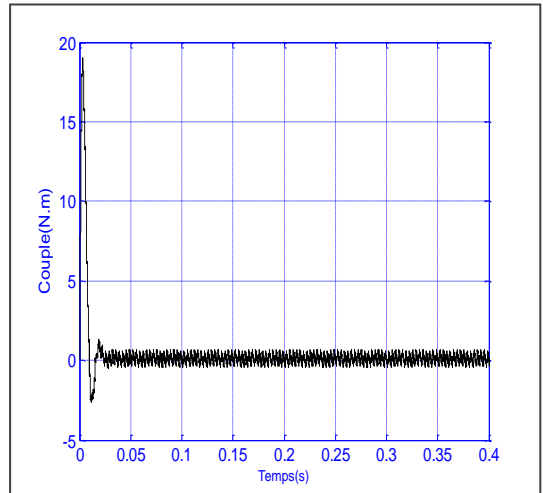
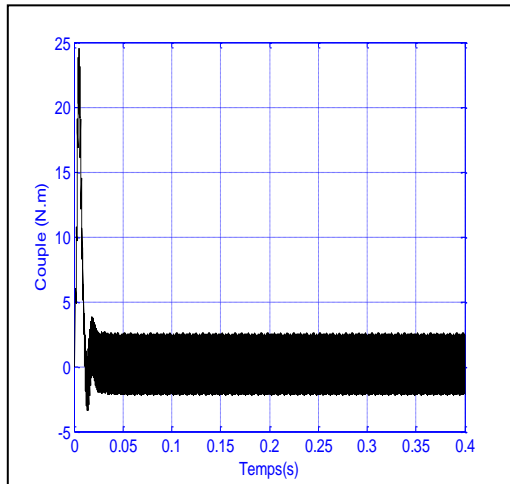
MLI sinus-triangle



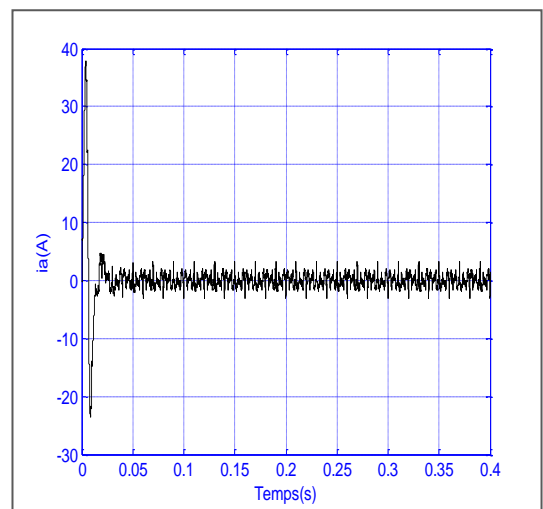
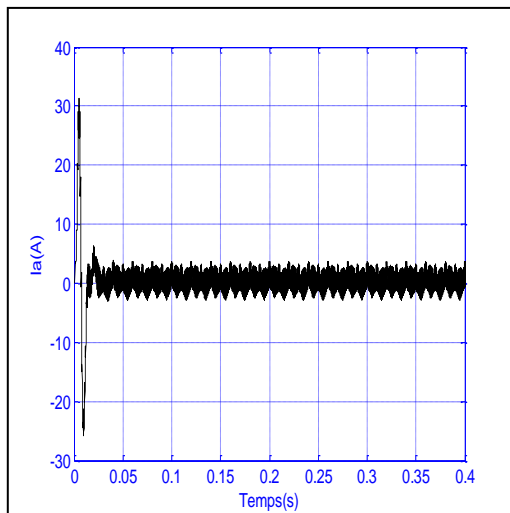
MLI vectorielle



(a) *Vitesse de rotation*



(b) *Couple électromagnétique*



(c) *Courant de phase Ia*

Figure I.25 Simulation à vide de l'association *MSAP* - onduleur pour les deux techniques

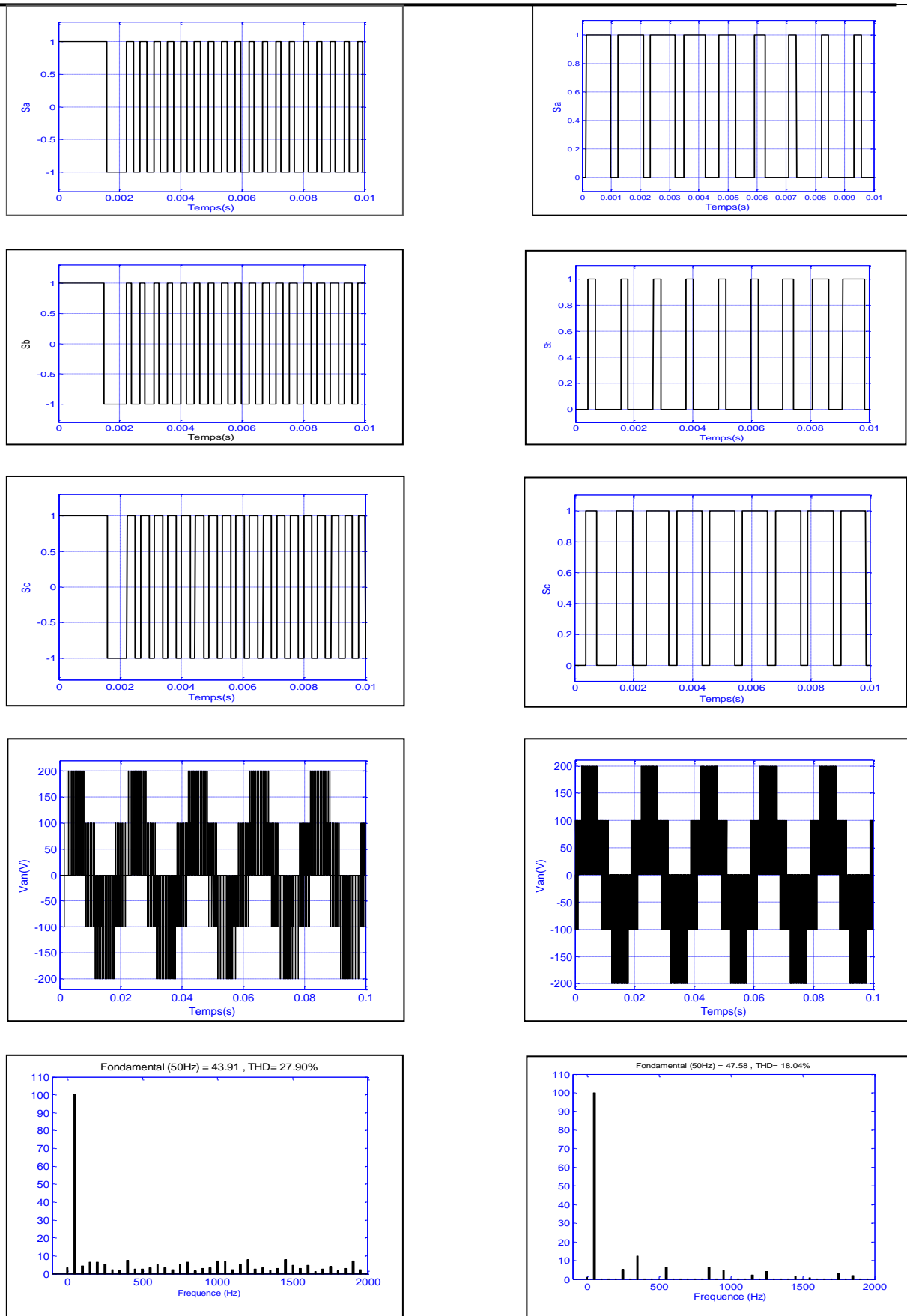


Figure I.26 Comparaison entre les deux techniques de la MLI avec $m = 12$ et $r = 0.8$.

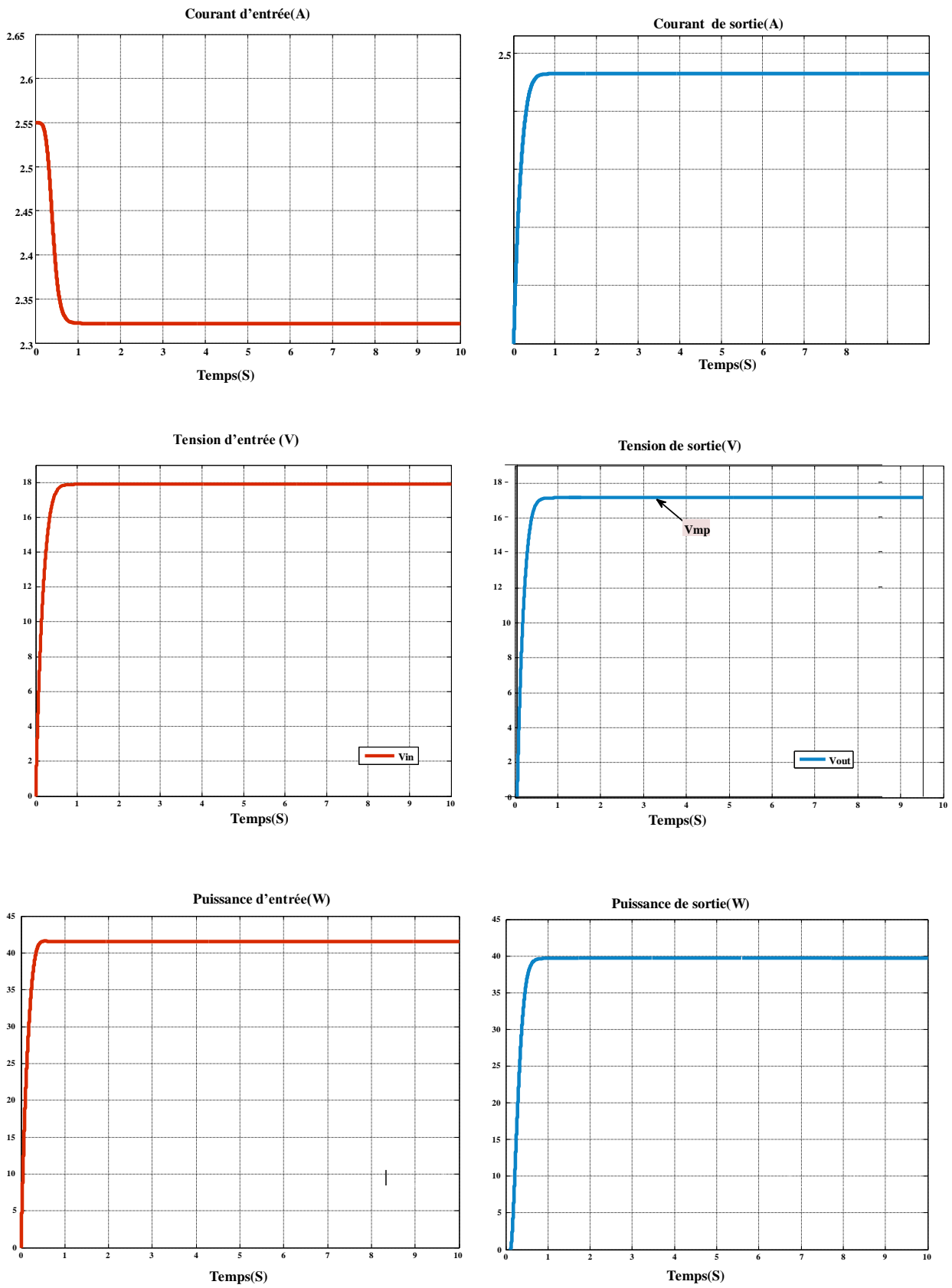


Figure I.27: simulation du comportement d'un hacheur Buck-Boost

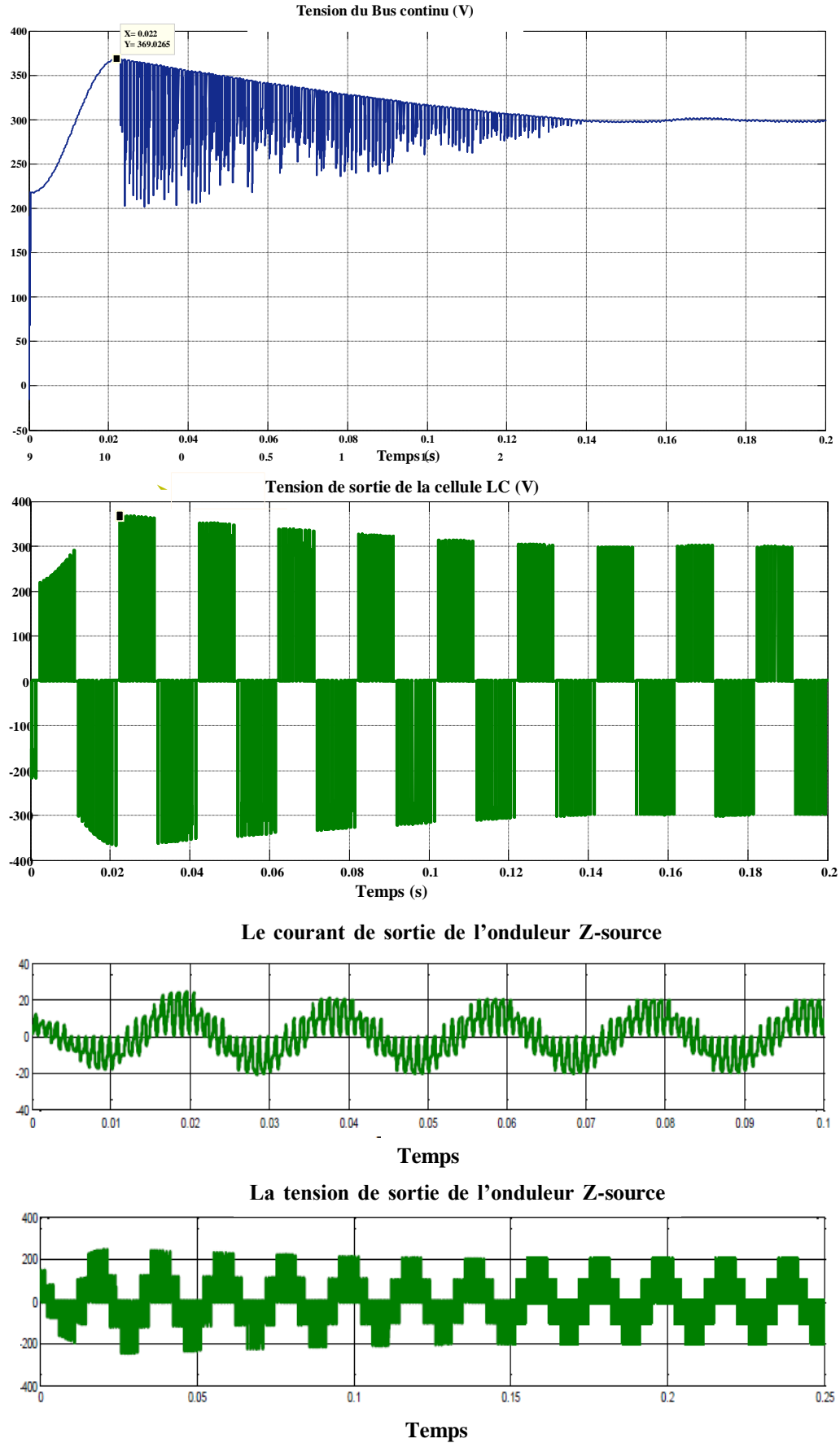


Figure I.28 Simulation du comportement d'onduleur Z-source

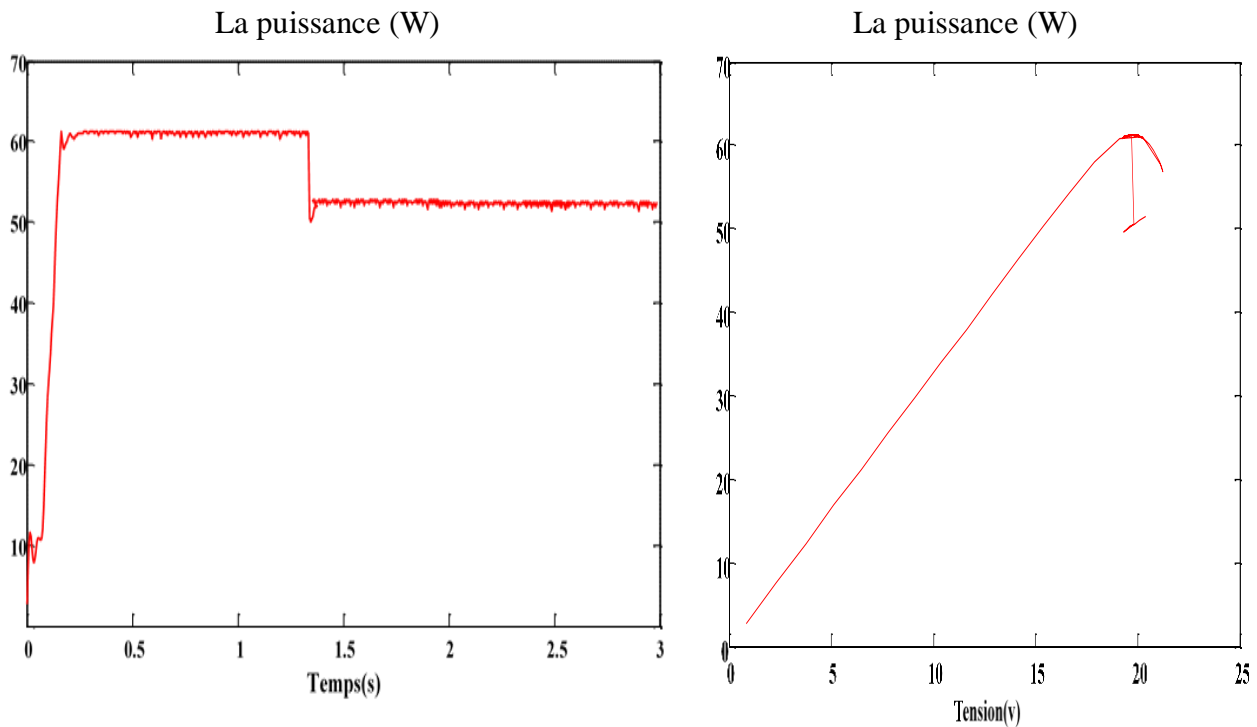


Figure I.29 Simulation d'influence de la variation d'éclairage sur la commande

1.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de la *MSAP* et son alimentation à base d'un onduleur de tension en pont et un onduleur à *Z*-source. On a alimenté le système convertisseur-machine par une source triphasée puis avec des cellules photovoltaïques avec MPPT. On a testé l'onduleur par deux stratégies de *MLI* (*MLI* classique et *MLI* vectorielle). Les résultats de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink mettent en évidence la supériorité de la commande *MLI* vectorielle par rapport à la *MLI* sinus-triangle dans le comportement des variables flux et couple où l'influence des harmoniques est réduite considérablement. Les performances dans ce type de contrôle convergent vers le cas idéal (source de tension triphasée). D'autre part, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents montre un fort couplage entre la partie électrique et la partie mécanique. Il est donc intéressant de trouver un moyen de découpler les deux parties afin d'améliorer leurs performances. La solution la plus adéquate actuellement est l'orientation du flux suivant l'axe (*d*) du référentiel tournant. Ainsi, dans le chapitre suivant, on étudiera la commande vectorielle de la *MSAP*.

Chapitre II

*Commande vectorielle de la
MSAP*

II.1 INTRODUCTION

Le moteur à courant continu (*MCC*) occupe une partie importante du marché dans la robotique. On utilise le moteur *MCC* pour la traction électrique et pour la robotique. Ce moteur nécessite un entretien relativement lourd et possède une puissance massique faible et un coût supérieur aux autres technologies des machines telles les machines synchrones ou asynchrones.

La difficulté de commander une machine synchrone réside dans le fait que le modèle mathématique de PARK est non linéaire multi-variable et fortement couplé.

En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande par l'orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes, l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rend sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu (*MCC*). La technique est connue sous le nom de commande vectorielle [Ken-12, Mil-06].

Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents selon la façon dont le couple électromagnétique est produit.

Nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension et régulée en courant. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant. Dans tous les cas, l'autopilotage assure le synchronisme entre la vitesse du champ statorique et la vitesse rotorique.

II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

L'objectif principal de la commande vectorielle des *MSAP* est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané des courants I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q et maximal dans une plage de vitesse donnée [Bab-01, Bou-05, Mer-07].

Dans les machines à rotor lisse ($L_d = L_q$), où le couple ne dépend que de la composante en quadrature $C_{em} = p \cdot \varphi_f \cdot I_q$, la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro ($I_d = 0$). Mais pour des pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal.

II.3 STRATEGIE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Le modèle de la MSAP alimentée en tension est donné par les équations suivantes

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q \omega I_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d \omega I_d + \phi_f \omega \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \text{ et } \omega = p \cdot \Omega \quad (\text{II.2})$$

$$C_{em} = p \cdot [(L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + \phi_f I_q] \quad (\text{II.3})$$

Le modèle d'écrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi variable, non linéaire et fortement couplé.

Le but principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatives est d'améliorer leur comportement statique et dynamique grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

La machine étudiée est à pôles saillants, son couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de Park est maintenu calé sur l'axe q ($I_s = I_q$). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle (Fig.2.1) qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système d'équations (II.1) devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega I_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \phi_f \omega \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Et le couple devient :

$$C_{em} = p \phi_f I_q \quad (\text{II.6})$$

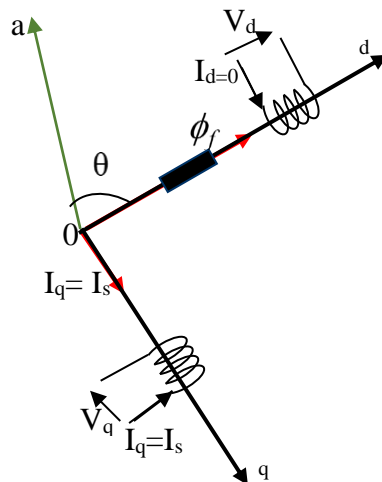


Figure II.1 Principe de la commande vectorielle

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes « d » et « q ». Le modèle (II.5), (II.6) et l'équation mécanique peuvent être représentés après le passage par la transformées de Laplace par le schéma fonctionnel (Fig.II.2) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

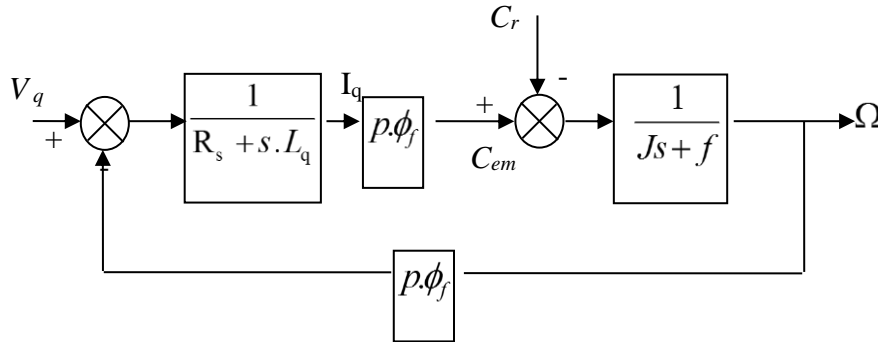


Figure II.2 Modèle de la MSAP lorsque I_d est nul

II.4 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION

La commande vectorielle des machines électriques alimentées en tension présente un modèle (I.8) où les axes « d » et « q » sont couplés entre eux. Le modèle (I.8) peut être réécrit sous la forme suivante

$$\begin{cases} V_d = (R_s \cdot I_d + L_d \frac{dI_d}{dt}) - L_q \omega \cdot I_q \\ V_q = (R_s \cdot I_q + L_q \frac{dI_q}{dt}) + L_d \omega \cdot I_d + \varphi_f \omega \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Pour éliminer le couplage et rendre chaque axe indépendant de l'autre on fait appel à la méthode de compensation classique. Ainsi, on peut contrôler les deux courants I_d et I_q séparément. Les termes de couplage peuvent être rajoutés à la sortie de chaque correcteur avec un signe opposé à celui du modèle pour d'obtenir les tensions de référence V_{dref} et V_{qref}

Les équations ci-dessus peuvent s'écrire sous la forme Laplacienne suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d s I_d - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q s I_q + L_d \omega I_d + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

s : est l'opérateur de Laplace.

On définit les termes de couplage par les fonctions F_{emd} et F_{emq} . Les tensions après compensation V_{d1} et V_{q1} présentent chacune une relation de premier ordre proportionnelle au courant correspondant I_d et I_q (Fig.II.3).

Avec :

$$\begin{cases} F_{emd} = \omega \cdot L_d \cdot I_q \\ F_{emq} = \omega \cdot (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (II.9)$$

Et :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} + R \cdot I_d \\ V_{q1} = L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} + R \cdot I_q \end{cases} \quad (II.10)$$

Où : $\omega = p \cdot \Omega$

Les équations statoriques dans le repère de *Park* (équation II.7) s'écrivent avec les nouvelles variables de commandes « V_{d1} » et « V_{q1} » comme suit

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} + F_{emd} \\ V_q = V_{q1} - F_{emq} \end{cases} \quad (II.11)$$

Ces dernières équations servent de référence pour le contrôle de la *MSAP* dans le repère de *Park* (Fig.II.3). Les courants « I_d » et « I_q » sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} et I_q ne dépend que V_{q1} . Leurs expressions s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R + L_d \cdot s} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R + L_q \cdot s} \end{cases} \quad (II.12)$$

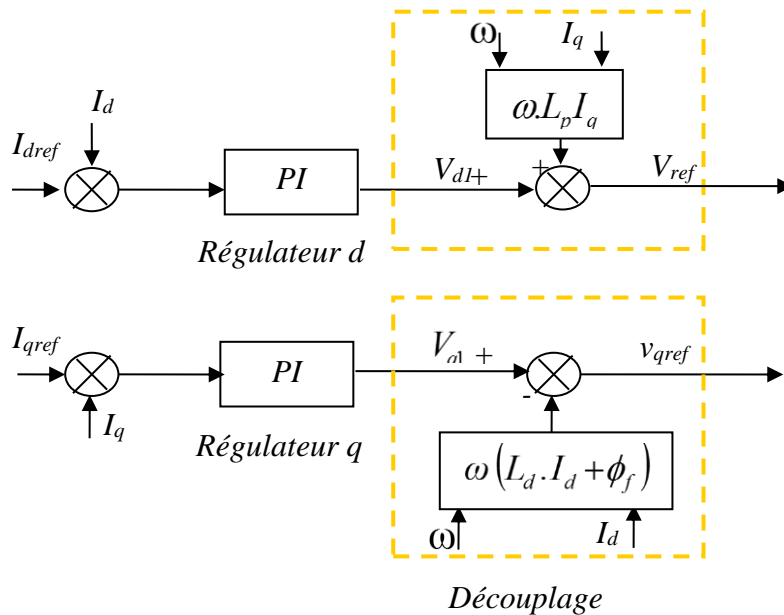


Figure II.3 Principe de découplage par compensation

Chaque axe découplé peut être représenté par $C_i(s)$ ($i = d, q$). Ainsi, le schéma de commande vectorielle peut être représenté par la figure II.4.

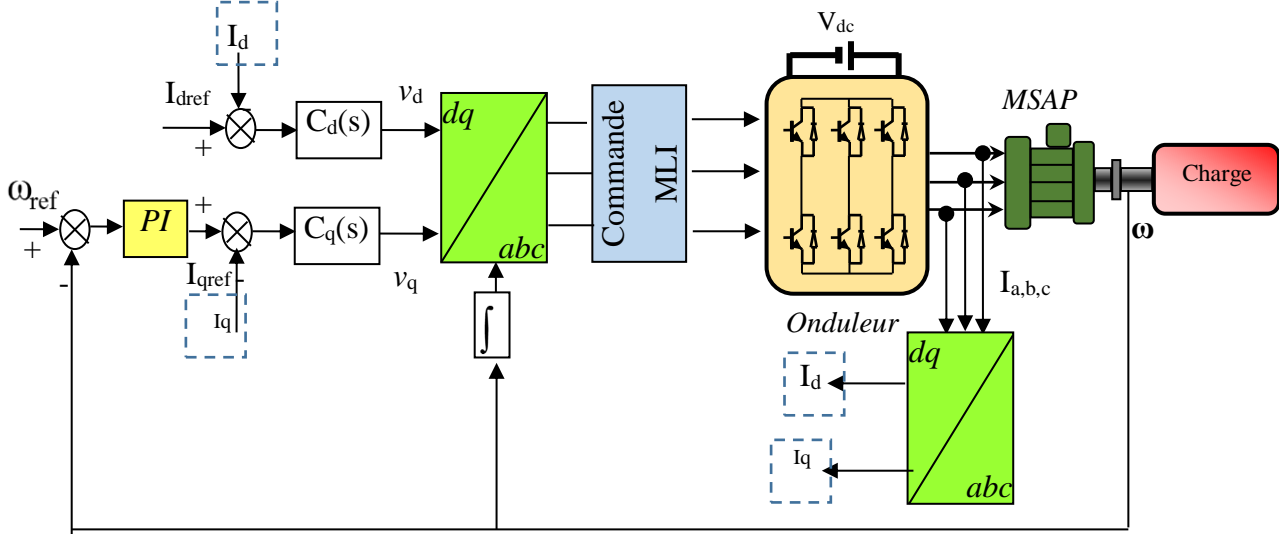


Figure II.4 Schéma bloc de la commande vectorielle avec compensation des f.e.m

II.4.1 Calcul des régulateurs

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs.

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (P.I). Ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne (Fig.II.5) :

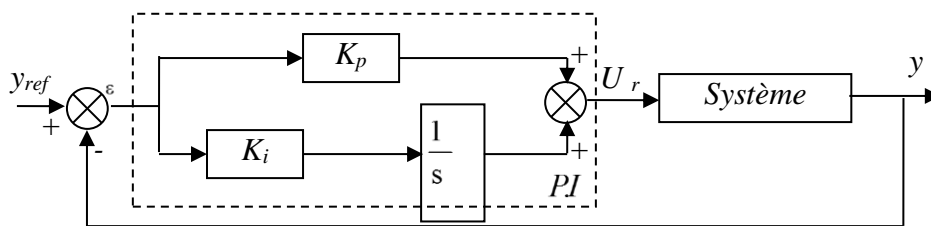


Figure II.5 Régulateur P.I

Soit:

$$U_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \tag{II.13}$$

On écrit le régulateur sous la forme suivante :

$$P.I \rightarrow \frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \tag{II.14}$$

Avec

$$K_p = \frac{T_1}{T_2} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{1}{T_2}$$

II.5 DIMENSIONNEMENT DES REGULATEURS

La machine étant découplée selon deux axes "d" et "q", la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, par contre la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascades l'une interne et l'autre externe.

II.5.1 Régulateur du courant « I_q »

Le contrôle de la vitesse de la MSAP est basé sur la commande simultanée des deux variables I_d et I_q . Le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse qui impose la référence du courant I_q . Le courant I_d est maintenu égale à zéro. La commande est effectuée par des régulateurs de type $P.I$ pour avoir une erreur statique nulle.

D'après l'équation (II.11) et la structure de régulation (Fig.II.3), on obtient le schéma à figure (II.6) :

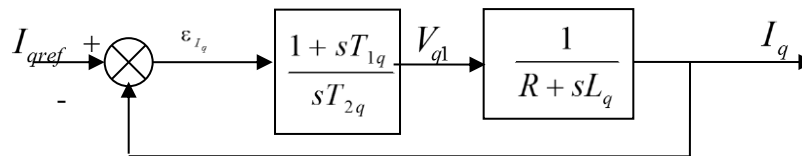


Figure II.6 Boucle de régulation du courant I_q

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par l'équation suivante :

$$FT_{bo} = \frac{1+sT_{1q}}{T_{2q} \cdot s(R+sL_q)} \quad (\text{II.15})$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles on aura :

$$\tau_q = \frac{L_q}{R} = T_{1q} \quad (\text{II.16})$$

On remplace l'équation (II.16) dans l'équation (II.15), on trouve :

$$FT_{bo} = \frac{1}{sRT_{2q}} \quad (\text{II.17})$$

En boucle fermée la fonction s'écrit :

$$FT_{bf} = \frac{1}{1+sRT_{2q}} \quad (\text{II.18})$$

On prend généralement le temps d'établissement pratique suivant :

$$tr = 3 \cdot \tau_q (\text{Critère de } \pm 5\%)$$

$$\tau_q = R_s \cdot T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} = \frac{tr}{3 \cdot R_s}$$

$$T_{2q} = \frac{tr}{3 \cdot R} \quad (\text{II.19})$$

t_r : temps de réponse imposé. ($t_r = 5ms$)

τ_q : Constante de temps électrique de l'axe "q".

II.5.2 Régulateur de vitesse

Le régulateur de la vitesse permet de déterminer la référence de couple. Les paramètres du régulateur sont calculés par la méthode du placement des pôles. On choisit deux pôles complexes conjugués. Pour un amortissement optimal, on prend la partie imaginaire égale à la partie réelle. Par le choix de la partie réelle on contrôle le temps nécessaire à l'annulation de l'erreur due à la perturbation externe. Ce principe illustré par la figure II.7

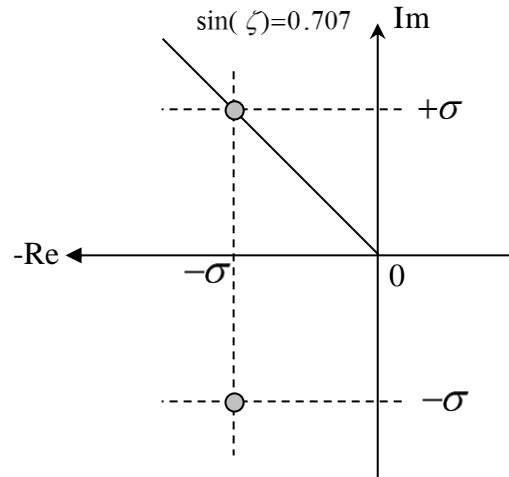


Figure II.7 Placement des pôles choisis

La fonction de transfert $\frac{\omega}{\omega^*}$ est la suivante :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\frac{p^2 \Phi_f}{J} (k_{pw} s + k_{iw})}{s^2 + \frac{f + p^2 \Phi_f k_{pw}}{J} s + \frac{p^2 \Phi_f k_{iw}}{J}} \quad (\text{II.20})$$

Alors l'équation caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$D(s) = s^2 + \frac{f + p^2 \Phi_f k_{pw}}{J} s + \frac{p^2 \Phi_f k_{iw}}{J} \quad (\text{II.21})$$

En imposant deux pôles conjugués $S_{(1,2)} = \sigma(-1 \pm j)$ en boucle fermée et par identification, on trouve les paramètres du régulateur :

$$\begin{cases} \frac{f + p^2 \Phi_f k_{pw}}{J} = 2\sigma \\ \frac{p^2 \Phi_f k_{iw}}{J} = 2\sigma^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_{pw} = \frac{(2\sigma J - f)}{p^2 \Phi_f} \\ k_{iw} = \frac{2\sigma^2 J}{p^2 \Phi_f} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

II.5.3 Régulateur de courant I_d

La boucle de régulation du courant i_d est donnée par la figure suivante :

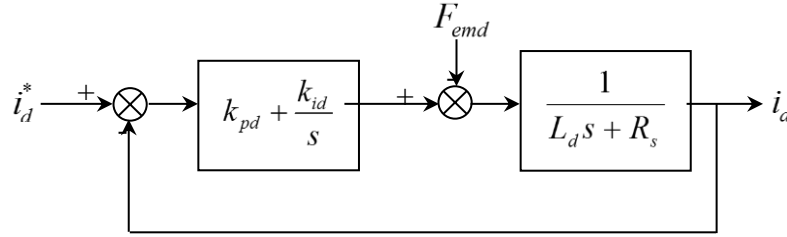


Figure II.8 Boucle de courant I_d

Le correcteur de courant a la forme suivante :

$$C_d(s) = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \quad (\text{II.23})$$

La fonction de transfert $\frac{I_d}{I_d^*}$ est la suivante :

$$\frac{I_d}{I_d^*} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\frac{k_{pd}s + k_{id}}{L_d}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{L_d}s + \frac{k_{id}}{L_d}} \quad (\text{II.24})$$

Alors l'équation caractéristique est exprimée par :

$$D(s) = s^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{L_d}s + \frac{k_{id}}{L_d} \quad (\text{II.25})$$

on trouve les paramètres du régulateur suivant :

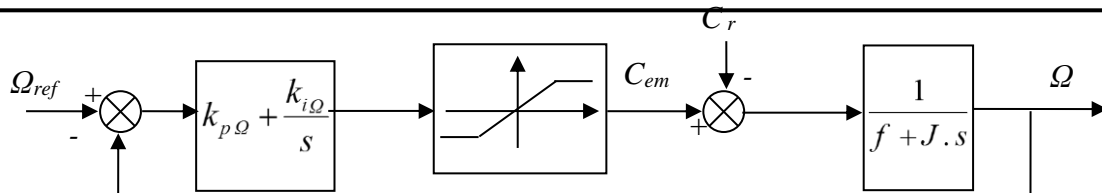
$$\begin{cases} \frac{R_s + k_{pd}}{L_d} = 2\sigma \\ \frac{k_{id}}{L_d} = 2\sigma^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_{pd} = 2L_d\sigma - R_s \\ k_{id} = 2L_d\sigma^2 \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Le coefficient σ relatif au courant I_d est choisi très éloigné de l'axe imaginaire tandis que celui de la vitesse est pris proche de l'axe.

II.6 LIMITATION DES COURANTS

Afin d'éviter les phénomènes transitoires inadmissibles par la machine, il est indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur lorsque la limitation est atteinte. Ainsi, il conviendrait de s'assurer, lors des essais en simulation, que nous ne saturons pas la commande, c'est-à-dire que la norme du courant n'atteigne pas la valeur limite admissible 5*20A. A cet effet, le schéma fonctionnel corrigé est le suivant (Fig.II.9).

Avec la structure de la figure II.9, il n'a pas été possible d'obtenir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement de vitesse et le rejet de la perturbation



Ceci nous a amené à prendre une structure PI avec anti-windup, le schéma de ce

Figure II.9 Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant

correcteur est représenté par la figure II-11

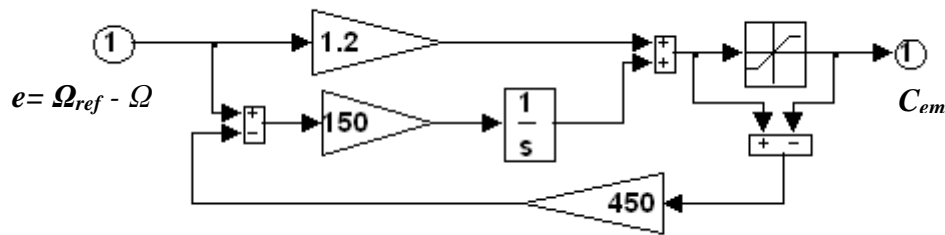


Figure II.10 Boucle de régulation de la vitesse avec limitation du courant

Le dimensionnement de ce régulateur étant très compliqué, nous procédons par des simulations pour régler le correcteur de vitesse.

La méthode utilisée est du type Essai – Erreur - Dépassement.

Les coefficients obtenus sont :

$$\begin{pmatrix} k_p = 1.2 \\ k_i = 150 \\ k_m = 450 \end{pmatrix}$$

II.7 SCHEMA GLOBAL DE SIMULATION

Le schéma de simulation de la commande vectorielle avec association onduleur à deux niveaux et MSAP est représenté par la figure II.11

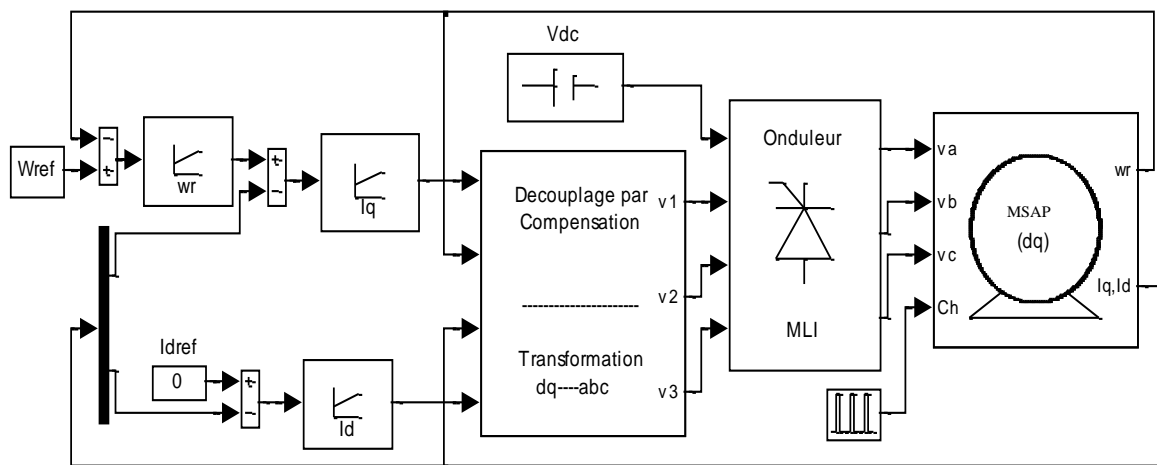
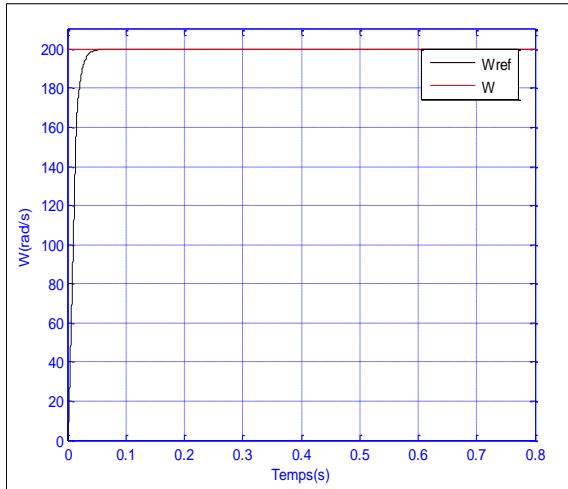
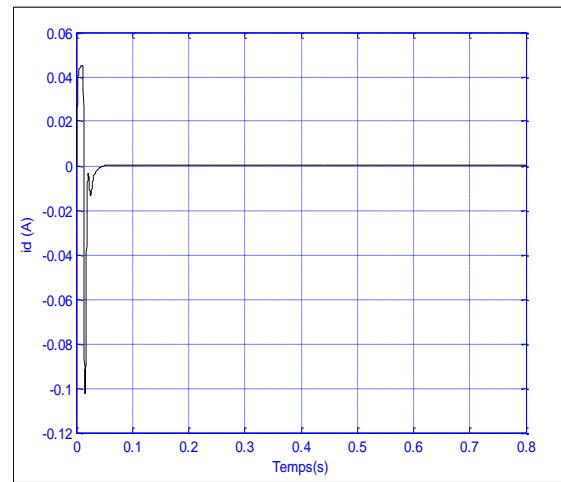


Figure II.11 Schéma Simulink de la commande vectorielle de la MSAP

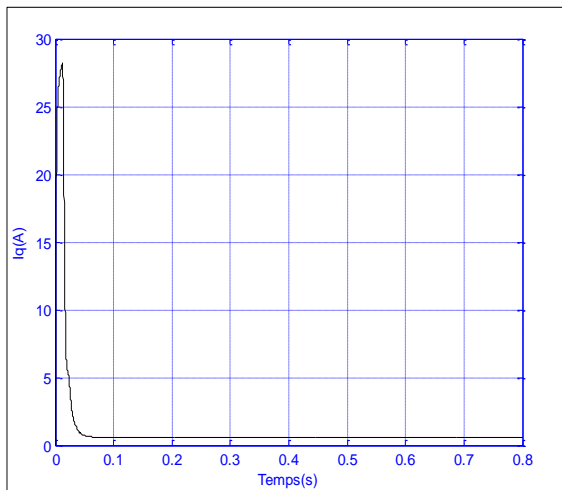
II.8 SIMULATION



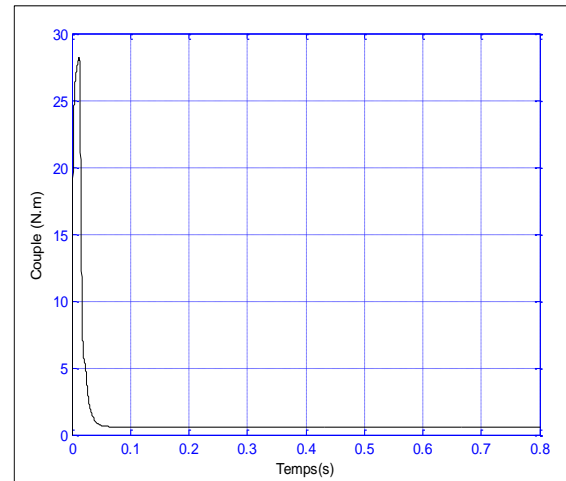
(a) la vitesse de rotation



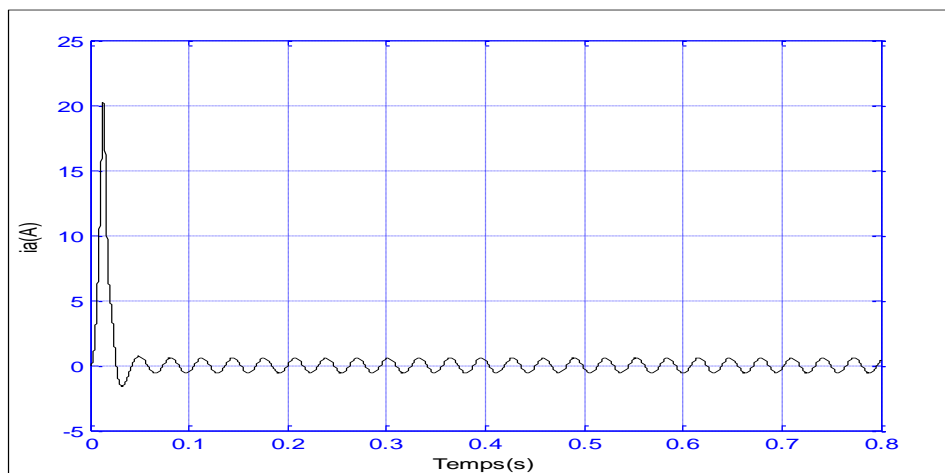
(b) Courant direct I_d



(c) Couple électromagnétique



(d) Courant quadratique



(e) Courant de phase I_a

Figure II.12 Réponses de la commande vectorielle sans onduleur

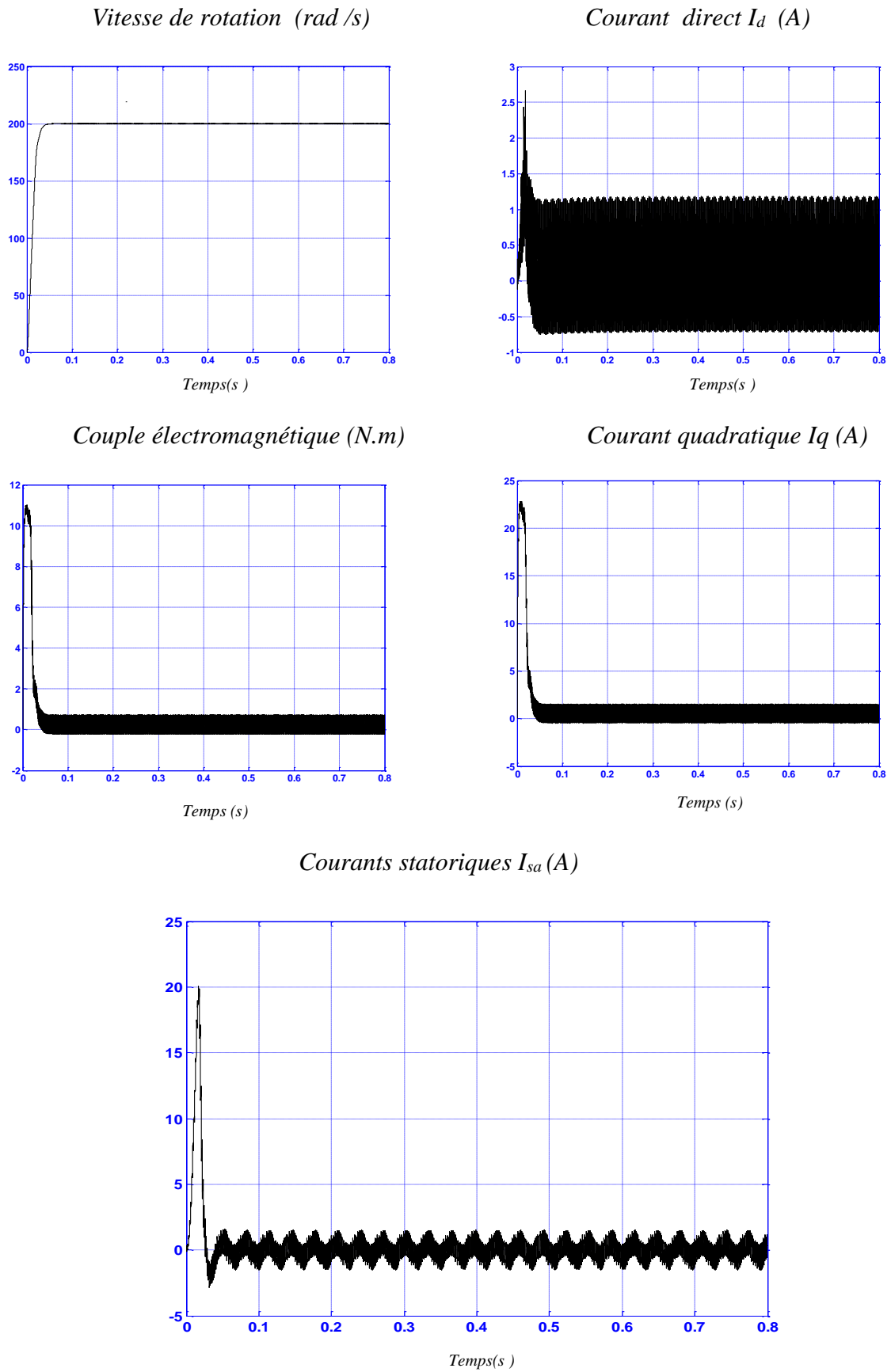
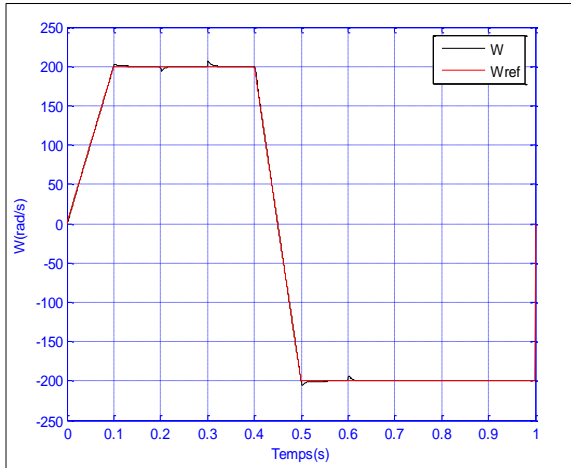
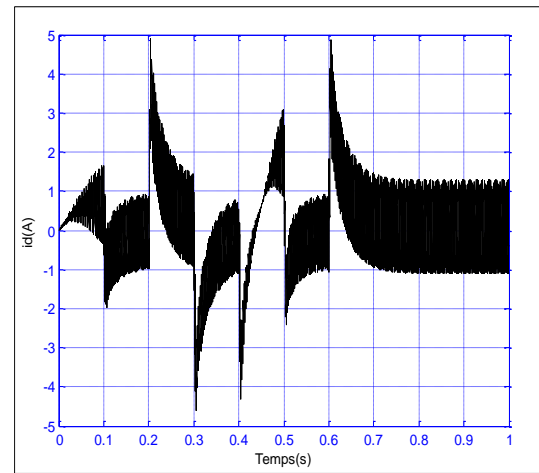


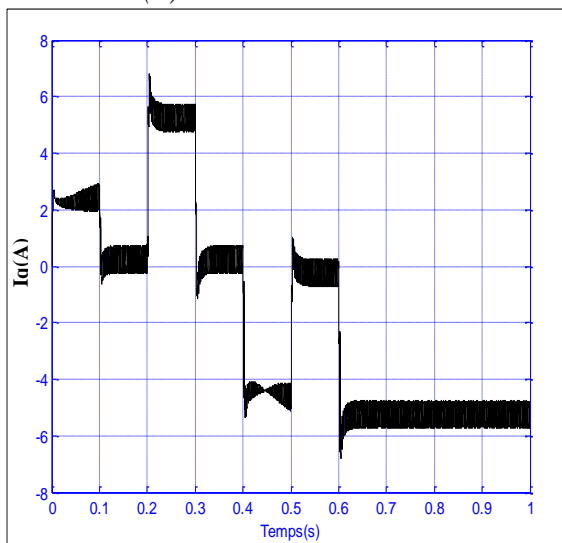
Figure II.13 Commande vectorielle avec onduleur



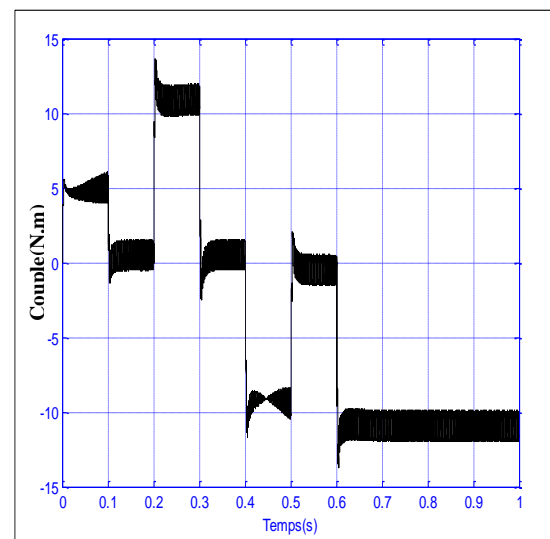
(a) Vitesse de rotation



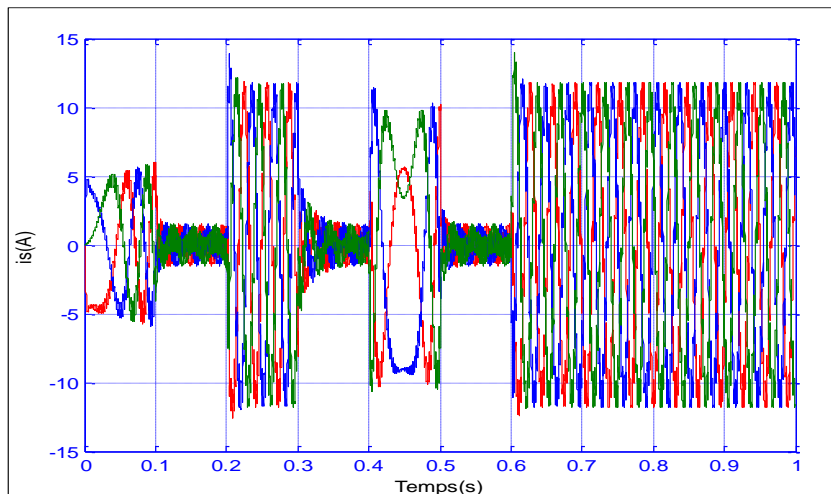
(b) Courant direct Id



(d) Courant quadratique



(c) Couple électromagnétique

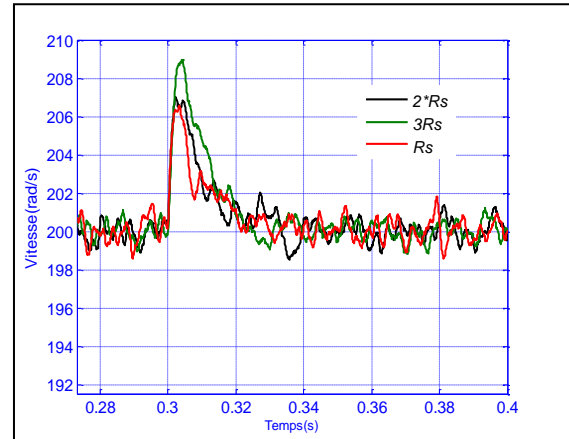
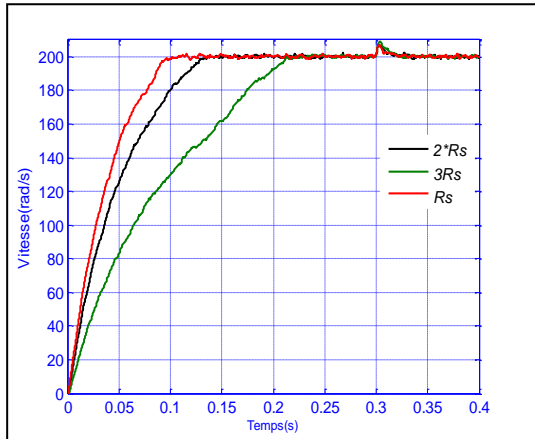


(e) Courants de phase (I_a, I_b, I_c)

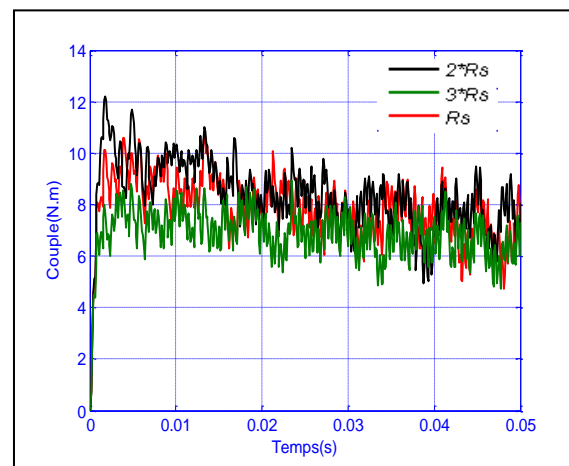
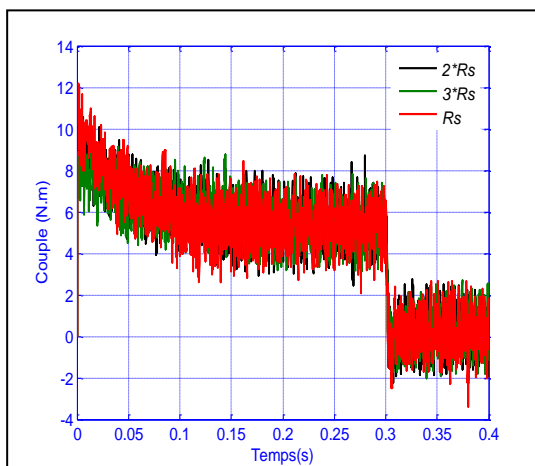
Figure II.14 Réponses de la vitesse de la commande vectorielle avec onduleur à MLI sinusoidale

Tests de robustesse

✓ Variation de la résistance statorique R_s

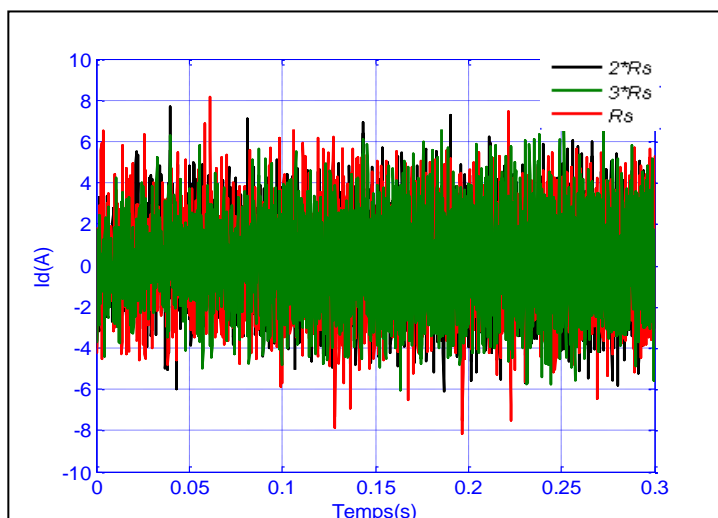


(a) Zoom de vitesse



(b) Couple électromagnétique

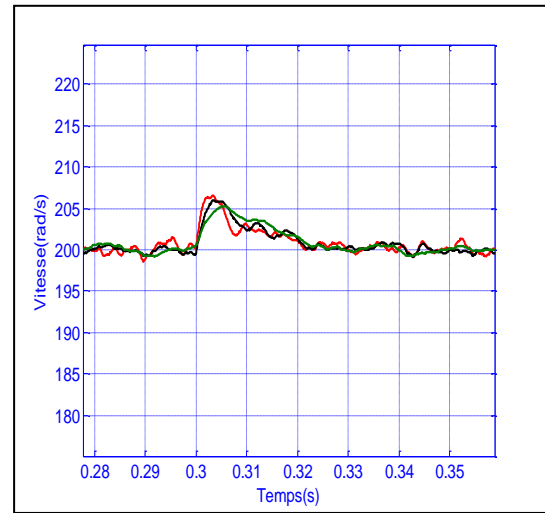
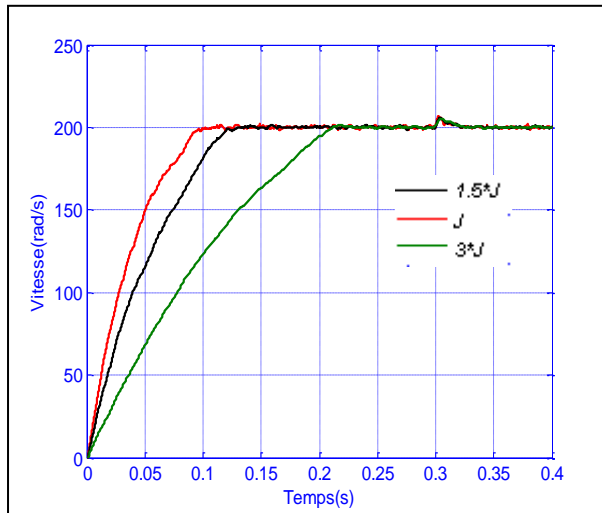
(c) Zoom de couple électromagnétique



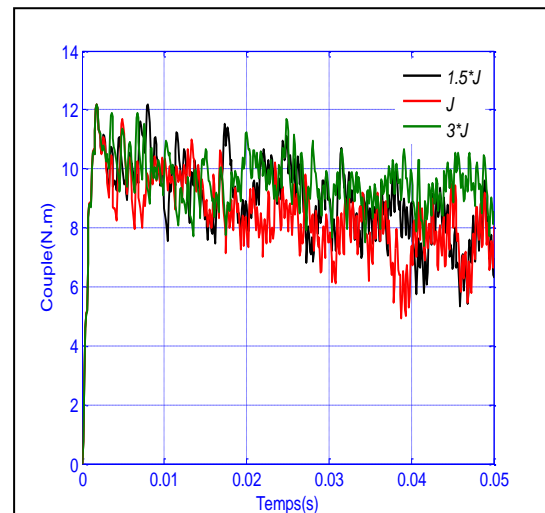
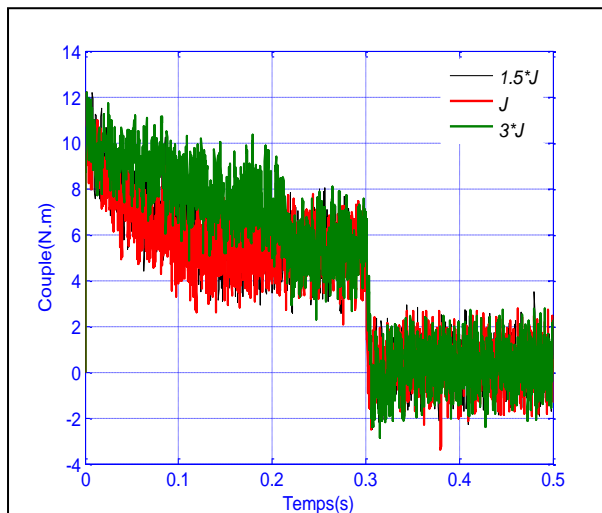
(d) Courant I_d (A)

Figure II.15 Commande vectorielle avec variation de la résistance statorique

✓ *Variation de l'inertie*

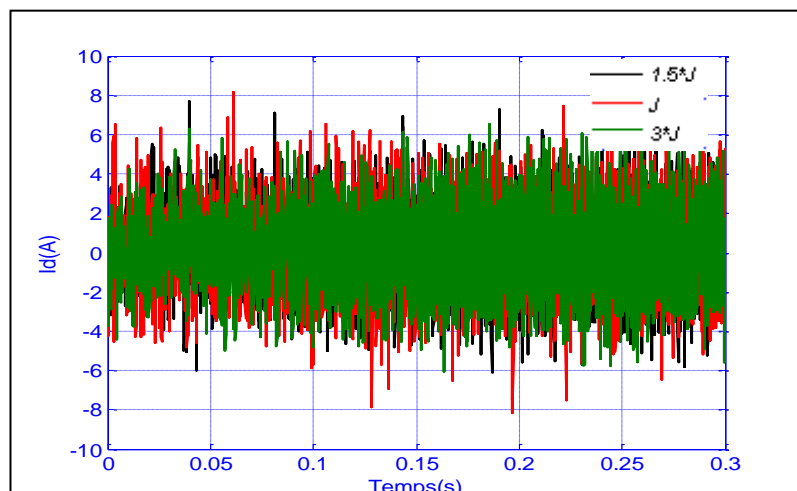


(a) *Zoom de vitesse*



(b) *Couple électromagnétique*

(c) *Zoom de couple électromagnétique*



(d) *Courant I_d*

Figure II.16 Commande vectorielle avec variation de l'inertie J

II.9 INTERPRETATION DES RESULTATS

❖ la réponse en vitesse avec *PI* doté d'une réaction anti-windup montre une réponse douce sans dépassement et sans erreur statique (Fig.II.15a).

❖ On remarque que la perturbation due à la charge est rapidement rejetée (Fig.II.15a).

❖ Le courant I_d est maintenu à zéro quelque soit la variation de la charge et la variation de la vitesse ce qui prouve le principe de la commande vectorielle (II.14c).

❖ Le courant I_q contrôle le couple est resté dans les limites de fonctionnement de la machine (II.14d).

❖ Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_q . En dehors du couple de démarrage et celui de l'inversion, il développe un couple moteur pour entraîner la charge.

❖ En régime de poursuite les réponses sont satisfaisantes.

❖ Les fluctuations sur les variables de la machine sont dues à la réaction de la technique *MLI* (triangulo-sinusoidale) (Fig.II.13) et (Fig.II.14).

❖ Les tests de robustesse mettent en évidence la sensibilité de la machine aux variations paramétriques (Fig.II.15) et (Fig.II.16).

II.10 CONCLUSION

La commande vectorielle d'un moteur synchrone à aimants permanents associée à un onduleur de tension nécessite une bonne connaissance de la position, ce qui impose directement un capteur de position ou indirectement un capteur de vitesse, mais ce dernier influe sur la machine surtout de petite taille, et détériore la fiabilité du système, d'autre part les variations paramétriques entraînent une détérioration des performances. Pour contourner ces problèmes, on fait appel à d'autres techniques de commande robuste, moins sensibles, et plus performantes. Ainsi, dans le chapitre suivant, nous développons une commande simple et robuste basée sur le contrôle direct du couple et du flux.

Chapitre III

*Commande directe du
couple (DTC) de la MSAP*

III.1 INTRODUCTION

Le contrôle direct du couple appelé en anglais ‘‘Direct torque control’’ (*DTC*), a été proposé par *Depenbrock et Takahashi* dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle à la commande vectorielle [Tak-86, Dep-88]. La première implantation de cette méthode de commande a été dans les systèmes de tractions du groupe ABB. Les locomotives (diesel-électrique) MAK DE502 sont les premières à utiliser la commande directe du couple [Hac-17].

La commande directe du couple « *DTC* » consiste à commander directement la fermeture ou l’ouverture des interrupteurs de l’onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d’états des interrupteurs sont liés à l’évolution des états électromagnétiques du moteur [Sad-17]. La *DTC* présente une dynamique rapide du couple, une robustesse par rapport aux variations paramétriques, une simplicité de commande à faible coût de calcul et une élimination du bloc de modulation *MLI*, en le remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures effectuées du couple et du flux ainsi que la position du flux [Har-07, Mou-14]. Elle permet en plus un découplage entre le contrôle du flux et du couple. Ainsi, plusieurs travaux de recherches ont été développés pour l’application de cette technique aux machines synchrones. La première application de la *DTC* à la machine synchrone est apparue dans les années 90 [Rah-97, Zon-99].

Dans ce chapitre, nous présentons les principes du contrôle direct du couple, nous analysons en particulier la dynamique du système, le taux d’harmoniques dans les variables à contrôler et le couplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique. Puis, nous développons, l’estimation des deux grandeurs de contrôle qui sont le flux et le couple. Ensuite, nous élaborons le modèle des contrôleurs à hystérésis impliqués dans cette commande. Nous étudions d’autres structures de *DTC* telle que le décalage de zone et l’augmentation du nombre de zones.

En fin de chapitre, nous donnons les résultats de simulation qui mettent en évidence les performances de cette commande directe du couple (*DTC*).

III.2 PRINCIPES GENERAUX DE LA *DTC* D’UNE *MASP*

Le contrôle direct du couple d’une machine synchrone à aimants permanents repose sur la détermination de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l’onduleur pour délivrer la vecteur-tension statorique [Gha-05]. Ces vecteurs sont choisis à partir d’une table de commutation qui remplace le générateur de *MLI* des structures classiques de contrôle des onduleurs de tension. Dans cette technique, on utilise des comparateurs à hystérésis dont la

fonction est de contrôler l'état des variables de contrôle du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [Oul-09].

III.3 PRINCIPE DYNAMIQUE DU CONTROLE DE COUPLE

III.3.1 Présentation vectorielle du convertisseur statique

Le vecteur de tension \vec{V}_s appliqué à la machine est délivré par un onduleur de tension triphasée dont les interrupteurs sont supposés parfaits est représenté par trois états logiques.

S_a, S_b et S_c , tel que :

❖ $S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur haut fermé.

❖ $S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur bas ouvert

En utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot (S_a + a \cdot S_b + a^2 \cdot S_c) \text{ avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{III.1})$$

L'onduleur triphasé à deux niveaux peut générer 2^3 configurations possibles dont le vecteur résultant peut être représenté par la relation suivante :

$$\vec{V}_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot e^{j\frac{(k-1)\pi}{3}} & \text{pour: } k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour: } k = 0, 7 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Le vecteur tension \vec{V}_s ne peut avoir que huit positions fixes correspondantes aux configurations des interrupteurs. La figure III.1 montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux [Buj-98, Nou-07, Har-07]. Comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a, S_b, S_c) = (0,0,0)$ et $(1,1,1)$ correspondent aux vecteurs nuls.

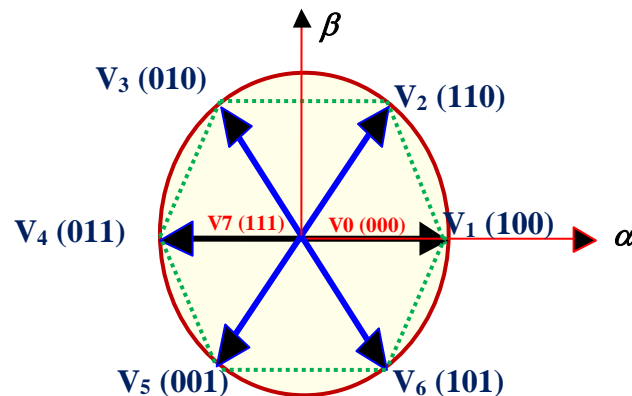


Figure III.1 Représentation vectorielle des tensions

III.3.2 Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia est décrite par :

$$\bar{\phi}_s(t) = \int (\bar{V}_s - R_s \cdot \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.3})$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance statorique par rapport la tension V_s , on trouve :

$$\bar{\phi}_s(t) \approx \bar{\phi}_{s_0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{III.4})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, donc :

$$\phi_s(k+1) \approx \phi_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.5})$$

Où :

$$\Delta \phi_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{III.6})$$

Cette relation montre que si la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta \phi_s$ est proportionnelle au vecteur tension appliqué au moteur. Dans le cas de la MSAP, le flux statorique change même si on applique une tension nulle lorsque les aimants tournent avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs nuls ne sont pas utilisés dans le contrôle du flux [Dav-06, Tel-05].

On constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par \bar{V}_s . La figure III.2 décrit ce principe, lorsque l'on sélectionne par exemple une tension $\bar{V}_s = V_3$.

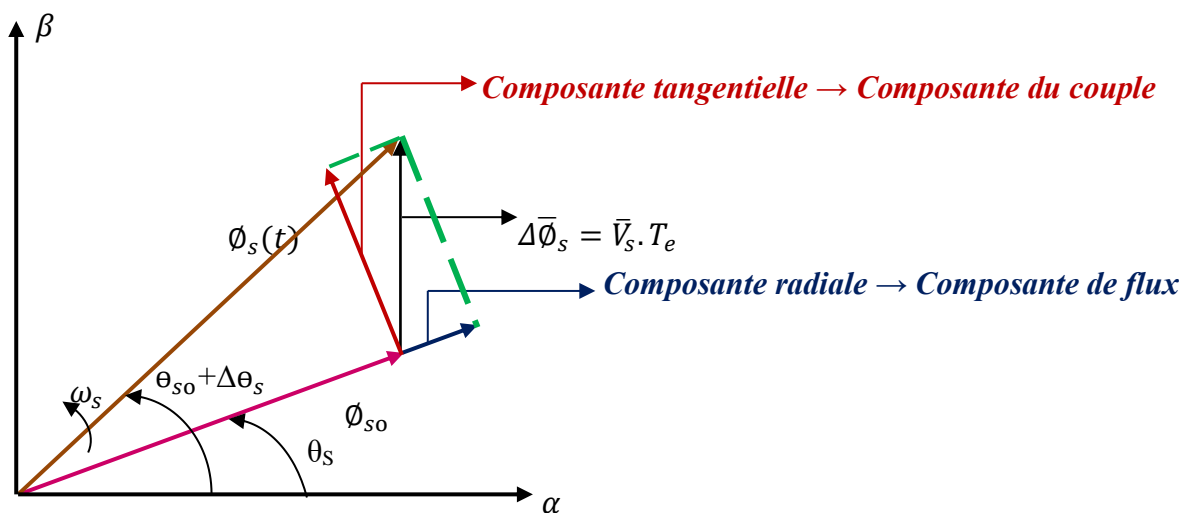


Figure III.2 L'évolution de l'extrémité de $\bar{\phi}_s$.

Si la période de contrôle est assez petite, en choisissant une séquence appropriée des vecteurs tensions de l'onduleur, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle et par conséquent celle de la *MLI* est très faible devant la période de rotation du flux. En plus, la composante du flux appliquée doit être minimum et celle de la composante du couple doit être maximale. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante [Zho-9, Mar-05].

III.3.3 Contrôle du couple

Pour la *MSAP*, le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs du flux statorique et rotorique selon l'expression suivante [Dav-06, Bos-02] :

$$C_{syn} = \frac{3 P}{2 L_s} \varphi_s \varphi_r \sin \gamma \quad (\text{III.7})$$

Où γ l'angle entre le vecteur flux statorique et rotorique.

Si on applique un vecteur tension adéquat pendant une période d'échantillonnage T_e , et on considère le flux statorique constant, la variation du couple s'exprime par la relation suivante :

$$\Delta C_{em} = \frac{3 p}{2 L_s} \varphi_s \varphi_r \sin(\Delta\gamma) \quad (\text{III.8})$$

Où $\Delta\gamma = \Delta\omega_s T$

Cette relation montre que la variation du couple est proportionnelle à la variation de l'angle. D'autre part, le flux statorique doit être contrôlé de manière à maintenir son amplitude constante alors que sa vitesse de rotation doit être commandée d'une façon très rapide pour obtenir un changement maximal du couple [Rah-97]. La figure III.3 présente l'évolution du couple.

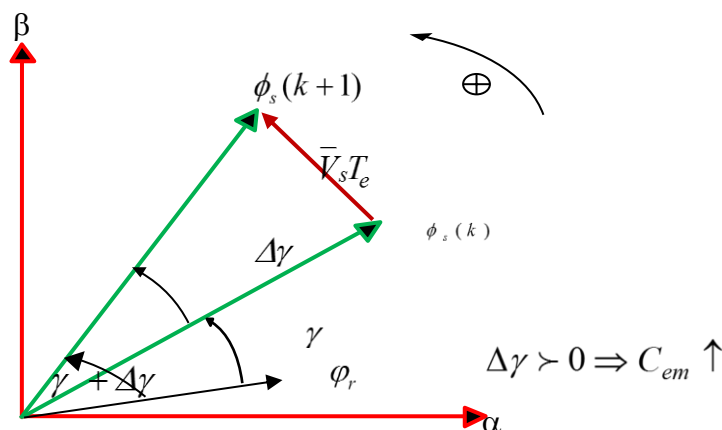


Figure III.3 Evolution du couple en fonction du vecteur de tension

III.3.4 Sélection du vecteur tension

Le choix de \vec{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\bar{\phi}_s$, du sens de rotation de ϕ_s , et par conséquent de l'évolution désirée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel lié au stator en le décomposant en six zones i , avec $i = [1,6]$ (Fig.III.4).

Lorsque le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone numérotée 'i', le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs de tension adéquat.

Il s'agit des vecteurs $\vec{V}_{i+1}, \vec{V}_{i-1}, \vec{V}_{i+2}, \vec{V}_{i-2}$ représentés sur la figure 3.4. Sur toute la Zone 'i', parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension \vec{V}_s sélectionné reste le même

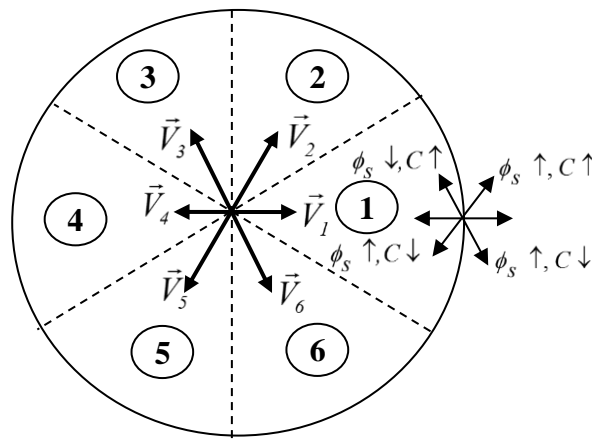


Figure III.4 Sélection du vecteur tension selon la zone N=1

Variable	Augmentation	Diminution
Flux statorique	V_{i+1}, V_{i-1}	$V_{i+2}, V_{i-2}, V_{i+3}$
Couple électromagnétique	V_{i+1}, V_{i+2}	V_{i-1}, V_{i-2}

Tableau III .1 Table de sélection de \vec{V}_s

III.4 STRUCTURE DE LA COMMANDE DTC POUR LA MSAP

Le schéma bloc de la commande DTC de la machine synchrone à aimants permanents est représenté par la figure III.5. Il est composé par deux boucles de régulation et de plusieurs blocs notamment le bloc de la machine et son alimentation, le bloc de l'estimateur de flux , de couple, les comparateurs à hystérésis, la table de selection du vecteur tension et le bloc de choix du secteur.

III.4.1 Estimation du flux statorique

La commande DTC nécessite une étape pour l'estimation du flux et du couple. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir des composantes du flux suivant les axes (α, β) , soit :

$$\overline{\varphi}_S = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$\begin{aligned} \varphi_{s\alpha} &= \int (V_{s\alpha} - RI_{s\alpha}) dt + \varphi_{s\alpha}(0) \\ \varphi_{s\beta} &= \int (V_{s\beta} - R \cdot I_{s\beta}) dt + \varphi_{s\beta}(0) \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

Le module du flux s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{\alpha s}^2 + \varphi_{\beta s}^2} \quad (\text{III.11})$$

Les composantes des courants $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} :

$$\begin{aligned} \overline{I}_s &= I_{s\alpha} + j \cdot I_{s\beta} \\ I_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_a \\ I_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

On reconstruit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, et les états des interrupteurs (S_a, S_b, S_c) , en appliquant la transformation de Concordia :

$$\begin{aligned} \overline{V}_S &= V_{s\alpha} + j \cdot V_{s\beta} \\ V_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (V_a - \frac{1}{2}(V_b - V_c)) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (V_b - V_c) = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

III.4.2 Elaboration du correcteur de flux

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone 'i', les vecteurs tensions \overline{V}_{i+1} ou \overline{V}_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux et les vecteurs tensions \overline{V}_{i+2} ou \overline{V}_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux. Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et ne dépend pas de l'amplitude de l'erreur [Nou-07, Mil-06]. Ainsi, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus

simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux $\bar{\phi}_s$ dans une couronne circulaire, comme le montre la figure III.6. Le signal de sortie peut prendre deux valeurs (0,1) selon le signe de l'erreur :

- ❖ 1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- ❖ 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

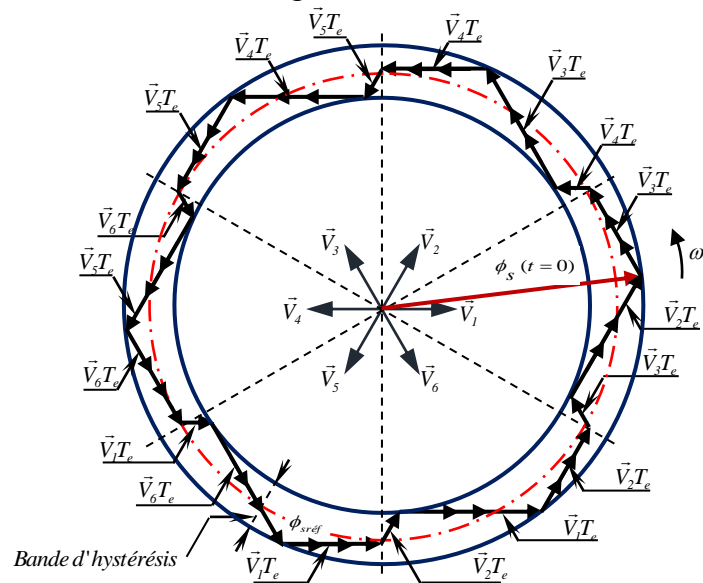


Figure III.6 Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude $\bar{\phi}_s$

III.4.3 Estimation du couple

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux, et les grandeurs mesurées des courants de ligne, par l'équation :

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{III.14})$$

On peut remarquer que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants.

III.4.4 Elaboration du correcteur du couple

Pour contrôler le couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés selon la commande [Mer-04, Dje-15] :

- ❖ Un comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du moteur dans un seul sens de rotation.
- ❖ Un comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation.

La figure III.7 illustre l'évolution du couple électromagnétique par rapport au signe du couple de référence C_{ref}

Quadrant	signe de $\phi_{s\alpha}$	signe de $\phi_{s\beta}$
1	+	+
2	-	+
3	-	-
4	+	-

Table III.2 Position du vecteur du flux dans les quatre

La position de $\vec{\phi}_s$, dans l'intervalle $[0 \ 2\pi]$, est donnée par le tableau III.3. Le numéro du secteur position du flux statorique peut ainsi être obtenu à partir de la figure III.4.

		θ_s
$\phi_{s\alpha} > 0$	$\phi_{s\beta} > 0$	$\arctg(\phi_{s\beta} / \phi_{s\alpha}) + \pi$
	$\phi_{s\beta} < 0$	$\arctg(\phi_{s\beta} / \phi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\phi_{s\alpha} < 0$		$\arctg(\phi_{s\beta} / \phi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\phi_{s\alpha} = 0$	$\phi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
	$\phi_{s\beta} < 0$	$3\pi/2$

Table III.3 Position du flux statorique dans l'intervalle

III.5 ELABORATION DES TABLES DE COMMUTATION

On élabore les tables de commande en fonction des sorties du contrôleur à hystérésis du flux (C_{flx}), du contrôleur à hystérésis du couple (C_{cpl}) et de la zone (N) de position du vecteur flux statorique. Le tableau III.4 proposé par *Rahman et al* sert pour le contrôle direct du couple de la MSAP dans un seul sens de rotation.

Couple	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{cpl} = 1$	$C_{flx} = 1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	$C_{flx} = 0$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
$C_{cpl} = 0$	$C_{flx} = 1$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
	$C_{flx} = 0$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Table III.4 Table de sélection de *Rahman et Al* [Tak-89]

Pour un comparateur à hystérésis à trois niveaux du couple, on peut avoir la table suivante proposée par *Takahashi* :

Comparateur		3 niveaux			3 niveaux		
		2 niveaux			2 niveaux		
Flux : C_{Flx}		1			0		
Couple : C_{Cpl}		1	0	-1	1	0	-1
N=1	$(11\pi/6, \pi/6)$	V_2	V_7	V_6	V_3	V_0	V_5
N=2	$(\pi/6, \pi/2)$	V_3	V_0	V_1	V_4	V_7	V_6
N=3	$(\pi/2, 5\pi/6)$	V_4	V_7	V_2	V_5	V_0	V_1
N=4	$(5\pi/6, 7\pi/6)$	V_5	V_0	V_3	V_6	V_7	V_2
N=5	$(7\pi/6, 3\pi/2)$	V_6	V_7	V_4	V_1	V_0	V_3
N=6	$(3\pi/2, 11\pi/6)$	V_1	V_0	V_5	V_2	V_7	V_4

Table III.5 Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à 3 niveaux

Lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis, on fait appel aux vecteurs nuls (V_0 , V_7) [Rah-97, Ame-05, Mer-07].

III.6 AMELIORATION DE LA DTC

Le but de cette section est d'apporter des améliorations à la commande directe du couple classique en maîtrisant la fréquence de commutation tout en réduisant les harmoniques c'est-à-dire les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique [Dep-88].

Il existe plusieurs types d'amélioration de la DTC dans la littérature technique. On a choisi d'exposer deux approches classiques de la DTC définies par :

- ❖ Un décalage zonal
- ❖ Une augmentation du nombre des zones.

III.6.1 Décalage des zones [Puj-00]

La première stratégie est basée sur un décalage zonal de la DTC classique par un changement de la table de commutation et de la modification des zones. Au lieu de prendre le premier secteur de -30° à 30° comme il est montré dans la figure III.6, il faut le prendre de 0° à 60° ce qui caractérise une nouvelle partition des zones définie par la figure III 8.

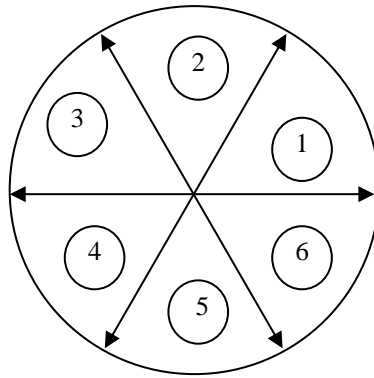


Figure III.8 DTC modifiée par un décalage des zones

Ce type de contrôle basé sur un décalage des zones, permet un bon fonctionnement à basse vitesse. Le tableau III.6 illustre la comparaison entre les deux techniques de contrôle DTC :

	DTC classique	DTC modifiée
V1	$-30^{\circ} \rightarrow 30^{\circ}$ Couple ambiguïté	$0 \rightarrow -60^{\circ}$ ($Cem \downarrow, F \uparrow$)
V2	$30^{\circ} \rightarrow 90^{\circ}$ ($Cem \uparrow, F \uparrow$)	$60^{\circ} \rightarrow 0^{\circ}$ ($Cem \uparrow, F \uparrow$)
V3	$90^{\circ} \rightarrow 150^{\circ}$ ($Cem \uparrow, F \uparrow$)	$60^{\circ} \rightarrow 120^{\circ}$ flux ambiguïté
V4	$150^{\circ} \rightarrow -150^{\circ}$ Couple ambiguïté	$120^{\circ} \rightarrow 180^{\circ}$ ($Cem \uparrow, F \downarrow$)
V5	$-150^{\circ} \rightarrow -90^{\circ}$ ($Cem \downarrow, F \downarrow$)	$-120 \rightarrow -180^{\circ}$ ($Cem \downarrow, F \downarrow$)
V6	$-90^{\circ} \rightarrow -30^{\circ}$ ($Cem \downarrow, F \uparrow$)	$-60^{\circ} \rightarrow -120^{\circ}$ flux ambiguïté

Tableau III.6 Comportement de la DTC classique et la DTC modifiée.

A partir de ce tableau, on remarque qu'il y a une ambiguïté du couple quand on applique les vecteurs de tension V_1 et V_4 et une ambiguïté du flux quand applique V_6 et V_3 , pour éviter ce problème, on utilise une autre stratégie qui sera illustrée dans les paragraphes suivants.

III.6.2 Augmentation du nombre de zones

Dans cette section, la DTC modifiée, qu'on va utiliser est basée sur une nouvelle table de vérité. Cette dernière, pour éviter l'ambiguïté du flux et du couple, utilise un comparateur de cinq niveaux pour le couple et deux niveaux pour flux et 12 secteurs au lieu de six comme la montre la figure III.9 [Puj-00, Naa-01].

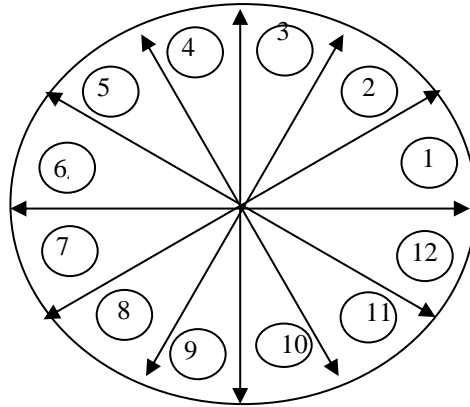


Figure III.9 Secteurs de la DTC avec 12

La table de sélection pour la commande DTC de 12 secteurs [Naa-01] est illustrée par le tableau III.7

Flux : C_{flx}		0				1			
Couple : C_{cpl}		2	1	-1	-2	2	1	-1	-2
Secteur du flux $N(i)$	1	V_6	V_1	V_2	V_2	V_5	V_5	V_4	V_3
	2	V_1	V_1	V_2	V_3	V_6	V_5	V_4	V_4
	3	V_1	V_2	V_3	V_3	V_6	V_6	V_5	V_4
	4	V_2	V_2	V_3	V_4	V_1	V_6	V_5	V_5
	5	V_2	V_3	V_4	V_4	V_1	V_1	V_6	V_5
	6	V_3	V_3	V_4	V_5	V_2	V_1	V_6	V_6
	7	V_3	V_4	V_5	V_5	V_2	V_2	V_1	V_6
	8	V_4	V_4	V_5	V_6	V_3	V_2	V_1	V_1
	9	V_4	V_5	V_6	V_6	V_3	V_3	V_2	V_1
	10	V_5	V_5	V_6	V_1	V_4	V_3	V_2	V_2
	11	V_5	V_6	V_1	V_1	V_4	V_4	V_3	V_2
	12	V_6	V_6	V_1	V_2	V_5	V_4	V_3	V_3

Tableau III.7 La table de sélection de la DTC de 12 secteurs

III.6.3 L'onduleur à 3 niveaux de tension de type NPC [Oul-09, Djer-15]

Le schéma général d'un onduleur à 3 niveaux de tension de structure dite à point neutre « clamp » (NPC) est donné par la figure III.10.

Par combinaison des quatre interrupteurs (considérés parfaits) d'un même bras, on peut imposer à la phase trois niveaux de tensions différentes :

$$\begin{aligned}
 (0,0,1,1) &\Rightarrow -\frac{U_c}{2} \\
 (0,1,1,0) &\Rightarrow 0 \\
 (1,1,0,0) &\Rightarrow \frac{U_c}{2}
 \end{aligned}
 \tag{III.16}$$

On définit alors trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$), telles que.

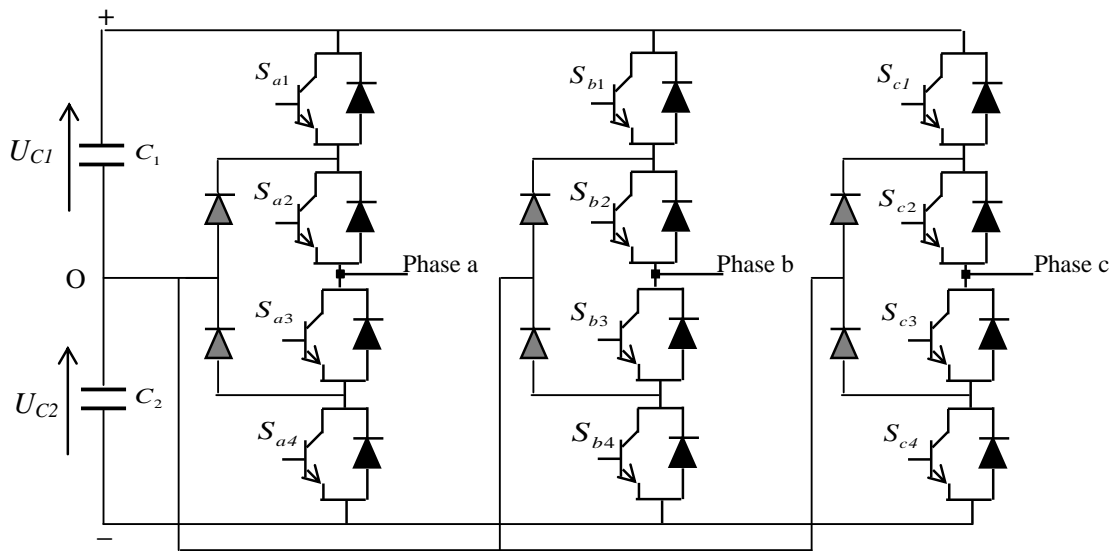


Figure III.10 Schéma de l'onduleur à 3-niveaux de tension de type

$$\begin{aligned}
 S_i = -1 &\Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0,0,1,1) \\
 S_i = 0 &\Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0,1,1,0) \\
 S_i = 1 &\Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (1,1,0,0)
 \end{aligned}
 \tag{III.17}$$

Contrairement à l'onduleur à 2-niveaux qui ne peut fournir que huit vecteurs de tension [Mes-07] dont deux nuls, l'onduleur à 3-niveaux peut produire 27 vecteurs de tension dont trois nuls (Fig. III.11).

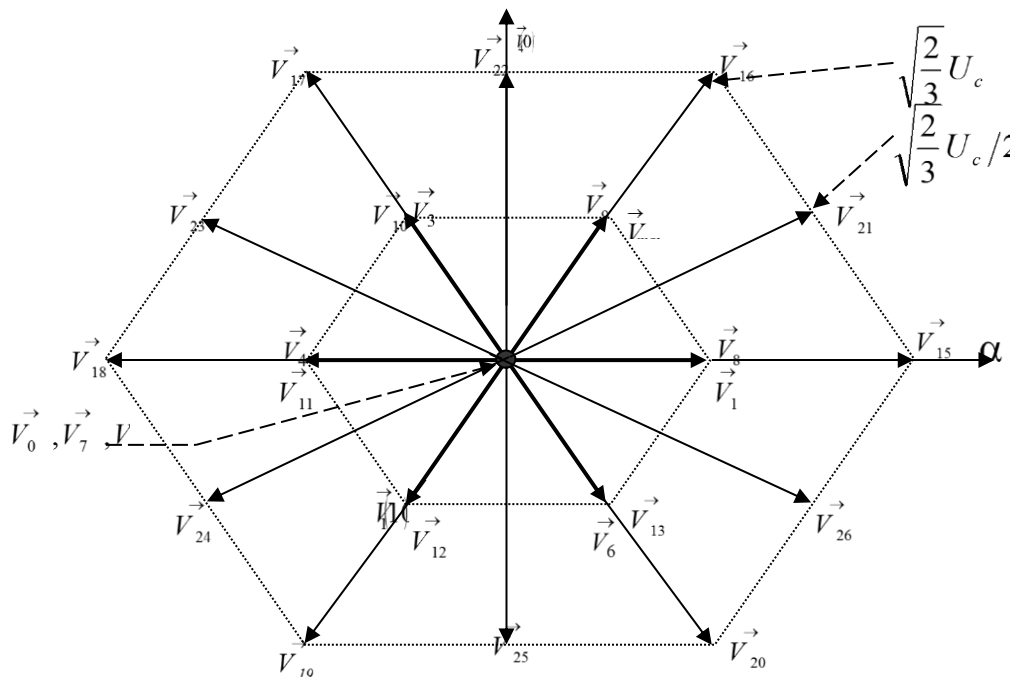


Figure III.11 Vecteurs de tension fournis par l'onduleur à 3-niveaux de tension

L'expression du vecteur de tension de l'onduleur \vec{V}_s correspondant aux 19 vecteurs de tension \vec{V}_s différents peut se décomposer en quatre groupes, comme le montre le tableau III.8.

Tension nulle	V_0	V_7	V_{14}			
	(0, 0,0)	(1, 1,1)	(-1,-1,-1)			
Demi-tension	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	(1, 0,0)	(1, 1,0)	(0, 1,0)	(0, 1,1)	(0, 0,1)	(1, 0,1)
	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_{13}
	(0,-1,-1)	(0, 0,-1)	(-1, 0,-1)	(-1, 0,0)	(-1,-1,0)	(0, -1,0)
Pleine tension	V_{15}	V_{16}	V_{17}	V_{18}	V_{19}	V_{20}
	(1,-1,-1)	(1, 1,-1)	(-1, 1,-1)	(-1, 1,1)	(-1,-1,1)	(1, -1,1)
Tension intermédiaire	V_{21}	V_{22}	V_{23}	V_{24}	V_{25}	V_{26}
	(1, 0,-1)	(0, 1,-1)	(-1, 1,0)	(-1, 0,1)	(0,-1,1)	(1, -1,0)

Tableau III.8 Répartition en 4 groupes des vecteurs de tension de l'onduleur à 3-niveaux de tension.

\vec{V}_s	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	(V_s, θ)
\vec{V}_1, \vec{V}_8	U	0	0	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	$(\sqrt{\frac{2}{3}}U, 0^\circ)$
\vec{V}_2, \vec{V}_9	U	U	0	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	$(\sqrt{\frac{2}{3}}U, 60^\circ)$
\vec{V}_3, \vec{V}_{10}	0	U	0	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	$(\sqrt{\frac{2}{3}}U, 120^\circ)$
\vec{V}_4, \vec{V}_{11}	0	U	U	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	$(\sqrt{\frac{2}{3}}U, 180^\circ)$
\vec{V}_5, \vec{V}_{12}	0	0	U	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	$(\sqrt{\frac{2}{3}}U, 240^\circ)$
\vec{V}_6, \vec{V}_{13}	U	0	U	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	$(\sqrt{\frac{2}{3}}U, 300^\circ)$
\vec{V}_{15}	U	$-U$	$-U$	$4U/3$	$-2U/3$	$-2U/3$	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}U, 0^\circ)$
\vec{V}_{16}	U	U	$-U$	$2U/3$	$2U/3$	$-4U/3$	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}U, 60^\circ)$
\vec{V}_{17}	$-U$	U	$-U$	$-2U/3$	$4U/3$	$-2U/3$	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}U, 120^\circ)$
\vec{V}_{18}	$-U$	U	U	$-4U/3$	$2U/3$	$2U/3$	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}U, 180^\circ)$
\vec{V}_{19}	$-U$	$-U$	U	$-2U/3$	$-2U/3$	$4U/3$	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}U, 240^\circ)$
\vec{V}_{20}	U	$-U$	U	$2U/3$	$-4U/3$	$2U/3$	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}U, 300^\circ)$
\vec{V}_{21}	U	0	$-U$	U	0	$-U$	$(\sqrt{2}U, 30^\circ)$
\vec{V}_{22}	0	U	$-U$	0	U	$-U$	$(\sqrt{2}U, 90^\circ)$
\vec{V}_{23}	$-U$	U	0	$-U$	U	0	$(\sqrt{2}U, 150^\circ)$
\vec{V}_{24}	$-U$	0	U	$-U$	0	U	$(\sqrt{2}U, 210^\circ)$
\vec{V}_{25}	0	$-U$	U	0	$-U$	U	$(\sqrt{2}U, 270^\circ)$
\vec{V}_{26}	U	$-U$	0	U	$-U$	0	$(\sqrt{2}U, 330^\circ)$
\vec{V}_0	0	0	0	0	0	0	$(0, 0^\circ)$
\vec{V}_7	U	U	U	0	0	0	$(0, 0^\circ)$
\vec{V}_{14}	$-U$	$-U$	$-U$	0	0	0	$(0, 0^\circ)$

Tableau III.9 Calcul des vecteurs de tension

L'angle θ donnant la position du flux statorique est déterminé sur la base de l'expression (III.18). L'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel considéré se décompose en (12) zones $N (1, \dots, 12)$ ce choix est dicté par souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que :

$$-\frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6}$$

(III.18)

L'erreur ε_ϕ entre la référence flux et sa valeur estimée, respectivement ϕ_s^* et $\hat{\phi}_s$, sert pour entrée à un comparateur à hystérésis à deux niveaux (Fig III.7 (a)). De même, l'erreur $\varepsilon_{C_{em}}$ entre la référence couple et sa valeur estimée, respectivement \hat{C}_{em} et C_{em} , sert pour entrée à un comparateur à hystérésis à deux bandes supérieures et deux bandes (Fig.III.14 (b)). La sortie de chaque comparateur, représentée par une variable signe C_{flx} (ou C_{cpl}) indique directement si l'amplitude du flux (ou du couple) doit être augmentée ou diminuée de façon à maintenir ces 2 grandeurs à l'intérieur des bandes d'hystérésis désirées $\Delta C_{em1}, \Delta C_{em2}, \Delta \phi_s$

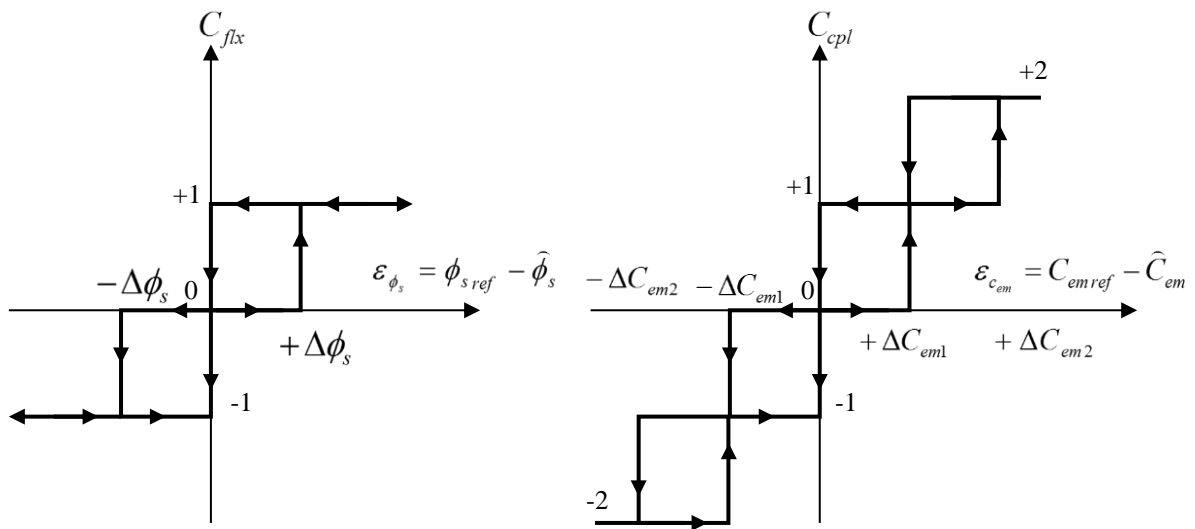


Figure III.12 Blocs d'hystérésis

- ❖ (-2) grandeur fortement diminuer
- ❖ (-1) grandeur diminuer
- ❖ (0) maintenir
- ❖ (+1) grandeur augmenter
- ❖ (+2) grandeur fortement augmenter

De là, une nouvelle table III.10, de commande est déduite donnant une relation directe entre N, C_{flx}, C_{cpl} et les ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) de l'onduleur à 3-niveaux de tension et les paramètres de sortie. Cette table est valable dans deux sens de rotation de la machine

Flux : C_{fx}		1					-1					0				
Couple : C_{cpl}		2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2
Secteur du flux N(i)	1	V ₂₁	V ₂₁	V ₀	V ₂₆	V ₂₆	V ₁₇	V ₃	V ₀	V ₅	V ₁₉	V ₂₂	V ₂₂	V ₀	V ₂₅	V ₂₅
	2	V ₁₆	V ₂	V ₇	V ₁	V ₁₅	V ₂₃	V ₂₃	V ₇	V ₂₅	V ₂₅	V ₁₇	V ₃	V ₇	V ₆	V ₂₀
	3	V ₂₂	V ₂₂	V ₁₄	V ₂₁	V ₂₁	V ₁₈	V ₄	V ₁₄	V ₆	V ₂₀	V ₂₃	V ₂₃	V ₁₄	V ₂₆	V ₂₆
	4	V ₁₇	V ₃	V ₀	V ₂	V ₁₆	V ₂₄	V ₂₄	V ₀	V ₂₆	V ₂₆	V ₁₈	V ₄	V ₀	V ₁	V ₁₅
	5	V ₂₃	V ₂₃	V ₇	V ₂₂	V ₂₂	V ₁₉	V ₅	V ₇	V ₁	V ₁₅	V ₂₄	V ₂₄	V ₇	V ₂₁	V ₂₁
	6	V ₁₈	V ₄	V ₁₄	V ₃	V ₁₇	V ₂₅	V ₂₅	V ₁₄	V ₂₁	V ₂₁	V ₁₉	V ₅	V ₁₄	V ₂	V ₁₆
	7	V ₂₄	V ₂₄	V ₀	V ₂₃	V ₂₃	V ₂₀	V ₆	V ₀	V ₂	V ₁₆	V ₂₅	V ₂₅	V ₀	V ₂₂	V ₂₂
	8	V ₁₉	V ₅	V ₇	V ₄	V ₁₈	V ₂₆	V ₂₆	V ₇	V ₂₂	V ₂₂	V ₂₀	V ₆	V ₇	V ₃	V ₁₇
	9	V ₂₅	V ₂₅	V ₁₄	V ₂₄	V ₂₄	V ₁₅	V ₁	V ₁₄	V ₃	V ₁₇	V ₂₆	V ₂₆	V ₁₄	V ₂₃	V ₂₃
	10	V ₂₀	V ₆	V ₀	V ₅	V ₁₉	V ₂₁	V ₂₁	V ₀	V ₂₃	V ₂₃	V ₁₅	V ₁	V ₀	V ₄	V ₁₈
	11	V ₂₆	V ₂₆	V ₇	V ₂₅	V ₂₅	V ₁₆	V ₂	V ₇	V ₄	V ₁₈	V ₂₁	V ₂₁	V ₇	V ₂₄	V ₂₄
	12	V ₁₅	V ₁	V ₁₄	V ₆	V ₂₀	V ₂₂	V ₂₂	V ₁₄	V ₂₄	V ₂₄	V ₁₆	V ₂	V ₁₄	V ₅	V ₁₉

Tableau III.10 Sélection des tensions \vec{V}_s d'un onduleur à 3-niveaux de tension

La structure complète du contrôle direct du couple d'une MSAP alimentée par un onduleur à 3-niveaux de tension est représentée par la figure III.13.

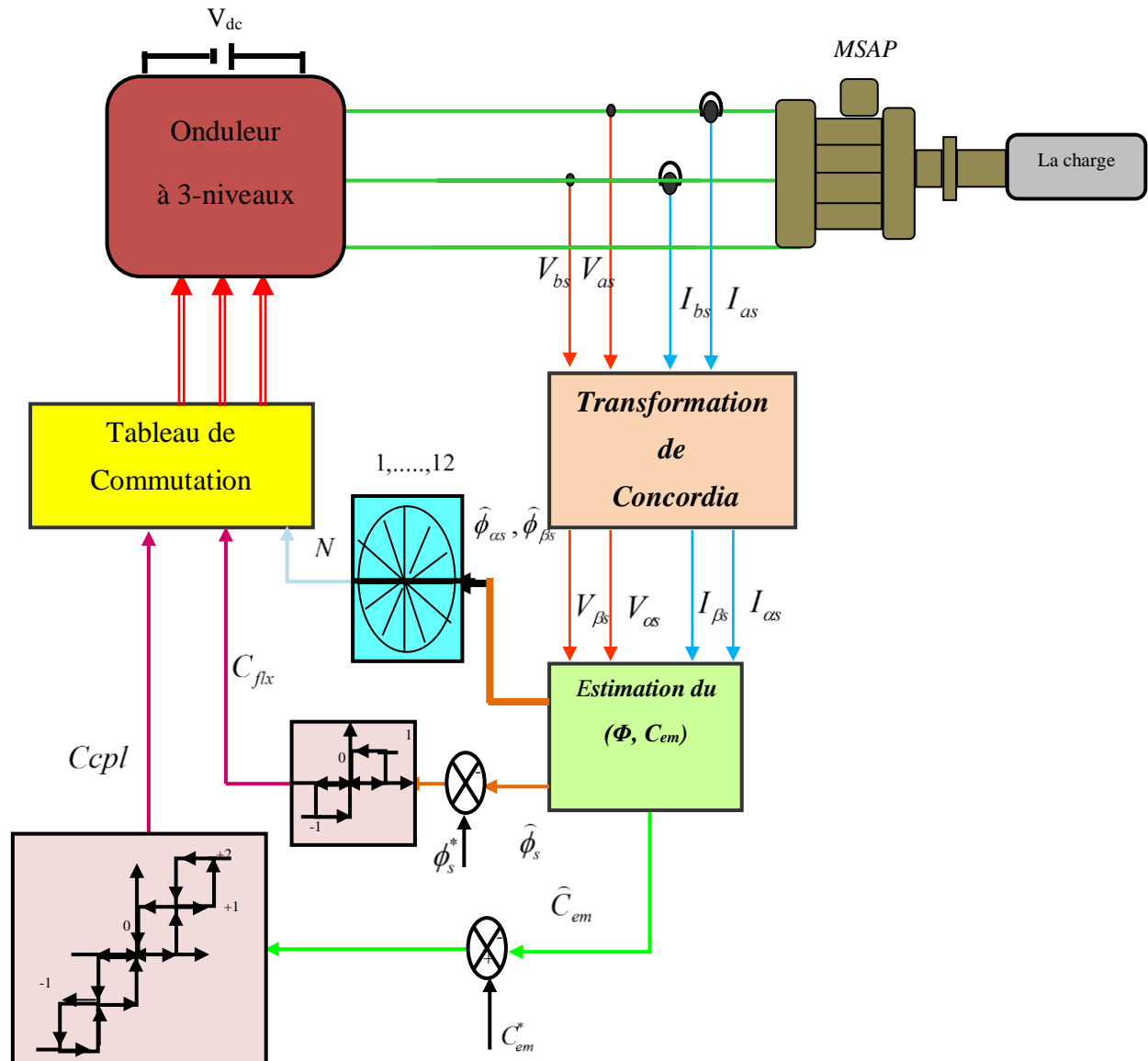
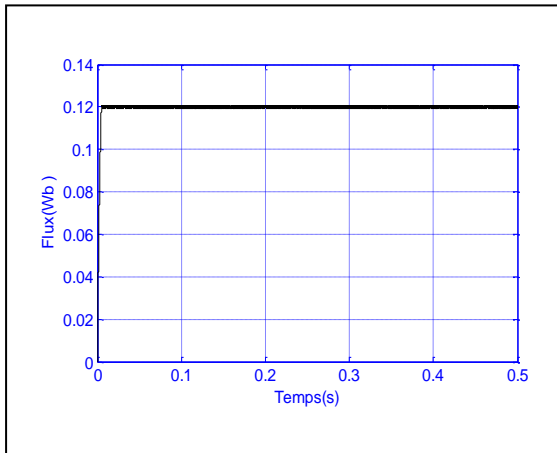


Figure III.13 la structure générale du contrôle direct du couple avec onduleur de tension à 3-niveaux

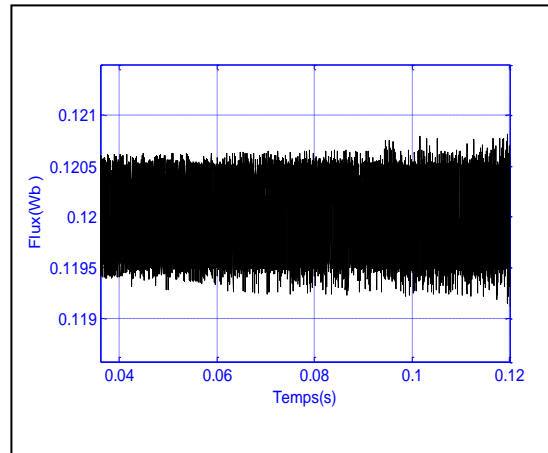
III.7 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS

Les figures (III.21, III.22) illustrent des ondulations faibles du couple et du flux notamment dans le cas d'une alimentation par un onduleur à 3-niveaux. Les dépassements des bandes d'hystérésis sont tout à fait logiques suite au fonctionnement propre des comparateurs. Les réponses du couple électromagnétique et du flux lors d'un changement des consignes nominales du couple et du flux sont très rapides. La dynamique de vitesse est très rapide sans dépassement et sans erreur statique. On peut également observer l'établissement rapide du courant de ligne durant la phase de transition de la commande.

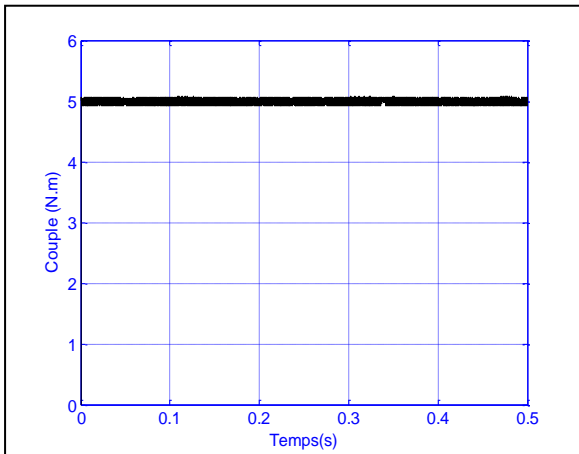
Essai 1 : DTC sans boucle de vitesse



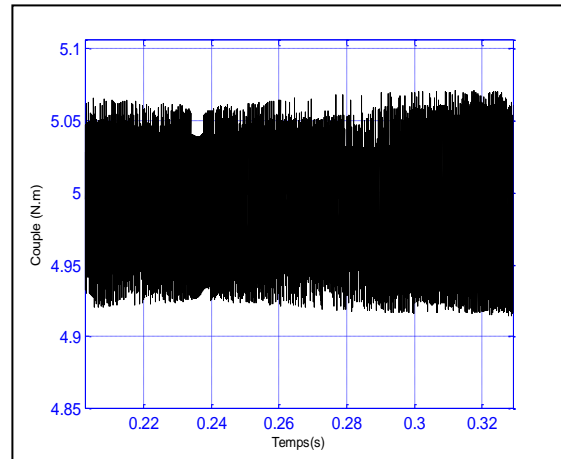
(a) Flux statorique



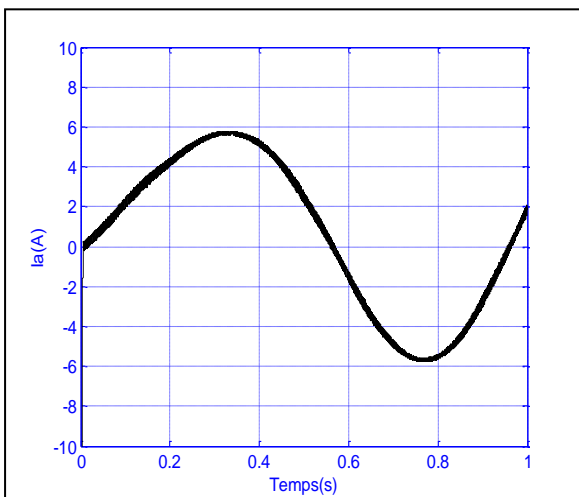
(b) Ondulation du flux statorique



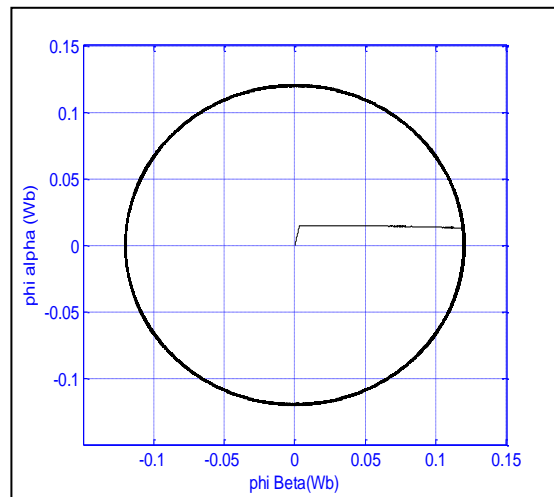
(c) Couple électromagnétique



(d) Ondulation Couple électromagnétique



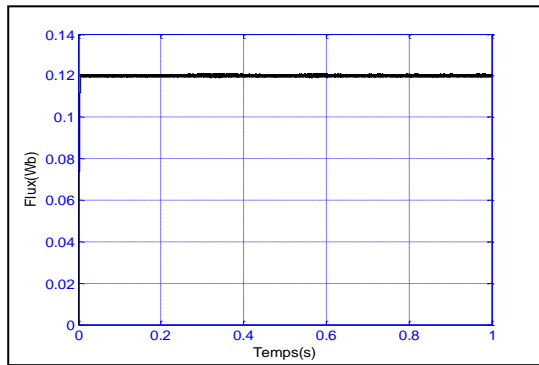
(e) Courant de phase



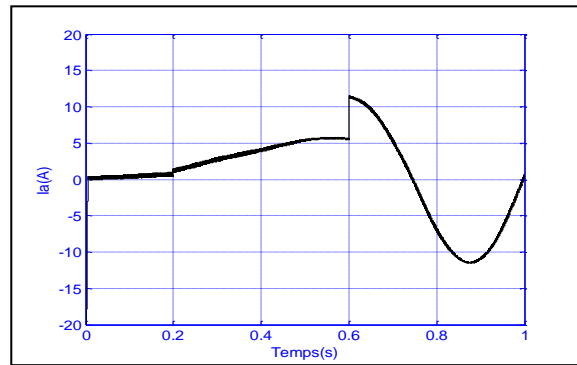
(f) Trajectoire du flux statorique

Figure III.14 Résultats de simulation de la DTC classique

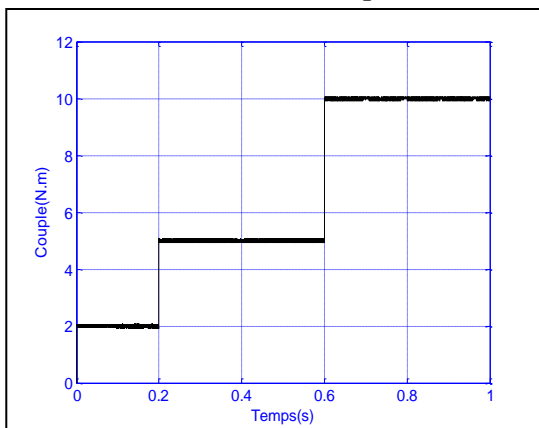
Essai 2 : Test le découplage



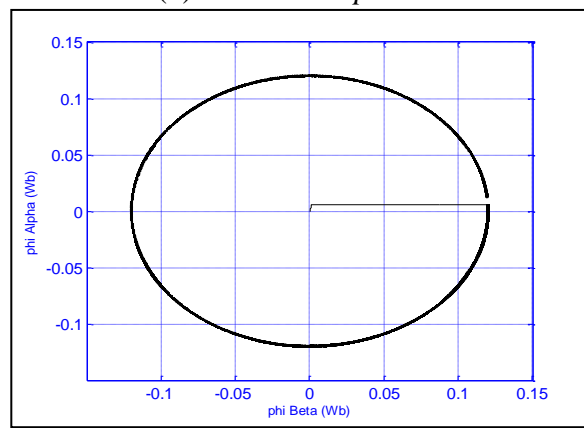
(b) Flux statorique



(b) Courant de phase

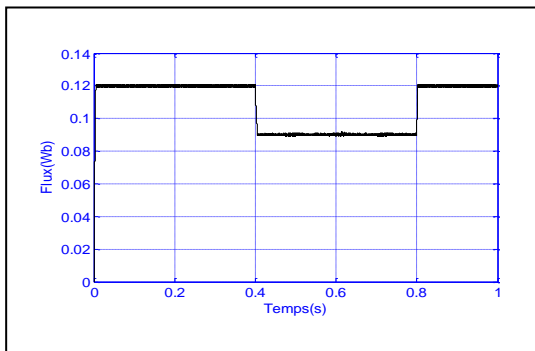


(c) Couple électromagnétique

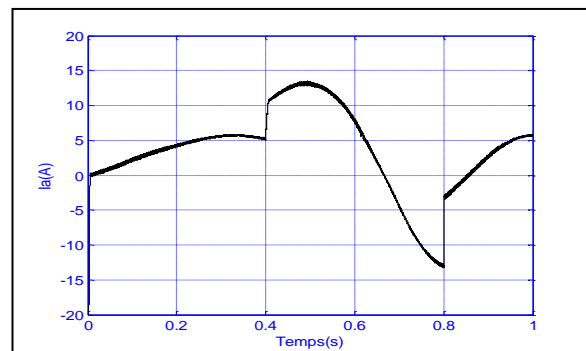


(d) Trajectoire du flux

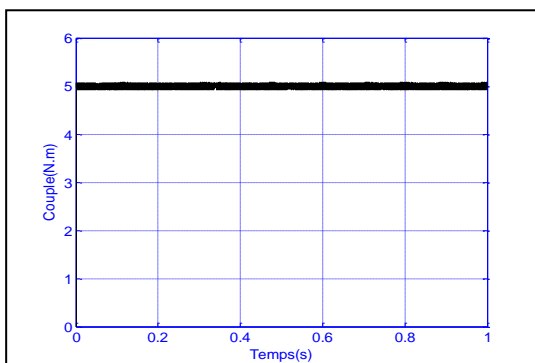
Figure III.15 Test de la variation du couple



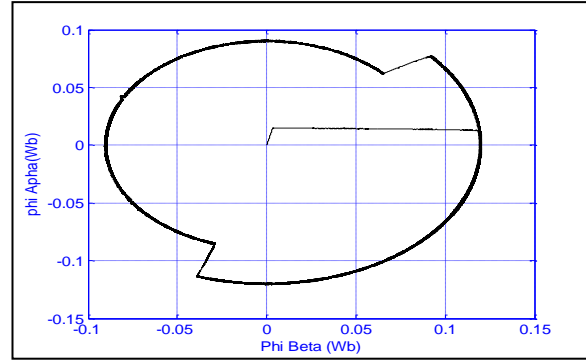
(b) Flux statorique



(b) Courant de phase



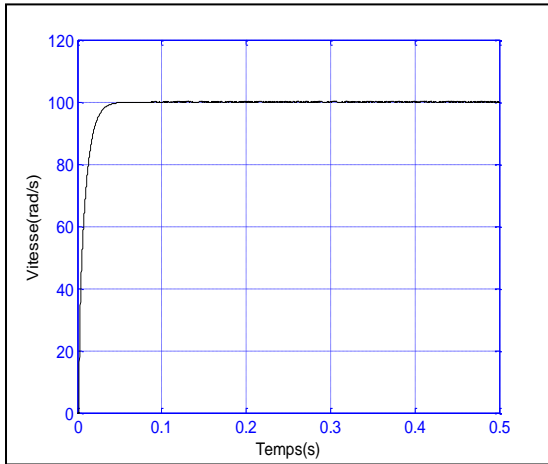
(c) Couple électromagnétique



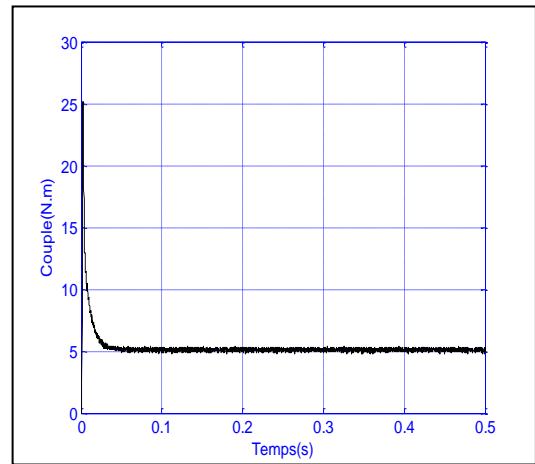
(d) Trajectoire du flux

Figure III.16 Test de la variation du Flux

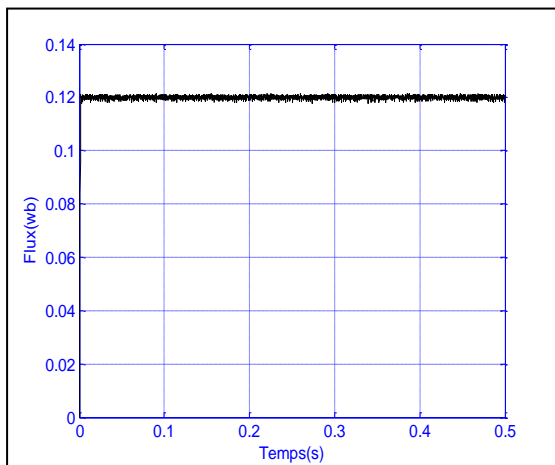
Essai 3 : DTC avec boucle de régulation de vitesse



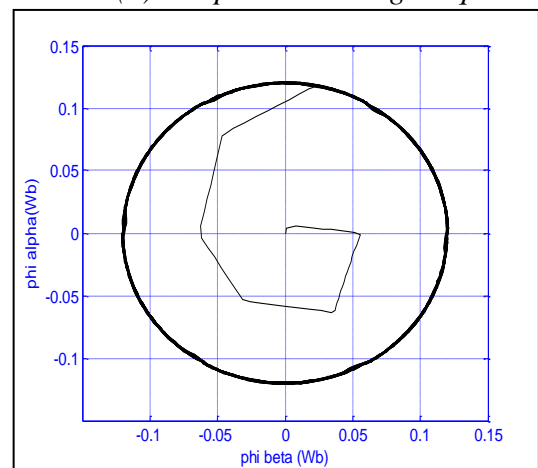
(a) Vitesse de rotation



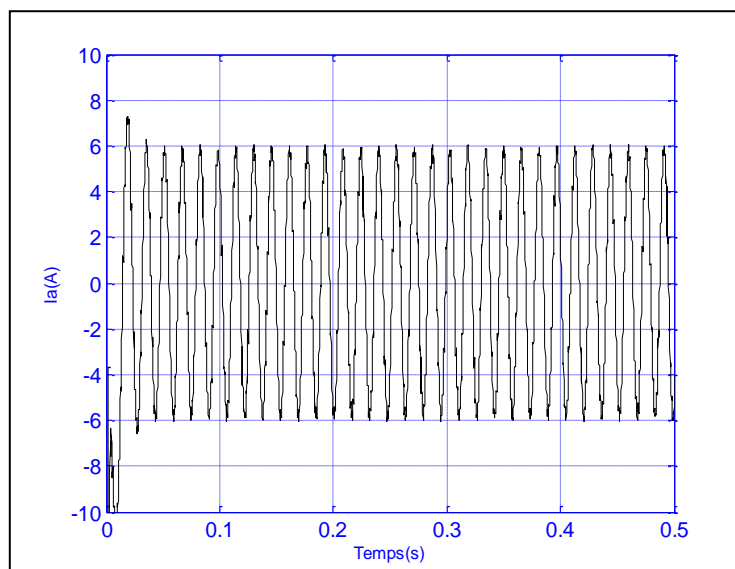
(b) Couple électromagnétique



(c) Flux statorique



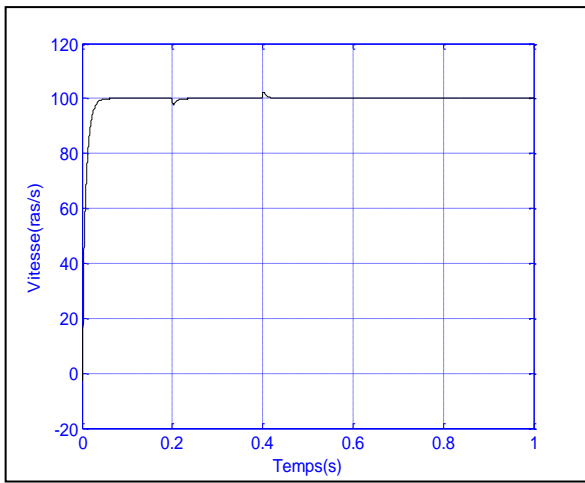
(d) Trajectoire du flux statorique



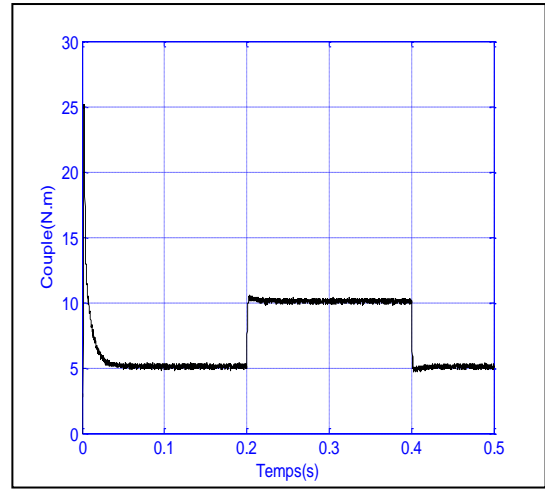
(e) Courant de phase Ia

Figure III.17 DTC avec boucle de vitesse

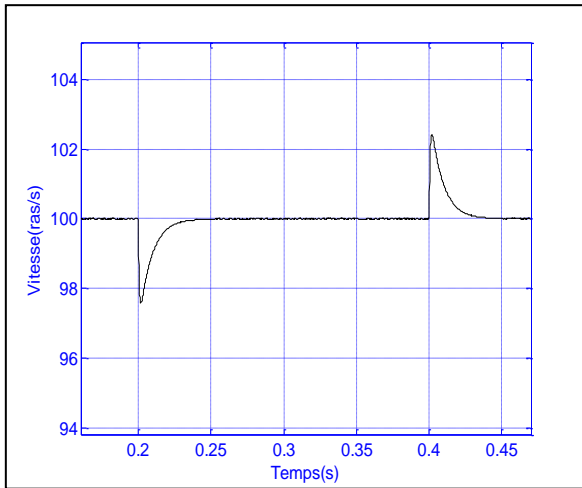
Essai 4 : Démarrage en charge 5N.m et application d'une charge entre 0.2s et 0.4s



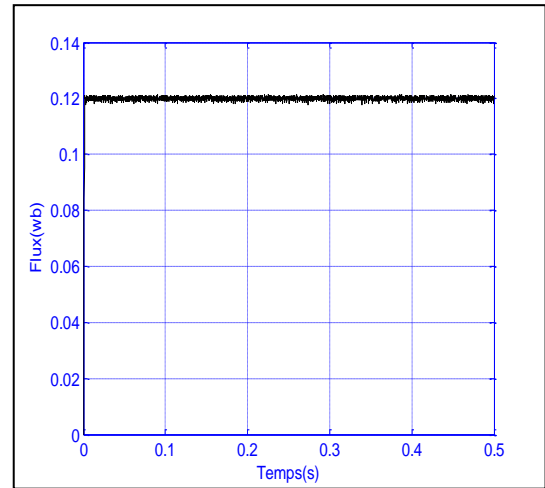
(a) Vitesse de rotation



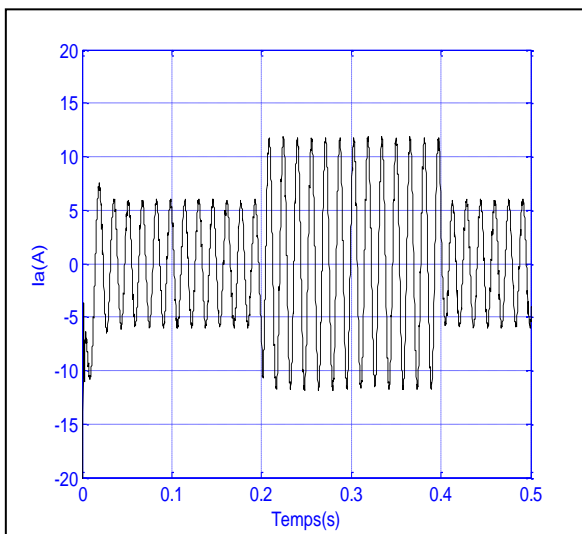
(b) Couple électromagnétique



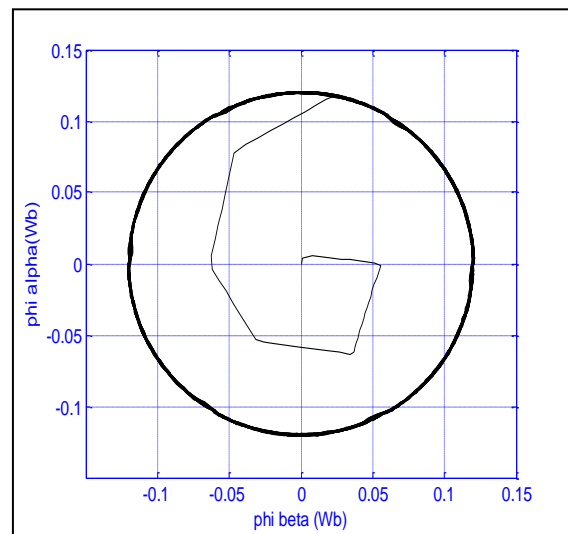
(c) Zoom de vitesse



(d) Flux statorique



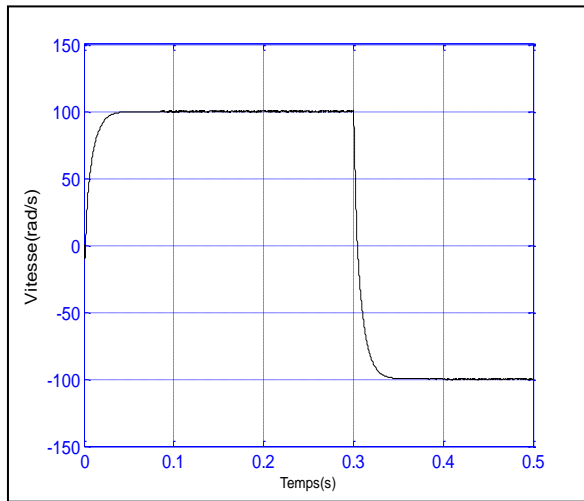
(e) Courant de phase Ia



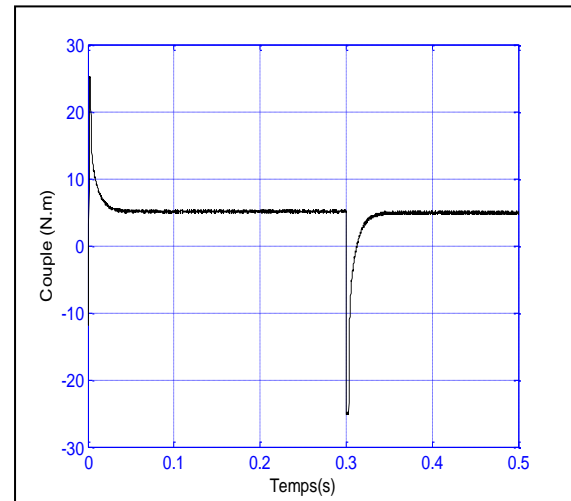
(f) Trajectoire du flux

Figure III.18 DTC avec démarrage en charge 5 N.m puis augmentation de la charge entre 0.2s et 0.4s

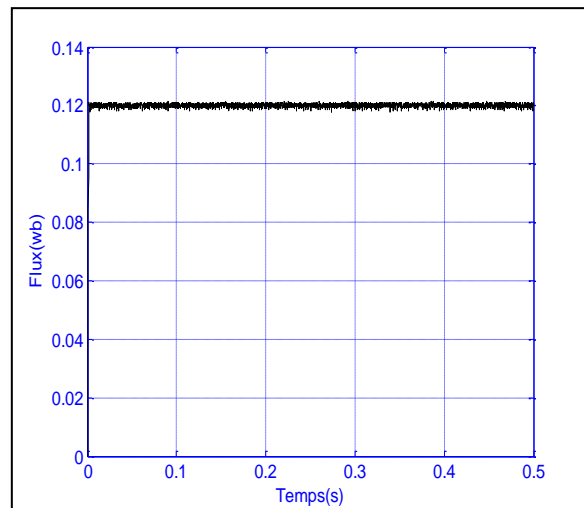
Essai 5 : Inversion du sens de rotation



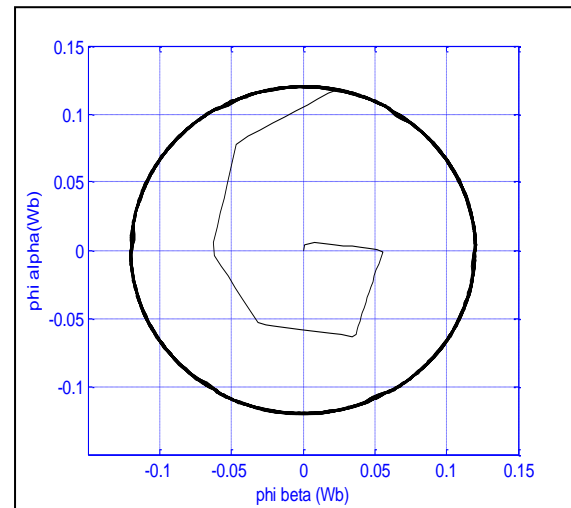
(a) *Vitesse de rotation*



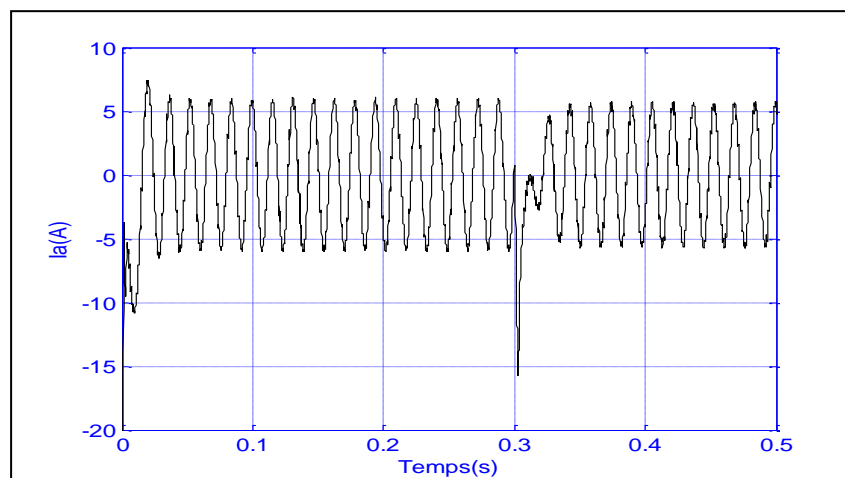
(b) *Couple électromagnétique*



(c) *Flux statorique*



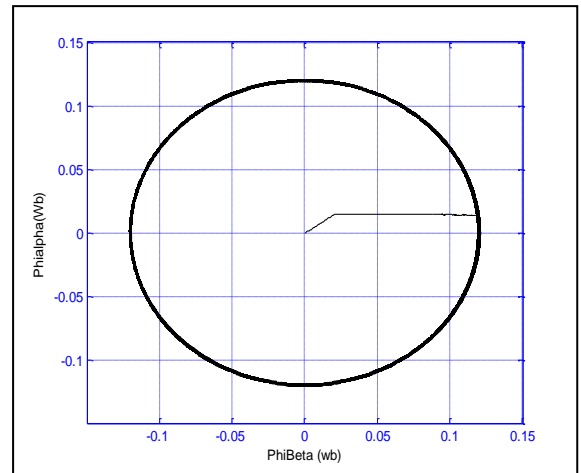
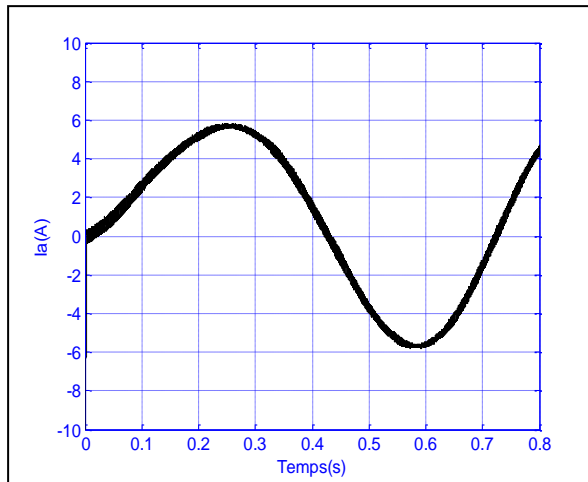
(d) *Trajectoire flux*



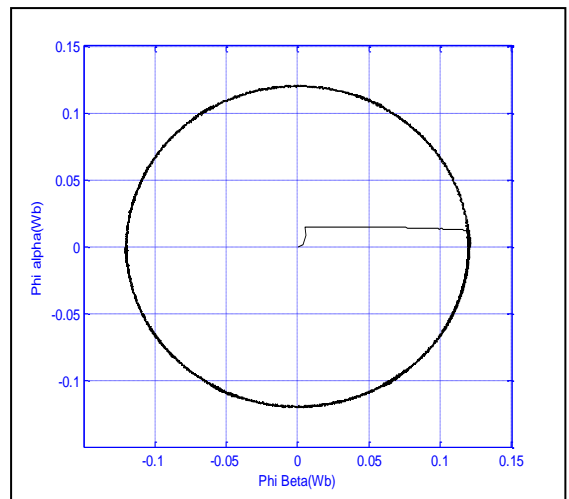
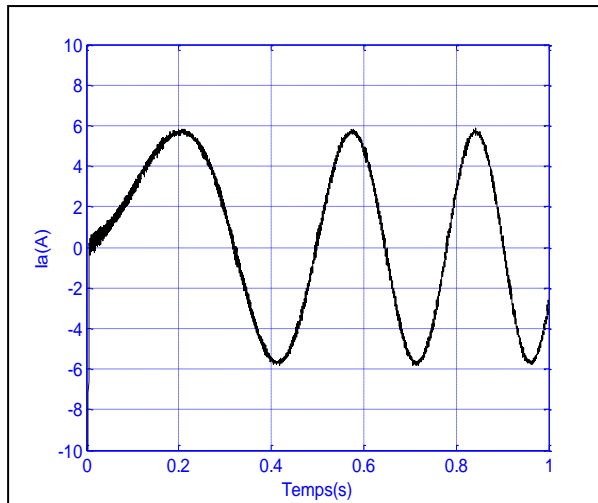
(e) *Courant de phase Ia*

Figure III.19 DTC avec inversion du sens de rotation

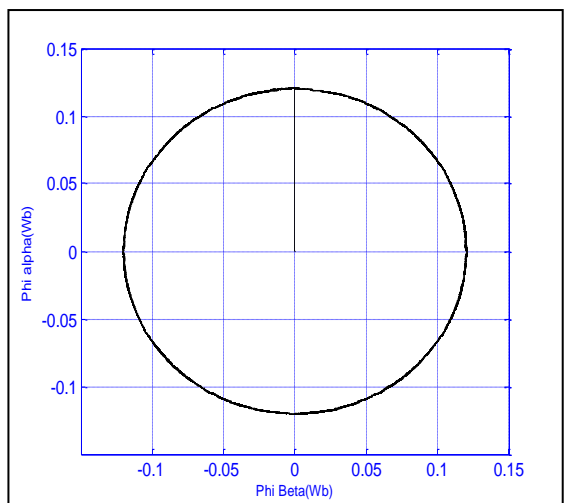
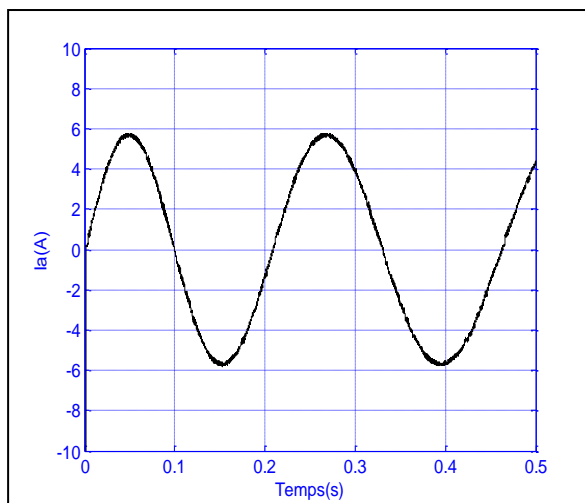
Essai 6 : Amélioration de la DTC classique



(a) DTC avec décalage Zonal

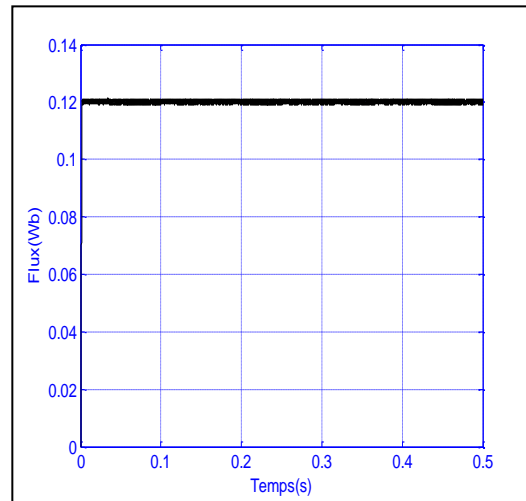
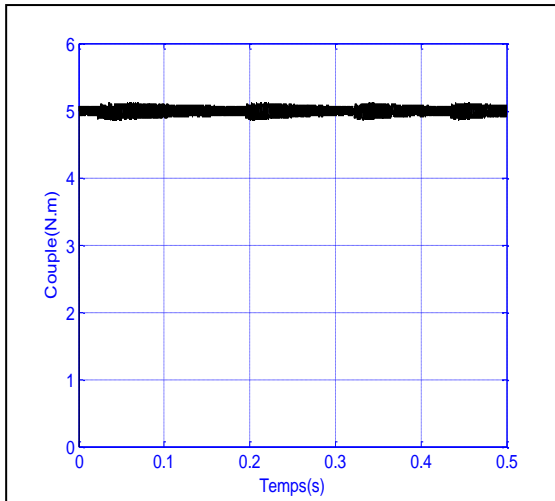


(b) DTC avec 12 secteurs (c)

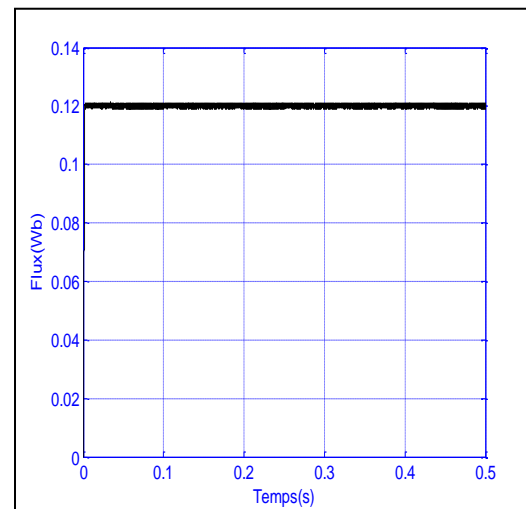
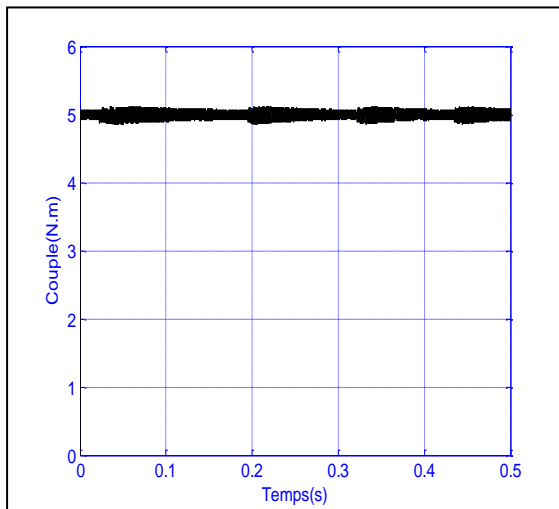


(c) DTC avec onduleur de 3 niveaux

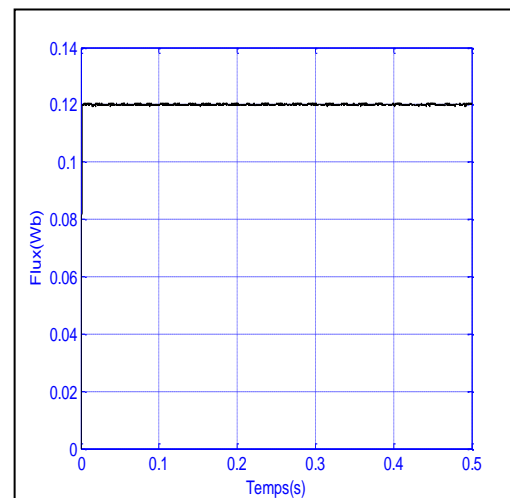
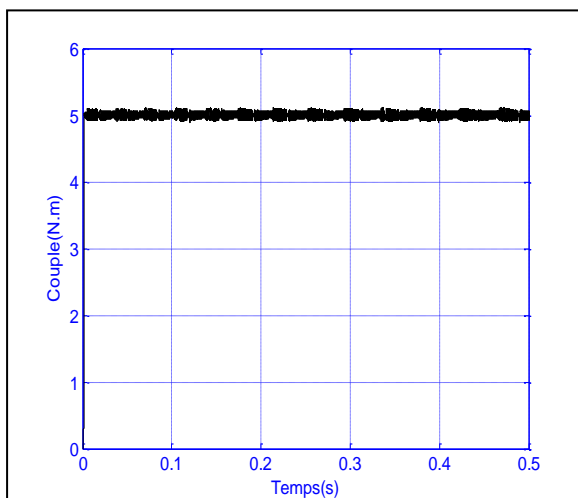
Figure III.20 Résultats du courant et trajectoire du flux pour DTC modifiée



(a) DTC avec décalage Zonal

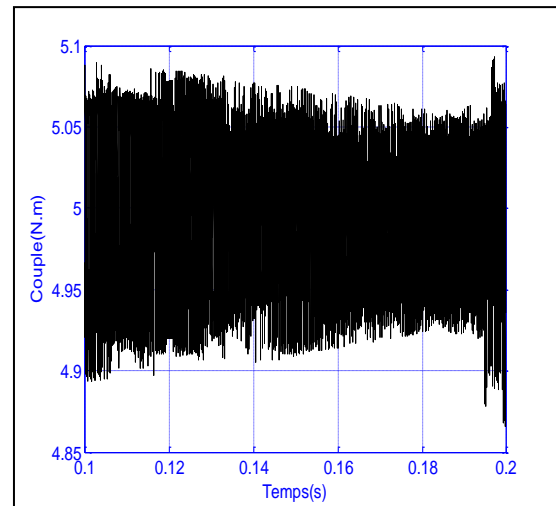
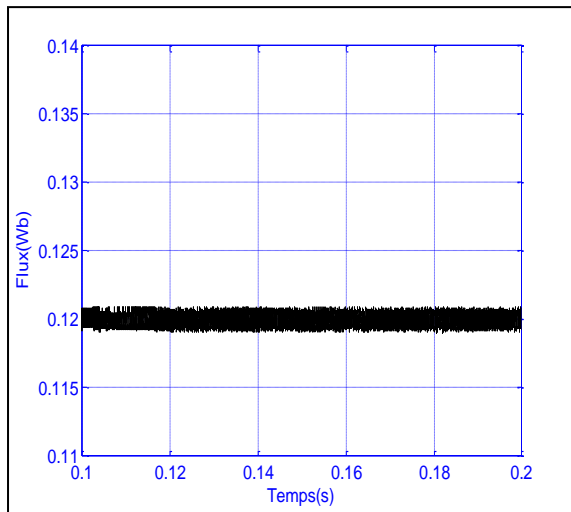


(b) DTC avec 12 secteurs

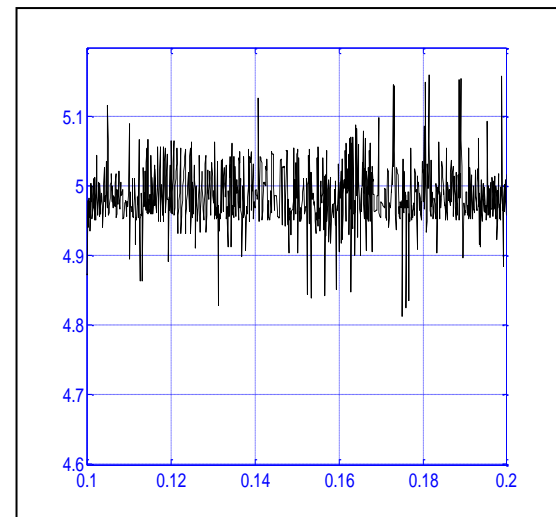
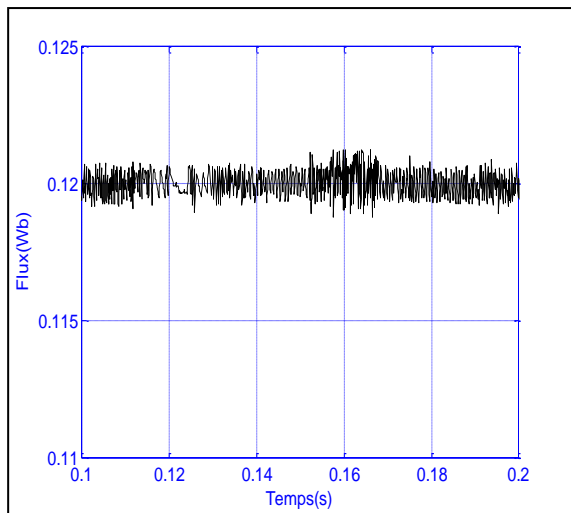


(c) DTC avec onduleur de 3 niveaux

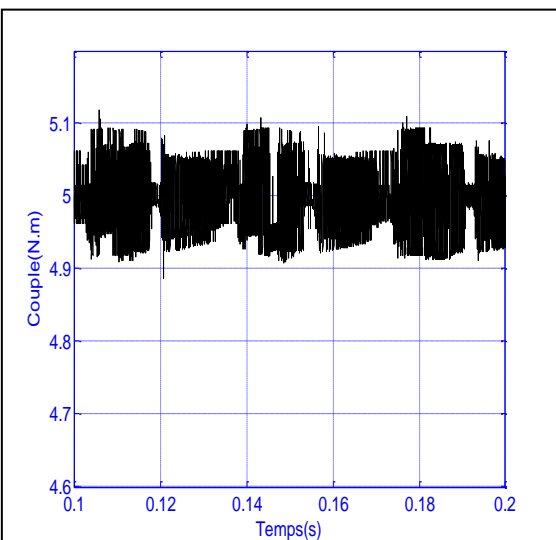
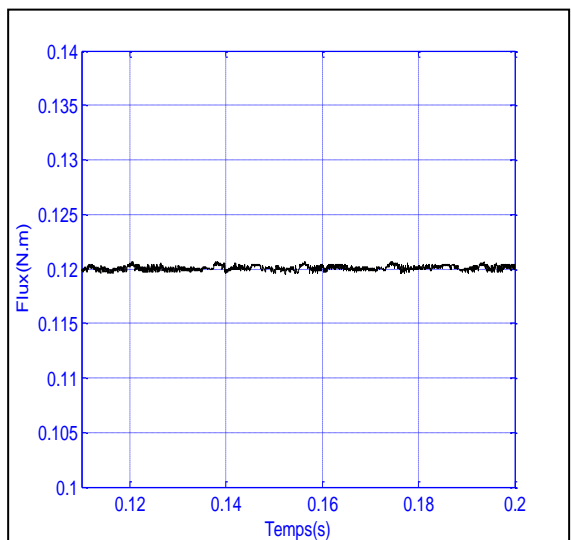
Figure III.21 Résultats du couple et du flux pour DTC modifiée



(a) DTC avec décalage Zonal

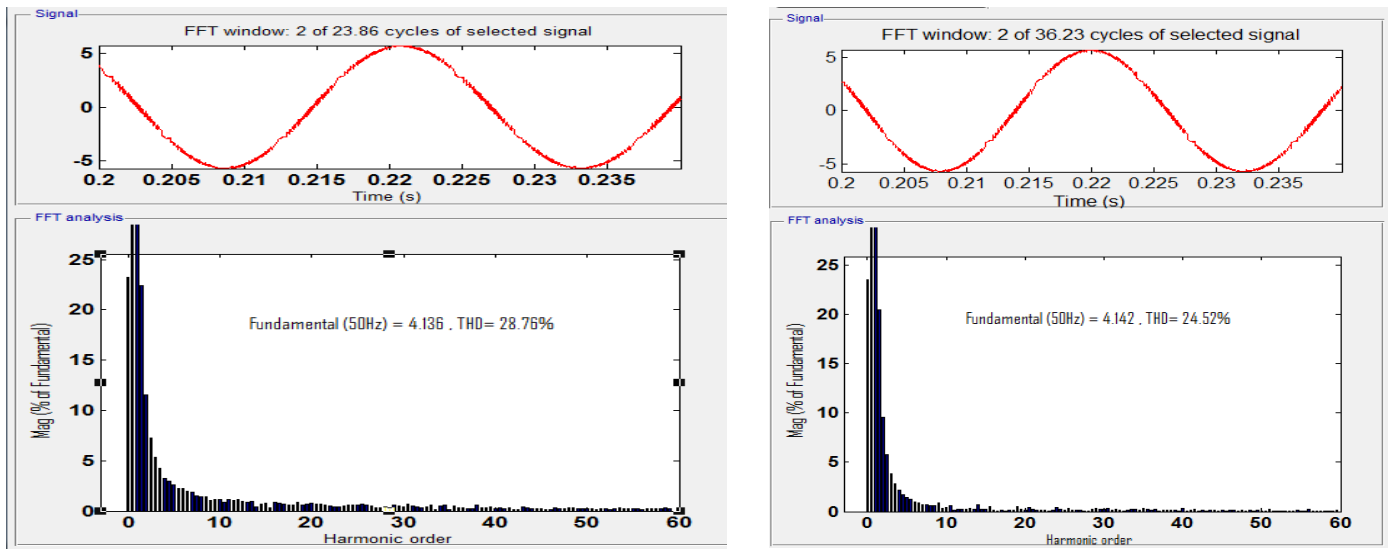


(b) DTC avec 12 secteurs



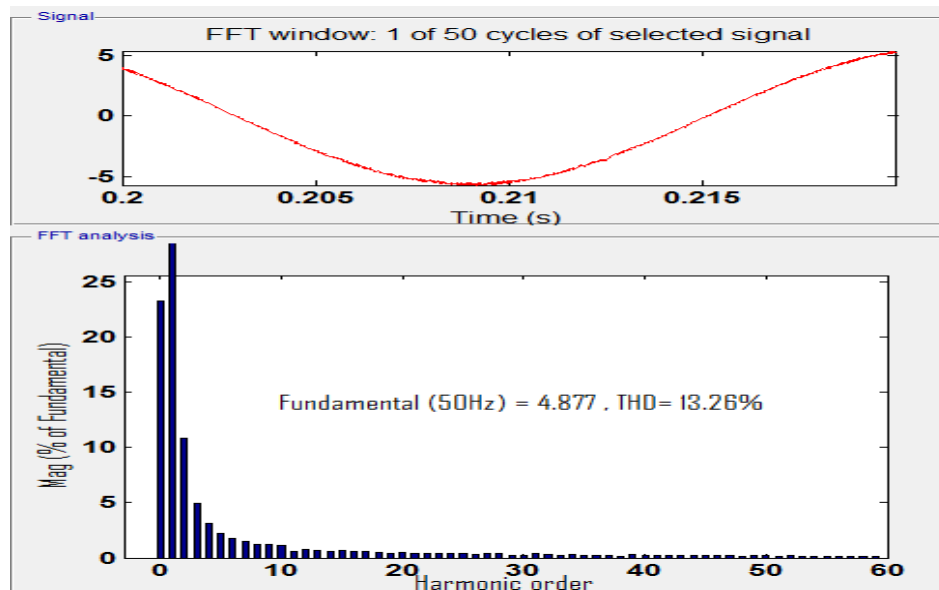
(c) DTC avec onduleur à 3 niveaux

Figure III.22 Zoom du couple et du flux

Essai7 : Analyse des harmoniques des spectres du courant statorique

(a) DTC avec un décalage zonal

(b) DTC à douze secteurs



(b) DTC avec onduleur à trois niveaux

Figure III.23 Analyse des harmoniques des spectres du courant statorique

Donc à partir des résultats de la figure III.23, nous pouvons remarquer que le tau harmonique des courants est considérablement réduit par rapport à la commande DTC classique, pour le courant statorique. Alors, l'utilisation de l'onduleur à trois niveaux en générale permet d'améliorer certaines performances du DTC classique, tels que les ondulations du couple et de flux et la fréquence de commutation des interrupteurs.

Dans le Tableau III.11, nous résumons les résultats de simulation obtenus par les technique DTC :

	THD Isa (A)	Minimisations des ondulations du couple	Minimisations des ondulations du flux	Fréquence de commutation
DTC - DTC avec décalage Zonal	28, 76%	Bonne	Bonne	Non maîtrisée
DTC à 12 secteurs	24.52%	Bonne	Bonne	Non maîtrisée
DTC avec un onduleur à trois niveaux	13, 26%	Très bonne	Très bonne	Non maîtrisée

Tableau III.11 Etude comparative entre les types de la commande DTC

III. 8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la *DTC* classique et les modifications apportées à sa structure en vue d'améliorer son comportement et réduire les harmoniques.

Les résultats de simulation obtenus ont montrés que la *DTC* classique donne de bonnes performances en matière de poursuite, tandis que les structures améliorées apportent une réduction des fluctuations sur le couple et le flux statorique et par conséquent une réduction des harmoniques, des pertes électriques et des vibrations .On peut affirmer que les avantages liés à l'utilisation d'un onduleurs à 3-niveaux de structure *NPC* sont nombreux, on peut citer entre autre, l'augmentation de la puissance de l'installation, la diminution de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance et l'amélioration des formes d'ondes des grandeurs de sortie.

Cette technique de commande *DTC* présente de fortes oscillations au niveau du couple et du flux à cause de la variation de fréquence de commutation pour l'onduleur avec une estimation du flux statorique peu précise.

Le chapitre suivant fera l'objet d'une amélioration de la maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur et par conséquent une réduction des ondulations.

Chapitre IV

*Commande DTC de la MSAP
par les techniques SVM*

IV.1 INTRODUCTION

On a mentionné dans le chapitre précédent que l'onduleur peut générer six vecteurs non nuls et deux vecteur nuls. D'autre part, les niveaux des comparateurs d'hystérésis du flux et du couple sont limités respectivement par deux et trois niveaux, dans ce cas, on ne peut pas distinguer entre les petites et les grandes erreurs ainsi que les valeurs de tension choisies correspondantes à chaque erreur. De plus la fréquence de modulation est variable. A cet effet des ondulations élevées apparaissent sur le courant, le couple et le flux, ce qui a créé un vaste champ de recherche et par conséquent des travaux de recherche sont actuellement développés pour résoudre ces problèmes sans perdre de vue la simplicité de la commande DTC classique[Saa-17,Oul-18].

Dans ce chapitre, nous présentons une amélioration du taux d'harmonique de la commande DTC. Pour cela, nous développons dans ce chapitre des méthodes permettant de contrôler la fréquence de commutation de la commande DTC. Les résultats de simulation de ces méthodes de commande proposées viendront mettre en évidence la maîtrise de la fréquence de commutation et les performances du contrôle direct du couple et du flux.

IV.2 LA TECHNIQUE SVM- DTC

Dans cette partie, nous allons développer une nouvelle approche de la commande DTC en se basant sur la technique de la modulation vectorielle (SVM) avec des comparateurs à hystérésis. Cette méthode détermine le module du vecteur \vec{V}_s en fonction de l'erreur du couple électromagnétique. En effet, le module de la tension est choisi maximal si le couple se trouve au-delà d'une certaine limite de l'erreur du couple; le module de \vec{V}_s diminue graduellement vers zéro si le couple s'approche de sa valeur de référence. L'angle du vecteur \vec{V}_s est déterminé suivant l'erreur du flux statorique et du couple électromagnétique. La modulation vectorielle est utilisée pour déterminer le module et l'angle du vecteur de tension \vec{V}_s [Mil-06].

IV.2.1 Détermination du module du vecteur \vec{V}_s

Le module du vecteur de tension \vec{V}_s est déterminé en fonction de l'erreur du couple. La procédure du choix du module du vecteur \vec{V}_s est décrite dans la figure IV.1.

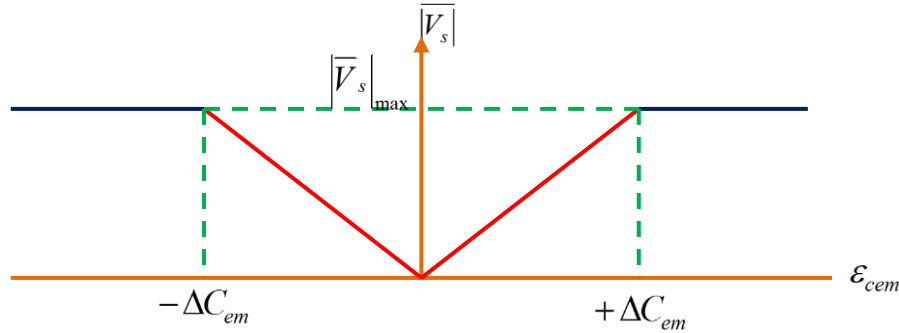


Figure IV.1 Détermination du module du vecteur \bar{V}_s

Avec ΔC_{em} : Limite de l'erreur du couple.

On procède au choix du module du vecteur de tension selon les cas suivants :

❖ Pour une erreur maximale dans le couple, le module du vecteur choisi sera maximal.

❖ Pour une erreur inférieure à $\pm \Delta C_{em}$, le module du vecteur \bar{V}_s diminuera graduellement suivant la pente dressée dans la figure IV.1

❖ Pour une erreur nulle, le module du vecteur \bar{V}_s choisi sera nul.

Dans notre cas on choisit la valeur maximale du module de vecteur tension maximale est donné par la relation suivante :

$$V_s = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \quad (\text{IV.1})$$

IV.2.2 Détermination de l'angle du vecteur \bar{V}_s

L'angle du vecteur de tension de référence par rapport au vecteur flux statorique doit être choisi de manière à maintenir le flux statorique et le couple dans une bande d'hystérésis bien définie. Si δ est l'angle entre le vecteur tension de référence et le vecteur flux, alors il est choisi selon les considérations suivantes :

❖ Si l'erreur est négative dans le flux ($\varphi_s^* - \varphi_s < 0$), dans ce cas, on définit un angle δ_a D'où l'angle δ est exprimé par : δ_a entre le vecteur \bar{V}_s et le vecteur φ_s égal à $(2\pi/3)$.

$$\delta = \theta_s + \delta_a \quad (\text{IV.2})$$

❖ Si l'erreur est positive dans le flux ($\varphi_s^* - \varphi_s > 0$). Dans ce cas, on définit un angle δ_a entre le vecteur \bar{V}_s et le vecteur φ_s égal à $(\pi/3)$. D'où l'angle δ est exprimé par :

$$\delta = \theta_s + \delta_a \quad (\text{IV.3})$$

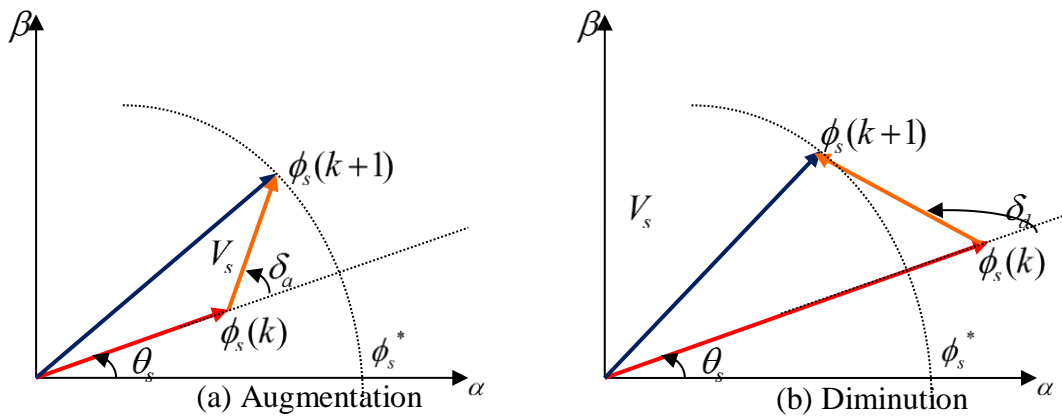


Figure IV.2 Détermination de l'angle du vecteur \vec{V}_s

Avec :

- ❖ δ : Angle du vecteur \vec{V}_s dans le plan (α, β) .
- ❖ θ_s : Position du flux.

En général, pour un comparateur à hystérésis à deux niveaux, l'angle δ est exprimé par la relation suivante :

$$\delta = \theta_s + \frac{\pi}{3}(2 - C_f) \tag{IV.4}$$

- ❖ C_f : Sortie du comparateur du flux.

Le tableau IV.1 résume le choix de l'angle δ du vecteur \vec{V}_s en fonction des sorties des comparateurs à hystérésis du couple et du flux.

flux	0			1		
Couple	-1	0	1	-1	0	1
Angle δ	$\theta_s - \delta_a$	$\theta_s + \pi$	$\theta_s + \delta_a$	$\theta_s - \delta_a$	θ_s	$\theta_s + \delta_a$

Table IV.1 Tableau de choix de l'angle δ du vecteur \vec{V}_s

La commande SVM-DTC exige l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le flux et un comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le couple C_{em} ce qui implique que le contrôle sera effectué principalement sur le couple.

IV.2.3 Génération des états des interrupteurs de l'onduleur

Le vecteur tension obtenu à partir de la caractéristique $|\vec{V}_s| = f(\varepsilon_{cem})$ est livré à la modulation vectorielle qui à son tour génère les états S_a, S_b et S_c des interrupteurs en utilisant l'algorithme suivant [Mil -06, Nou-07] :

a) Calcul les composantes biphasées V_α, V_β du vecteur tension désiré \vec{V}_s en utilisant les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = V_s \cos(\theta_s) \\ V_{s\beta} = V_s \sin(\theta_s) \end{cases} \quad (IV.5)$$

b) Calcul du secteur où se trouve le vecteur tension désiré.

c) Obtenir les vecteurs de commutation V_1 et V_2 ainsi que leur cycle de fonctionnement t_1 et t_2 en utilisant la figure 4.2 . Calculer ensuite le cycle de fonctionnement du vecteur de commutation nul ($t_0 = 1 - t_1 - t_2$).

d) Calcul de la position relative de l'horloge (PRH) dans le temps d'échantillonnage en utilisant les équations suivantes [Mil-07] :

$$PRH = \text{Rem}(t/T_s)/T_s \quad (IV.6)$$

La valeur du PRH permet d'obtenir les composantes S_a , S_b et S_c du vecteur de commutation selon la routine suivante :

- ❖ Si $PRH < t_0/4$ alors le vecteur de commutation est $V_0 = (0 \ 0 \ 0)$
- ❖ Sinon, si $PRH < t_0/4 + t_1/2$ alors le vecteur de commutation est V_1
- ❖ Sinon, si $PRH < t_0/4 + (t_1 + t_2)/2$ alors le vecteur de commutation est V_2
- ❖ Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + (t_1 + t_2)/2$ alors le vecteur de commutation est $V_7 = (1 \ 1 \ 1)$
- ❖ Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + t_1/2 + t_2$ alors le vecteur de commutation est V_2
- ❖ Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + t_1 + t_2$ alors le vecteur de commutation est V_1

Sinon, le vecteur de commutation est $V_0 = (0 \ 0 \ 0)$

IV.2.4 Structure générale de la commande SVM -DTC

La structure de la commande directe du couple utilisant la MLI vectorielle (SVM) est composée de deux boucles de régulation (flux et couple) et de plusieurs blocs. Le bloc alimentation continue, le bloc onduleur de tension, le bloc machine synchrone triphasée ($MSAP$), le bloc estimateur des grandeurs de contrôle, le bloc de calcul du module et de l'angle du vecteur de tension \bar{V}_s et le bloc de la MLI vectorielle. Il est rappelé que les comparateurs à hystérésis sont avec deux niveaux pour le flux et trois niveaux pour le couple [Oul-18].

La structure de la commande $SVM-DTC$ est réalisée en se basant sur celle de la commande DTC classique.

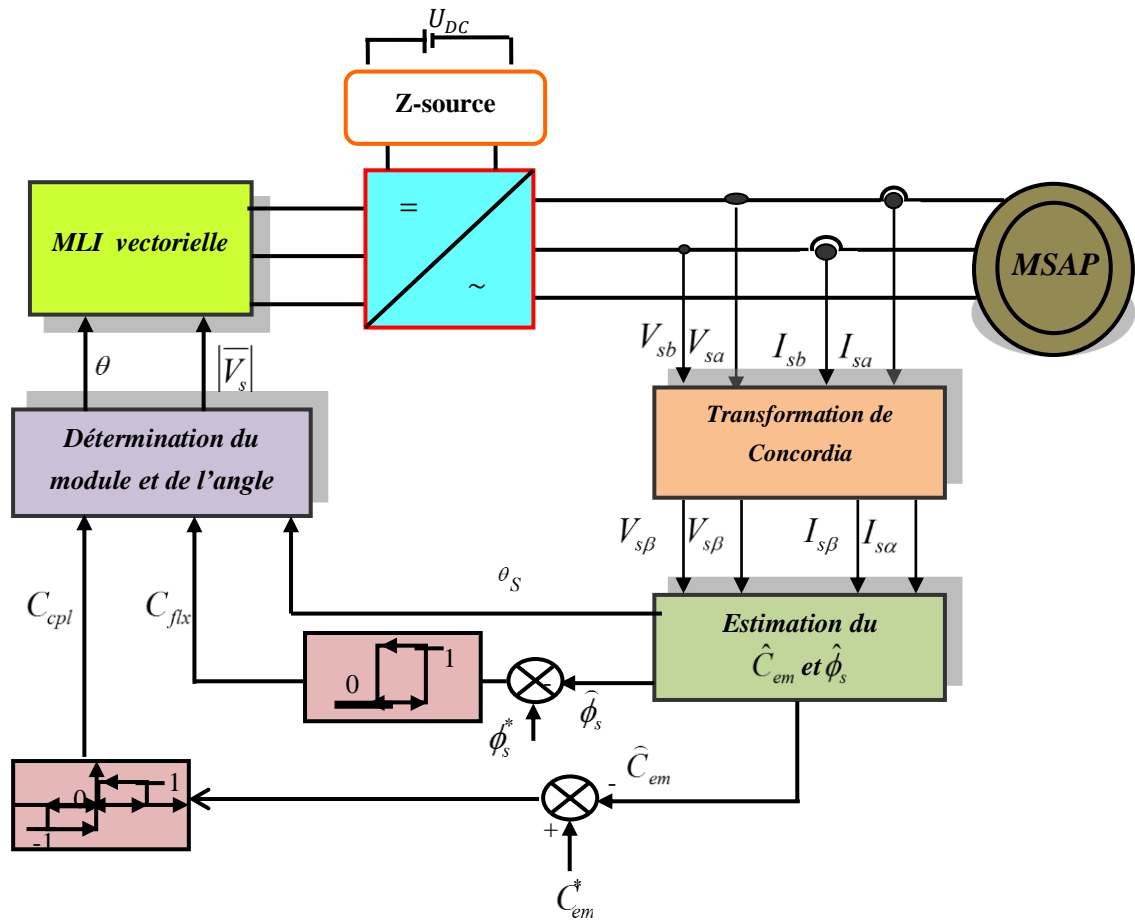


Figure IV.3 Schéma de la structure générale de la commande SVM- DTC

IV.3 LA COMMANDE DE MSAP PAR DTC-SVM PREDICTIVE

La structure de la commande (DTC-SVM) prédictive de MSAP alimenté par onduleur de tension est présentée par la Figure IV.4. Le principe de la commande DTC-SVM prédictif est généralement basé sur l'utilisation d'un contrôleur prédictif (Fig. IV.5), qui nécessite des informations sur l'amplitude et la position du vecteur du flux statorique, du flux statorique de référence, ϕ_{Sref}^* l'amplitude du flux estimer $\hat{\phi}_s$, la valeur du courant mesuré i_s , et l'erreur du couple ΔC_e . Ensuite le contrôleur prédictif détermine le vecteur de tension statorique de référence de la commande dans les coordonnées polaire et le délivre pour le modulateur vectorielle (SVM), qui génère les impulsions (S_a, S_b, S_c) pour commander l'onduleur [Mes-16] ;

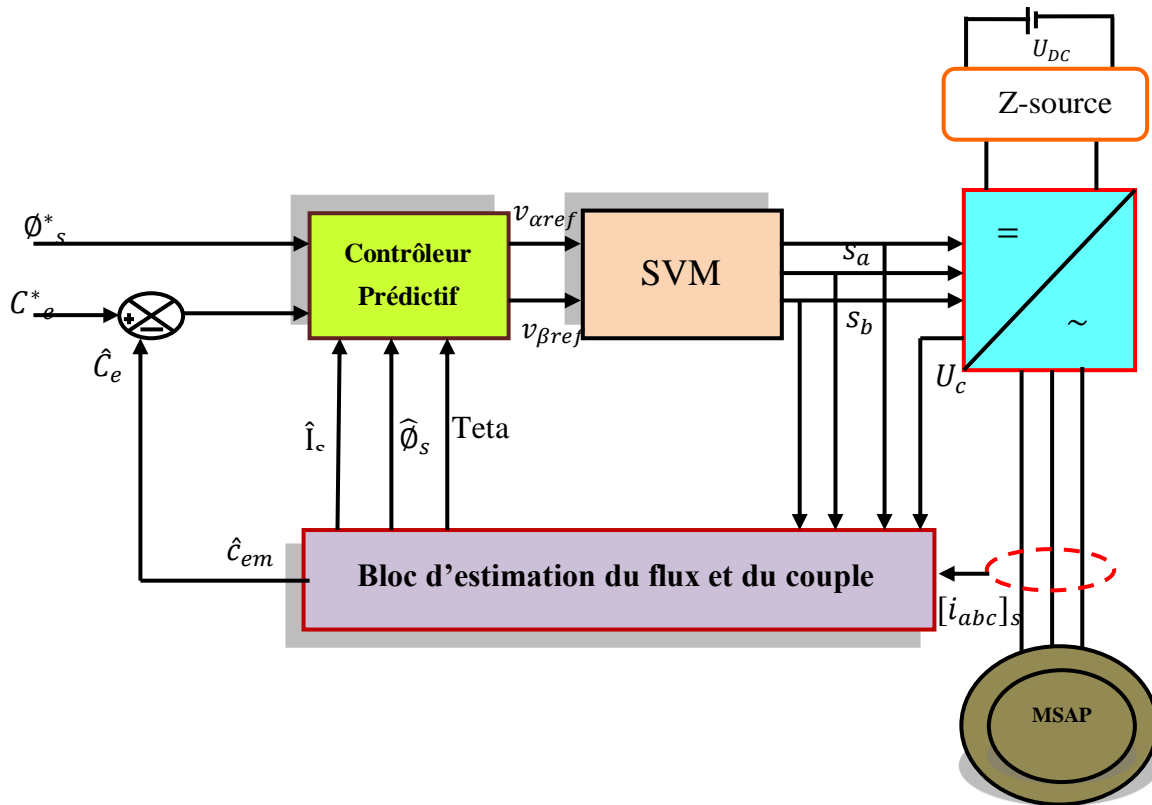


Figure IV.4 Schéma de la commande par DTC-SVM prédictive d'une MSAP

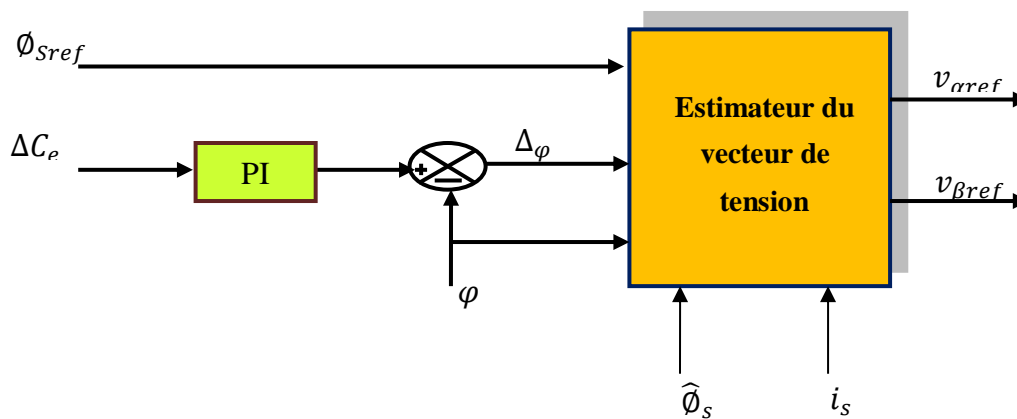


Figure IV.5 la structure de contrôleur prédictif.

IV.3.1 Calcul des vecteurs de tension statorique de référence $v_{\alpha ref}, v_{\beta ref}$

A partir de l'équation(III.7) du couple électromagnétique, le couple électromagnétique peut être changé par le contrôle de l'angle du couple γ . Si on applique un vecteur tension adéquat pendant une période d'échantillonnage T , et on considère le flux statorique constant, la variation du couple s'exprime par la relation suivante [Oul-09, Mes-16] :

$$\Delta C_{em} = \frac{3}{2} \left[\frac{p}{L_s} \varphi_s \varphi_r \sin(\gamma + \Delta\gamma) - \frac{p}{L_s} \varphi_s \varphi_r \sin(\gamma) \right] \quad (IV.7)$$

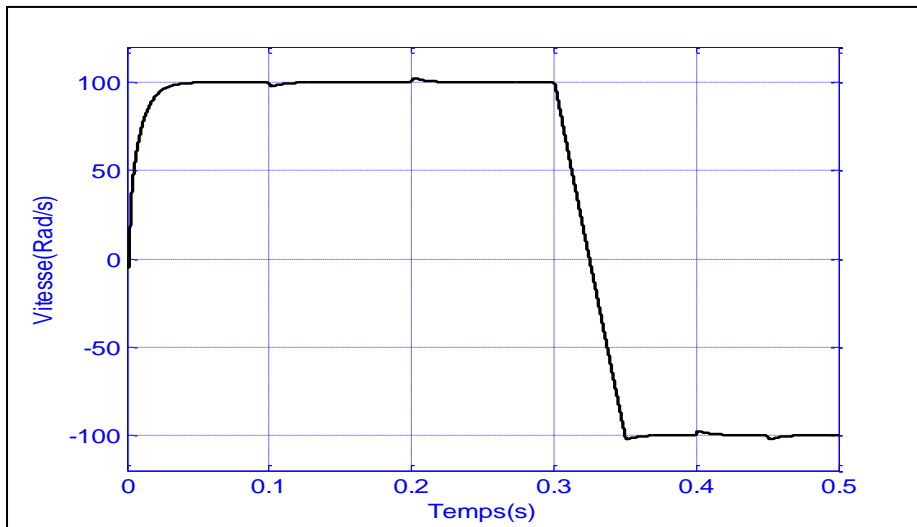
Où $\Delta\gamma = \Delta\omega_s T$

La relation entre l'erreur du couple ΔC_{em} et l'incrément de l'angle de charge $\Delta\gamma$ est non linéaire. Par conséquent, un *PI* prédictif, qui génère l'angle de charge qui change afin de minimiser l'erreur instantanée du couple. Les composantes du vecteur de tension statorique de référence, sont calculées en se basant sur la résistance du stator R_s , la variation de l'angle de charge $\Delta\gamma$, le courant mesuré du stator i_s , l'amplitude du flux statorique estimé et la position du flux statorique comme la suit :

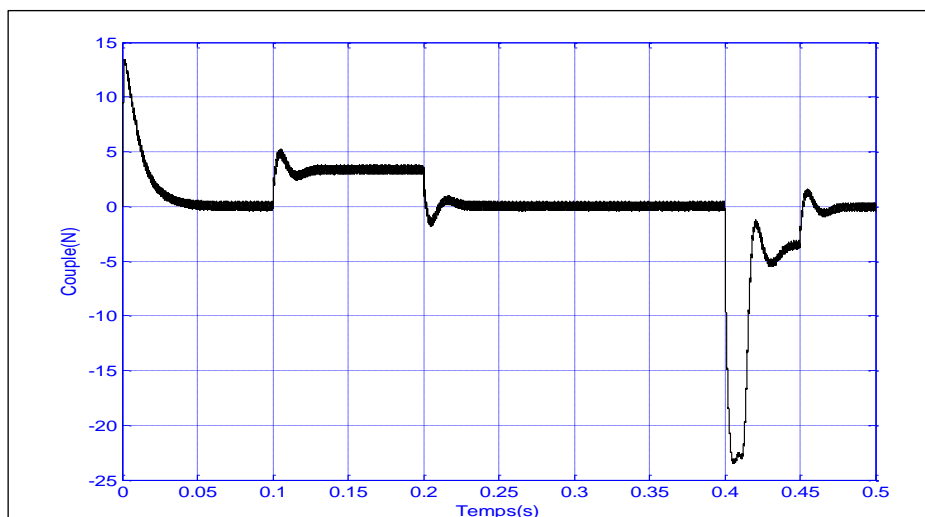
$$\begin{aligned}\overline{V_{Sref}} &= V_{s\alpha_ref} + j \cdot V_{s\beta_ref} \\ V_{s\alpha} &= \frac{\varphi_{sref} \cdot \cos(\gamma + \Delta\gamma) - \hat{\varphi}_s \cdot \cos(\gamma)}{T_s} + R_s I_s \\ V_{s\beta} &= \frac{\varphi_{sref} \cdot \sin(\gamma + \Delta\gamma) - \hat{\varphi}_s \cdot \sin(\gamma)}{T_s} + R_s I_s\end{aligned}\quad (IV.8)$$

$$\begin{cases} \varphi_s = \sqrt{\varphi_{\alpha s}^2 + \varphi_{\beta s}^2} \\ \theta = \arctg\left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}\right)\end{cases}\quad (IV.9)$$

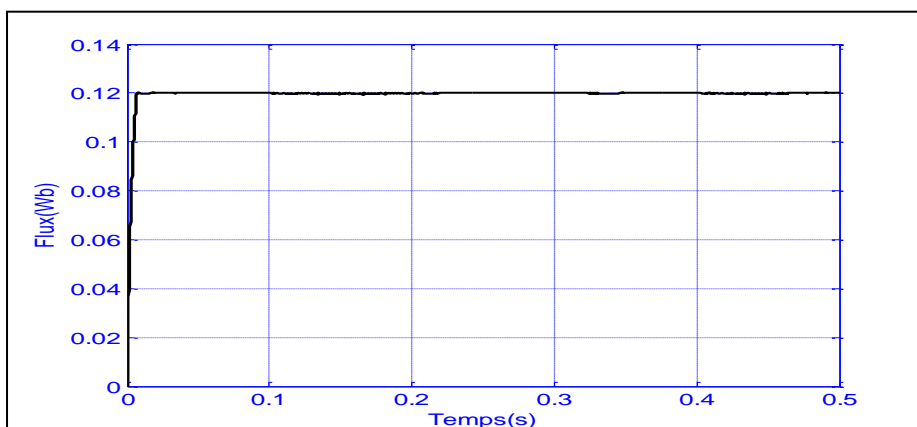
IV.4 SIMULATION ET INTERPRETATION



(a) Vitesse de rotation



(b) Couple électromagnétique



(c) Flux statorique

Figure IV.6 Simulation de la SVM-DTC en boucle de régulation

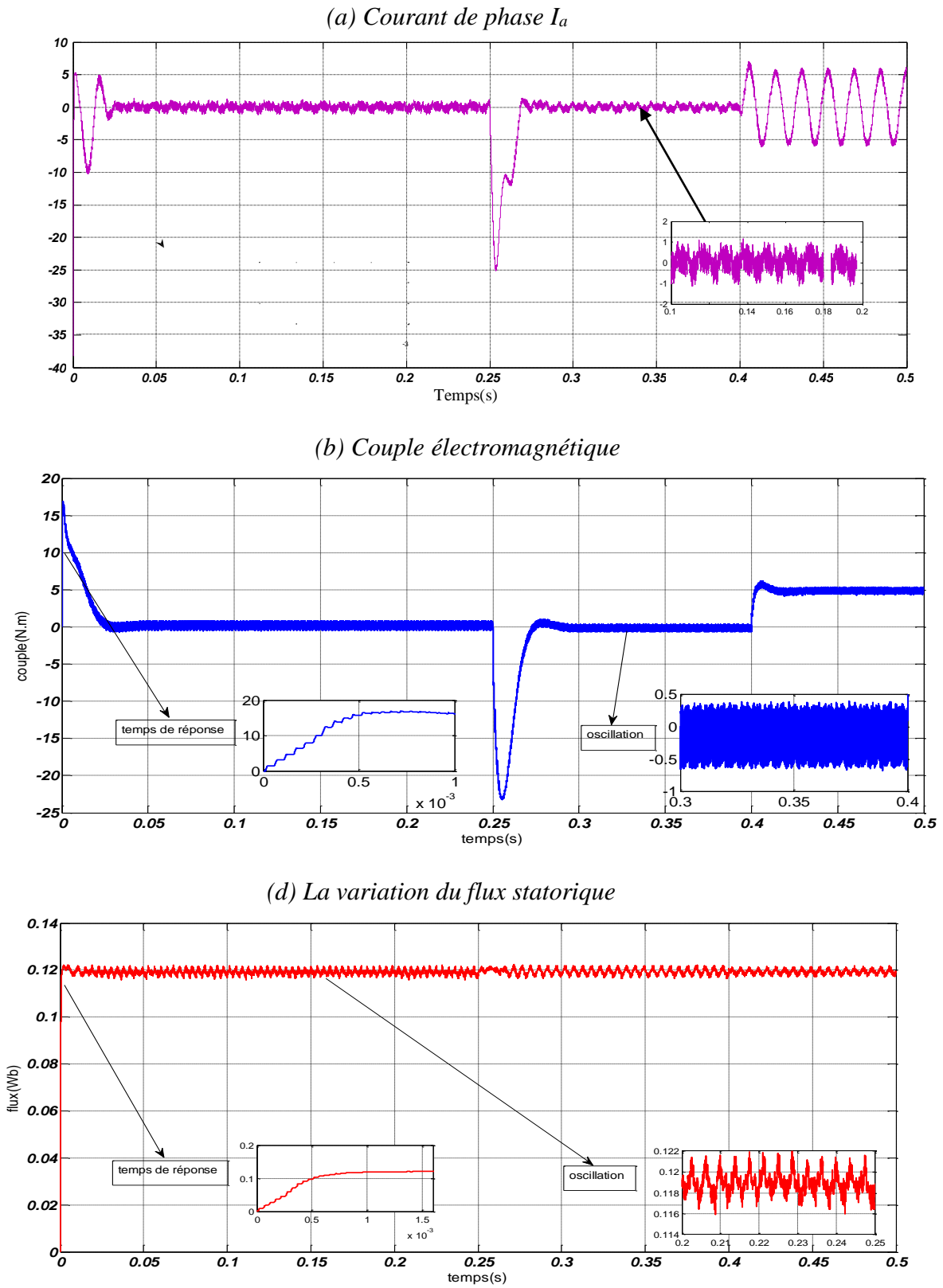


Figure IV.7 Simulation de la SVM-DTC prédictive en boucle de régulation

❖ *Interprétation des résultats*

On remarque, dans la figure IV.7, que les fluctuations du couple et du flux restent toujours à l'intérieur des bandes d'hystérésis et que les réponses de ces variables de contrôle sont rapides avec moins d'ondulations comparativement à la commande *DTC* classique. D'autre part, La commande *SVM-DTC* présente une fréquence de commutation constante avec un temps de réponse du couple et du flux.

Nous avons constaté que la vitesse répond sans dépassement au démarrage et lors de l'inversion de sens de rotation à l'instante ($t=0.25s$) avec un temps de réponse rapide, lors de l'application d'une charge de $5N.m$ à l'instante ($t=0.4s$) la vitesse fait une perturbation mais la régulateur PI rattrape sa référence. Au démarrage le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale ($17N.m$) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle avec une oscillation de $0.8N.m$. Le flux statorique atteint immédiatement sa valeur de référence de $0.12Wb$ avec une légère ondulation de $0,006 Wb$ d'amplitude autour de la valeur de référence en un temps de réponse très rapide. Nous avons observé également une forme presque sinusoïdale lorsqu'on applique la charge à l'instante $t=0.4s$ pour le courant statorique.

En comparaison avec les résultats obtenus par la méthode classique (*DTC* classique), les deux méthodes de *DTC-SVM* et *DTC-SVM* prédictive montrent des perfectionnes remarquables aux niveaux des ondulations du couple, la forme du courant statorique et le rejet de perturbation de la vitesse. Le tableau ci-dessous résume les principales différences entre les méthodes *DTC* classique et les méthodes de *DTC-SVM* :

<i>Stratégie</i> <i>Performance</i>	<i>DTC.C_2N</i>	<i>DTC.C_3N</i>	<i>DTC-SVM</i>	<i>DTC-SVM</i> <i>prédictive</i>
<i>Dynamique</i>	élevée	élevée	élevée	élevée
<i>Forme du courant</i> <i>statorique</i>	pseudo sinusoïde	pseudo sinusoïde	sinusoïdale	pseudo sinusoïde
<i>Ondulations du</i> <i>couple</i>	forte	fortes	Très réduites	réduite
<i>Fréquence de</i> <i>commutation</i>	variable	variable	constante	constante

Tableau IV.2 Les principales différences entre les différents types de la DTC.

IV. 5 CONCLUSION

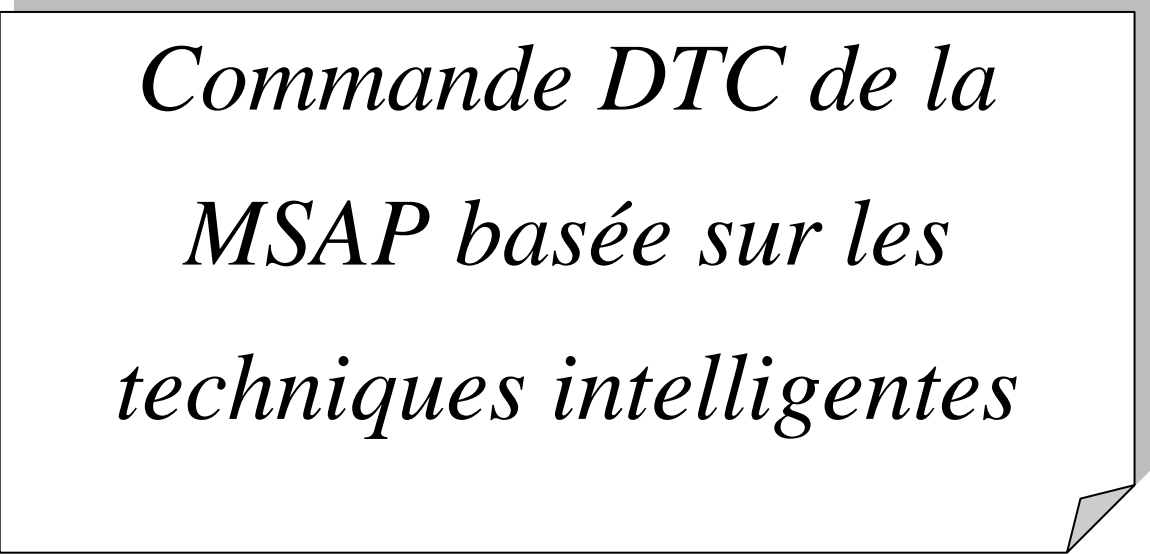
Le travail développé, dans ce chapitre porte sur la commande directe du couple de la MSAP à base de deux techniques de commande SVM-DTC et SVM-DTC prédictive pour améliorer les performances de la commande DTC classique et réduire les fluctuations au niveau du couple et du flux.

La simulation montre que la commande SVM-DTC a de bonnes performances et une fréquence de commutation constante par conséquent moins d'ondulations dans les variables de commande, mais nécessite des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et un espace mémoire important et par conséquent une augmentation du coût de la commande. Par contre la commande SVM-DTC prédictive est un choix optimal intermédiaire entre la commande DTC classique et la commande SVM-DTC.

Pour plus de simplicité de conception et une amélioration de la robustesse paramétrique ou algorithmique du système de commande DTC, on fera appel aux techniques de l'intelligence artificielle.

Chapitre V

*Commande DTC de la
MSAP basée sur les
techniques intelligentes*



V.1 INTRODUCTION

Nous avons vu dans le troisième chapitre que la commande directe du couple présente des inconvénients tel que la fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, du flux et du courant statorique à cause des régulateurs à hystérésis. Les techniques des commandes : DTC modifiée par un décalage des zones, douze secteurs, DTC-SVM et la DTC-SVM prédictive permettent d'améliorer les performances de la DTC classique, mais si on veut obtenir de meilleures performances indépendantes du modèle de la machine et avec moins de calculs, il faut voir d'autres techniques basées sur l'intelligence artificielle [Mil-07, Mes-17].

Dans ce chapitre, on présentera le principe la commande DTC basée sur les techniques intelligentes. Dans la première partie les comparateurs classiques et la table de sélection sont remplacés par un comparateur flou, puis un système neuronal. La deuxième partie consiste à régler la vitesse du MSAP à DTC floue et DTC neuronale par un contrôleur basé sur des techniques d'optimisation à savoir les algorithmes génétiques (GA) et essais particuliers (PSO).

V.2. COMMANDE DIRECTE DU COUPLE PAR FLOUE DE MSAP

Les bases théoriques de la logique floue ont été introduites en 1965. *L. Zadeh*, professeur à l'université de *Berkeley* en *Californie*, il a contribué à la modélisation de système sous forme floue en vue de pallier aux limites dues aux incertitudes des modèles classiques. En 1974, *M. Mamdani* expérimentait la théorie énoncée par *L.Zadeh* sur une chaudière à vapeur, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel [Tou-08, Mech-14]. Enfin, dans les années 80, la commande floue connaît un essor considérable au *Japon*, notamment grâce aux travaux de *Sugeno* pour se répandre ensuite dans le monde entier [Saa-17].

V.2.1 Commande par la logique floue

La commande par la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. En effet, cette méthode elle permet d'exploiter l'expérience d'un opérateur humain ayant une parfaite maîtrise sur le système à commander, avec la capacité de prendre en charge le traitement des variables incertaines et imprécises pour obtenir une loi de commande souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies[MES-17, Saa-17]. Le contrôleur flou utilise des règles inférences, se basent sur des variables linguistiques sans traitement des relations mathématiques. Dans ce qui suit, on va présenter les notions de base de la commande par logique floue et la conception d'un système flou utilisé dans la stratégie DTC.

V.2.2 Structure d'une commande à logique floue

La structure générale d'un système de commande linguistique flou peut être présentée sous la forme suivante

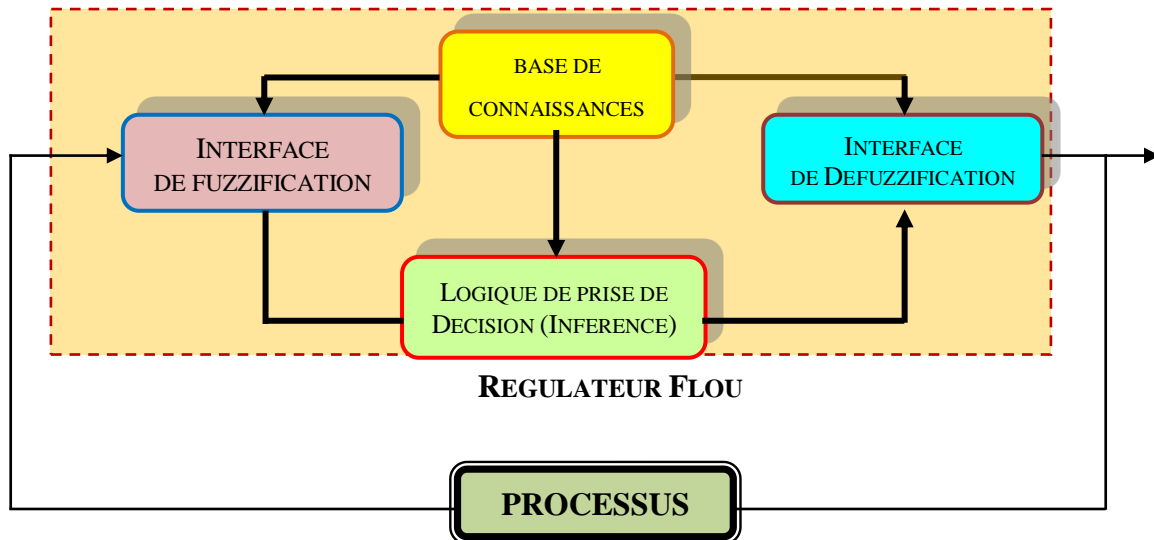


Figure V.1 Schéma synoptique général d'un contrôleur flou

Elle est composée de quatre blocs principaux :

- ❖ L'interface de fuzzification ,
- ❖ La base de connaissances : une base de données dont laquelle se trouve les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôle linguistiques et la manipulation des données floues dans le régulateur,
- ❖ La logique de prise de décision,
- ❖ L'interface de défuzzification,

V.2.2.1 Interface de fuzzification

La fuzzification consiste à transformer les entrées en variables floues avec la définition des fonctions d'appartenance. La fuzzification comprend l'adaptation des variables d'entrées et l'attribution d'un ensemble de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée. L'adaptation des entrées permet de garantir l'appartenance de celles-ci à l'univers de discours choisi. La dernière étape de la fuzzification est la génération des degrés d'appartenance à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance [Tou-08].

V.2.2.2 Logique de prise de décision (Bloc d'inférence)

Le bloc d'inférence est c'est le noyau du régulateur, elle est capable de simuler la prise des décisions de l'être humain à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence. Les

règles d'inférence peuvent être exprimées sous forme linguistique, ce qui donne aux règles une grande proximité avec le langage humain [Mec-14, Hac-17].

Les prémisses et les conclusions sont exprimées de manière explicite par des termes linguistiques, ce qui donne aux règles une grande proximité avec le langage humain par exemple : **SI** (x est négatif grand **ET** y est environ zéro) **Alors** (z est négatif grand), **OU SI** (x est négatif moyen **ET** y est positif moyen) **Alors** (z est environ zéro); ou par une description symbolique, il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations, ou l'utilisation une description matricielle sous forme un tableau comme la suite [Nou-07] :

Tableau V.1 Matrice d'inférences complètes.

		x				
		NG	NM	EZ	PM	PG
y	NG	NG	NG	NG	NP	EZ
	EZ	NG	NM	EZ	PM	PG
	PG	EZ	PP	PG	PG	PG

V.2.2.3 Méthodes d'inférence

Après avoir établi les règles d'inférence donnant le fonctionnement, pour déterminer l'allure de la fonction d'appartenance de la variable de sortie, en fonction des variables d'entrée et des règles d'inférence préétablies, il faut indiquer la procédure qu'il doit respecter. On emploie en général une des méthodes suivantes :

- ❖ la méthode d'inférence « *MAX-MIN* » (Mamdani),
- ❖ la méthode d'inférence « *MAX-PROD* » (Sugeno),
- ❖ la méthode d'inférence « *SOM-PROD* ».

V.2.2.3 Interface de défuzzification

La défuzzification est l'étape qui consiste à transformer le sous-ensemble flou de sortie en une valeur non floue permettant la commande du procédé. Cette opération permet donc de déduire une valeur numérique précise de la sortie du contrôleur à partir de la conclusion résultante floue issue de l'opération d'inférence. Les stratégies de défuzzification couramment employées sont :

- ❖ la méthode du maximum,
- ❖ la méthode de la moyenne des maximas,

- ❖ la méthode du centre de gravité (ou centroïde),
- ❖ la méthode des hauteurs pondérées.

V.3 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE PAR LA LOGIQUE FLOUE: (DTFC)

Le schéma bloc de la commande directe du couple par la logique floue (DTFC) de MSAP est présenté par la figure V.2. La méthode proposée de commande floue directe du couple par l'application de la technique MLI vectorielle. Les valeurs de sorties correspondantes ainsi que les erreurs du flux et du couple et l'angle de position du flux statorique sont utilisées pour estimer le module et l'angle du vecteur tension appropriée afin de conduire le couple et le flux vers leurs valeurs de référence. Ce vecteur est utilisé par une commande MLI vectorielle afin de générer les séquences de commutation permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur.

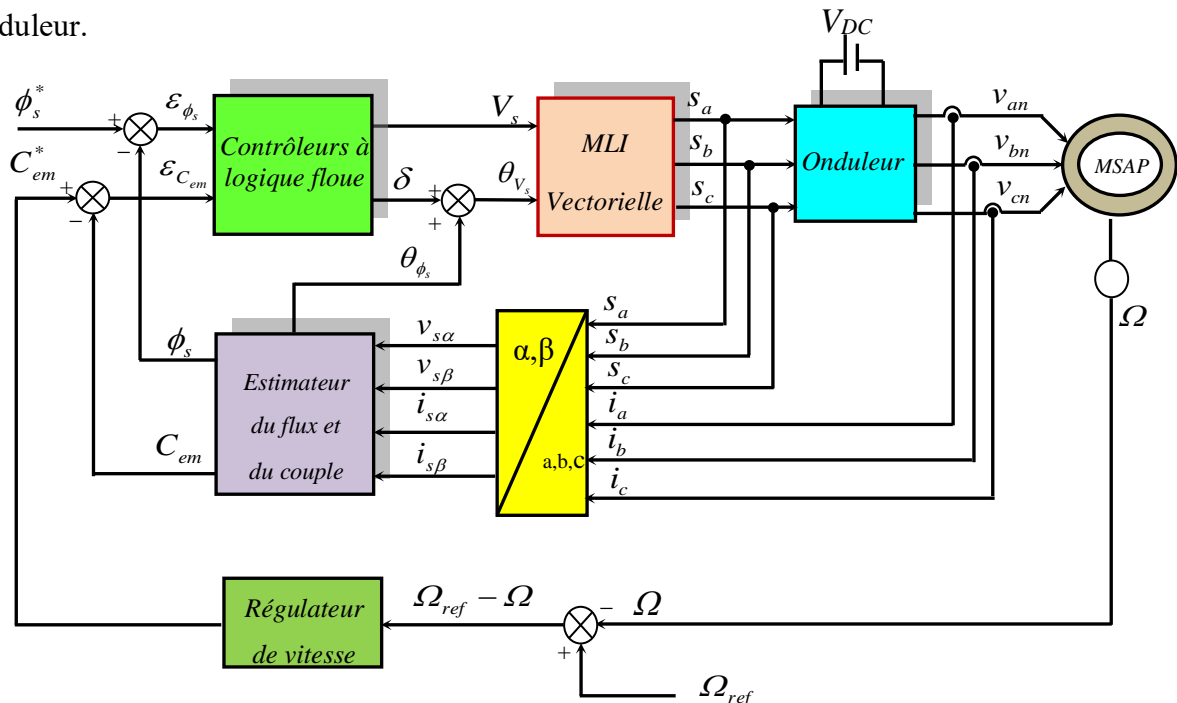


Figure V.2 Schéma bloc de la commande floue directe du couple de MSAP

Les erreurs du flux et du couple obtenues sont utilisées comme étant des entrées des deux régulateurs flous, le premier est de type *Mamdani*, responsable de l'estimation du module du vecteur tension, et le second est de type *Sugeno*, responsable de l'estimation de l'angle entre les deux vecteurs flux et tension. Cet angle doit être ajouté à la position du vecteur flux.

V.3.1 Structures de régulateurs flous

a) Sélection du module du vecteur tension

Le schéma de base du contrôleur proposé est donné par la figure V.3. Le module du vecteur tension doit être choisi de manière à minimiser l'erreur du couple et du flux. Un

contrôleur à logique floue est conçu afin de générer le module du vecteur tension appropriée. Les erreurs du couple ε_{c_e} et du flux ε_{ϕ} sont multipliées par des « facteurs d'échelles » afin d'obtenir les grandeurs normalisées $\varepsilon_{n_{c_e}}$ et $\varepsilon_{n_{\phi}}$. Ces grandeurs sont utilisées par le bloc de fuzzification afin d'être transformées en valeurs floues $\tilde{\varepsilon}_c$ et $\tilde{\varepsilon}_{\phi}$. Ces dernières sont utilisées par le bloc des règles de contrôle flou pour obtenir la variable floue de sortie (\tilde{u}) à partir de laquelle on obtient par defuzzification la valeur physique de sortie (du) qui doit être contenue dans l'intervalle $[0,1]$ [Mil-07].

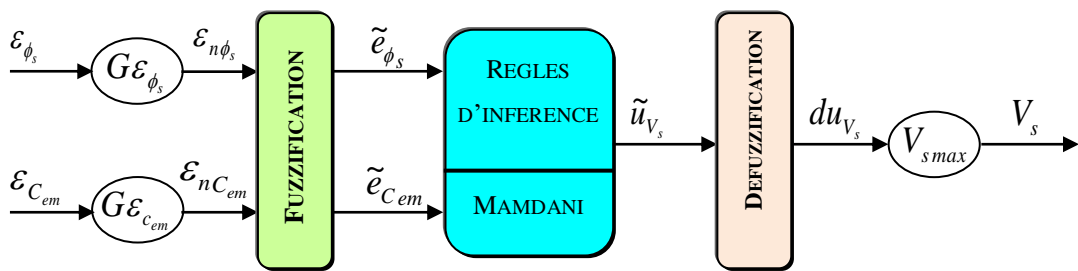


Figure V.3 Structure du contrôleur pour l'estimation du module du vecteur tension V_s

Les fonctions d'appartenance sont données dans La figure V.4 pour les variables d'entrées et de sorties du contrôleur. Des fonctions d'appartenance trapézoïdale et triangulaire ont été choisies. Les univers de discours utilisés sont $[-1, 1]$ pour les erreurs du couple et du flux normalisées et $[0, 1]$ pour la sortie floue.

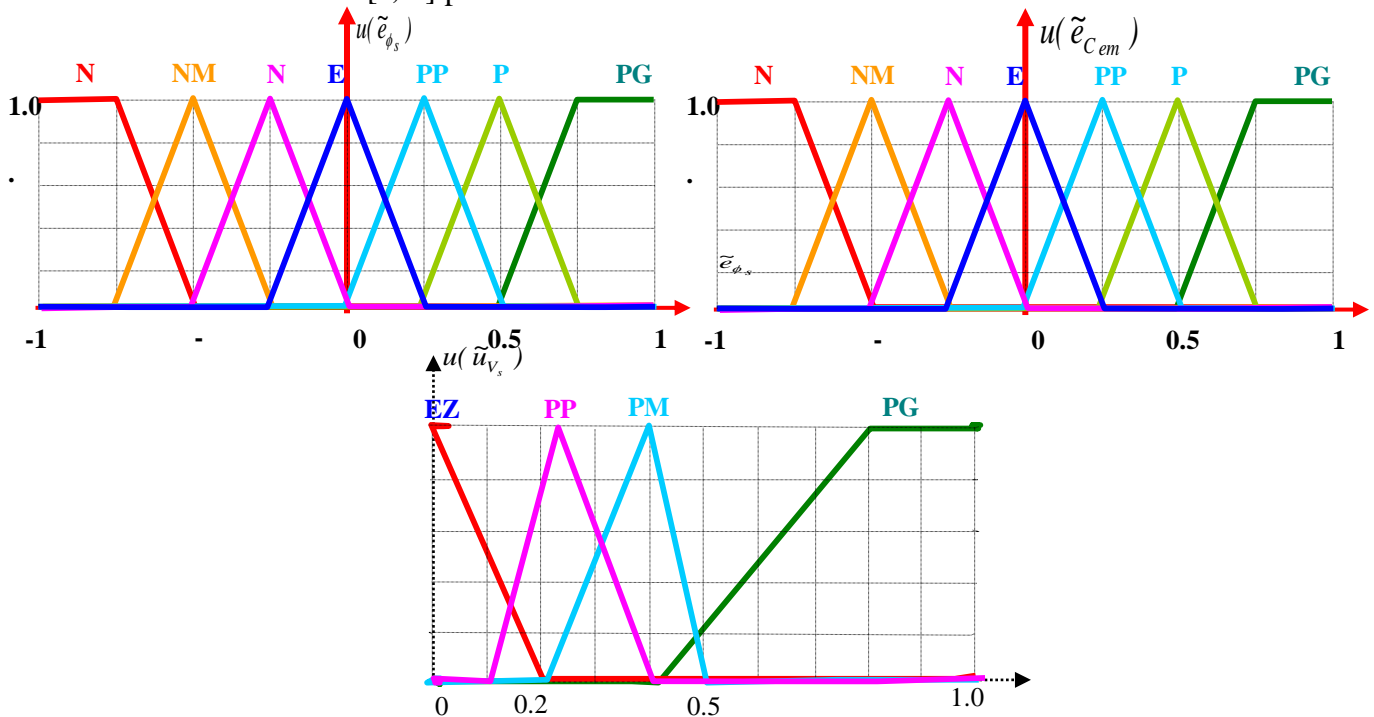


Figure V.4 Fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie du module de tension

$\tilde{\epsilon}_\phi \backslash \tilde{\epsilon}_{c_e}$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	PG	PM	PS	PS	PS	PM	PG
NM	PG	PM	PS	PS	PS	PM	PG
NP	PG	PM	PS	EZ	PS	PM	PG
EZ	PG	PM	PS	EZ	PS	PM	PG
PP	PG	PM	PS	EZ	PS	PM	PG
PM	PG	PM	PS	PS	PS	PM	PG
PG	PG	PM	PS	PS	PS	PM	PG

Tableau V.2 Tableau des règles d'inférence

Avec **NG** : Négatif Grand, **NM** : Négatif Moyen, **NP** : Négatif Petit, **EZ** : Environ Zéro, **PP** : Positif Petit, **PM** : Positif Moyen et **PG** : Positif Grand.

La Figure V.5 la surface caractéristique du contrôleur flou proposé, elle exprime les variations de la valeur réelle de la sortie du contrôleur en fonction des entrées quand ces dernières parcourent l'univers de discours.

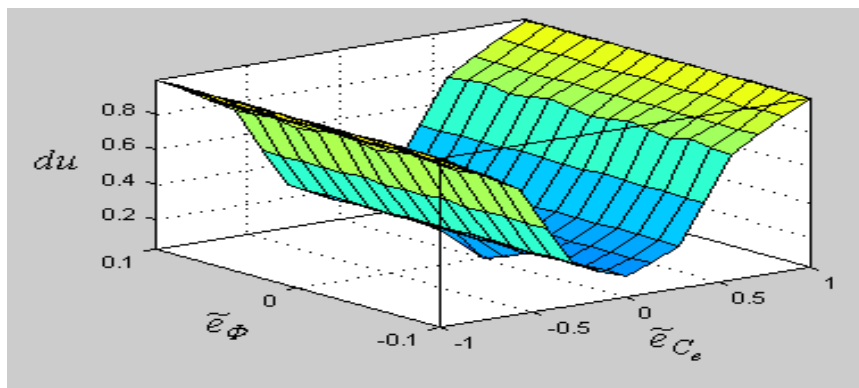


Figure V.4 Surface caractéristique du régulateur flou proposé

b. l'estimation de l'angle de la tension

Le schéma de base de ce régulateur illustré par la figure V.6. Les erreurs du couple $\epsilon_{C_{em}}$ et du flux ϵ_ϕ , sont utilisées par le bloc de fuzzification afin d'être transformées en valeurs floues

$\tilde{\varepsilon}_{C_{em}}$ et $\tilde{\varepsilon}_{\phi_s}$. Ces dernières sont utilisées par le bloc des règles de contrôle flou de type Sugeno pour obtenir la valeur de δ après la défuzzification, qui doit être ajoutée à l'angle du flux statorique [Har-07]. Le tableau V.3 montre la table proposée pour la sélection de l'angle δ .

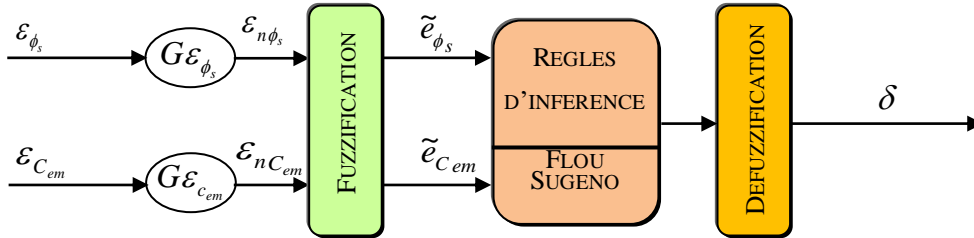


Figure V.5 Structure du contrôleur pour l'estimation de l'angle δ

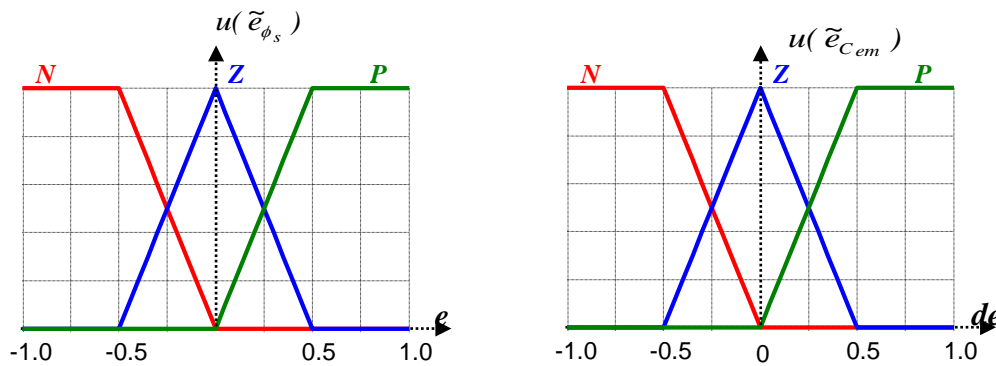


Figure V.6 Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée du contrôleur

Tableau V.3 Angle incrément du vecteur tension de référence de la CFDC

ε_{ϕ_s}	P			Z			N		
$\varepsilon_{C_{em}}$	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
δ	$+\frac{\pi}{4}$	0	$-\frac{\pi}{4}$	$+\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	$+\frac{3\pi}{4}$	$+\pi$	$-\frac{3\pi}{4}$

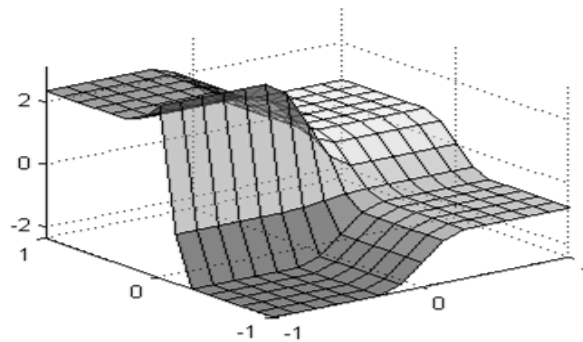


Figure V.7 Surface caractéristique du régulateur flou proposé.

V.3.2 Résultats de simulation et interprétations

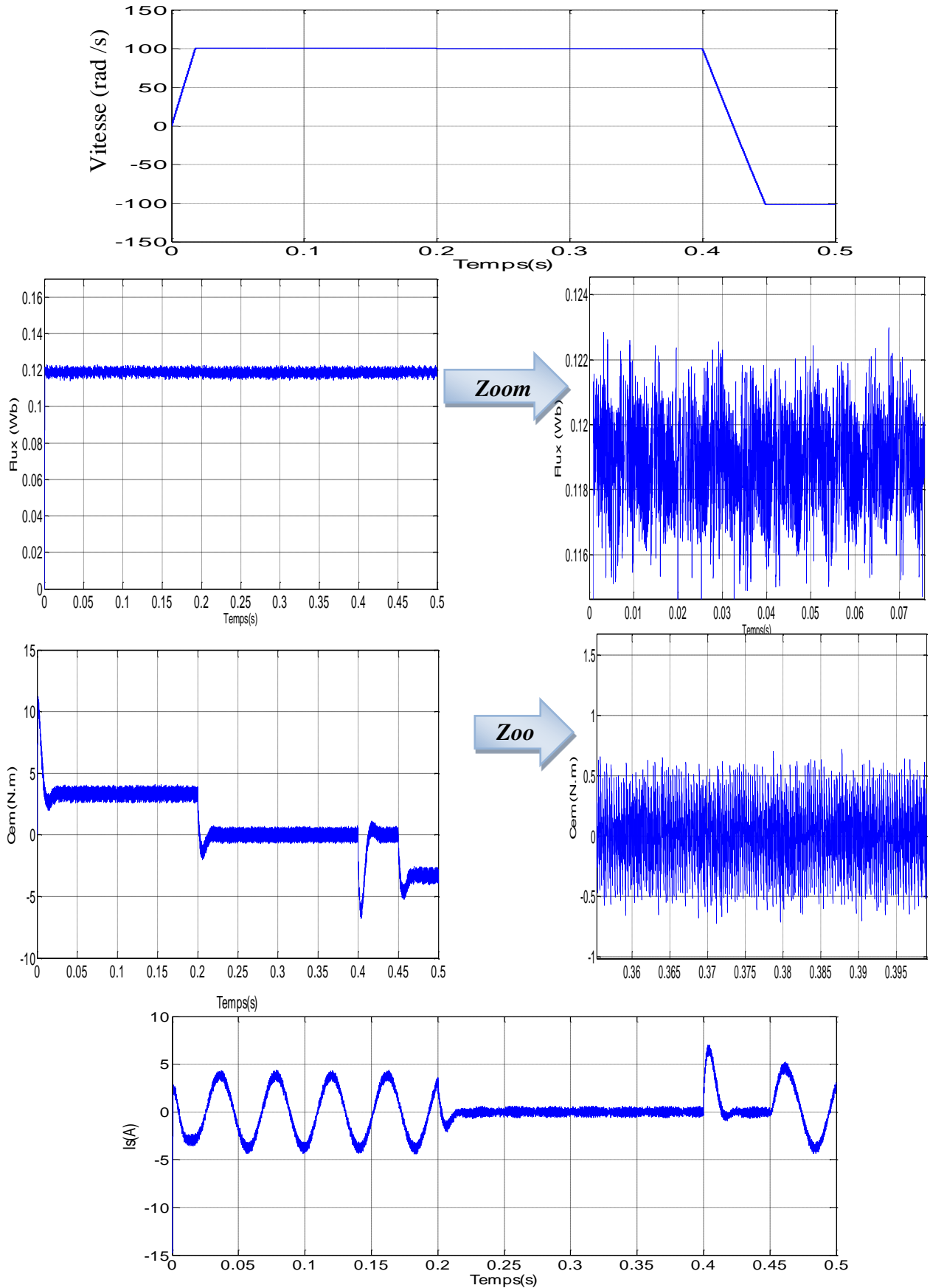


Figure V.8 Résultats de simulations de la commande DTC Floue de MSAP

❖ Interprétations

La simulation donnée par la figure V.7 montre les performances dynamiques de la commande DTC floue, concernant la DTC_F, la vitesse de rotation sans dépassement. Elle se stabilise à une valeur constante égale à celle de la consigne (100 rad/s). Le courant statorique est caractérisé par un pic de courant en démarrage, puis il se stabilise à sa valeur nominale. Le couple électromagnétique présente en régime transitoire un accroissement oscillatoire jusqu'à une valeur maximale de 11 N.m , ensuite il descend presque instantanément vers sa valeur de référence de 5 N.m avec une ondulation d'amplitude en régime établi. On peut observer une réduction considérable dans l'ondulation du couple.

Le flux statorique atteint immédiatement sa valeur de référence de 0.12 Wb avec une légère ondulation d'amplitude autour de la valeur de référence. On peut apercevoir une très importante réduction dans l'ondulation du flux statorique. On peut observer également une forme parfaitement sinusoïdale pour les composantes du flux statorique.

V. 4 COMMANDE NEURONALE DIRECTE DU COUPLE (DTNC)

V.4.1 Généralité sur les réseaux de neurones artificiels

Le principe des réseaux de neurones artificiels (*Artificial Neural Network ANN*) est né dans les années 40 à partir d'une analogie avec le système nerveux humain. L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren Mac Culloch et Walter Pitts [Bag-99]. Dans les années 80, Ils sont employés dans toutes sortes d'applications et dans divers domaines, ceci grâce à la mise au point d'un algorithme d'apprentissage pour les réseaux de neurones à plusieurs couches [Tou-07]. Par conséquent, ils sont d'excellent candidat pour résoudre les problèmes de modélisation, d'identification et de contrôle des processus non linéaires et complexes.

V.4.2 Le neurone biologique

Un neurone biologique est composé de trois parties essentielles : le corps cellulaire ou soma, les dendrites et l'axone ou cylindraxes [Mec-14, Sad-17,Xir-17].

❖ **Le corps cellulaire** : il contient le noyau du neurone et effectue la somme des influx qui lui parviennent ;

❖ **Les dendrites** : qui sont les récepteurs principaux du neurone. Elles jouent le rôle de capteur des signaux qui lui parviennent, et donc sont considérées comme les entrées du neurone.

❖ **L'axone** : qui permet de transmettre les signaux émis par le neurone vers d'autres neurones.

❖ les **synapses (arborisation terminale)**, qui permettent aux neurones de communiquer avec les autres via les axones et dendrites.

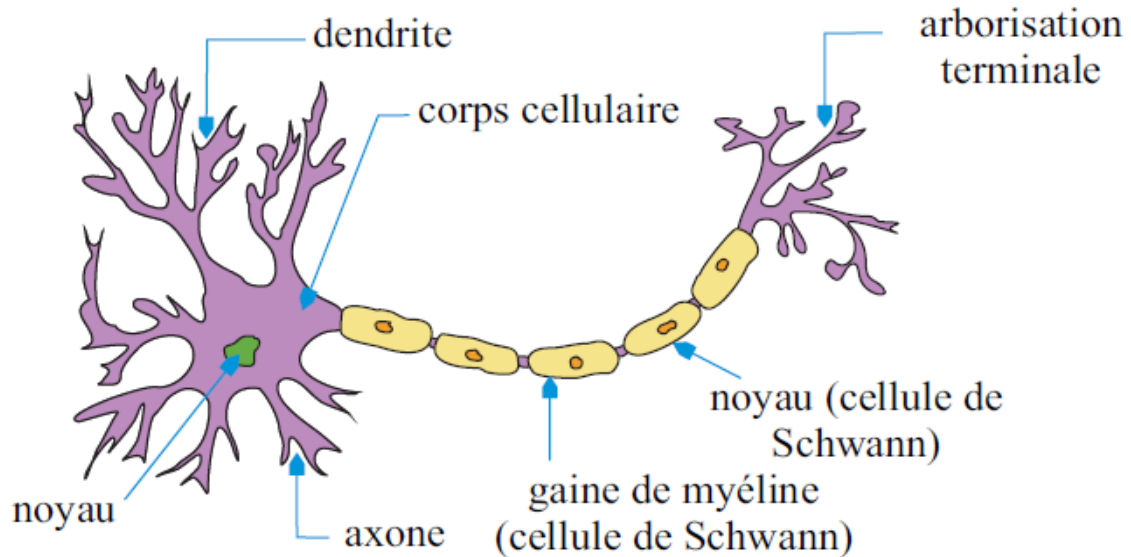


Figure V.9 Neurones biologiques

V.4.3 Le neurone formel

Le modèle de Mac Culloch et Pitts date de 1943, et suppose une correspondance pour chaque élément formant le neurone biologique, donc une modélisation pour chacun d'entre eux. Un neurone formel est constitué d'un noyau, d'une liaison synaptique de sortie et des liaisons synaptiques d'entrées. A chaque liaison d'entrée est attaché un poids appelé poids synaptique. Cette analogie, qui n'est aujourd'hui plus qu'historique est illustrée dans le tableau suivant :

Tableau V.4 Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.

<i>Neurone biologique</i>	<i>Neurone artificiel</i>
<i>Synapses</i>	<i>Poids des connexions</i>
<i>Axones</i>	<i>Signal de sortie</i>
<i>Dendrites</i>	<i>Signal d'entrée</i>
<i>Noyau ou Somma</i>	<i>Fonction d'activation</i>

Il existe plusieurs variantes du modèle défini par *MacCulloch* et Pitts, la figure V.11 , représente le modèle mathématique d'un neurone formel avec biais.

Il est constitué de trois éléments de base :

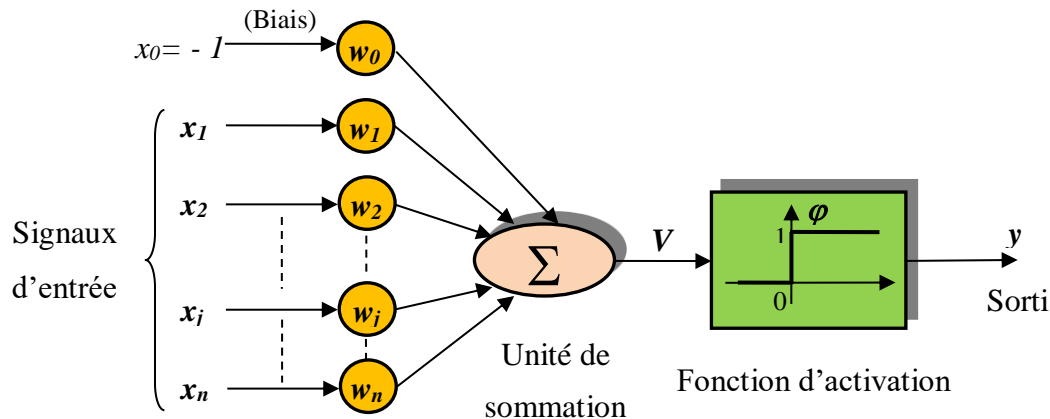


Figure V.10 Modèle du neurone formel de Mac Culloch et Pitts

❖ un ensemble de liaisons, chacune caractérisée par un poids w_j (ou coefficient synaptique) correspondant à l'efficacité de la connexion, et une entrée x_0 particulière toujours égale à 1 son poids, couramment appelé biais et noté b , lors de l'apprentissage et pour tel que : $w_0 = b$ [Mec-14],.

- ❖ unité de sommation pour sommer les signaux pondérés,
- ❖ une fonction d'activation à seuil pour limiter l'amplitude de la valeur de sortie.

V.4.4 Architecture des réseaux de neurones artificiels

L'architecture d'un réseau de neurones est l'organisation des neurones entre eux au sein d'un même réseau. Le choix de l'architecture liée par les capacités de calcul du réseau et la méthode d'apprentissage utilisée [Sad-17, Kha-17].

V.4.4.1 Réseaux de neurones non bouclés "Feed-Forward Neural Network"

Ces types de réseaux ont leurs neurones organisés sous la forme d'une ou plusieurs couches successives, ils sont représentés graphiquement par un ensemble de neurones "connectés" entre eux, l'information circulant des entrées vers les sorties sans "retour en arrière"[Djer-15]. La figure V.11 représente un réseau de neurones non bouclés à quatre entrées et deux sorties,

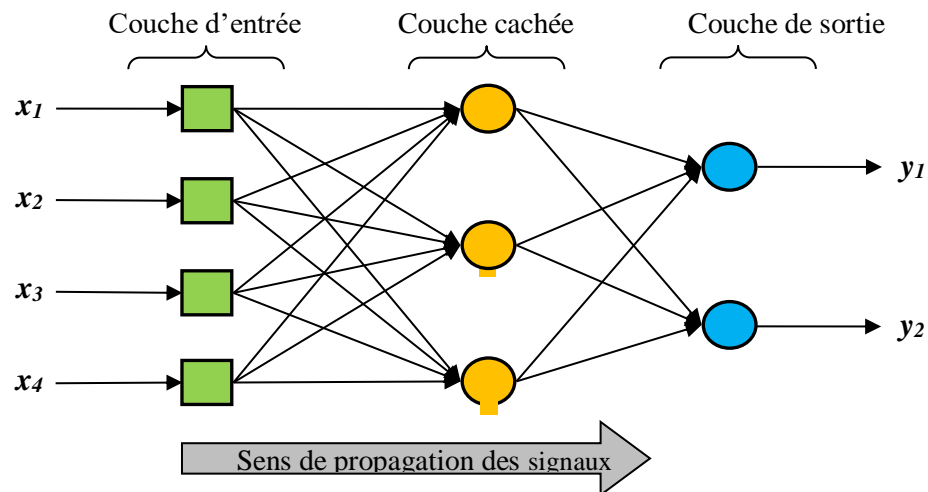


Figure V.11 Graphe représentant un réseau de neurones non bouclé

5.4.4.2 Réseaux de neurones bouclés "Feed-back Neural Network"

Les réseaux bouclés ou récurrents, sont caractérisés par une architecture à une ou plusieurs couches présentant des connexions entre neurones de la même couche ou vers des couches amonts [Mech-14, Kha-17]. Ces réseaux ont une dynamique importante. En effet, à cause de la présence de boucles de contre-réaction et de la réponse non linéaire des neurones, le réseau peut être amené progressivement vers un état stable ou alors, une brusque variation apparaît sur les neurones pour amener le réseau vers un autre état.

La figure V.12 illustre un exemple de réseau de neurones bouclés.

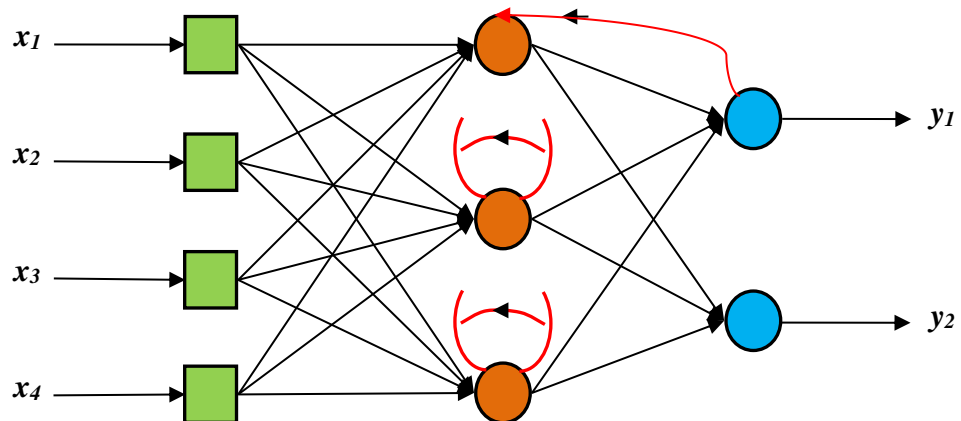


Figure V.12 Graphe représentant un réseau de neurones bouclé

V.4.5 Apprentissage des réseaux de neurones

C'est une phase du développement d'un réseau de neurones, durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. Pour un

réseau de neurones, apprendre c'est calculer les valeurs des coefficients de ses connexions en fonction d'exemples disponibles afin d'accomplir la tâche à laquelle il est dévolu.

V.4.5.1 Types d'apprentissage

❖ **Apprentissage supervisé :** Ce type d'apprentissage est choisi lorsque l'on veut faire converger le réseau vers un état précis. On lui présente les couples de données entrées-sorties désirées et la modification des poids des connexions des différents nœuds est faite de manière à minimiser l'erreur entre les sorties désirées et les sorties obtenues. La figure suivante illustre le principe de ce type :

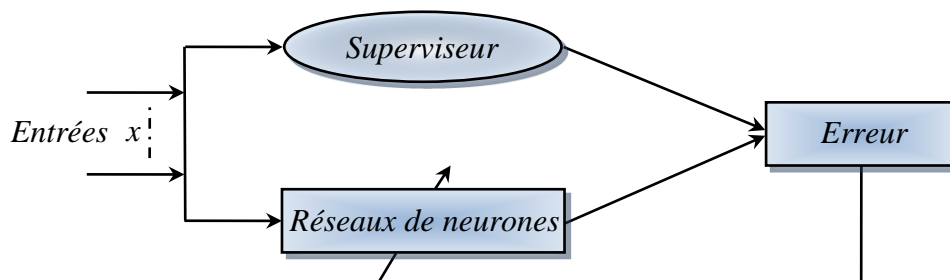


Figure V.13 Illustration de l'apprentissage

❖ **Apprentissage non supervisé:** Le réseau est laissé libre de converger vers son état stable lorsqu'on lui présente le patron d'apprentissage, formé des seules valeurs d'entrée. Le réseau doit détecter des points communs aux exemples proposés selon un critère de similarité, et modifier les poids synaptiques des connexions. L'objectif étant de fournir la même sortie pour des entrées ayant des caractéristiques proches La figure suivante illustre le principe de ce type :

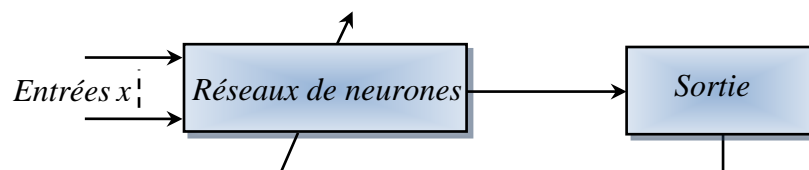


Figure V.14 Illustration de l'apprentissage non supervisé.

V.4.5.2 Modèles des réseaux de neurones

Les travaux de nombreux chercheurs concernant les réseaux de neurones artificiels ont permis de développer une panoplie imposante de modèles, avec différentes architectures et des algorithmes d'apprentissage de plus en plus performants. On distingue couramment, dans la littérature relative aux réseaux de neurones, les réseaux non bouclés (feed-forward) des réseaux bouclés (feed-back). Les modèles les plus fréquemment mentionnés sont exposés dans le tableau V.5.

Tableau V.5 Modèle de réseaux de neurones les plus célèbres

Réseaux non bouclés (non récurrents)	Réseaux bouclés (récurrents)
<ul style="list-style-type: none"> • <i>Perceptron</i> • <i>Perceptron multicouche (PMC)</i> • <i>Adaline</i> • <i>Réseaux à fonction radiale de base (RBF)</i> 	<ul style="list-style-type: none"> • <i>Réseau d'Hopfield</i> • <i>Modèle de Kohonen</i> • <i>Réseaux ART(s)</i>

V.4.5.3 Règles d'apprentissage des réseaux de neurones:

Dans les systèmes experts, les connaissances de l'expert ont une forme énumérée; elles sont exprimées sous forme de règles. Dans le cas des réseaux de neurones, les connaissances ont une forme distribuée : elles sont codées dans les poids des connexions, la topologie du réseau, les fonctions de transfert de chaque neurone, le seuil de ces fonctions et la méthode d'apprentissage utilisée. Il existe un certain nombre de méthodes d'apprentissage [ZEG-17]:

a) Règle de Hebb:

C'est une méthode d'apprentissage la plus ancienne (1949), elle est inspirée de la biologie. Elle traduit le renforcement des connexions liant deux neurones activés. Si un des deux neurones au moins n'est pas activé, le poids de la connexion n'est pas modifié [Sah-16, Sad-17]. La loi de *Hebb* s'applique aux connexions entre neurones. Elle s'exprime de la façon suivante: «Si deux cellules sont activées en même temps, alors la force de la connexion augmente». La modification des poids dépend de l'activation des neurones présynaptiques et post synaptique). x_i et x_j sont respectivement les valeurs d'activation des neurones i et j , ∂w_{ij} (dérivée partielle du poids) correspond à la modification de poids réalisée [Sah-16].

i : le neurone amont.

j : le neurone aval.

w_{ij} : le poids de la connexion.

x_i	x_j	∂w_{ij}
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	+

Tableau V.6 La loi de Hebb.

b) Règle de Rosenblat:

L'apprentissage du Perceptron de *F. Rosenblatt (1958)* est un apprentissage supervisé qui se fait par correction d'erreur. Il consiste à présenter au réseau une série d'exemples à apprendre, puis à minimiser l'erreur entre la sortie désirée S et la sortie effectivement obtenue Y [Mas-07,Tou-07] .

L'algorithme d'apprentissage est le suivant[Sad-17] :

❖Présenter au réseau un exemple (E, S) ;

❖Calculer la sortie obtenue:

$$Y_j = \sum i e_i w_{ij}. \quad (\text{V.1})$$

❖Pour chaque neurone, calculer:

$$W_{ij}(t + 1) = W_{ij}(t) + u(S_j - Y_j). \quad (\text{V.2})$$

Avec:

w_{ij} : Poids de la connexion entre le neurone i et le neurone j .

S_j : Sortie désirée pour le neurone j .

Y_j : Sortie obtenue pour le neurone j .

u : Coefficient représentant la vitesse d'apprentissage.

t : Temps.

c) Règle de Widrow-Hoff:

La règle de *Widrow-Hoff(règle de delta)* est une méthode de minimisation de l'erreur entre la sortie réelle et la sortie désirée. Cette règle est généralement utilisée dans le cas d'apprentissage supervise. Donc les fonctions d'activations sont des neurones linéaires. Elle converge vers la solution des moindres carrés qui minimise la fonction d'erreur E . Son but est de faire évoluer le réseau vers le minimum de sa fonction d'erreur (erreur commise sur l'ensemble des exemples). Elle est utilisée dans le modèle de l'ADALINE (ADaptiveLINearElement). L'apprentissage est réalisé par itération (les poids sont modifiés après chaque exemple présenté), et on obtient le poids à l'instant $t+1$ par la formule [SAD-17], [Dej-15]:

$$W(t + 1) = W(t) + \alpha \cdot (d - y) \cdot E \quad (\text{V.3})$$

Avec:

W :est le poids;

d : la sortie désirée;

y : la sortie réelle;

E :l'entrée;

α : un coefficient d'apprentissage (entre 0 et 1) que l'on peut diminuer au cours de l'apprentissage.

d) *Algorithme de la rétropropagation du gradient*

Il fut développé par *Rumelhart et Parkenet le Cun* en 1985. Le terme rétropropagation du gradient tient du fait que l'erreur calculée en sortie est transmise en sens inverse vers les entrées [ZEG-17], [Mech-14]. Il est reposé sur la minimisation de l'erreur quadratique entre les sorties calculées et celles obtenues. L'objectif est donc de minimiser l'erreur quadratique, son expression pour l'ensemble des exemples d'apprentissage est donnée par la relation suivante :

$$\varepsilon_P(k) = \frac{1}{2} \cdot \sum_{K=1}^{n_K} [d_i(k) - y_i(k)]^2$$

(V.4)

K : indiquant l'indice du couple de vecteur de l'ensemble d'exemple ($1 \leq K \leq n_K$),

Pour minimiser l'erreur on calcule son gradient, puis on modifie les poids en sens inverse de celui obtenu pour le gradient.

V.4.6 Le Perceptron monocouche

Le Perceptron est constitué de trois éléments principaux :

- ❖ *la rétine*, recevant les entrées du réseau,
- ❖ *la couche d'association*, contenant les neurones totalement connectés aux entrées, sans aucune liaison entre cellules et chargée des calculs,
- ❖ *l'aire de décision*, transmettant les signaux provenant des neurones vers les sorties.

L'apprentissage du perceptron s'effectue en modifiant l'intensité de ces synapses. Les limites théoriques de ce modèle, notamment l'impossibilité de traiter des problèmes de nature non linéaire, elles seront levées par l'utilisation des structures multicouches.

V.4.7 Le Perceptron multicouche

Le Perceptron multicouche est une extension du modèle *Perceptron* monocouche, avec une ou plusieurs couches cachées. La figure V.1 illustre l'architecture d'un Perceptron à trois couches (deux couches cachées et une couche de sortie) possédant trois entrées et deux sorties.

Les Perceptrons multicouches sont des réseaux statiques, leur architecture étant multicouche ils ont permis de lever les limites mises en évidence pour les réseaux monocouche.

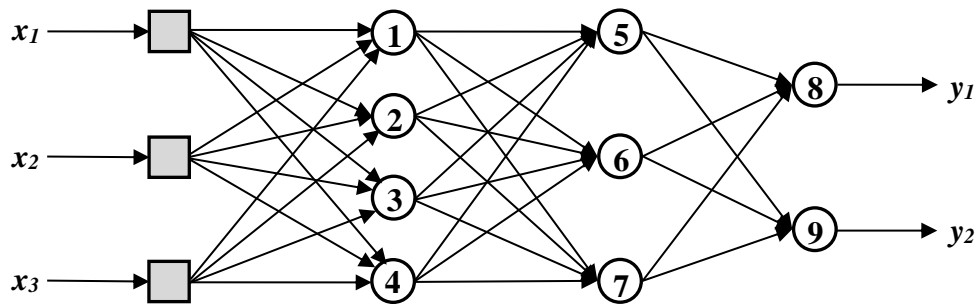


Figure V.15 L'architecture d'un Perceptron à trois couches

V.4.8 Application des réseaux de neurones à la DTC

Dans cette partie nous présentons les performances de la commande *DTC* neuronale de *MSAP*. Cette technique basé sur la substitution des comparateurs à hystérisés et la table de sélection appliqués au *DTC* classique de la *MSAP* par un contrôleur des réseaux de neurones, afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe avec minimum d'ondulations. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur du couple électromagnétique, l'erreur du module et l'angle du vecteur flux statorique. Voir la structure de la commande neuronale directe du couple (DTNC) (Fig.V.16) :

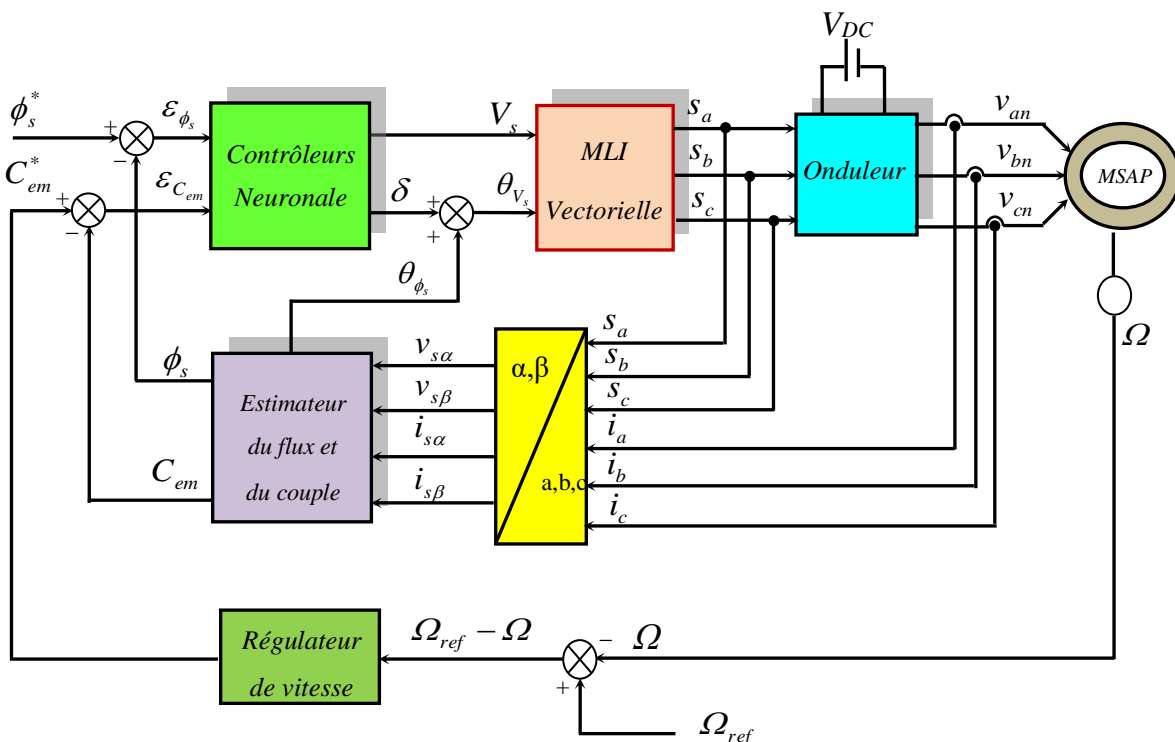


Figure V.16 Schéma bloc la commande neuronale directe du couple de MSAP

V.4.9 Simulation et interprétations des résultats

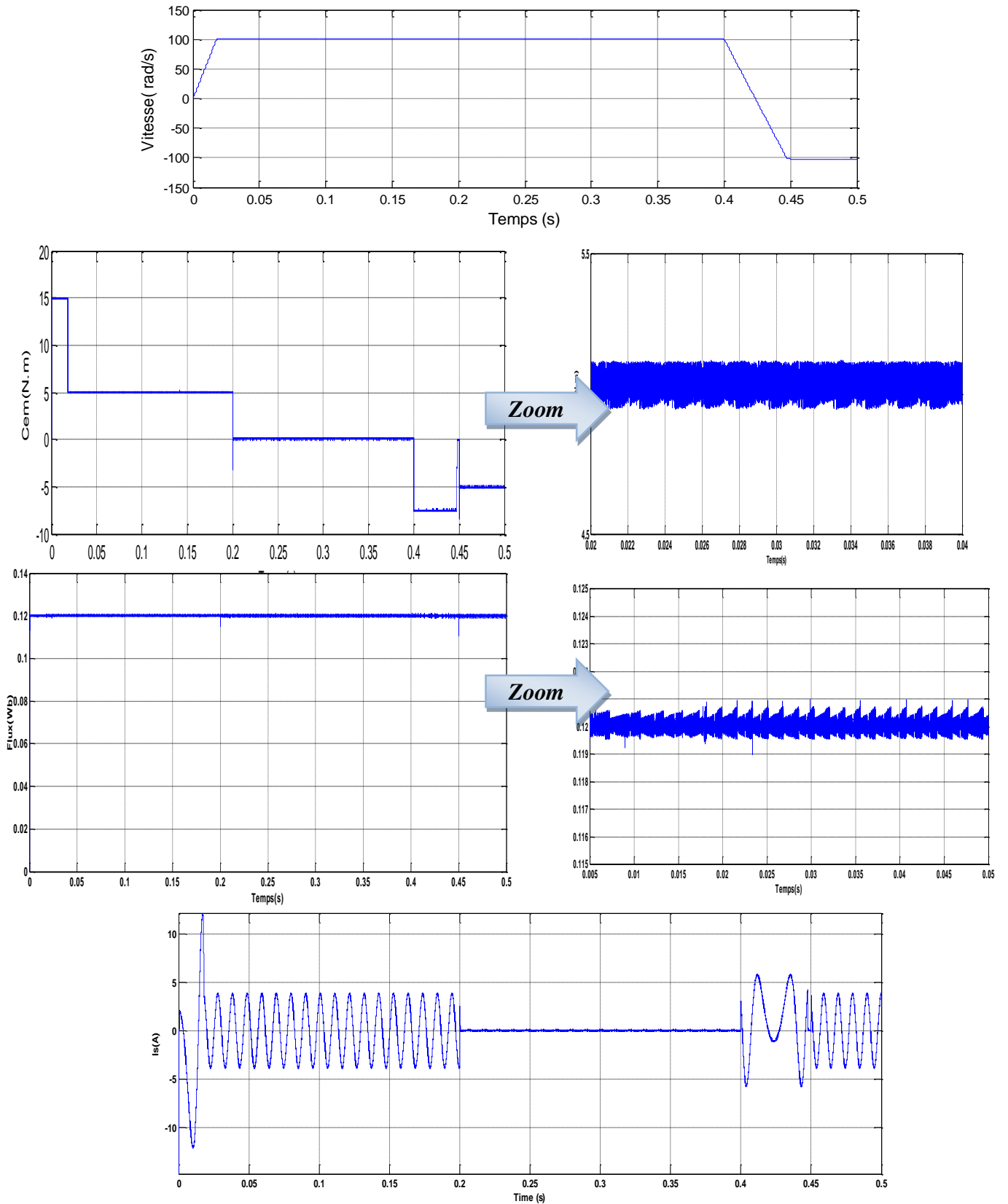


Figure V .17 Résultats de simulations de la commande neuronale directe du couple de MSAP

Les résultats de la figure V.16 montrent des bonnes performances dynamiques et statiques de la commande directe du couple neuronale, tels que le flux statorique présente une réponse transitoire très rapide par rapport au couple, au régime permanent le flux statorique se stabilise vers sa valeur de référence 0.12 (Wb) avec une erreur statique presque négligeable avec une certaine réduction d'ondulations par rapport que celles de la DTC classique, aussi une réponse rapide du couple avec une diminution des fluctuations, par conséquent la forme du courant statorique a une forme sinusoïdale avec un pic de démarrage égale à 15 (A), la réponse de la vitesse de rotation du moteur, donc elle a gardée les performance de son temps de réponse et de sa robustesse.

À partir de ces résultats, on peut observer que les performances du système, commandé par un contrôleur neuronal similaire avec le contrôleur de la DTC classique, malgré qu'il n'y a pas une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones qui sont limités par ses contraintes.

V.5 STRATEGIE D'ELIMINATION D'HARMONIQUES PAR LES METAHEURISTIQUES

Les métaheuristiques sont souvent inspirées par des systèmes naturels, qu'ils soient pris en physique, en biologie comme les algorithmes génétiques, les algorithmes de colonies de fourmis, l'essaim de particules, etc..). Les algorithmes métaheuristiques permettent de s'approcher d'une ou de plusieurs solutions à des problèmes dits "difficiles" qui s'apparentent à des problèmes d'optimisations. Le principe d'une métaheuristique est de minimiser ou de maximiser une fonction objective, qui décrit la qualité d'une solution au problème donné. Les champs d'application de ces deux algorithmes son divers. Ils se révèlent efficaces pour les problèmes d'optimisation non linéaires à variables continue ou discrète. Ils ont fait leurs preuves dans des domaines variés dont l'optimisation de la commande par logique floue, l'optimisation des régulateurs PID, l'apprentissage de réseaux de neurones.

V.5.1 Optimisation par algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques (*Genetic Algorithms* : GAs) sont des algorithmes d'optimisation stochastique d'inspiration biologique fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. Il s'agit d'une méthode énumérative heuristique qui cherche à partir d'un espace de solutions, la solution optimale en utilisant des procédés aléatoires. En créant de nouvelles générations de solutions, elle essaie d'en trouver la meilleure.

Dans les algorithmes génétiques, le codage le plus souvent utilisé est le codage binaire, où chaque solution est encodée sous la forme d'une chaîne de bits de longueur fixe. Cette simple

représentation permet de coder sous une forme unifiée n'importe quel problème. Cependant, le codage binaire aboutit souvent à une précision moins bonne avec un temps de calcul relativement coûteux par rapport au codage réel [Bou-17]. Le codage réel semble naturellement plus adapté pour l'optimisation des problèmes à variable réelle.

Dans ce qui suit, nous décrivons, de manière succincte, le principe des algorithmes génétiques à codage réel. Ensuite, nous présentons l'algorithme utilisé dans l'optimisation de la commande de l'onduleur asymétrique triphasé à sept niveaux.

V.5.1.1 Terminologie des algorithmes génétiques

Avant d'aborder le principe des GAs, il est judicieux d'introduire le vocabulaire qui sera utilisé dans cette sous-section [Tab-11] :

1. *Gène* : une partie de la solution ;
2. *Chromosome* : un ensemble de gènes représentant une solution potentielle du problème ;
3. *Individu* : une solution potentielle identifiée complètement par un chromosome ;
4. *Population* : un ensemble d'individus ;
5. *Fitness (fonction d'adaptation)* : la fonction à optimiser ;
6. *Espace de recherche* : l'ensemble des solutions possibles.

V.5.1.2 Pseudo code d'un algorithme génétique standard

Un algorithme génétique à codage réel cherche les extrema d'une fonction définie sur un espace de recherche selon les phases principales suivantes :

1. *Initialisation* : Générer aléatoirement une population initiale de N_{ch} chromosomes répartie sur tout l'espace de recherche ;
2. *Evaluation* : Evaluer la fonction d'adaptation de chaque chromosome ;
3. *Sélection* : Créer une nouvelle population de N_{ch} chromosomes par l'utilisation d'une méthode de sélection basée sur le principe de la survie du plus performant ;
4. *Reproduction* : Effectuer des croisements et mutations entre les chromosomes de la nouvelle population ;
5. *Test* : Si le critère d'arrêt est satisfait, stoper, et retourner la meilleure solution ;
6. *Boucle* : Retour à la phase d'évaluation.

V.5.1.3 Opérateurs de reproduction

Les opérateurs jouent un rôle important dans un algorithme génétique. On distingue principalement trois opérateurs à savoir les opérateurs de sélection, de croisement et de mutation.

a) Sélection : La sélection est un processus stochastique dans lequel la chance qu'un chromosome survie est proportionnel à son niveau d'adaptation. La sélection permet aux chromosomes les plus performants de se reproduire. Plusieurs méthodes sont à distinguer, les plus connues étant la sélection par roulette (roulette wheelselection) et la sélection par tournoi (tournamentselection) [Tab-11].

a.1) Sélection par roulette : Dans cette méthode, chaque chromosome ch occupe un secteur de la « roue de la fortune » dont l'angle est proportionnel à la valeur de sa fonction d'adaptation $Fitness(ch)$. La probabilité de survie p_{ch} de chaque chromosome peut être calculée par :

$$p_{ch} = \frac{Fitness(ch)}{\sum_{i=1}^{N_{ch}} Fitness(ch)} \quad (V.5)$$

En faisant tourner la roue, le chromosome pointé à l'arrêt de la boule est sélectionné. La probabilité cumulative de survie q_{ch} de chaque chromosome est donc :

$$q_{ch} = \sum_{i=1}^{ch} p_{ch} \quad (V.6)$$

Pour effectuer la reproduction, un nombre aléatoire n_i est généré pour chaque chromosome de la population de départ. A chaque nombre n_i est associé le chromosome ch qui satisfait la relation suivante :

$$q_{ch-1} < n_i < q_{ch} \quad (V.7)$$

a.2) Sélection par tournoi : Le tournoi offre la possibilité de reproduire le meilleur entre deux ou plusieurs chromosomes choisis au hasard. Le chromosome le plus adapté est sélectionné avec une probabilité $p_{tournoi}$ où sa valeur permet de contrôler la pression de la sélection. On réitère ce processus jusqu'à ce que la nouvelle population soit complète.

a.3) Elitisme : Afin d'éviter la perte des solutions élites, on peut choisir de recopier directement un ou plusieurs des meilleurs chromosomes dans la nouvelle population. On évite ainsi que les bonnes solutions soient éliminées par la nature stochastique de l'opérateur de sélection.

b) Opérateurs de croisement : L'opération de croisement permet le brassage du bagage génétique entre deux chromosomes jugés performants ce qui garantit la diversification des chromosomes dans la population. En d'autres termes, cet opérateur permet de créer de nouvelles combinaisons ayant des caractéristiques communes avec leurs parents. Souvent les meilleures caractéristiques sont transmises aux descendants. Cette transmission est appelée héritage. Il existe différentes techniques de croisement .

b.1) Croisement simple : Pour recombinaison deux chromosomes parents $X = (x_1, \dots, x_{N_{ch}})$ et $Y = (y_1, \dots, y_{N_{ch}})$, on choisit aléatoirement un point de croisement entre les positions 2 et $N_{ch}-1$, puis on échange les sous-chaînes des deux chromosomes situés de part et d'autre de ce point de croisement. Si le croisement est réalisé en position ch , les deux nouveaux chromosomes sont :

$$\begin{cases} X' = (x_1, \dots, x_{ch}, y_{ch+1}, \dots, y_{N_{ch}}) \\ Y' = (y_1, \dots, y_{ch}, x_{ch+1}, \dots, x_{N_{ch}}) \end{cases} \quad (V.8)$$

Les gènes des deux chromosomes sont donc donnés par :

$$x'_i = \begin{cases} x_i & \text{si } i < ch \\ y_i & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{et} \quad y'_i = \begin{cases} y_i & \text{si } i < ch \\ x_i & \text{sinon} \end{cases} \quad (V.9)$$

b.2) Croisement arithmétique : Les deux chromosomes X et Y sont remplacés par deux nouveaux chromosomes X' et Y' , chacun étant une combinaison linéaire de X et Y , comme suit :

$$\begin{cases} X' = rand X + (1 - rand)Y = (rand x_1 + (1 - rand)y_1, \dots, rand x_{N_{ch}} \\ \quad + (1 - rand)y_{N_{ch}}) \\ Y' = rand Y + (1 - rand)X = (rand y_1 + (1 - rand)x_1, \dots, rand y_{N_{ch}} \\ \quad + (1 - rand)x_{N_{ch}}) \end{cases} \quad (V.10)$$

Avec :

$rand = U(0, 1)$ est un nombre aléatoire uniformément distribué dans l'intervalle $[0, 1]$.

b.3) Croisement heuristique : Le croisement heuristique est une extrapolation linéaire des deux chromosomes sélectionnés. Un nouveau chromosome X' (ou Y') est créé selon l'équation (V.11) :

$$\begin{cases} X' = X + rand(X - Y), Y' = X & \text{si } f(X) > f(Y) \\ Y' = Y + rand(Y - X), X' = Y & \text{si } f(Y) > f(X) \\ X' = X, Y' = Y & \text{si } f(X) = f(Y) \end{cases} \quad (V.11)$$

Ce type d'opérateur utilise les valeurs de la fonction d'adaptation f pour imposer une direction de recherche. Le calcul du nouveau chromosome X' (ou Y') est conditionné par la valeur d'une fonction dite de *faisabilité* donnée par :

$$faisabilité = \begin{cases} 1 & \text{si } b_1^i < x'_i \text{ (ou } y'_i) < b_2^i \quad \forall i \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (V.12)$$

c) Opérateurs de mutation : La mutation permet de modifier, de façon tout à fait aléatoire, les valeurs des gènes d'un chromosome. Cet opérateur évite d'établir des populations incapables d'évoluer.

c.1) Mutation uniforme : Dans un chromosome choisi X , le gène sélectionné aléatoirement $x_i \in [b_1^i, b_2^i]$ est remplacé par un nombre aléatoire tiré dans une distribution uniforme sur l'intervalle $[b_1^i, b_2^i]$ selon l'équation suivante :

$$X'_i = U(b_1^i, b_2^i) \quad (\text{V.13})$$

Le chromosome qui en résulte est

$$X' = (x_1, \dots, x'_i, \dots, x_{N_{ch}}) \quad (\text{V.14})$$

c.2) Mutation frontière : Le gène x_i sélectionné pour être muté prend pour valeur l'une de ses deux bornes b_1^i ou b_2^i avec équiprobabilité. Le nouveau gène est donc :

$$x'_i = \begin{cases} b_1^i & \text{si } rand < 0.5 \\ b_2^i & \text{si } rand > 0.5 \end{cases} \quad \text{avec } rand = U(0, 1) \quad (\text{V.15})$$

Le nouveau chromosome devient donc :

$$X' = \begin{cases} (x_1, \dots, b_1^i, \dots, x_{N_{ch}}) & \text{si } rand < 0.5 \\ (x_1, \dots, b_2^i, \dots, x_{N_{ch}}) & \text{si } rand > 0.5 \end{cases} \quad (\text{V.16})$$

c.3) Mutation non uniforme : Le gène sélectionné x_i est remplacé par un nombre tiré dans une distribution non uniforme. Le nouveau gène est tel que :

$$x'_i = \begin{cases} x_i + (b_2^i - x_i) * F(g) & \text{si } rand_1 < 0.5 \\ x_i + (b_1^i - x_i) * F(g) & \text{si } rand_1 \geq 0.5 \end{cases} \quad \text{avec } rand_1 = U(0, 1) \quad (\text{V.17})$$

avec :

- ❖ $F(g) = (rand_2(1 - g/g_{max}))^b$;
- ❖ $rand_2$: est un nombre aléatoire $\in [0, 1]$;
- ❖ g : est la génération courante ;
- ❖ g_{max} : est le nombre maximal des générations ;
- ❖ b : est un paramètre déterminant le degré de non uniformité.

c.4) Mutation gaussienne : La mutation gaussienne est une mutation non uniforme dont tous les gènes sont mutés tel que le nouveau chromosome devient :

$$X' = (x'_1, x'_2, \dots, x'_{N_{ch}}) \quad (\text{V.18})$$

Avec :

$$\text{❖ } x'_i = x_i + F^i, \quad i = 1, \dots, N_{ch};$$

❖ F^i : est un nombre aléatoire tiré d'une distribution gaussienne de moyenne nulle et une variance adaptative définie par [Tal-11] : $((g_{max} - g)/g_{max}) \times ((b_2^i - b_1^i)/3)$;

❖ g : est la génération courante ;

❖ g_{max} : est le nombre maximal des générations ;

❖ b_1^i et b_2^i : sont les deux bornes du gène x_i .

V.5.2 Optimisation par essaim particulaire (PSO)

Plusieurs chercheurs ont proposé des modèles interprétant le mouvement des vols d'oiseaux. Plus particulièrement, C. W. Reynolds et F. Hepperet *al.* ont présenté des simulations de vol d'oiseaux [Tal-11]. Reynolds était intrigué par l'aspect esthétique du déplacement des oiseaux en groupe et Hepnner était intéressé de comprendre les règles permettant à un grand nombre d'oiseaux de voler en groupe sans se heurter, de changer soudainement de direction, de s'écarter et de se rapprocher de nouveau.

L'étude de l'organisation de groupes d'animaux a grandement inspiré le développement des méthodes d'optimisation par essais particulaires.

L'optimisation par essaim particulaire est une méthode stochastique d'optimisation introduite en 1995 par James Kennedy et Russel Eberhart sous le nom *Particle Swarm Optimization* (PSO) [Bou-17, Tab-11]. PSO est inspirée des interactions sociales des animaux, dénommés particules, vivant en essaim, comme les essaims d'abeilles, les vols d'oiseaux et les bancs de poissons. Aucune particule ne contrôle les autres mais pourtant des formes et des comportements complexes peuvent apparaître lors de leurs déplacements. PSO essaye d'imiter le processus normal de communication de groupe pour partager la connaissance individuelle quand de tels essaims s'assemblent, émigrent, ou chassent. Si un membre voit un chemin souhaitable pour l'exploration, le reste de cet essaim suivra rapidement. Pour cette raison, cette technique est fondée sur la notion de coopération et d'échange d'information entre les particules.

Nous allons maintenant implémenter les essaims particulaires afin de trouver le minimum global de la même fonction d'adaptation définie auparavant. Nous allons d'abord brièvement présenter les grands principes de cette méthode. Ensuite, nous verrons comment l'appliquer à notre problème et nous donnerons les résultats obtenus.

V.5.2.1 Principe de déplacement d'une particule

L'algorithme *PSO* est initialisé par une population de solutions potentielles aléatoires interprétées comme des particules se déplaçant dans l'espace de recherche. Toutes les particules étant considérées voisines et chacune d'elles disposant d'une vitesse et une petite mémoire, lui permettant de se souvenir de sa meilleure performance, en position et en valeur. La performance

de chaque particule est mesurée selon une fonction objective prédéfinie relative au problème à résoudre.

La théorie de la socio-psychologie suggère que les individus sont influencés par leur comportement passé et par le succès de leurs voisins dans le réseau social et non pas nécessairement dans l'espace [Tal-11]. Dans ce contexte, chaque particule interroge chaque congénère de proximité sur sa meilleure performance. Sur la base des informations dont elle dispose, chaque particule modifie sa vitesse d'une manière stochastique en fonction de sa propre vitesse actuelle, sa meilleure performance et la meilleure performance de ses voisins.

La figure V.18 montre que la décision de déplacement d'une particule est basée sur une combinaison linéaire de trois tendances à savoir de suivre sa propre voie, revenir vers sa meilleure performance et aller vers la meilleure performance de ses voisins.

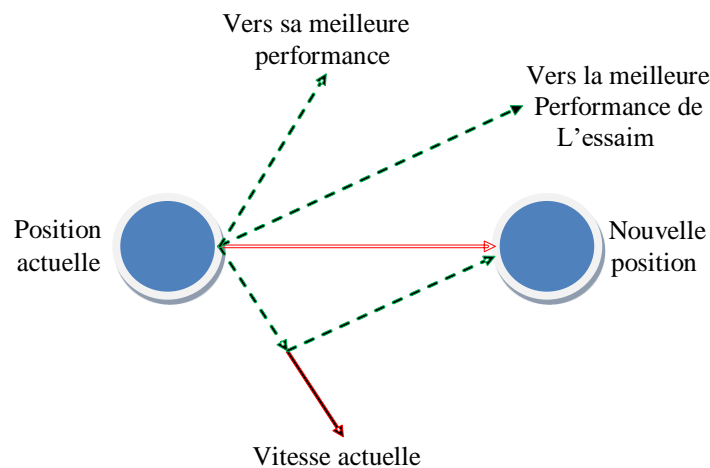


Figure V.18 Principe de déplacement d'une particule

V.5.2 .2 Procédure de recherche

Chaque membre de l'essaim conserve une connaissance partielle de sa meilleure position p_i , et la meilleure position de toutes les particules de l'essaim p_g et ajuste dynamiquement sa propre vitesse en se basant sur ces informations. L'ajustement de vitesse est basé sur les comportements historiques des particules elles-mêmes aussi bien que leurs compagnons. La particule la mieux placée dans une région proche de l'endroit de la nourriture (optimum global) va motiver l'essaim d'explorer la proximité de cette région et les régions adjacentes. De cette façon, les particules tentent de se rapprocher davantage de cet optimum d'une étape à l'autre durant le processus de recherche. Dans chaque étape on définit une nouvelle meilleure particule qui, à son tour, va attirer vers elle l'ensemble de l'essaim. La vitesse de chaque particule peut être mise à jour itérativement selon l'équation suivante :

$$v^i(j+1) = wv^i(j) + c_1rand_1 \times (p_i - x^i(j)) + c_2rand_2 \times (p_g - x^i(j)) \quad (V.19)$$

- ❖ avec :
- ❖ j : le numéro d'itération ;
- ❖ $x^i(j)$: la position actuelle de la particule i à l'itération j ;
- ❖ $v^i(j)$: la vitesse courante de la particule i à l'itération j ;
- ❖ c_1, c_2 : les coefficients d'accélération ;
- ❖ $rand_1, rand_2$: des nombres aléatoires de distribution uniforme sur $[0, 1]$;
- ❖ w : le coefficient d'inertie.

Les coefficients d'accélération influencent la valeur maximale du déplacement qu'une particule peut prendre durant une seule itération. c_1, c_2 sont désignés également sous le nom de paramètres cognitif et social, respectivement. Les nombres aléatoires sont employés pour affecter la nature stochastique de l'algorithme. Le coefficient (poids) d'inertie régit la quantité de vitesse actuelle qui devrait être maintenue pour influencer le calcul de la nouvelle vitesse. De cette façon, le paramètre w règle les capacités d'exploration globale et locale de l'essaim et influence le comportement de convergence de l'algorithme. Un grand poids d'inertie facilite l'exploration globale (exploration de nouveaux secteurs), alors qu'une petite valeur tend à faciliter l'exploration locale (exploration fine du secteur courant de recherche). Une valeur appropriée du poids de l'inertie fournit habituellement l'équilibre entre les capacités globales et locales d'exploration et par conséquent une réduction du nombre d'itérations nécessaires pour localiser la solution optimale [Tal-11,Glo-19]. En règle générale, il est souhaitable de commencer le poids d'inertie à une grande valeur, afin de faire une meilleure exploration globale de l'espace de recherche, et de le diminuer graduellement pour affiner l'exploration locale; ainsi, une valeur décroissante du poids d'inertie a été employée dans nos expériences dans ce qui suit. L'équation (V.20) est employée pour calculer la nouvelle vitesse de la i^{ieme} particule en tenant compte des trois termes suivants :

- ❖ Sa vitesse précédente ;

- ❖ La distance entre la meilleure position enregistrée par cette particule et de sa position actuelle. Il en résulte la composante $c_1 rand_1 \times (p_i - x^i(j))$ qui représente la «pensée» propre de la particule altérée par sa propre expérience précédente ;

- ❖ La distance entre la meilleure position de toutes les particules de l'essaim et la position actuelle de cette particule. Il en résulte la composante $c_2 rand_2 \times (p_g - x^i(j))$ qui exhibe la collaboration entre les particules influencées par la connaissance acquise par le groupe.

- ❖ Chaque particule rejoint sa nouvelle position dans l'espace de recherche en utilisant l'équation suivante :

$$x^i(j + 1) = x^i(j) + v^i(j + 1) \quad (V.20)$$

Après un certain nombre d'itérations, les particules se regroupent par la suite dans la région où les solutions sont les plus convenables (probables). Si une particule tend à sortir de l'espace de recherche, on lui attribue la valeur du point frontière le plus proche avec ralentissement voir annulation de sa vitesse.

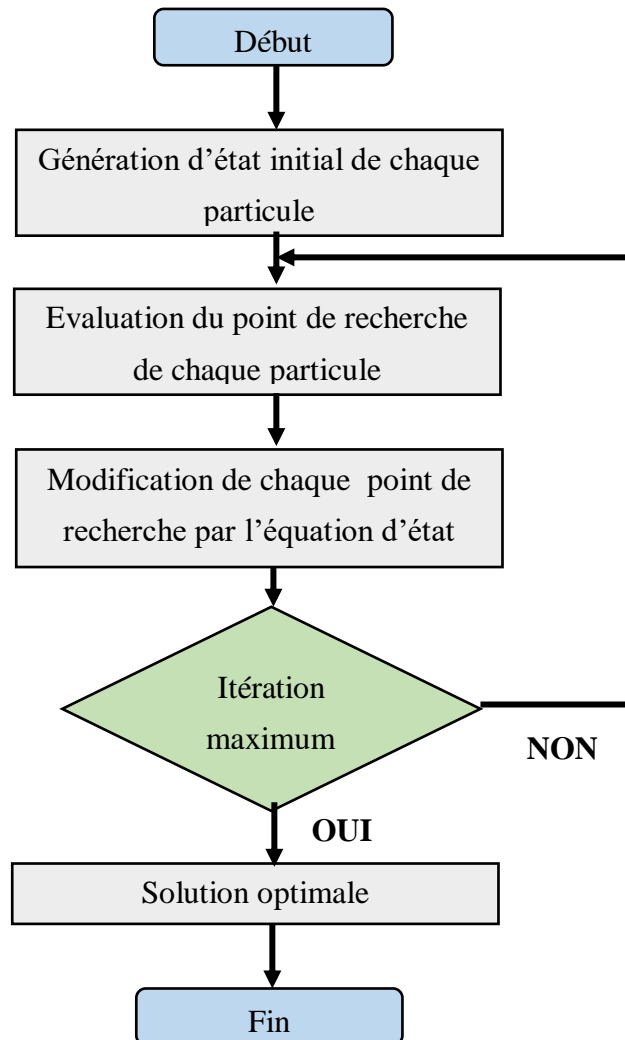


Figure V.19 Algorithme de la technique PSO

V.5.3 Optimisation du régulateur PI de la vitesse par la Technique PSO

Dans cette partie l'algorithme PSO est utilisé pour déterminer les paramètres du régulateur PI (K_p et K_i) de la vitesse, les particules dans cet algorithme sont décodées en deux dimensions pour K_p et K_i . Chaque particule ajuste son vol en fonction de sa propre expérience et de l'expérience de ses compagnons. Dans notre application, chaque particule (ensemble de paramètres : k_p , k_i) survole un espace de recherche à deux dimensions pour rechercher la position optimale via l'algorithme PSO.

Les étapes pour optimiser les paramètres du contrôleur PI selon l'algorithme PSO sont les suivantes [Bou-17]. :

❖ **Étape 1:** Sélectionner le nombre de particules, les générations, les coefficients d'accélération de réglage et les nombres aléatoires pour démarrer la recherche ;

❖ **Étape 2:** Initialiser la position et la vitesse de la particule ;

❖ **Étape 3:** Sélectionner la meilleure valeur individuelle pour chaque génération ;

❖ **Étape 4:** Choisir la particule ayant la meilleure valeur globale : la particule la plus proche de la cible parmi toutes les particules est obtenue en comparant toutes les meilleures valeurs individuelles ;

❖ **Étape 5:** Mettre à jour la meilleure position individuelle et la meilleure position globale, et obtenir la nouvelle vitesse optimale ;

❖ **Étape 6:** Mettre à jour la nouvelle valeur de vitesse par l'équation (5.19) et obtenir la position de la particule ;

❖ **Étape 7:** Déterminer si le nombre maximum d'itérations est atteint. Si oui, mettre fin à l'algorithme ; si non, revenir à l'étape 2.

Dans l'application de PSO, certains paramètres doivent être définis avant le démarrage de l'optimisation, tel que la taille de la population, le nombre d'itérations, et les constantes de vitesse C_1 et C_2 .

• **Interprétation des résultats**

Dans la partie de simulation on a choisi les paramètres de la technique d'optimisation PSO suivantes : la taille de la population= 20, le nombre d'itérations=50, et les constantes de vitesse $C_1=C_2=1,2$. D'après les résultats par la simulation, la meilleure valeur de la fonction objectif est 6.688×10^4 apparus dans l'itération numéro 30, et les gains optimaux sont $K_p = 11.615447$ et $K_i = 5.380693$.

Dans la figure V.19, on observe que La vitesse de rotation suit bien sa référence sans dépassement, et aussi D'après les résultats, il est clair qu'il y a une réduction d'ondulations au niveau du couple et du flux.

Dans cette partie, l'algorithme PSO est alors employé pour obtenir les gains optimaux du contrôleur PI pour la commande DTC-ANN afin d'améliorer les performances du système.

V.6 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION

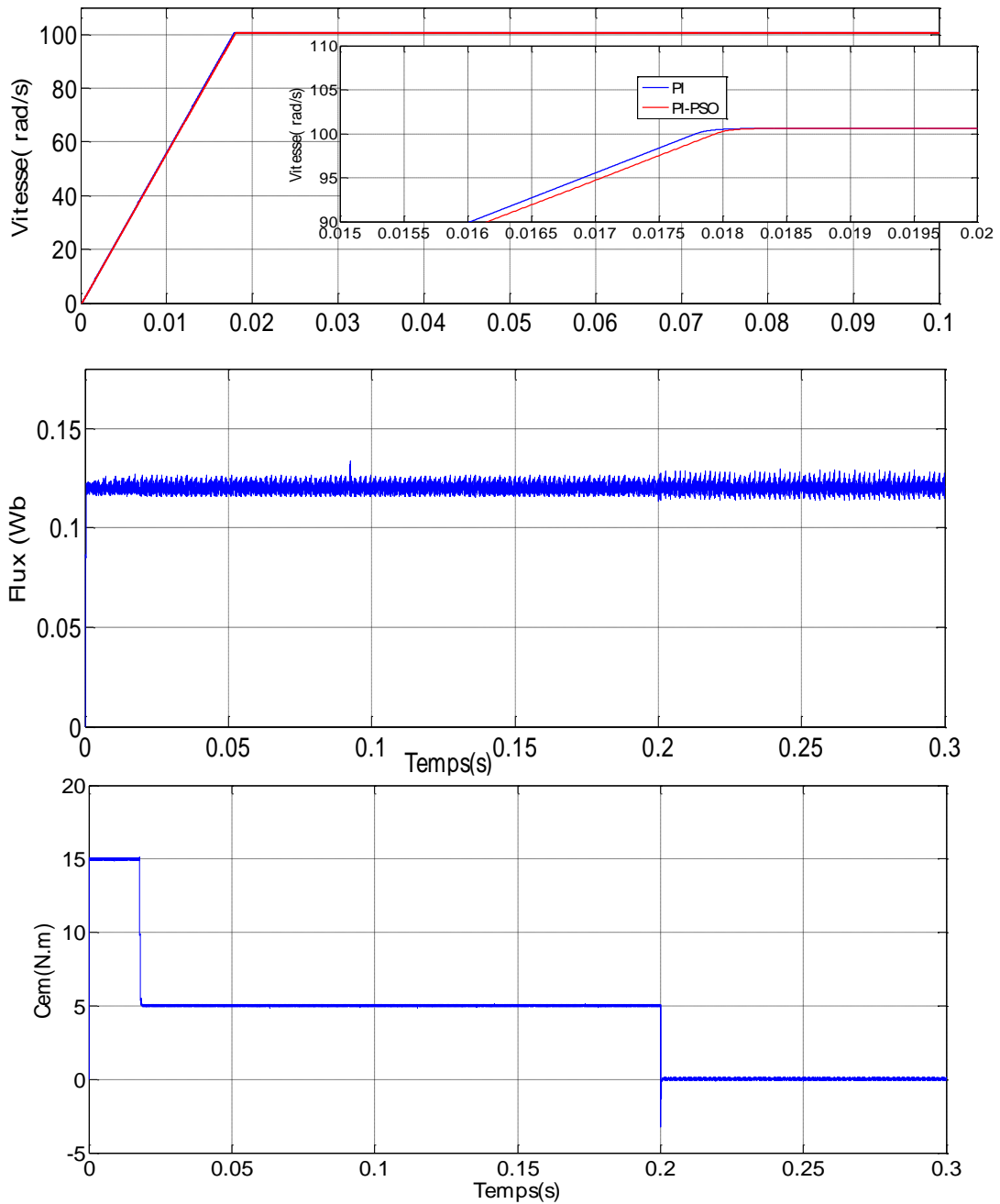


Figure V.20 Résultats de simulations de la commande DTC neuronale associé avec un régulateur PI ajusté par l'algorithme PSO

V.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a exposé certaines techniques intelligentes permettant d'améliorer les performances de la DTC de la MSAP, tel que la logique floue, et les réseaux de neurones. Ces techniques sont associées à une boucle de régulation de la vitesse contrôlée par un PI classique dont les paramètres sont ajustés par un algorithme PSO. Les résultats de simulation présentent une amélioration des performances de la DTC, en comparant avec les méthodes classiques. L'application des réseaux de neurones donne une bonne réponse du couple et du flux statorique, mais cette réponse présente quelque fluctuation au niveau du couple et au niveau du flux. L'introduction du régulateur PI dans la boucle de vitesse, où les paramètres sont ajustés par l'algorithme PSO permet d'éviter le recours au calcul habituel des gains du régulateur par les méthodes classiques. Cette méthode montre une considérable amélioration des performances de la DTC-neurone.

*Conclusion générale et
perspective*

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le travail présenté dans le cadre de cette thèse porte sur la commande directe du couple appliquée sur la machine synchrone à aimants permanents pilotée par un onduleur à deux niveaux à Z-source et par l'utilisation des techniques intelligentes alimenté par un système photovoltaïque. La commande *DTC* est peu sensible aux variations des paramètres de la machine, cette nouvelle structure ne nécessite pas un capteur mécanique pour connaître la position du rotor et la vitesse de la machine. La dynamique du couple obtenue est très élevée et avec une bonne précision.

L'étude théorique du principe de contrôle direct du couple de la *MSAP* développée dans ce travail montre la faisabilité de la commande dans les conditions idéales.

L'implantation de la structure de la *DTC* ne nécessite pas de bloc modulateur de tension *MLI*, ni de boucles de régulation de courants ou de transformation de Park. Différentes stratégies de commutation sont analysées. Le choix d'une table de commutation dépend de la variation souhaitée du point de vue ondulations du flux et du couple, du fonctionnement dans deux ou quatre quadrants du plan couple -vitesse, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

L'étude des principes de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéal, où l'on considère la vitesse suffisamment élevée pour négliger le rôle de la résistance statorique. Les grandeurs statoriques estimées par le calcul peuvent être alors contrôlées avec précision et fiabilité si l'on respecte les contraintes de fonctionnement. Cependant, la résistance statorique, seul paramètre de la machine utilisée dans le système de contrôle, peut entraîner de fortes perturbations sur la commande aux basses vitesses.

La commande *DTC* a une fréquence d'échantillonnage variable assez élevée non contrôlable due à l'utilisation des contrôleurs à hystérésis ce qui engendre des ondulations sur le flux statorique et le couple. Cependant, une valeur élevée a pour conséquence une augmentation des pertes par commutation et la nécessité d'utiliser une unité de traitement rapide comme une *DSP*. De plus, on montre que la fréquence de commutation n'est pas directement liée à la fréquence d'échantillonnage et qu'elle peut être contrôlée par les bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux.

Des tables de commutations améliorées, basées sur le changement des secteurs ou l'augmentation de leur nombre à douze, sont également proposées pour supprimer l'ambiguïté sur le couple et introduire des niveaux de variations sur la valeur du couple désirée.

Une autre différence concerne les niveaux des régulateurs d'hystérésis. Dans la méthode *DTC* étendu le régulateur de couple a une sortie à cinq niveaux, à la différence de la commande *DTC* classique où uniquement deux ou trois niveaux étaient considérés.

La sortie de l'algorithme de commande est toujours l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Dans l'objectif de réduire plus les oscillations au niveau du couple et du flux, des travaux de recherche sont entamés actuellement sur la maîtrise de la fréquence de commutation en vue de réduire les harmoniques du couple. Pour pallier cet inconvénient, nous avons présenté la commande *SVM_DTC* qui son action sur l'onduleur permet d'améliorer considérablement le comportement du couple et du flux.

La commande SVM-DTC présente moins d'ondulations sur le couple et le flux avec une fréquence de commutation élevée. Cependant, elle nécessite un espace mémoire important et un matériel bien adapté (DSP, ASIC, FPGA,...) et par conséquent une augmentation du coût de la commande.

Enfin le cinquième chapitre aborde une présentation générale sur les principes et les théories des techniques de l'intelligence artificielle (réseaux de neurones artificiels, la logique floue, les algorithmes génétiques, et l'approche d'optimisation PSO. Puis nous avons appliqué ces différentes techniques sur la commande directe du couple, en remplaçant la table de sélection qui établit les états de commutation de la DTC par une table basée sur la logique floue, puis les réseaux de neurones, et en optimisant à chaque fois le régulateur PI de la vitesse par les techniques d'optimisation PSO. Chaque technique proposée, dans ce travail a des influences spécifiques aux niveaux du flux statorique et du couple électromagnétique, qui sont généralement améliorées par rapport aux méthodes classiques.

L'ensemble de ces travaux nécessitent une validation expérimentale afin de confirmer les résultats de simulation des différentes méthodes de commande DTC appliquées sur le MSAP, par l'utilisation des onduleurs classique et l'onduleur avec Z-source alimenté par un système photovoltaïque.

Le travail présenté dans cette thèse ouvre un certain nombre de perspectives de recherche qui nous apparaît utile de citer:

- ❖ Utilisation d'un observateur robuste et non linéaire comme le mode glissant pour estimer la résistance statorique, et améliorer la qualité d'estimation du flux statorique ;
- ❖ Utilisation des onduleurs Z-source multiniveaux pour minimiser le chattering et diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs ;
- ❖ La validation expérimentale de ces techniques proposées basée sur les cartes de Labox ou bien des cartes à la base de FPGA et VHDL ;
- ❖ L'étude de la stabilité des systèmes à base d'intelligence artificielle reste une question de recherche très importante dans le domaine de l'intelligence artificielle ;
- ❖ Application de ces techniques dans les systèmes modernes de traction électriques.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [Ame-12] **A. AMEUR**, « *commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle* », thèse de doctorat, Batna, 2012.
- [Abb-11] **L.ABBASSEN**, « *étude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque* », mémoire de magister, U.M.M.T.O, 2011.
- [Abu-12] **A. Abu Rub, J. Guzinski**, « *High performance control of AC drives with MATLAB/Simulink models / Haitham* », Wiley John and son, 2012;
- [Aze-00] **K. AZEDDINE**, « *Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents* », thèse de PHD, Québec, Canada, 2000.
- [Baa-89] **U. BAADER, M. DEPENBROCK, G. GIERSE**, « *Direct self-control of inverter-fed induction machine, a basis for speed control without speed measurement* », IEEE Trans on Indapplvol(12), no.2 ,1989.
- [Bab-01] **N.M. BABAK**, « *Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres* », thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 2001.
- [Bag-99] **L.BAGHLI**, « *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques* », thèse de docteur, Université Henry Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [Bta-14] **A. BATTISTON**, « *Modélisation, commande, stabilité et mise en oeuvre des onduleurs à source impédance. Application aux systèmes embarqués* », thèse de Doctorat, Université de Lorraine, 2014.
- [Bel-05] **S. BELKACEM, A. BETTA, F. NACERI**, « *Performance analysis of field-Oriented Control and Direct Torque Control for sensorless induction motor Drives* », PCSE'05, May 2005, O.E.Bouaghi .

-
- [Bos-02] **B.K.BOSEM**, «*Modern Power Electronics and AC drives*», Prentice-Hall, Inc 2002.
- [Bou-05] **L.BOURAS, M. KADJOU DJ, N. GOLEA**, «*Contrôle directe du couple base sur la modulation vectorielle avec régulation à hystérésis appliqué la machine à induction* », PCSE'05May2005, pp319-324, O.E.Bouaghi .
- [Bou-17] **R. BOUCHEBBAT**, «*Algorithmes bio-inspirés appliqués pour la commande des systèmes* », thèse de doctorat, université de université du 20 aout 1955 Skikda, 2017.
- [Cas-00] **D.CASADEI, G. SERRA, A. TANI** «*Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation* », IEEE transactions on power electronics, vol. 15, no.4, July 2001, pp 769-777.
- [Cas-03] **D.CASADEI, A. TANI, G. SERRA, T.LUCA ZARRI, F. PROFUMO**, «*Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme*»,IEEE transactions on industry applications, vol. 39, no. 2, march/April 2003.
- [Cau-00] **C.CANUDAS DE WIT**, «*Modélisation contrôle vectoriel et DTC* », Volume15, no 4, Hermès Science, 2000.
- [Cel-00] **N. CELANOVIC**, «*Space vector modulation and control of multilevel converters*», these PHD, Blacksburg, Virginia, 2000.
- [Chi-04] **M. CHIKOUCHE**, «*Etude comparative des commandes à MLI d'un onduleur de tension appliquées à la commande de la machines asynchrone* », mémoire de magister, ENP-Oran exENSET-Oran, 2004.
- [Chi-08] **A. CHIKHI**, «*Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue* », mémoire de magister, Batna,2008.
- [Dah-18] **A. DAHBI**, «*Contribution à la commande et à l'amélioration des performances de l'énergie électrique d'une chaine de production éolienne* », thèse de doctorat, université Mostefa BENBOULAID, Batna2, 2018.
- [Dan-02] **S.DAN, YIKANG HE, JIAN GUO ZHU**, «*Sensorless Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on fuzzy logic*», AUPEC 2002, pp1286-1291.

-
- [Dav-06] **O. DAVID, LUIS ROMERAL, J. A ORTEGA, J. CUSIDO, A. GARCIA,** «*Discrete Space Vector Modulation Applied on a PMSM Motor*», EPE-PEMC 2006, Portoro2, Slovenia, IEEE 2006 pp 320-325.
- [Dep-88] **M.DEPENBROCK,** «*Direct self-control (DSC) of inverters-fed induction machine*», IEEE Transactions on power Electronics, volume3 (4), 1988.
- [Djer-15] **Y. DJERIRI,** «*Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle* », thèse de doctorat, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2015.
- [Der-02] **A. DERBANE,** «*Contrôle direct du couple de la machine synchrone à aimants permanents basé sur la logique floue ou les réseaux de neurones* », mémoire de magister, EMP-Algér, 2002.
- [Elh-97] **I. ELHASSAN, X. ROBOMA, B. DE FORNEL. ET E. V. WESTERHOLT,** «*Torque dynamic behavior of induction machine direct torque control in four quadrant operations*», In IEEE ISIE' 97 Conference, Portugal, 1997.
- [Fad-06] **O. FADILE,** «*Modélisation et commande non-linéaire de l'association machine synchrone à aimants permanents –onduleur de tension à trois niveaux* », mémoire de magister, Batna, 2006.
- [Fai-03] **J. FAIZ, M. BAGHER, B. SHARIFIAN, A. KEYHANI, A.B. PROCA,** «*Sensorless Direct torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle*», IEEE transactions on energy conversion, vol. 18, no. 1, March 2003.
- [Gha-05] **H. GHASSEMI, S. VAEZ-ZAEDEH,** «*A very fast direct torque control for interior permanent magnet synchronous motors start up*», Energy conversion and Management 46,2005,715-726.
- [Glo-19] **M.V.G Gloria, L.L Rodrigues, R.S. Inomoto, A.J. Sguarezi, and R.M. Monaro,** «*Weighted-PSO Applied to Tune Sliding Mode Plus PI Controller Applied to a Boost Converter in a PV System*», *Energies* **2019**, 12, 864.
- [Gre-97] **G. Grellet, G. Clerc** «*Actionneurs électriques : principes, modèles, commande* », Edition Eyroules, 1997.
- [Har-07] **K. HARTANI,** «*Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage* », thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O. Oran, Algérie, 2007.

-
- [Hec-07] **M.HACHLEF**, « *Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle* », thèse de Doctorat, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2017
- [Jan-05] **P.JAN**, « *Innovative standstill position detection combined with sensorless control of synchronous motors* », these de doctorate Es-Sciences, Linköping's, Suède, 2005.
- [Ken-12] **K. KENDOUCI**, « *Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents* », thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O.Oran, Algérie, 2012.
- [Kha-17] **F. KHAMMAR**, « *Contribution à l'Etude de la Commande d'une Machine Asynchrone : Approches Intelligentes* », thèse de Doctorat Es-Science, Université Badji Mokhtar-Annaba, Algérie, 2017.
- [Kan-98] **J. KANG AND S.SUL**, « *Torque ripple minimization strategy for Direct Torque Control of induction motor* », IEEE Trans, IAZ 98, oct 1998, pp 546-551, St Louis, USA 1998.
- [Khe-07] **A. KHELDOUN**, « *Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté* », thèse de doctorat, Boumerdès ,2007.
- [Kim-94] **Y.R.KIM, S.K.SUL, M.H. PARK**, « *Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter* », IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 30, no 5, pp. 1225-1233, Sep/Oct 1994.
- [Lai-04] **Y.S.LAI, W. WANG, C. CHEN**, « *Novel switching techniques for reducing the speed ripple of AC drives with Direct Torque Control* », IEEE trans, on Ind, electronics, vol 51, N0 4, pp 768-775, August 2004.
- [Lee-06] **K.B.LEE, F. BLAABJERG**, « *Improved Direct Torque Control for Sensorless Matrix Converter Drives with Constant Switching Frequency and Torque Ripple Reduction* », International Journal of Control, Automation, and Systems, vol. 4, no. 1, pp. 113-123, February 2006.
- [Mal-05] **G. MALEK**, « *Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique* », thèse de doctorat, Nantes, 2005.

-
- [Mar-00] **K. MAROUANI, A. KHELOUI**, « *Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par PC* », Conférence Internationale ICEE'2000.
- [Mar-98] **S. MARTIN**, « *Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension multiniveaux à fréquence imposé* », In JCGE' 98, Paris, 1998.
- [Mas-07] **A. MAASOUM**, « *Commande à la commande singulièrement perturbées d'une machine synchrone à aimants permanents (commande à structure variable CSV) Neuro-Floue*», thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, 2007.
- [Mec-14] **A. MECHERNEN**, « *Apport des techniques de l'intelligence artificielle à la commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone* », thèse de doctorat, USTOMB Oran, 2014.
- [Mer-04] **A. MEROUFEL**, « *Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique*», thèse de doctorat, Sidi Bel-Abbas, 2004.
- [Mer-07] **M.S. MERZOUG**, « *Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)* », mémoire de magister, Batna, 2007.
- [Mes-07] **E. MESSAIF, M. BERKOUK, N. SAADIA AND A. TLHA**, « *Nouvelle table de commande pour le contrôle direct couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à 3-niveaux de tension* », CGE/'5, EMP, Alger ,2007.
- [Mes-16] **H. MESLOUB**, « *Commande DTC prédictive d'une machine synchrone à Aimants Permanents* », thèse de doctorat, Biskra, 2016.
- [Mey-97] **T. A. MEYNARD, M. FADAL, ET N. AOUDA** « *Modelling of multilevel converters* », IEEE Transaction on Industrial Electronics, 44(3) ,1997.
- [Mez-06 a] **A. MEZOUAR**, « *Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques application à la commande des machines asynchrones* », thèse de doctorat, Sidi bel-Abbas, 2006.
- [Mez-06 b] **S. MEZIANE, R. TOUFOUTI, H. BENALLA**, « *Review of Direct Torque and flux control methods for voltage source inverter fed induction motor*», ACSE Journal, volume (6) Issue (3) Oct,2006 pp47-53.

-
- [Mil-06] **A. MILOUDI**, « *Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D'un Moteur Asynchrone* », thèse de doctorat, U.S.T.O, Oran, Algérie, Juin 2006.
- [Nef-08] **M.NEFSI**, « *Commande directe du couple d'une machine asynchrone sans capteur mécanique* », mémoire de magister, Sidi Bel-Abbés, 2008
- [Mor-99] **K. MORISSANDA**, « *Techniques de commande des convertisseurs* », mémoire de maîtrise en technologie des systèmes M, Québec ,1999.
- [Mor-05] **F. MORAND**, « *Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones* », thèse de doctorat, Lyon, France, 2005.
- [Mou-14] **A. MOUALDIA** « *Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne* », thèse de doctorat, ENP-Alger, 2014.
- [Naa-01] **A.A. NAASSANI**, « *contrôle direct du couple et du flux de la machine asynchrone essai de synthèse au moyen de la théorie du mode de glissement* », thèse de doctorat, Université d'Alep, Syrie 2001.
- [Oul-09] **O. OULEDALI**, « *Commande directe du couple d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique* », mémoire de magister ENP-Oran, ex ENSET, 2009.
- [Oul-18] **O. Ouledali, A .Meroufel, P. Wira, S.Bentouba**, «Torque and stator flux ripples minimization for direct torque control of PMSM by using space vector modulation», *Majlesi Journal of Electrical Engineering* 12(3),55-61, September 2018.
- [Nou-05] **M.NOUR**, « *Commande Floue Directe du Couple Electromagnétique d'une Machine Asynchrone* », mémoire de magister, ENP-Oran ex ENSET,2007.
- [Paw-00] **Z. PAWEL, G. RABOWSKI**, « *A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive*», IEEE transactions on industrial electronics, vol. 47, no. 4, august 2000.
- [Puj-01] **A.A. PUJOL**, « *Improvements in direct torque control of induction motor*», thèse de doctorat, UPC, Terrassa, 2001.
- [Qiu-04] **A.QIU, BINWU**, «*Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended KalmanFiltre*», IEEE, CCECE, Niagara Falls, May 2004

-
- [Rah-97] **M.F. RAHMAN, L.ZHONO, W.Y.HU, K.W.LIN**, «*Analysis of Direct Torque Control in permanent magnet synchronous motor drivers*» IEEE Trans, on Power Electronic, vol 12, pp 528-536, May 1997.
- [Sah-16] **M. SAHRAOUI**, «*Contrôle robuste des systèmes non linéaires par les approches de l'intelligence artificielle* », Thèse de Doctorat de l'université d'Oran1, Algérie, 2016
- [Raf-07] **S. RAFA, H. ZEROUG, L. HOCINE, K. BOUDJIT**, «*Simulation sur Matlab /Simulink et implémentation sur DSP/FPGA de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (PMSM) alimenté par un onduleur de tension à Modulation vectorielle (SVM)* », CIEP'07, Sétif.
- [Seb-03] **M. SEBAA**, «*Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents* », mémoire de magister, ENP-Oran ex ENSET 2003.
- [Sad-17] **R. SADOUNI**, «*Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC* », thèse de doctorat, Sidi Bel Abbes, Algérie, 2017.
- [Ség-89] **G. SEGUIER, F. LABRIQUE**, «*Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion continue-alternatif* », Volume 4, Lavoisier Tec & DOC, 1989.
- [Shi-00] **K.L.SHI, T.F. CHAN, Y.K. WONGAND, S.L. HO**, «*Speed estimation of an induction motors drive using extended Kalman Filter*», IEEE Press, 2000, pp243-248.
- [Tak-86] **I.TAKAHASHI, T. NOGUCHI**, «*A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor*», IEEE Transactions on Industry Applications, IA-22(5), 1986.
- [Tak-89] **I.TAKAHASHI, Y. OHMORI**, «*High-performance direct torque control of an induction motor*», IEEE Trans on Ind Appl, Vol 25(2), 1989.
- [Tab-11] **R. TALEB**, «*Commande des onduleurs multiniveaux asymétriques pour l'entraînement des machines électriques* », thèse de Doctorat, Sidi Bel Abbes, Algérie, 2011.

- [Tou-08] **R. TOUFOUTI**, « *contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone* », thèse de doctorat, université Mentouri Constantine, 2008.
- [Wir-07] **P. WIRA**, « *APPROCHES NEUROMIMETIQUES POUR L'IDENTIFICATION ET LA COMMANDE* », *L'Habilitation à Diriger Des Recherches*, universite de haute Alsace, Mulhouse, 2009.
- [Yai-16] **M. YAICHI**, « *Etude, Contrôle et Optimisation des performances d'une Chaîne de Conversion Photovoltaïque utilisant des Onduleurs Multiniveaux Asymétriques* », thèse de doctorat, Sidi-Bel-Abbès, 2016.
- [Zeg-17] **M. L. ZEGAI**, « *Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L'intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur Multi-Niveaux* », thèse de doctorat, USTOMB Oran, 2017.

Annexes

ANNEXES

❖ Les paramètres de la MSAP

Puissance nominale	P_n	1.1 KWatt.
Tension nominale	V	220 Volt.
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	0.83
Fréquence nominale	f	50Hz
Résistance d'une phase statorique	R_s	0.6Ohm.
Inductance statorique direct	L_d	2.8mH.
Inductance statorique quadratique	L_q	1.4mH
Flux des aimants	Φ_f	0.1194 Wb
Nombre de paire de pôles	p	4
Moment d'inertie	J	$1.1 \cdot 10^{-3} \text{N.m.s}^2/\text{rd.}$
Coefficient de frottement	F	$1.4 \cdot 10^{-3}$

➤ Paramètres de PV module

Description	Rating
Rated power	37.08 W
Voltage at Maximum power (V_{mp})	16.56 V
Current at Maximum power (I_{mp})	2.25 A
Open circuit voltage (V_{oc})	21.24 V
Short-circuit current (I_{sc})	2.55 A
Total number of cells in series (N_s)	36
Total number of cells in parallel (N_p)	1

➤ **Paramètres de l'onduleur Z-source**

Paramètre	Valeur
Tension du bus continu DC bus	300 v
L'inductance (L1 and L2)	9.6 mH
La capacité (C1 and C2)	4700 μ F
La fréquence de commutation	2 KHz

➤ **Paramètre de hacheur**

Paramètre	Valeur
Tension d'entrée (V_{in})	16.6 V
Rapport cyclique (D)	0.34
Tension de sortie (V_{out})	25 V
L'inductance L_b	100 μ H
Capacité C_o	2400 μ F
fréquence de commutation (f)	5 KHz

➤ **Dimensionnement du système photovoltaïque**

- **Les paramètres de PV et Hacheur boost**

Les paramètres de Hacheur

Basé calculer l'inductance L(H), capacité C (F) et R(Ω) par relation suivante :

$$- L \geq \frac{V_s}{4 * f * \Delta I} \quad , \text{ avec } \Delta I_L \leq 0.1 \text{ A}$$

$$- C \geq \frac{\alpha * V_s}{R * \Delta V_s * f} \quad , \text{ avec } \Delta V_s \leq 5\% V_s$$

$$- R = \frac{V_s^2}{P_{max}}$$

$$- \text{Dimensionnement GPV} \quad N_T = N_s * N_p \text{ [11]}$$

Pour dimensionnement en travail sur l'équation suivante

$$N_T = \frac{P_{\text{crête de sys}}}{P_{\text{crête de PV}}} \quad (\text{Nombre totale des panneaux, pour P sortie}).$$

N_s : Nombre série des panneaux, pour obtenir tension sortie.

N_p : Nombre en parallèle des panneaux, pour obtenir courant sortie.

ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو تحسين تقنية التحكم المباشر لعزم الدوران للمحرك التزامني ذو المغناطيس الدائم. هذه الطريقة حققت نجاح معتبر في المجال الصناعي وهذا ناتج عن التقدم في الكترونيك القدرة والمعالجات الدقيقة للمعلوماتية. تقنية التحكم المباشر لعزم الدوران توفر إجابة سريعة جدا للعزم الكهرومغناطيسي مستقلة عن التدفق. وتتميز ببساطة التكوين لكونها لا تعتمد على المقادير المميزة للمحرك، هناك تحسينات ادخلت على هذه الاستراتيجية وهذا للتقليل من تموجات عزم دوران والتدفق، و نوعية شكل التيار الكهربائي وتثبيت تواتر الاستبدال بواسطة استعمال تقنية التضمين لعرض النبضات الشعاعي، ومن أجل اضافة تحسينات اخرى لهذه الطريقة قمنا بتعديل جدول التغيرات اعتمادا على تقنيات الذكاء الاصطناعي المتمثلة في المنطق المبهم، والشبكات العصبية الاصطناعية، بواسطة الخوارزميات الوراثية، البحث عن الحل الأمثل بواسطة أسراب الجزيئات.

الكلمات المفتاحية: المحرك التزامني ذو المغناطيس الدائم، التحكم المباشر لعزم الدوران، التحكم الشعاعي، المنطق المبهم، الشبكات العصبية الاصطناعية الخوارزميات الوراثية، أسراب الجزيئات.

Résumé

Le but cette thèse est l'amélioration des systèmes de commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette stratégie a un succès considérable dans l'industriel avec le progrès qui était dans l'électronique de puissance et le domaine de micro-informatique. La technique de commande (DTC) fournit une réponse du couple très rapide indépendante du flux, d'autre part, elle a une configuration simple et elle est moins dépendante des paramètres de la machine. Une amélioration a été apportée à cette technique de commande pour réduire les ondulations du couple, améliorer la qualité de la forme du courant et travailler avec une fréquence de commutation constante, elle s'agissait de la *DTC-SVM*, où le contrôle de la fréquence de commutation est bien maîtrisé et par conséquent les ondulations sont atténuées au niveaux du couple et du flux. Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué des techniques de l'intelligence artificielle : contrôle par logique floue ; les réseaux de neurone; et le contrôle par des réseaux de neurone associé à la techniques des Algorithme Génétique (AG), et la technique PSO (Particle Swarm Optimisation).

Mots clés : *MSAP, MLI, commande vectorielle, DTC, SVM-DTC, SVM-DTC prédictive, réseaux de neurone, AG, PSO.*

Abstract

The aim of this thesis is the improvement of the direct torque control (DTC) of permanent magnet synchronous motor (PMSM). This strategy has a great success

in the industrial, by the progresses the power electronics and the micro-processing. This technique offers a very fast torque response independent of the flux, on the other hand, it has a simple configuration and without any relation with the machine parameters. An enhancement has been made to this control technique to reduce torque ripples, improve the quality of the current form and work with constant switching frequency. Consequently, we have used *DTC-SVM*, where frequency control switching is controlled and therefore the ripples are attenuated in terms of torque and flux. To improve the performance of the system to be controlled, artificial intelligence techniques have been applied: fuzzy logic control; neural networks; and control by neural networks associated with the Genetic Algorithm (GA) and the PSO (Particle Swarm Optimization) technique.

Key words: *PMSM, PWM, DTC, SVM-DTC, SVM-DTC prédictive, fuzzy logic, Neural Network, GA, PSO.*