

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبو بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

en : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

par : KHELLADI Zoheir

et : KHELLADI Mohammed el Amine

Sujet

**Techniques métaheuristiques pour l'optimisation des performances
d'une commande pour moteur à courant continu**

Soutenu par vidéoconférence , le 07 / 07 / 2021, devant le jury composé de :

Mr H. BENARIBA	Maitre de Conférences	Univ. Tlemcen	Président
Mr A. MECHERNENE	Maitre de Conférences	Univ. Tlemcen	Encadrant
Mr M. LOUCIF	Maitre de Conférences	Univ. Tlemcen	Co-Encadrant
Melle H. SMAIL	Maitre-Assistant	Univ. Tlemcen	Examineur
...

Dedicaces 1

Avec l'aide de Dieu tout puissant, nous avons achevé ce modeste travail que je dédie :

- à ma mère, qui a oeuvré pour ma réussite, par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie ;
- à mon père peut être fier et trouver ici le résultat de nombreuses années de sacrifices et de difficultés pour m'aider à avancer dans la vie. (Puisse Allah avoir pitié de lui) ;
- à mes très chers frères Habib et sid ahmed, ainsi qu'à et ma chère sœur, son époux Rabah et leurs enfants ;
- à toute la famille et les amis et tous mes proches ;
- Enfin à toute la promotion Electrotechnique, option Commande électrique de l'année 2020-2021 .

ZOHEIR KHELLADI
Tlemcen, le 07 Juillet 2021

Dedicaces 2

JE dédie ce modeste travail à tout ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce présent projet, ainsi je le dédie à :

- A mes très chers parents, pour l'amour qu'ils m'ont toujours donné, leurs encouragements et toute l'aide qu'ils m'ont apportée durant mes études ;
- à mes frères. Mes amis et ce que ont partagé avec moi tous les moments d'émotions lors de la réalisation de ce travail. Ils m'ont chaleureusement supporté et encouragé tout au long de mon parcours ;
- Aucun mot, aucune dédicase ne pourrait exprimer mon respect, ma considération, et mon amour pour les sacrifices qu'ils ont consentis pour mon instruction et mon bien être ;
- à tous mes amis qui m'ont encouragé, et à qui je souhaite plus de succès.

Med El Amine KHELLADI
Tlemcen, le 07 Juillet 2021

Remerciements

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de notre projet de fin d'étude de Master au Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen.

En premier lieu, nous tenons à exprimer notre gratitude à nos encadrants, les Docteurs Abdelkader MECHERNENE et Mourad LOUCIF, tout deux Maître de Conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour nous avoir proposé et dirigé ce travail, nous les remercions pour nous avoir fait profité de leur expérience, pour orientations qui nous ont permis de mener à bien ce travail.

Nous sommes sensibles à l'honneur que nous a fait monsieur Hassen BENARIBA, Maître de Conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour avoir accepté de présider et de nous honorer de sa présence au sein du jury de soutenance du présent mémoire ; qu'il trouve ici l'expression de notre reconnaissance et de notre respect.

Enfin, nous tenons également à adresser nos vifs remerciements à Mademoiselle Houria SMAIL, Maître Assistante à l'Université Abou Bekr Belkaïd, nous le remercions chaleureusement pour avoir accepté d'examiner le présent mémoire et pour ses observations et remarques pertinentes et constructives.

Merci enfin à tous ceux qui, de près ou de loin, nous ont aidé et donc ont contribué au succès de ce travail.

zoheir KHELLADI med el amine KHELLADI
Tlemcen, le 07 Juillet 2021

TABLE DES MATIÈRES

DEDICACES 1	i
DEDICACES 2	ii
REMERCIEMENTS	iii
NOMENCLATURE	xii
GLOSSAIRE	xvii
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I MÉTHODES CLASSIQUES DE RÉGLAGE DES BOUCLES DE RÉGULATION	3
I.1 INTRODUCTION	4
I.2 OBJECTIF ET CONFIGURATION D'UNE BOUCLE DE RÉGULATION	4
I.2.1 Généralités	4
I.2.2 Objectif global de la régulation	4
I.2.3 Boucle de régulation	5
I.2.4 types des boucles	5
I.3 RÉGULATION PID	6
I.3.1 Définition	6
I.3.2 Action proportionnelle (P)	7
I.3.3 Action intégrale (I)	7
I.3.4 Action dérivée (D)	8
I.4 STRUCTURES DES RÉGULATEURS PID	9
I.4.1 Structure parallèle [15]	10
I.4.2 Structure série [15]	10
I.4.3 Régulateur PI	12
I.4.4 Structure IP	12
I.4.5 Structure Anti Wind-up	13
I.5 CRITÈRES DE PERFORMANCE	13
I.5.1 Critère de performances classiques	13
I.5.2 Critère de performances intégraux [29]	15
I.6 MÉTHODES DE RÉGLAGE DES PARAMÈTRES	16
I.6.1 Méthode de la réponse indicielle [29]	16
I.6.2 Méthode de point critique [29]	16

I.6.3	Méthode de Broïda [49]	17
I.6.4	Méthode de Chien-Hrones-Reswick [15]	18
I.6.5	Méthode de synthèse par compensation de pôles[35]	18
I.6.6	Méthode de synthèse par placement de pôles	19
I.7	RÉGULATION CASCADE (STRUCTURE IMBRIQUÉE) [22]	19
I.8	DIAGRAMME DE BODE [26]	19
I.9	DIAGRAMME DE NYQUIST [26]	20
I.10	CONCLUSION	21
II	MODÉLISATION ET COMMANDE DU MOTEUR À COURANT CONTINU	22
II.1	INTRODUCTION	23
II.2	PRINCIPE ET CONSTITUTION DES MOTEURS À COURANT CONTINU	23
II.2.1	Principe de fonctionnement [46],[25],[21]	23
II.2.2	Constitution du moteur à courant continu [21],[37]	25
II.2.3	Différentes méthode d'excitation [9]	27
II.2.4	Avantages et inconvénients du moteur à courant continu [41]	27
II.3	MOTEUR À COURANT CONTINU Á EXCITATION SÉPARÉE [9]	28
II.3.1	Equations de fonctionnement en régime permanent [9]	28
II.3.2	Caractéristiques électromécaniques et mécanique [6]	28
II.3.3	Bilan des puissances et rendement[39]	29
II.3.4	Principes de la variation de vitesse [2]	30
II.3.5	Modélisation dynamique du moteur à excitation séparée [47]	30
II.4	IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DU MOTEUR Á COURANT CONTINU [3]	31
II.4.1	Identification des paramètres électriques	31
II.4.2	Identification des paramètres mécaniques	32
II.4.3	Validation expérimentale du modèle dynamique et des paramètres	32
II.5	CONVERTISSEURS Á BASE DE HACHEURS POUR MOTEURS Á COURANT CONTINU [2]	40
II.5.1	Hacheur série	40
II.5.2	Hacheur réversible en courant	40
II.5.3	Hacheur réversible en tension	41
II.5.4	Hacheur réversible en courant et en tension	41
II.5.5	Technique de commande á MLI [11]	42
II.5.6	Principe de la commande MLI	42
II.6	COMMANDE DU MOTEUR Á EXCITATION SÉPARÉE [35][8]	43
II.6.1	Structure d'un régulateur PI	43
II.6.2	La méthode par compensation de pôle	44
II.7	COMMANDE DU MOTEUR Á EXCITATION SÉPARÉE PAR LA MÉTHODE PI CLASSIQUE	48
II.7.1	la commande du moteur à courant continu	48
II.8	CONCLUSION	52
III	OPTIMISATION MÉTAHEURISTIQUE	53

III.1	INTRODUCTION	54
III.2	PROBLÈME D'OPTIMISATION	54
III.3	PROBLÈME MÉTAHEURISTIQUE	54
III.3.1	Définition des méthodes métaheuristiques	54
III.3.2	Classification de méthodes métaheuristiques [4]	55
III.3.3	Domaines d'application	56
III.4	OPTIMISATION Á BASE D'ESSAIMS PARTICULAIRES (PSO)	56
III.4.1	Principe de l'algorithme[18]	56
III.4.2	Espace de recherche	56
III.4.3	Particule [18]	56
III.4.4	Principe de déplacement d'une particule[18]	57
III.4.5	Mécanisme de confinement[28]	58
III.4.6	Déroulement de l'algorithme[43]	59
III.4.7	Exemples d'optimisation par la méthode (PSO)[12]	60
III.5	OPTIMISATION PAR COLONIE DE FOURMIS ARTIFICIELLES (ACO)	61
III.5.1	Principe de l'algorithme (ACO)	61
III.5.2	L'exploration	61
III.5.3	L'exploitation	61
III.5.4	La diversification	61
III.5.5	L'intensification	61
III.5.6	L'algorithme d'ACO	62
III.5.7	Exemples d'optimisation par la méthode (ACO)[15]	63
III.6	OPTIMISATION PAR ESSAIM D'ABEILLES ARTIFICIELLES (ABC)	64
III.6.1	Principe de l'algorithme ABC	64
III.6.2	Structure algorithmique	64
III.6.3	Modèle de base de l'algorithme ABC[31]	65
III.6.4	Organigramme du ABC[50]	67
III.6.5	Exemples d'optimisation par la méthode (ABC)[31]	68
III.7	OPTIMISATION PAR LA MÉTHODE DES LOUPS GRIS (GWO)	70
III.7.1	Principe de l'algorithme GWO	70
III.7.2	Opérateurs	70
III.7.3	Étapes générales de l'algorithme GWO	73
III.7.4	Étapes pour écrire l'algorithme GWO (organigramme)	73
III.7.5	Exemples d'optimisation par la méthode GWO [17]	74
III.8	CONCLUSION	74
IV	OPTIMISATION MÉTAHEURISTIQUE DE LA COMMANDE DU MOTEUR DC	76
IV.1	INTRODUCTION	77
IV.2	FONCTION OBJECTIF	77
IV.3	APPLICATION DES MÉTHODES D'OPTIMISATION POUR LE RÉ- GLAGE D'UN CORRECTEUR P.I	77
IV.4	LE MODÈLE PSO Á ÉTUDIÉE	78
IV.5	COMMANDE DU MOTEUR Á EXCITATION SÉPARÉE PAR LA MÉ- THODE PSO	79

IV.5.1 La commande du moteur à courant continu	79
IV.6 COMPARAISON DE LA COMMANDE DU MOTEUR Á EXCITATION SÉPARÉE PAR LES DEUX MÉTHODES	82
IV.6.1 Commande du moteur à courant continu.	82
IV.7 CONCLUSION	85
CONCLUSION GÉNÉRALE	87
BIBLIOGRAPHIE	91
ANNEXE A : MODÉLES SIMULINK	1
ANNEXE B : PARAMÈTRES	4
ANNEXE C : CARTE dsPACE DS1104	6

TABLE DES FIGURES

I.1	schéma de régulation en boucle ouverte [20]	6
I.2	système de régulation en boucle fermé [20]	6
I.3	Action proportionnelle P [20]	8
I.4	réponse avec Action Intégrale I [20]	9
I.5	réponse avec Action dérivée D [20]	10
I.6	Régulation à structure parallèle [15]	10
I.7	Régulateur à structure série [15]	11
I.8	Schéma fonctionnel du régulateur PI [15]	12
I.9	Réponse indicielle du régulateur PI [15]	12
I.10	Schéma de commande utilisant la structure IP [19]	13
I.11	Technique anti-windup [44]	13
I.12	Représentation graphique du dépassement	14
I.13	Temps de réponse	14
I.14	Temps de montée [15]	15
I.15	Réponse en boucle ouvert	16
I.16	Méthode du gain critique	17
I.17	Modélisation par la méthode de Broïda	17
I.18	Schéma fonctionnel d'une boucle de régulation en cascade [5]	19
I.19	Échelle logarithmique du diagramme de Bode	20
I.20	Définition du diagramme de Nyquist	20
II.1	Force de Laplace	23
II.2	Fonctionnement de machine à courant continu	24
II.3	Constitution de la machine à courant continu	25
II.4	Stator d'un moteur à courant continu.	25
II.5	Rotor d'un moteur à courant continu.	26
II.6	noyau de l'induit et les conducteurs	26
II.7	collecteur et balais	27
II.8	Moteur à courant continu à excitation séparée	28
II.9	Caractéristique électromécanique du moteur	29
II.10	Caractéristique mécanique du moteur séparée	29
II.11	Bilan des puissances	30
II.12	Détermination de la résistance de l'induit R_a	32
II.13	Détermination de l'inductance de l'induit L_a	33
II.14	Détermination de la résistance de l'inducteur R_f	34
II.15	Détermination de la l'inductance de l'inducteur L_f	34
II.16	$I=f(E)$	35

II.17	$C_p=f(\omega)$	36
II.18	Détermination du coefficient de frottement visqueux f :	37
II.19	Détermination des pertes à vide P_0	37
II.20	Essai en ralentissement.	39
II.21	Allure de la vitesse en fonction du temps lors du freinage Lé- gende :	39
II.22	Schéma de principe d'un hacheur série	40
II.23	Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant	41
II.24	Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension	41
II.25	Schéma de principe du hacheur réversible en tension et en courant	42
II.26	Réalisation du signal MLI	43
II.27	Structure de commande utilisant un régulateur PI	44
II.28	Le schéma Matlab Simulink du système	44
II.29	Schéma bloc Simulink de la boucle de courant.	45
II.30	Représentation de la boucle fermée du courant	46
II.31	Représentation de la boucle fermée de vitesse.	47
II.32	Courbe de la vitesse du moteur seul.	48
II.33	Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du moteur à courant continu	48
II.34	Courant d'induit	49
II.35	Couple électromagnétique	49
II.36	Vitesse de rotation du moteur.	49
II.37	Vitesse de rotation du moteur avec avec référence rectangulaire unipolaire (0 à 100)	50
II.38	Vitesse de rotation du moteur avec référence rectangulaire bipo- laire (-50 à 0 ; 0 à 100)	50
II.39	Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du moteur à courant continu	51
II.40	Courant d'induit	51
II.41	Couple électromagnétique	51
II.42	Vitesse de rotation du moteur.	52
III.1	Schéma de principe du déplacement d'une particule	58
III.2	Organigramme générale de la méthode PSO	59
III.3	Approche d'optimisation du PID par l'algorithme PSO [12]	60
III.4	Graphe multicouches du déplacement des fourmis [15]	62
III.5	Fonction de Rastrigin avec optimum global au point $f(0,0)=0$	64
III.6	Structure de l'algorithme ABC [50]	65
III.7	Organigramme du modèle de base de l'algorithme ABC	67
III.8	Courbe de la fonction cout (a)	68
III.9	Courbe de la fonction cout (b)	68
III.10	Courbe de la fonction cout (c)	69
III.11	Représentation des fitness pour les deux algorithmes.	70
III.12	mécanisme de positionnement de l'agent de recherche [32].	72
III.13	Organigramme de la méthode GWO.	73

III.14 réponse indicielle pour les différentes méthodes d'optimisation pour un système de 2 ^{ème} ordre.	74
IV.1 Schéma illustre l'optimisation d'un régulateur PI par (PSO)	77
IV.2 Modèle PSO	78
IV.3 Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du moteur à courant continu	79
IV.4 Courant d'induit	79
IV.5 Couple électromagnétique	79
IV.6 Vitesse de rotation du moteur	80
IV.7 Vitesse de rotation du moteur avec avec référence rectangulaire unipolaire (0 à 100)	80
IV.8 Vitesse de rotation du moteur avec référence rectangulaire bipolaire (-50 à 0; 0 à 100)	80
IV.9 Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du moteur à courant continu	81
IV.10 Courant d'induit.	81
IV.11 Couple électromagnétique.	81
IV.12 Vitesse de rotation du moteur	82
IV.13 Courant d'induit.	82
IV.14 Couple électromagnétique.	83
IV.15 Vitesse de rotation du moteur	83
IV.16 Vitesse de rotation du moteur avec avec référence rectangulaire unipolaire (0 à 100)	83
IV.17 Vitesse de rotation du moteur avec référence rectangulaire bipolaire (-50 à 0; 0 à 100)	84
IV.18 Courant d'induit.	84
IV.19 Couple électromagnétique.	84
IV.20 Vitesse de rotation du moteur	85
98 Schéma bloc Simulink de moteur seul	1
99 Schéma bloc Simulink de la boucle de courant	1
100 Schéma bloc Simulink la boucle fermée de vitesse	2
101 Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du moteur à courant continu	2
102 Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du PSO avec le moteur à courant continu	3
103 abaque des temps de réponses réduits	5
104 abaque des dépassements transitoires	5
105 dSPACE DS1104 RD Controller Board	6
106 Connector panel CP1104	7
107 Real-time control structure	7
108 Principales caractéristiques du DS1104	8
109 Synoptique de la carte DS1104	8
110 convertisseur	9
111	10
112	10
113	10
114	10

115 les capteurs	11
----------------------------	----

Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans cette thèse sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

Indices et exposants

Symbole	Signification
X	Grandeur entrée
Y	Grandeur sortie
U	La commande

Constantes

Nom	Symbole	Valeur	Unité
la valeur initiale de la pondération	ω_{max}	0.9	/
la valeur finale de la pondération	ω_{max}	[3,4]	/
Les coefficients de confiance	$rand_1, rand_2$	[0,1]	/
constantes d'accélération	C_1, C_2	$C_1 + C_2 < 4$	/
le taux d'évaporation	ρ	[0.5,0.8]	/

Grandeurs électriques et mécaniques

Nom	Symbole	Unité
Temps	t	s
Tension	U	V
Courant	I	A
Puissance	P	W
Flux magnétique	ϕ	Wb
Induction magnétique	B	T
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	/
Fréquence	f	Hz
Pulsation électrique	ω	rad/s
Pulsation mécanique de rotation	Ω	rad/s
Moment d'un couple	C	mN
Angle (position)	θ	degrés, rad
Le temps intégrale	T_i	s
Le temps dérivatif	T_d	s
valeur initiale de u	u_0	/
période d'oscillation	T_{cr}	s
Bande proportionnelle	B_p	/
le rapport erreur	ϵ	/

Nom	Symbole	Unité
Impédance	Z	Ω
Réactance	X	Ω
Résistance	R	Ω
Inductance	L	H
Moment d'inertie	J	kg.m ²
Coefficient de frottement	K_f	N.s/rad
Le gain proportionnel	K_p	/
Action intégrale	K_i	/
Action dérivé	K_d	/
Le terme proportionnel	P	/
Le terme intégral	I	/
le terme dérivatif	D	/
force de Laplace	F	N.m
le courant qui parcourt les conducteurs	I	A
élément de longueur du conducteur	dI	m
le champ magnétique	B	Tesla
Tension d'alimentation d'excitation	V_f	V
Courant d'excitation	I_f	A
Tension d'alimentation d'induit	V_a	V
Courant d'induit	I_a	A
Force électromotrice (f.c.e.m)	E	V
Constante de couple du moteur	K_m	/
La constante de la F.C.E.M	K_e	/
Couple électromagnétique de la machine	C_{em}	N.m
Couple de frottement sec	C_s	N.m
Couple mécanique	C_m	N.m
Couple résistant	C_r	N.m
La puissance absorbé	P_a	W
La puissance utile	P_u	W
La puissance à vide	P_0	W
La puissance électromotrice	P_{em}	W
Les pertes fer	P_{fer}	W
Les pertes joules	P_j	W
Les pertes mécaniques	P_m	W
Les pertes par excitation	P_e	W
Rendement	η	/

Nom	Symbole	Unité
Inductance mutuelle entre induit et inducteur	M_{fd}	/
Constante de temps électrique l'induit	T_e	s
Constante de temps électrique de l'inducteur	T_f	s
Constante de temps mécanique de l'induit	T_m	s
Coefficient de frottement	f	N.m/rd/s
Tension à l'entrée du hacheur	V_e	V
Tension à la sortie du hacheur	V_s	V
Courant à l'entrée du hacheur	I_e	A
Courant à la sortie du hacheur	I_s	A
Diode	D	/
Inductance de lissage	L	H
Gain du hacheur	K_{cm}	/
Constante de temps du hacheur	T_{cm}	/
Période de hachage	T_h	/
Fréquence de hachage	F_h	/
Rapport de cyclique	α	/
Fonction de transfert du courant	G_i	/
Fct de transfert du courant en boucle fermée	G_{bf}	/
Gain de la fonction de transfert du courant	G_i	/
Régulateur de courant	C_i	/
Résistance de l'induit	R_a	Ω
Résistance de l'inducteur	R_f	Ω
Inductance propre de l'induit	L_a	H
Inductance propre de l'inducteur	L_f	H
Impédance d'induit	Z_a	Ω
Impédance d'inducteur	Z_f	Ω

Nom	Symbole	Unité
le gain critique	K_{cr}	/
coefficient théorique d'interaction entre action I et action D	α	/
Le nombre de particules de l'essaim	K_{cr}	/
Taille de l'essaim	m_p	/
Dimension de l'espace de recherche	d	/
La valeur du paramètre $x(j)$ correspondant à la meilleure position occupée par la i ème particule.	$p_{best}(i, j)$	/
La meilleure position déjà occupée par la meilleure particule de l'essaim.	$g_{best}(j)$	/
la meilleure position	p_{best}	/
la meilleure position globale	g_{best}	/
fonction de pondération	ω	/
le rang de l'itération actuelle	$iter$	/
le nombre maximum d'itération	$itermax$	/
la phéromone	τ_{ij}	/
un fourmi	K	/
la probabilité	p_{ij}^k	/
la mise à jour de phéromone	$\Delta\tau^k$	/
la mauvaise valeur	f_{worst}	/
la meilleur de la fonction objective	f_{best}	/
la valeur de fitness de la solution x_i	f_{iti}	/
les vecteurs de coefficients	$\vec{A} et \vec{C}$	/
Position modifiée de l'agent	x_i^{k+1}	/
vitesse modifiée de l'agent	v_i^{k+1}	/
Représente la position de l'alpha	\vec{X}_α	/
Indique la position de la bêta	\vec{X}_β	/
Est la position de delta	\vec{X}_δ	/
Le vecteur de position de la proie	\vec{X}_p	/
le vecteur de position	X	/
Des vecteurs aléatoires	$\vec{C}_1, \vec{C}_2, \vec{C}_3$	/

Glossaire

Acronyme	Signification
MCC	moteur a courant continu
DC	Direct courant
IAE	Intégrale de la valeur absolue de l'erreur
ISE	Intégrale du carré de l'erreur
ITAE	Intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps
PID	correcteur Proportionnel Intégral Dérivé
PI	correcteur Proportionnel Intégral
f.c.e.m	la force électomotrice
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
PWM	Pulse Width Modulation
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
PSO	Optimisation à base d'essaims particulaires
ACO	Optimisation par colonie de fourmis artificielles
ABC	Optimisation par essaim d'abeilles artificielles
GWO	Optimisation par la méthode des loups gris

Introduction générale

L'asservissement du moteur électrique est importante pour garantir les performances requise dans le processus. Ainsi, si la même tension est fournie à deux moteurs de courant symétrique continu, ils ne tourneront jamais à la même vitesse, alors imaginez conséquences. De plus, on ne trouve pas toujours un moteur qui tourne à la vitesse requise ou encore une fois, Si nous voulons garder la vitesse constante même avec des charges variables, cela devient un réel problème. Bien entendu, tous ces problèmes peuvent être résolus par asservissement moteur .

La modélisation et la reconnaissance sont les disciplines de base indispensables qui précède toutes les simulations. Il permet l'étude du comportement du système pour passer une commande.

Le contrôle et la modélisation ne sont applicables qu'avec des paramètres corrects, C'est le rôle du processus de sélection appliqué aux machines électriques soumettez ces données. Bien que de nombreuses méthodes de mesure donnent accès à Certaines tailles sont affichées, la plupart des modèles utilisés dans l'ordre constantes qui maintiennent plusieurs grandeurs électriques ensemble et ne sont donc pas mesurables directement. C'est pourquoi nous avons consacré le chapitre deux aux méthodes les meilleurs identifiants approuvés.

Il existe plusieurs méthodes moderne pour calcule ou déterminé les paramètres d'un correcteur , Parmi celles-ci l'Optimisation par Essaim Particulaire (OEP), C'est un algorithme pour trouver les solutions des les problèmes a variable continu . Cette algorithme inspire du comportement social des animaux évoluant en essaim,commeles poissons ou les les oiseaux migrateurs.

Les "particules" d'un même groupe communiquent directement entre elles au cours du processus de recherche pour établir des solutions aux problèmes soulevés à partir de leur expérience collective.

La réalisation d'un hacheur, piloté par Dspace 1104, permet de visualiser une contrôle de vitesse de la machine à courant continu, fonctionnant à l'heure uniquement ouverture et fermeture des clés électroniques. Procédures de contrôle et de régulation pour différentes tailles de centre de contrôle de moteur il a également utilisé ce type de technologie. Grâce aux convertisseurs analogiques Numérique (ADC)

intégré au Dspace 1104, une régulation fiable peut être obtenue grâce à l'aide d'un outil informatique.

Le but de notre travail est de déterminer les paramètres de la machine à courant continu Avec une excitation indépendante par les deux méthodes classique (compensation des pôles , placements pôles) et méthyreustique (PSO), puis concevez et réalisez le contrôle de vitesse de cette machine utilisation de Dspace 1104.

Chapitre I

Méthodes classiques de réglage des boucles de régulation

SOMMAIRE

I.1	INTRODUCTION	4
I.2	OBJECTIF ET CONFIGURATION D'UNE BOUCLE DE RÉGULATION	4
I.2.1	Généralités	4
I.2.2	Objectif global de la régulation	4
I.2.3	Boucle de régulation	5
I.2.4	types des boucles	5
I.3	RÉGULATION PID	6
I.3.1	Définition	6
I.3.2	Action proportionnelle (P)	7
I.3.3	Action intégrale (I)	7
I.3.4	Action dérivée (D)	8
I.4	STRUCTURES DES RÉGULATEURS PID	9
I.4.1	Structure parallèle [15]	10
I.4.2	Structure série [15]	10
I.4.3	Régulateur PI	12
I.4.4	Structure IP	12
I.4.5	Structure Anti Wind-up	13
I.5	CRITÈRES DE PERFORMANCE	13
I.5.1	Critère de performances classiques	13
I.5.2	Critère de performances intégraux [29]	15
I.6	MÉTHODES DE RÉGLAGE DES PARAMÈTRES	16
I.6.1	Méthode de la réponse indicielle [29]	16
I.6.2	Méthode de point critique [29]	16
I.6.3	Méthode de Broïda [49]	17
I.6.4	Méthode de Chien-Hrones-Reswick [15]	18
I.6.5	Méthode de synthèse par compensation de pôles[35]	18
I.6.6	Méthode de synthèse par placement de pôles	19
I.7	RÉGULATION CASCADE (STRUCTURE IMBRIQUÉE) [22]	19
I.8	DIAGRAMME DE BODE [26]	19
I.9	DIAGRAMME DE NYQUIST [26]	20
I.10	CONCLUSION	21

I.1 Introduction

Lorsque vous souhaitez atteindre un certain point de consigne (vitesse, température, Pression, emplacement, etc.). Doit compter sur l'asservissement, ce qui signifie un système qui peut atteindre et maintenir le point de consigne requise dans toutes les conditions. Les facteurs externes qui sont des perturbations pour les systèmes asservis. Il y a plusieurs méthodes de régulation pour atteindre les performances souhaitées par exemple, stabilité et précision. Parmi ces méthodes, il existe des ajustements à l'aide de correcteurs PID (Proportionnel Derivator Integrator). cette correcteurs parmi les plus correcteur utilise dans les usines et l'industriels en générales. Dans ce chapitre, nous allons présenter les méthodes classique de réglage des boucles de régulation .

I.2 Objectif et configuration d'une boucle de régulation

I.2.1 Généralités

- Définitions[15]

La régulation regroupe l'ensemble des techniques utilisées pour contrôler une grandeur physique , comme : température, Pression, débit, niveau etc...

La grandeur réglée c'est la grandeur physique qui veut a contrôler. Elle donne son nom à la régulation. Par exemple : une régulation de vitesse.

La consigne c'est la valeur que doit prendre la grandeur réglée.

La grandeur réglant est la grandeur physique qui a été choisie pour contrôler la grandeur réglée. Elle n'est pas généralement de la même nature que la grandeur réglée.

Les grandeurs perturbatrices sont les grandeurs physiques qui impact a la grandeur réglée. Elles ne sont pas généralement de la même nature que la grandeur réglée.

L'organe de réglage est l'élément qui agit sur la grandeur réglant.

— Régulation ou Asservissement[15]

- Dans une régulation, on s'efforcera à maintenir constante la grandeur réglée d'un système soumis à des perturbations.

- Dans un asservissement, la grandeur réglée devra suivre rapidement les variations de la consigne.

I.2.2 Objectif global de la régulation

Ces trois mots clés peuvent être utilisés pour résumer : mesurer, comparer, corriger. cependant, chaque procédé possède ses exigences propres et chaque appareil possède ses propres conditions de fonctionnement, il est donc indispensable que la régulation soit conçue pour satisfaire aux besoins particuliers liés à la sécurité, aux

impératifs de production et aux matériels.

La régulation, est donc l'action de régler automatiquement une grandeur de telle sorte que celle-ci garde constamment sa valeur ou reste proche de la valeur désirée, quelles que soient les perturbations qui peuvent subvenir[48] .

I.2.3 Boucle de régulation

La boucle de la régulation doit comprendre au moins les éléments suivants :

- Un capteur de mesure.
- Le transmetteur est généralement intégré au capteur.
- Un régulateur.
- un actionneur.

Il est généralement complété par les éléments suivants : enregistreurs, convertisseurs, équipements de sécurité.

- Régulateur recevra deux informations ,c'est Le signal de mesure du capteur et le point de consigne (peut être local ou externe). En fonction de l'écart entre ces deux valeurs et de l'algorithme de calcul pour lequel il a été configuré, il délivre un signal de sortie dirigé vers l'actionneur afin d'annuler cet écart et de ramener la mesure vers la valeur de consigne[10].

I.2.4 types des boucles

- Boucle ouverte

Un système est dit en boucle ouverte lorsque la commande est développée sans l'aide de connaissance des grandeurs de sortie. en termes d'inconvénients, il n'y a aucun moyen de contrôle, raison de plus pour compenser les erreurs, les dérivées, et aussi on a trouve que il n'a pas de précision ni surtout de fidélité qui dépend la qualité intrinsèque des composants. En fin de compte, le système en boucle ouverte ne pas compenser les signaux de perturbation, schéma de principe du système en boucle ouverte est donné par la figure ci-dessous[20] :

X : Grandeur entrée.

Y : Grandeur sortie.

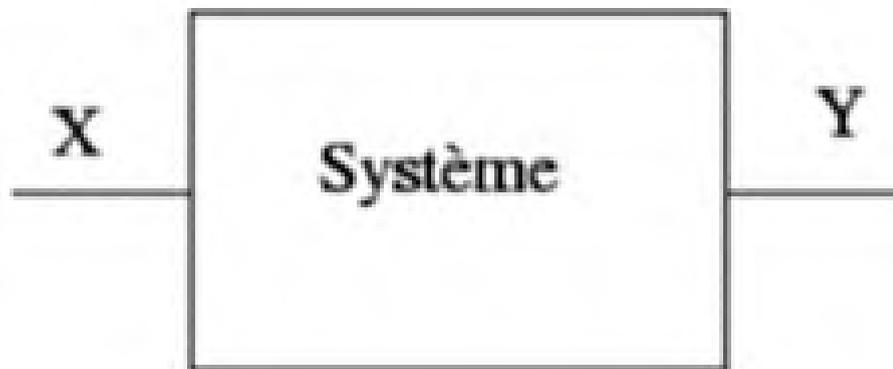


FIGURE I.1 – schéma de régulation en boucle ouverte [20]

- Boucle fermée

La boucle fermée (contre réaction) peut stabiliser un système instable en Boucle ouverte. Dans la régulation en boucle fermée, de nombreux facteurs perturbateurs externes seront automatiquement compensés par la contre réaction à travers le procédé.

Le principe fondamental en automatique c'est l'utilisation du retour de l'information. Ce Développer des commandes à appliquer au système en fonction de la valeur consigne et de la sortie. La figure ci-dessous montre le principe du retour unitaire[20].

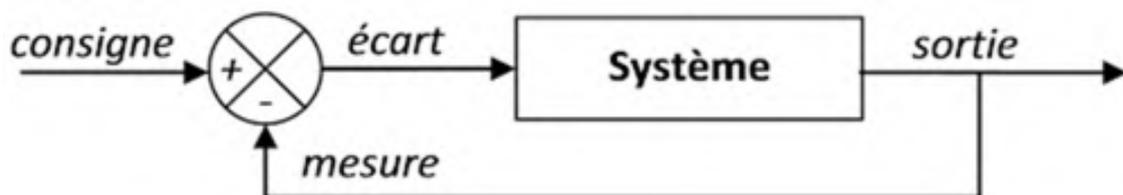


FIGURE I.2 – système de régulation en boucle fermé [20]

I.3 Régulation PID

I.3.1 Définition

Le régulateur PID, appelé aussi correcteur PID (proportionnel, integrator, derivator) est sans doute le plus connue et plus répandu en industrie. Il s'agit d'un système de contrôle permettant d'améliorer les performances d'un asservissement, c'est-à-dire un système ou procédé en boucle fermée. C'est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie où ses qualités de correction s'appliquent à de multiples grandeurs physiques[20].

La commande $u(t)$ donnée par un régulateur PID est de la forme :

$$U(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{D_e(t)}{dt} \right] \quad (I.1)$$

Il y a trois terme , c'est on fait la somme de ces terme ca donne la fonction de la commande de PID :

Terme proportionnel

$$P = K_p e(t) \quad (I.2)$$

Terme intégral

$$I = K_p \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (I.3)$$

Terme dérivatif

$$D = K_p T_d \frac{d_e(t)}{dt} \quad (I.4)$$

K_p : Le gain proportionnel

T_i : Le temps intégrale

T_d : Le temps dérivatif

I.3.2 Action proportionnelle (P)

- Equation temporelle [42]

$$u(t) = K_p \varepsilon(t) + u_0 \quad \text{ou bien} \quad u(t) = \frac{1}{B_p} \varepsilon(t) + u_0 \quad (I.5)$$

K_p : Gain ou amplification . Cette constante est exprimée sans unité

u_0 : Lorsque l'écart $\varepsilon(t)$ est nul , u_0 permet de commander l'actionneur avec une valeur non nulle

B_p : Bande proportionnelle.

- **Fonction de transfert**

$$C(p) = \frac{u(p)}{\varepsilon(p)} = K_p = \frac{1}{B_p} \quad (I.6)$$

cette action est la plus classique. permet de toucher sur la vitesse de réponse du procédé. Corrigez instantanément tout écart par rapport au quantité à régler et rend le système plus rapide, augmente le gain (le rapport erreur / commande aussi appelée bande proportionnelle), mais l'une est limitée par la stabilité de système. la limite de cette commande commencer à partir du moment où l'erreur devient petite ou si le point de consigne n'est pas constant Fig(I.3). On a utilise le régulateur P lorsqu'on la précision n'est pas important [42].

- **Role [20]**

- diminuer les écarts statiques par augmentation du gain K_c sans les annuler (amélioration de la stabilité).
- améliorer la rapidité en diminuant la marge de phase.
- l'augmentation plus fort du gain K_c ça provoque risque de produire une marge de phase trop faible avec l'apparition d'oscillation de fortes amplitudes et à un cas extrême conduire à l'instabilité du système (déstabilisation de l'asservissement).

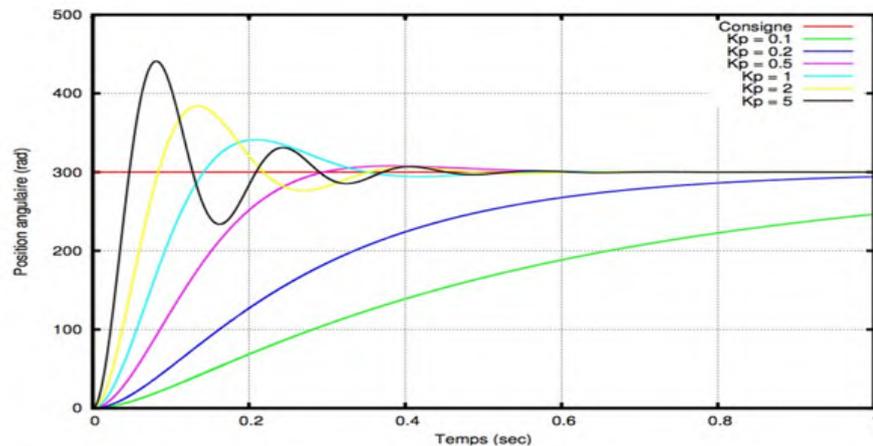


FIGURE I.3 – Action proportionnelle P [20]

I.3.3 Action intégrale (I)

- Equation temporelle [42]

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t (t) d(t) + u_0 = k_i \int_0^t (t) d(t) + u_0 \quad (\text{I.7})$$

T_i : constante de temps de l'action intégrale. Cette constante est souvent exprimée en minutes.

K_i : coefficient d'action intégrale ou taux d'action intégrale. K_i est exprimé en min^{-1} .

u_0 : valeur initiale de u . Cette valeur n'est pas réglable directement ; c'est une mise en mémoire de l'évolution $u(t)$ avant $T=0$.

cette action complète l'action proportionnelle. On a utilisée lorsqu'on désire avoir en régime permanent une précision parfaite. Il élimine l'erreur résiduelle à l'état de régime permanent.

Afin de rendre le système plus dynamique (réduire le temps de réponse), l'action intégrée est réduite, mais cela conduit à une augmentation du déphasage qui conduit à une instabilité à l'état fermé.

L'action intégrale supprime à la fois les erreurs statique qui sont trop petites pour une action proportionnelle et les erreurs pour suivre le point de consigne.

La limite de cette commande commencer à partir de moment où le système ne réagit plus à la commande passée (blocage d'organe limitation de sécurité). dans ce cas précis, le régulateur va amplifier à l'infini sa contribution intégrale.

Nous avons la relation $[T_i = 1/n]$ (tel-que n : le nombre de fois où l'on somme l'entrée durant l'unité de temps soit 1 minute ou 1 secondes[20]).

- Role [20]

- Permet d'augmenter la catégorie du système en introduit un pôle à l'origine et à zéro.
- Permet de filtrer les variables bruyantes (par exemple, la pression comme filtre Passe-bas).
- Éliminez les écarts statiques en introduisant une action intégrale.
- Précision améliorée.
- Réduisez la marge de phase.

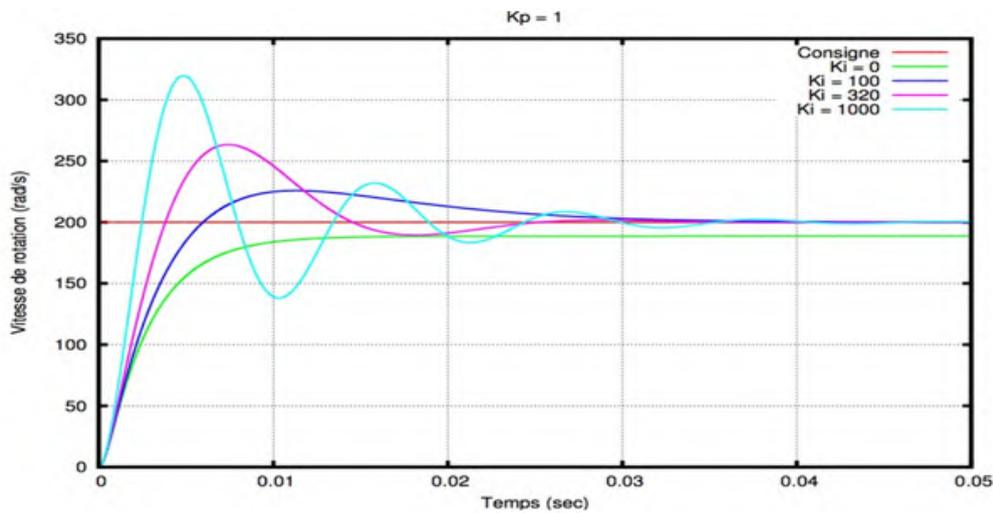


FIGURE I.4 – réponse avec Action Intégrale I [20]

I.3.4 Action dérivée (D)

- Equation temporelle [42]

$$u(t) = T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (\text{I.8})$$

T_d : constante de temps de l'action dérivée. Cette constante est, le plus souvent, exprimée en secondes.

- **Fonction de transfert**

$$c(p) = \frac{u(p)}{\varepsilon(p)} = T_d p \quad (\text{I.9})$$

L'action Dérivée, en compensant les inerties dues au temps mort, accélère la réponse du système et améliore la stabilité de la boucle, en permettant notamment un amortissement rapide des oscillations dues à l'apparition d'une perturbation ou à une variation subite de la consigne.

L'utilisation de cette action dans l'industrie pour le réglage des variables lentes comme la température, elle n'est pas recommandée pour le réglage d'une variable bruitée ou trop dynamique comme la pression. En dérivant un bruit, son amplitude risque de devenir plus importante que celle du signal utile. L'action dérivée n'est jamais utilisée seule [20].

- **Role de cette action**

- Augmenter la marge de phase. Pour des fréquences élevées, la partie dérivée pose un problème majeur de stabilité. Pour cela on ajoute un pôle à fin de limiter l'effet dérivateur à des fréquences inférieures à la fréquence de pulsation.
- Compenser les effets du temps mort (retard) du procédé.
- Améliore la rapidité et la stabilité du système [20].

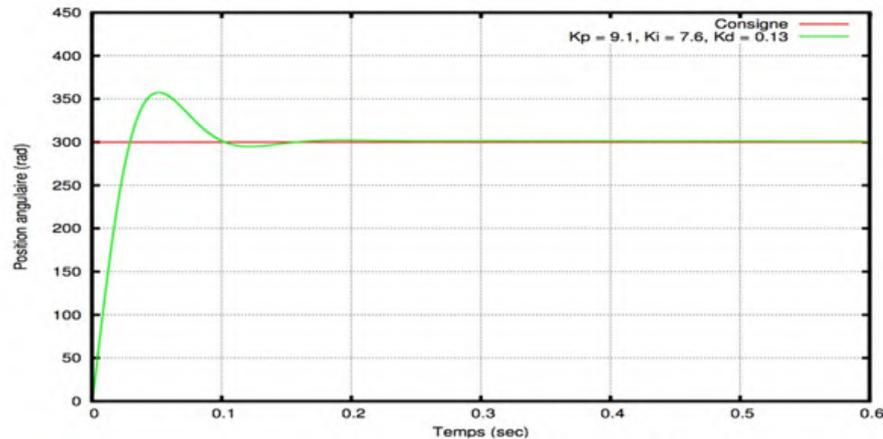


FIGURE I.5 – réponse avec Action dérivée D [20]

I.4 Structures des régulateurs PID

Les actions de base du régulateur peuvent être combinées de différentes manières. on parle de la structure de l'algorithme du régulateur.

Les valeurs des paramètres PID ne donnent pas le même comportement du procédé selon que la structure est parallèle ou série.

I.4.1 Structure parallèle [15]

La plus utiliser dans les régulateurs industriels actuels. Elle offre également un réglage indépendant des paramètres. On a présenté cette structure dans (Figure I.6).

- **Équation temporelle**

$$u(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) \cdot dt + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + u_0 \quad (\text{I.10})$$

- **Équation de transfert**

$$C(p) = \frac{y(p)}{\varepsilon(p)} = K_p + \frac{1}{T_i p} + T_d p \quad (\text{I.11})$$

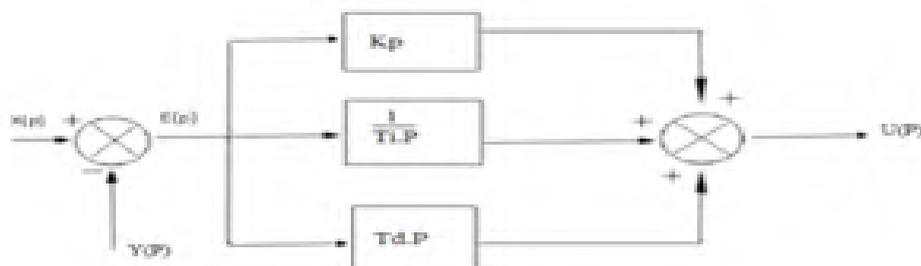


FIGURE I.6 – Régulation à structure parallèle [15]

I.4.2 Structure série [15]

On Peut utiliser dans les régulateurs industriels, mais généralement utilise pour les études théoriques.la Figure (I.7) montre sa structure :

- **Équation temporelle**

$$u(t) = \alpha \cdot K_p \cdot \varepsilon(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + K_p \cdot T_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + u_0 \quad (\text{I.12})$$

$$\alpha = \frac{T_i + T_d}{T_i}$$

α est le coefficient théorique d'interaction entre action intégrale et action dérivée.

- **Équation de transfert**

$$C(p) = \frac{Y(p)}{(p)} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i p}\right) (1 + T_d p) \quad (\text{I.13})$$

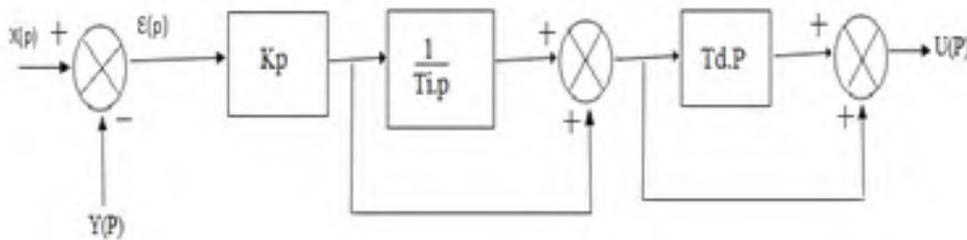


FIGURE I.7 – Régulateur à structure série [15]

I.4.3 Régulateur PI

Le correcteur de type PI est une régulation de type P auquel on a ajouté un terme intégral, En régime permanent, le terme intégral et proportionnelle permettent de compenser l'erreur statique et d'augmentée la précision. On veut intégrer l'erreur et l'ajouter à la consigne, lorsque on se rapproche cette erreur de la valeur demandée, elle devient plus faible.

Le terme proportionnelle n'agit plus et le terme intégral reste stable ce qui maintient le moteur a sa valeur demander.L'intégral permet de diminuée l'impact des perturbations (bruit, parasite), il agit comme un filtre, on obtient alors un système plus stable[24] .

- **Fonction de transfert du régulateur PI [23]**

$$C(p) = K_p \cdot \frac{1 + T_i p}{T_i p} \quad (\text{I.14})$$

- **Équation temporelle**

$$u(t) = K_p (\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt) \quad (\text{I.15})$$

- **Schéma fonctionnel du régulateur PI et la réponse indicielle**

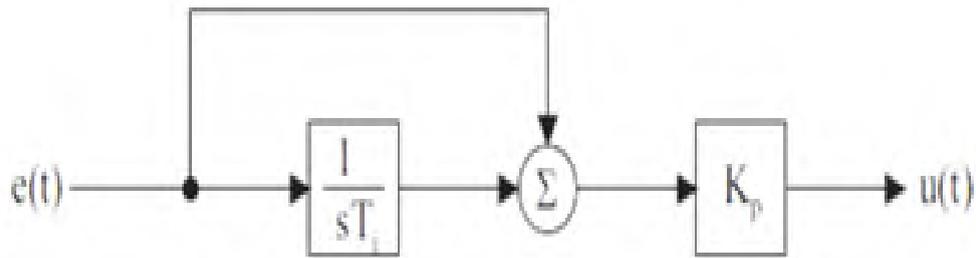


FIGURE I.8 – Schéma fonctionnel du régulateur PI [15]

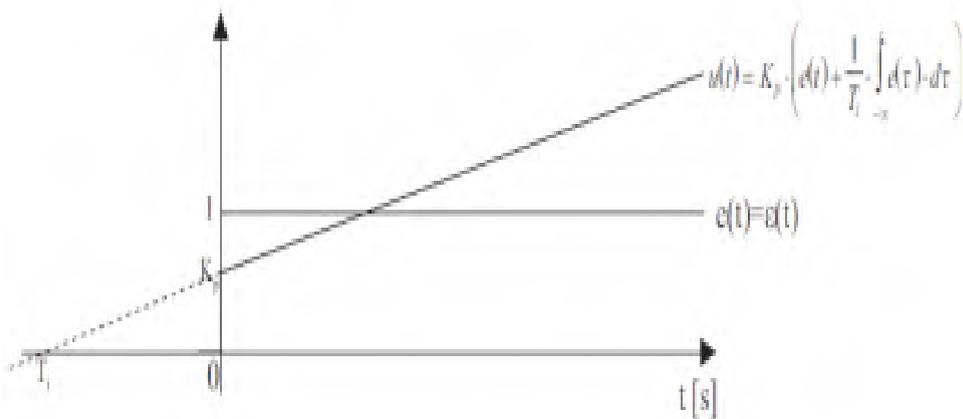


FIGURE I.9 – Réponse indicielle du régulateur PI [15]

I.4.4 Structure IP

La structure du régulateur Intégral proportionnelle IP est schématisée par la Figure I.10, est une association d'une boucle interne munie du régulateur proportionnel et d'une boucle externe commandée par un régulateur intégrateur[19].

Cette structure est équivalente à la structure d'un régulateur PI avec un filtre passe-bas de référence.

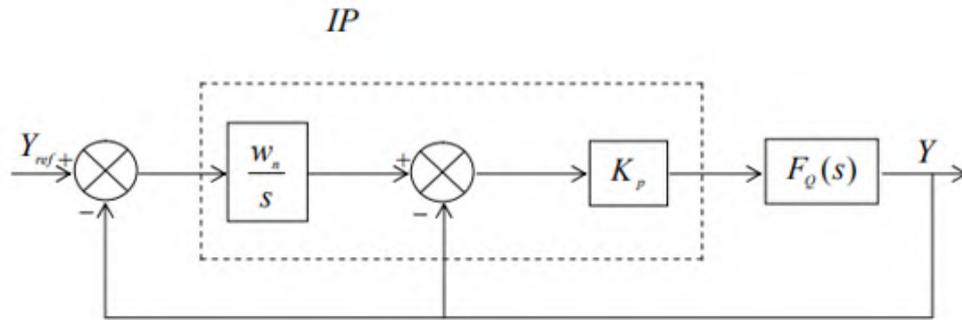


FIGURE I.10 – Schéma de commande utilisant la structure IP [19]

$$F_{bf\ IP} = \frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{s}{w_n}} \frac{C(s)F_Q(s)}{1 + C(s)F_Q(s)} \quad (I.16)$$

I.4.5 Structure Anti Wind-up

Dans le cas où nous commandons le système par un PID et nous cherchant à saturer la commande du système, il est primordial d'appliquer la technique anti windup.

Son rôle est de bloquer le correcteur intégrateur de régulateur PID.

Comme nous voyons dans la figure (I.11) ci-dessous, la valeur de correcteur intégrale va perdre une quantité égale à un gain de $1/u$ multiplié par la différence entre la valeur de la commande et sa valeur après la saturation, tel que [44] :

$$u = \sqrt{\frac{k_d}{k_i}} \quad \text{or} \quad u = \frac{k_i}{k_p}$$

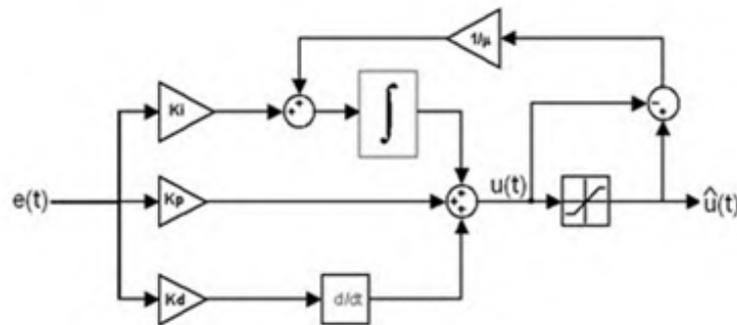


FIGURE I.11 – Technique anti-windup [44]

I.5 Critères de performance

I.5.1 Critère de performances classiques

a) Dépassement [29]

Le dépassement en généralement est donné en pourcentage , le dépassement se produit

si la sortie du système dépasse à certains instants de l'intervalle [valeur initiale, valeur finale] , voila l'équation du dépassement :

$$\text{Dépassement (\%)} = \frac{D1 \cdot 100}{\Delta M}$$

La figure (I.12) présente le dépassement lors dun changement de consigne en échelon ou $D1$ représente le dépassement maximale.

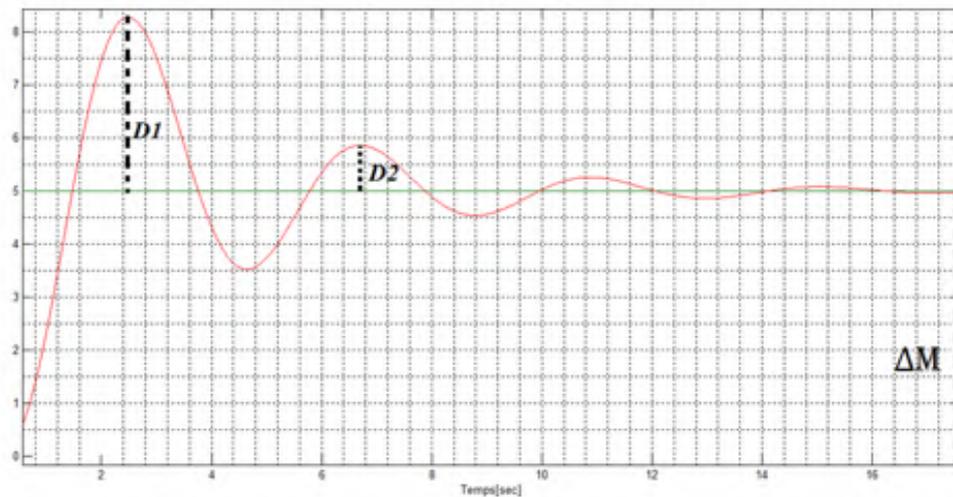


FIGURE I.12 – Représentation graphique du dépassement

b) Temps de réponse [15]

Le temps de réponse c'est l'aptitude du procédé à suivre les changements du point de consigne. Dans le cas d'un échelon de la consigne, l'augmentation de la variable régulée définit un temps de réponse différent , Dans l'exemple de la figure ci-dessous Figure(I.13) ,nous mesurons le temps de réponse à plus moine 5%, ,ce qui est égal à $t1-t0$.

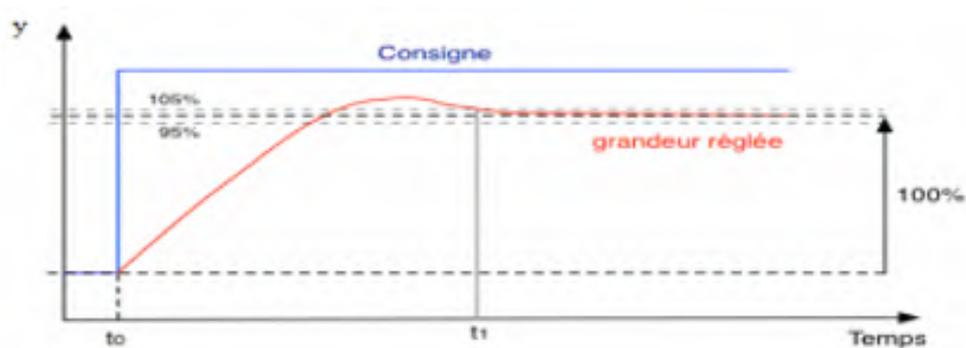


FIGURE I.13 – Temps de réponse

c) Temps de montée [30]

Le temps de montée est une mesure du temps écoulé entre l'échelon de consigne et le premier passage de la sortie, qui est $x\%$ de la valeur finale. Le graphique de la Figure(I.14)montre que la valeur de sortie atteint 90% de la valeur finale

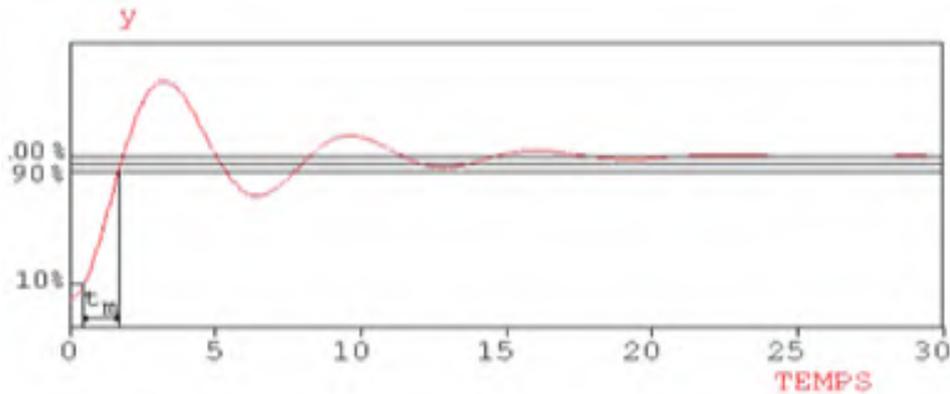


FIGURE I.14 – Temps de montée [15]

I.5.2 Critère de performances intégraux [29]

a) Intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE)

L'utilisation de cette critère c'est pour éliminer les petites erreurs ,il exprime la surface résultant de la différence entre la valeur de consigne et La valeur réelle. L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur est donnée par :

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| .dt \quad (I.18)$$

b) Intégrale du carré de l'erreur (ISE)

cette intégrale donnée par :

$$ISE = \int_0^{\infty} e(t)^2 .dt \quad (I.19)$$

Le but de cette norme de performance est de corriger les systèmes qui un régime transitoire qui dure très longtemps, et prend beaucoup moins compte des dépassement inférieur à 1.

c) Intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps (ITAE)

Donnée par la fonction suivant :

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e(t)| .dt \quad (I.20)$$

L'introduction des paramètres temporels corrigera les systèmes aux réponses très oscillantes.

I.6 Méthodes de réglage des paramètres

I.6.1 Méthode de la réponse indicielle [29]

Pour obtenir les paramètres du régulateur PID, il suffit d'enregistrer la réponse indicielle du processus seul (c'est-à-dire sans le régulateur), puis de tracer la tangente au point d'inflexion de la courbe. On mesure ensuite les deux grandeurs T_u et T_a comme indiqué par la Figure(I.15)

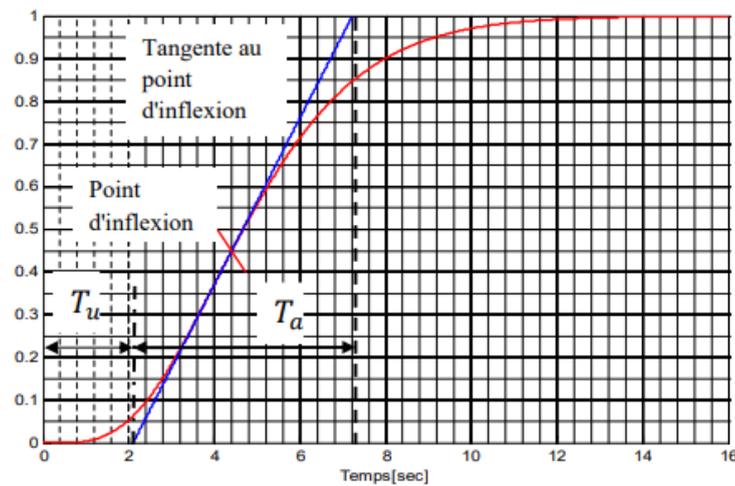


FIGURE I.15 – Réponse en boucle ouvert

TABLE I.1 – On peut alors calculer les coefficients du régulateur choisi à l'aide du tableau

Type	PID série	PID parallèle	PID mixte
K_p	$0.6 * T_a / T_u$	$1.2 * T_a / T_u$	$1.2 * T_a / T_u$
T_i	T_u	$1.67 * (T_u^2) / T_a$	$2 * T_u$
T_d	T_u	$0.6 * T_a$	$T_u / 2$

En général, les gains K_p proposés par Ziegler-Nichols sont trop élevés et conduisent à un dépassement supérieur à 20%. Alors pour obtenir une réponse satisfaisante il faut réduire K_p d'un facteur de deux .

I.6.2 Méthode de point critique [29]

On boucle le processus sur un simple régulateur proportionnel K_p dont on augmente le gain jusqu'à ce que le système oscille en permanence, on se trouve ainsi à la limite de stabilité Figure(I.16). Après avoir relevé le gain critique K_{cr} du régulateur et la période d'oscillation T_{cr} de la réponse, on peut calculer les paramètres de régulateur choisi à l'aide du tableau (I.2)

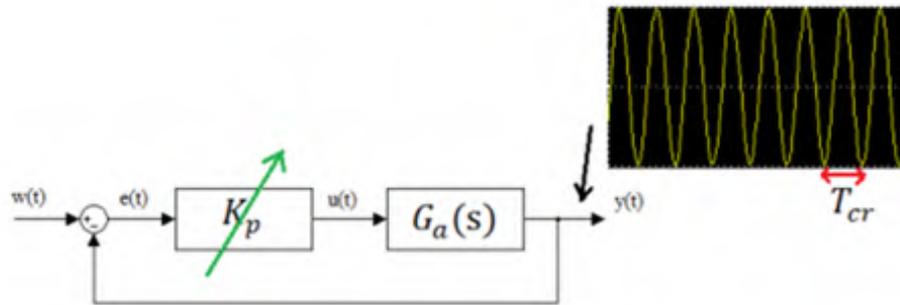


FIGURE I.16 – Méthode du gain critique

TABLE I.2 – Réglage de Ziegler et Nichols par méthode du gain critique

Type	PID série	PID parallèle	PID mixte
K_p	$0.3 * K_{cr}$	$0.6 * K_{cr}$	$0.6 * K_{cr}$
T_i	$T_{cr}/4$	$T_{cr}/(1.2 * K_{cr})$	$T_{cr}/2$
T_d	$T_{cr}/4$	$(T_{cr} * K_{cr})/(13.3)$	$T_{cr}/8$

I.6.3 Méthode de Broïda [49]

La méthode de Broïda est basée d'une part sur l'identification en boucle ouverte du système, et d'autre part sur le calcul des paramètres. On mesure les temps t_1 et t_2 qui correspondent respectivement aux temps de réponse 28% et à 40% de la valeur finale de la réponse indicielle Figure (I.17).

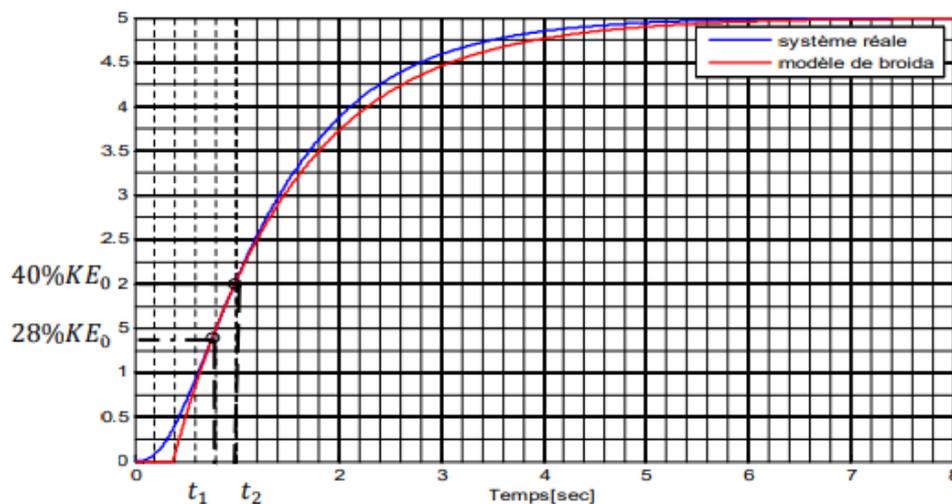


FIGURE I.17 – Modélisation par la méthode de Broïda

La fonction de transfert du système est exprimée par :

$$G(p) = \frac{K e^{-T_p}}{1 + \tau_p} \quad (\text{I.21})$$

Avec :

$$T = 5,5.(t_2 - t_1)$$

et

$$\tau = 2,8t_1 - 1,8t_2$$

Les paramètres du correcteur PID sont représenté dans le tableau(I.3) :

TABLE I.3 – Réglage de Broïda

Type	PID série	PID mixte
K_p	$0.833 \cdot 1/k \cdot \tau/T$	$(\tau/T + 0.4)/(1.2 \cdot K)$
T_i	τ	$T\tau + 0,4 \cdot T$
T_d	$0.42 \cdot T$	$(\tau * T)/(T + 2.5\tau)$

I.6.4 Méthode de Chien-Hrones-Reswick [15]

Cette méthode s'appuie sur un modèle de processus de type :

$$F(s) = \frac{K \cdot e^{-T \cdot s}}{1 + \tau \cdot s} \quad (\text{I.22})$$

Le réglage (Table I.4) se fait à partir d'un essai en boucle ouverte et permet de régler le correcteur selon que le système bouclé travaille en régulation ou en poursuite.

TABLE I.4 – Réglage dun correcteur P, PI ou PID selon la méthode de Chien-Hrones-Reswick.

Régulateur	Réglage en régulation	Réglage en poursuite
P	$Kp=0.3\tau/T$	$Kp=0.3\tau/T$
PI	$Kp=0.6\tau/T, Ti= 4T$	$Kp=0.6\tau/T, Ti= 1.2\tau$
PID	$Kp=0.95\tau/T, Ti= 2.4T, Td= 0.4T$	$Kp=0.6\tau/T, Ti= \tau, Td= 0.5T$

I.6.5 Méthode de synthèse par compensation de pôles[35]

premièrement on fait un calcul de la fonction de transfert en boucle ouvert du système avec régulateur . Pour faire la compensation soit on compense un zéro du régulateur avec un pôle de la fonction de transfert du système ou bien on compense un zéro de la fonction de transfert du système avec un pôle de la fonction de transfert de régulateur.

Deuxièmement, nous utilisons le régulateur de compensation pour fixer la fonction de transfert en boucle fermée du système, et trouver les paramètres restants du régulateur par identification entre le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée du système

avec régulateur compensé et le dénominateur d'une fonction de transfert de référence qui contient des pôles qui rendent le système plus rapide.

I.6.6 Méthode de synthèse par placement de pôles

Le placement de pôles des systèmes multivariés est la méthode la plus populaire pour corriger les systèmes linéaires. Cette méthode consiste à Calculer la fonction de transfert en boucle fermée du système de régulation et aussi attribuez un dénominateur de référence dans le même ordre que le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée du système avec le régulateur et en utilisant une identification terme à terme entre le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée du système avec régulateur et le dénominateur de référence, on trouve les paramètres du régulateur.

I.7 Régulation cascade (Structure imbriquée) [22]

- La régulation en cascade permet d'améliorer la boucle fermée simple, en réduisant les effets d'une ou plusieurs grandeurs perturbatrices qui agissent, Soit sur la grandeur réglante, Soit sur une autre grandeur appelée grandeur intermédiaire. Ceci peut être réalisé en ajoutant une boucle rapide, qui se traduit généralement par deux boucles fermées imbriquées, l'une interne et l'autre externe. On trouve en général deux points de mesure et deux régulateurs et un organe de réglage sur ce type de régulation, et pour la mettre au point on doit suivre les étapes suivantes :
- Détermination du sens d'action des régulateurs.
- Mise en service du régulateur asservi (passage de consigne interne en consigne externe sans a coups).
- Réglage de la boucle externe (régulateur pilote).

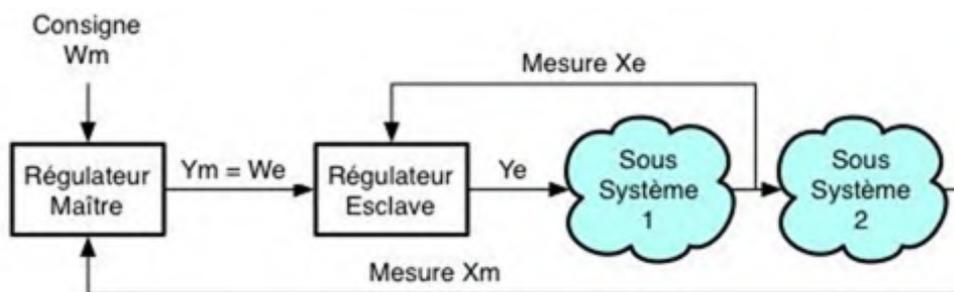


FIGURE I.18 – Schéma fonctionnel d'une boucle de régulation en cascade [5]

I.8 diagramme de bode [26]

Les diagrammes de Bode consistent à tracer deux graphes correspondant respectivement au gain réel et au déphasage. Pour la courbe de gain, on ne trace pas directement $G(v)$ mais $GdB = 20 \log G(v)$ défini comme le gain en décibels et de surcroît, avec une échelle logarithmique en abscisse Figure (I.19). Outre les raisons historiques qui ont présidé à ce choix, il existe deux intérêts essentiels au choix du tracé logarithmique du gain, L'axe des

ordonnées est bien évidemment gradué en décibels.

Un gain réel $G(v)$ supérieur à 1 correspond à un gain en décibels positif tandis qu'un gain réel inférieur à 1 correspond à un gain en décibels négatif. On a bien sûr $20 \log G(v) = 0$ dB pour $G(v) = 1$. En règle générale, on porte directement les valeurs de v sur l'axe des abscisses en respectant l'échelle logarithmique et en plaçant la pulsation $v = 1$ à l'origine de cet axe (puisque'elle correspond à $\log v = 0$). On notera également que la pulsation $v = 0$ ne peut apparaître sur l'axe qu'en « moins l'infini ».

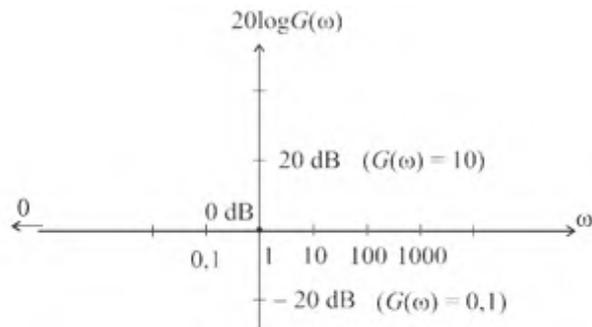


FIGURE I.19 – Échelle logarithmique du diagramme de Bode

I.9 diagramme de nyquist [26]

Le diagramme de Nyquist fournit une représentation graphique de ce comportement sur un seul graphe. Plus délicat à tracer, il est d'un intérêt primordial en mode automatique. Le diagramme de Nyquist, ou lieu de Nyquist d'un système est le lieu, en coordonnées polaires, des points M de coordonnées $G(v)$ et $w(v)$ lorsque v varie de 0 à plus l'infini Figure (I.20). C'est aussi le lieu, dans le plan complexe, des points d'affixe $G(jv)$, donc de coordonnées $\text{Re}[G(jv)]$, $\text{Im}[G(jv)]$ dans ce plan. Il est d'usage d'orienter le graphe dans le sens des v croissants et parfois, de graduer la courbe en v .

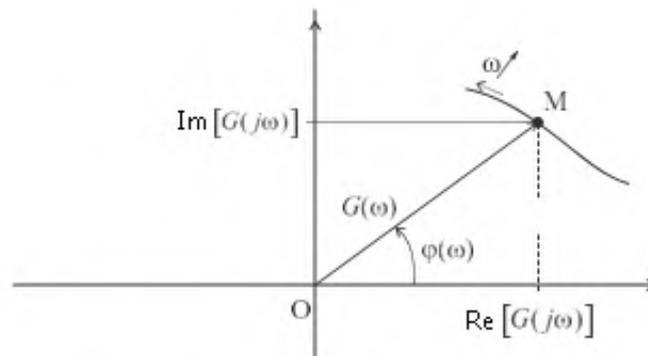


FIGURE I.20 – Définition du diagramme de Nyquist

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu les notions d'asservissement et de régulation . Et On a déduit que Le régulateur PID se compose de trois régulateur (régulateur P , un régulateur I et un régulateur D) , Les actions liées au régulateur PID peuvent être ajustées de manière optimale en combinant les avantages suivants : A chaque action : la composante " P " réagit à l'apparition dun écart de réglage , et la composante " D " s'oppose aux variations de la grandeur réglée et stabilise la boucle de régulation et la composante " I " élimine l'erreur statique.

Le correcteur PID peut avoir une structure série, parallèle ou mixte. Il existe de nombreuses façons d'optimiser les paramètres du régulateur PID . Dans le prochain chapitre, nous allons présenter la Modélisation et commande du moteur à courant continu .

Modélisation et commande du moteur à courant continu

SOMMAIRE

II.1 INTRODUCTION	23
II.2 PRINCIPE ET CONSTITUTION DES MOTEURS Á COURANT CONTINU	23
II.2.1 Principe de fonctionnement [46],[25],[21]	23
II.2.2 Constitution du moteur á courant continu [21],[37]	25
II.2.3 Différentes méthode d'excitation [9]	27
II.2.4 Avantages et inconvénients du moteur á courant continu [41]	27
II.3 MOTEUR Á COURANT CONTINU Á EXCITATION SÉPARÉE [9]	28
II.3.1 Equations de fonctionnement en régime permanent [9]	28
II.3.2 Caractéristiques électromécaniques et mécanique [6]	28
II.3.3 Bilan des puissances et rendement[39]	29
II.3.4 Principes de la variation de vitesse [2]	30
II.3.5 Modélisation dynamique du moteur á excitation séparée [47]	30
II.4 IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DU MOTEUR Á COURANT CONTINU [3]	31
II.4.1 Identification des paramètres électriques	31
II.4.2 Identification des paramètres mécaniques	32
II.4.3 Validation expérimentale du modèle dynamique et des paramètres	32
II.5 CONVERTISSEURS Á BASE DE HACHEURS POUR MOTEURS Á COURANT CONTINU [2]	40
II.5.1 Hacheur série	40
II.5.2 Hacheur réversible en courant	40
II.5.3 Hacheur réversible en tension	41
II.5.4 Hacheur réversible en courant et en tension	41
II.5.5 Technique de commande á MLI [11]	42
II.5.6 Principe de la commande MLI	42
II.6 COMMANDE DU MOTEUR Á EXCITATION SÉPARÉE [35][8]	43
II.6.1 Structure d'un régulateur PI	43
II.6.2 La méthode par compensation de pôle	44
II.7 COMMANDE DU MOTEUR Á EXCITATION SÉPARÉE PAR LA MÉTHODE PI CLASSIQUE	48
II.7.1 la commande du moteur á courant continu	48
II.8 CONCLUSION	52

II.1 Introduction

Les moteurs à courant continu (MCC) sont des machines électriques tournantes, ce sont des convertisseurs électromécaniques permettant la conversion d'énergie électrique à courant continu en énergie mécanique.

La structure du moteur est la même que la structure du moteur Générateur pour que les moteurs à courant continu puissent être utilisés de manière interchangeable Moteur ou comme générateur.

Les moteurs à courant continu sont les plus utilisés dans de nombreux secteurs industriels. En principe, la vitesse de cette machine changeant.

On peut distinguer, le domaine le plus étendu est le domaine de la traction électrique (Les locomotives, les tramways, les voitures électriques sont généralement)[7].

II.2 Principe et constitution des moteurs à courant continu

II.2.1 Principe de fonctionnement [46],[25],[21]

Le phénomène de transformation ci-dessus est basé sur la loi physique de Laplace qui stipule qu'une force est créée qui tend à mettre en mouvement des pièces en rotation. lorsque celles-ci sont parcourues par un courant électrique et immergées dans un champ magnétique.

Lorsque les inducteurs sont alimentés, ils comprennent un champ magnétique dans l'entrefer.

Quand l'induit est alimenté, ses conducteurs situés sous un même pôle sont parcourus par des courants de même sens et soumis à une force.

Les conducteurs situés sous le pôle opposé sont soumis à une force de même intensité et de sens retenu, les deux forces de l'un couple qui fait tourner l'induit du moteur.

Pour inverser le sens de rotation d'un moteur à courant continu il suffit d'inverser les pôles de la tension d'alimentation d'induit ou des inducteurs. La machine à courant continu, comme toutes les autres machines électriques, peut fonctionner en moteur ou en générateur.

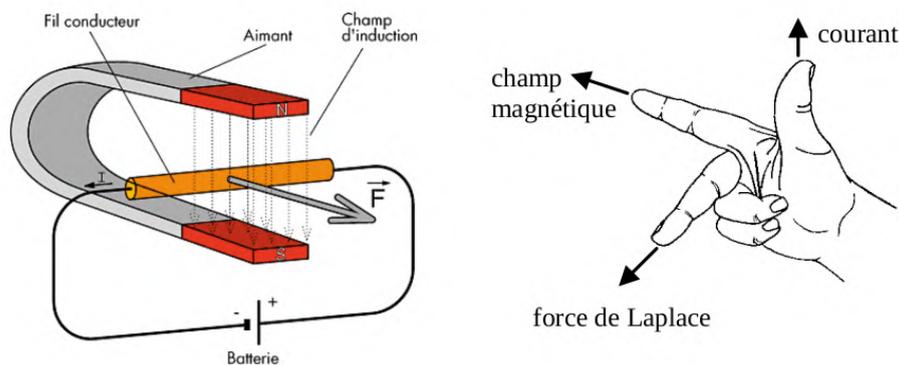


FIGURE II.1 – Force de Laplace

$$\vec{F} = \vec{I}_a \cdot dI \wedge \vec{B} \quad (\text{II.1})$$

avec :

F : force de Laplace.

I : le courant qui parcourt les conducteurs.

dl : élément de longueur du conducteur.

B : le champ magnétique.

- Fonctionnement en génératrice

Dans le cas d'une génératrice à excitation indépendante.

Le rôle d'un générateur est de fournir de l'électricité sous tension continue variable.

Pour cela, il faut lui fournir de l'énergie mécanique sous forme d'un couple qui entraîne la rotation de la machine et également de l'électricité pour alimenter l'excitation, qui crée le champ magnétique.

Comme l'enroulement d'excitation est fixe (situé au stator) et parcouru par un courant, le champ qu'il crée est de direction constante.

De plus, le couple extérieur fait tourner le rotor. L'interaction d'un champ fixe et d'un conducteur mobile provoque l'apparition d'une fem induite (E) aux bornes de l'enroulement d'induit.

La force électromotrice (f.e.m) est collectée et redressée par les balais de collecteur.

Selon l'amplitude du champ créé par l'excitation (et donc selon la valeur du courant d'excitation), la tension induite sera d'amplitude variable.

- Fonctionnement en moteur

Pour comprendre son principe de fonctionnement, nous allons considérer que l'inducteur et l'induit sont électriquement séparés.

Nous sommes donc dans le cas d'un moteur à excitation indépendante. On alimente l'excitation du moteur.

Celui ci crée un champ d'induction de direction constante. De plus, on fait circuler un courant dans le rotor. En vertu du principe de Laplace, l'interaction du courant avec un champ qui est lui perpendiculaire crée un couple sur l'enroulement du rotor.

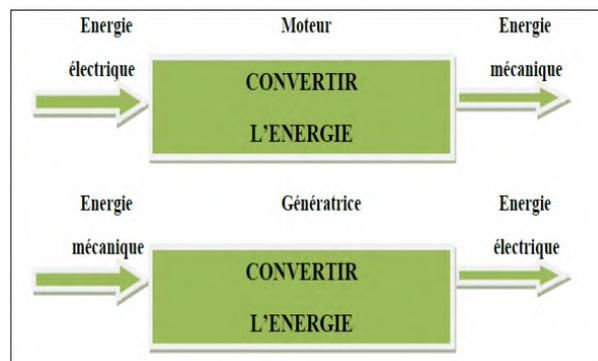


FIGURE II.2 – Fonctionnement de machine à courant continu

II.2.2 Constitution du moteur à courant continu [21],[37]

- Le moteur à courant continu est composé essentiellement de quatre parties :
- l'inducteur
 - l'induit
 - le collecteur et les balais

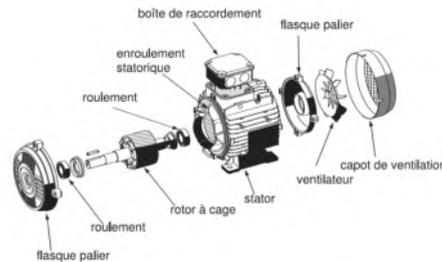


FIGURE II.3 – Constitution de la machine à courant continu

- Inducteur

1. Une culasse en acier (C)

C'est la carcasse de la machine, elle supporte toutes les deux flasques avec leurs paliers (non représentés) dans lesquels tourne l'arbre que porte le rotor. Culasse ferme le circuit magnétique de la machine.

2. Bobines inductrices

Elles sont placées autour des pôles. Les forces magnétomotrice qu'elles développent produisent le flux.

Ces bobines sont telles que l'un des épanouissements polaires soit une face sud.

3. Pôles principaux (P)

Ils sont le plus souvent pour des raisons économiques, formés de tôles découpées puis assemblées. Sur chaque pôle on distingue deux parties : le noyau polaire (NP), sur lequel est logée la bobine inductrice .et l'épanouissement polaire, ou pièce polaire (EP).

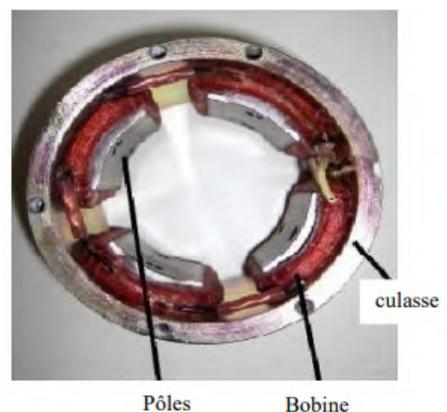
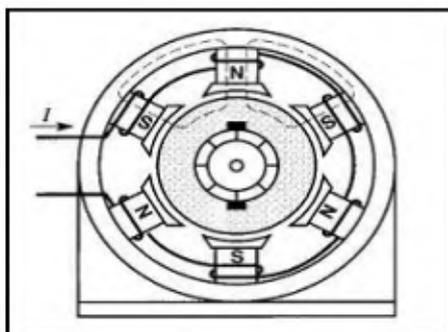


FIGURE II.4 – Stator d'un moteur à courant continu.

- Induit

1. Feuilletage

L'induit tourne dans un champ magnétique fixe ,il sera donc le siège de pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Ceux-ci empêcheront en fait la rotation de l'ensemble du cylindre.

Les tôles de L'induit qui le constituent (0.2 à 0.5mm) sont d'écopées à la presse, Isolez-vous par une couche de vernis puis assemblez. Afin de réduire les pertes par hystérésis, ces plaques minces sont en acier au silicium.

L'ensemble des pertes dans le fer y est de l'ordre de 2.5 watts par kilogrammes pour un champ magnétique de 1.4T et une fréquence de fonctionnement de 50Hz (50tr/s si la machine est bipolaire).

2. Encoches

Sur la périphérie de l'induit on a découpé des encoches ou rainures (E) dans lesquelles viendront se loger les conducteur de l'induit. Le morceau de tôle restant entre deux encoches s'appelle une dent(D).

Le diamètre extérieur de l'induit est à peine inférieur au diamètre inférieur de L'inducteur : quelques millimètres seulement qui constituent l'entrefer .

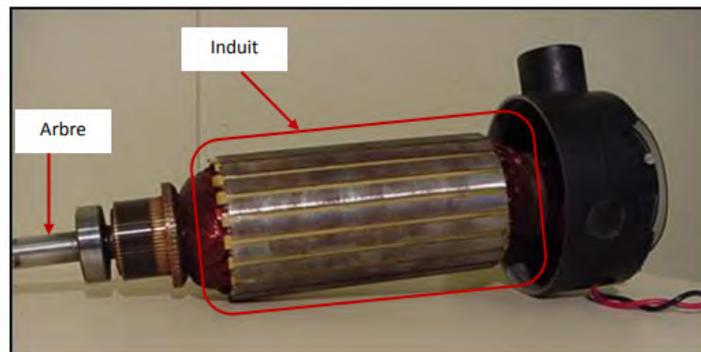


FIGURE II.5 – Rotor d'un moteur à courant continu.

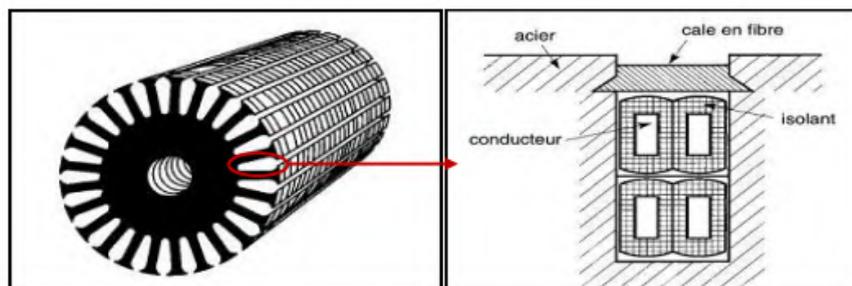


FIGURE II.6 – noyau de l'induit et les conducteurs

- Le collecteur et les balais

1. Le collecteur

Placé à l'extrémité de l'induit et calé sur le même arbre, il est formé de lames de cuivre.

Elles sont isolées l'une de l'autre par de la mica. A l'arrière de la lame se trouve une ailette, usinée ou rapportée, dans laquelle sont soudés l'entrée et la sortie d'une section.

Il y a donc autant de lames de collecteur que de sections.

2. Les balais

Fixés sur la carasse par l'intermédiaire de porte-balais, ils sont en carbone et frottent sur le collecteur grâce à des ressorts.

Le contacte balais-collecteur n'est pas parfait, la surface qui assure effectivement le contacte électrique est inférieure à la section totale des balais.

En outre, puisque le collecteur tourne, ce contacte électrique est inférieur à la section totale des balais.

En outre, puisque le collecteur tourne, ce contacte est glissant. De tout cela il résulte que la densité de courant admissible est relativement faible : $10\text{A}/\text{cm}^2$ environ.

Malgré cette précaution, l'échauffement sera important et la résistance de ce contact variera avec l'intensité du courant.



FIGURE II.7 – collecteur et balais

II.2.3 Différentes méthodes d'excitation [9]

Il existe plusieurs types des machines à courant continu :

- Machine à excitation série
- Machine à excitation shunt
- Machine à excitation indépendante
- Machine à excitation compound ou composée

II.2.4 Avantages et inconvénients du moteur à courant continu [41]

- Avantage

On dit que le moteur industriel par excellence est le moteur asynchrone car, pour une puissance donnée, il est toujours le moins cher, et généralement d'une mise en œuvre

simple, à partir du réseau triphasé.

Pourtant, pour l'industriel, le moteur à courant continu reste intéressant dès que la source d'énergie prévue est une batterie d'accumulateur ou, bien entendu un réseau continu. En effet avec ce moteur le réglage de la vitesse est facile. On rencontre le moteur à courant continu dans les chariots automatiques de transport et dans la plupart des véhicules de traction, c'est-à-dire le contrôle de la vitesse et le sens de rotation de ce type du moteur est très facile.

- Inconvénients

L'inconvénient majeur de la machine à courant continu se trouve au niveau des balais et le collecteur de cette machine, il exige de la maintenance ; c'est-à-dire les balais doivent être remplacés très régulièrement surtout quand ils travaillent à des grandes vitesses.

II.3 Moteur à courant continu à excitation séparée [9]

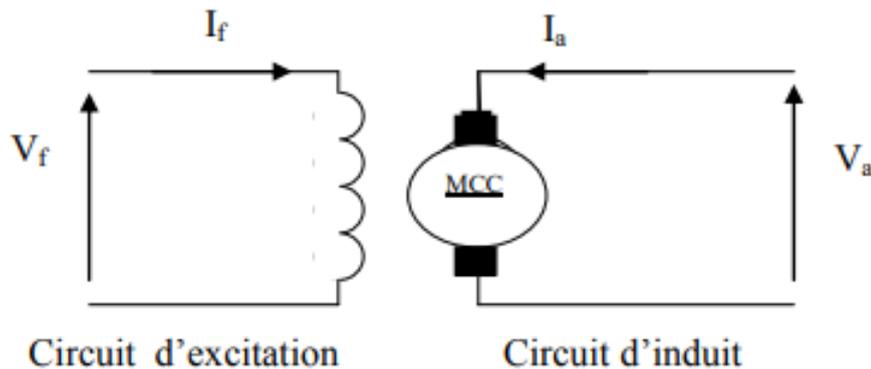


FIGURE II.8 – Moteur à courant continu à excitation séparée

II.3.1 Equations de fonctionnement en régime permanent [9]

La tension aux bornes de l'induit est donnée par l'équation suivante :

$$V_a = E + R_a \cdot I_a \quad (\text{II.2})$$

Expression de la force électromotrice :

$$E = K_m \cdot \varphi \cdot \Omega \quad (\text{II.3})$$

Expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = K_m \cdot \varphi \cdot I_a \quad (\text{II.4})$$

II.3.2 Caractéristiques électromécaniques et mécanique [6]

Le moteur à excitation séparée jouit à l'avantage d'un réglage de vitesse dans de larges limites. Cette dernière est très sensible aux variations de la tension d'induit, et indépendante de la charge, ce qui permet de le coupler à des faibles charges sans risque

d'emballement.

Son couple est proportionnel au courant d'induit, et très important à faible vitesse, d'où ces performances dynamiques très élevés. Son courant de démarrage est très fort d'où la limiter pour éviter l'échauffement du circuit induit.

Ce moteur est de base des asservissements de position, aussi bien pour les petites que les grandes puissances, et il est utilisé dans des pompes, le transport comme TGV...

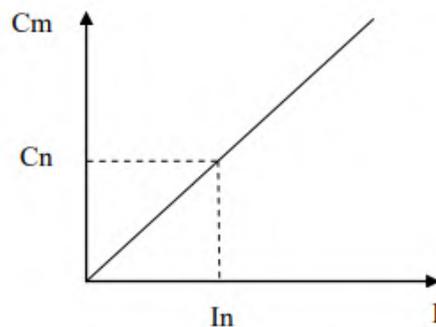


FIGURE II.9 – Caractéristique électromécanique du moteur

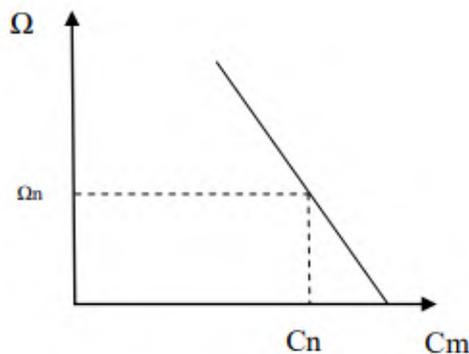


FIGURE II.10 – Caractéristique mécanique du moteur séparée

II.3.3 Bilan des puissances et rendement[39]

Le bilan des puissances résume toutes les puissances, depuis la puissance absorbée d'origine électrique jusqu'à la puissance utile de nature mécanique.

Les pertes dans la machine à courant continu sont subdivisés en différentes catégories qui sont :

- Les pertes fer.
- Les pertes joules.
- Les pertes mécaniques.
- Les pertes par excitation.

Le bilan, peut être résumé à l'aide du schéma suivant : Rendement de la machine à courant

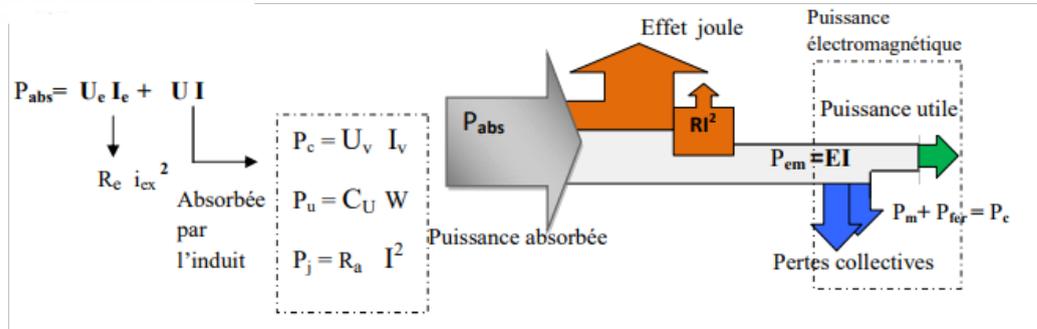


FIGURE II.11 – Bilan des puissances

continu du fait de ces différentes pertes, le rendement d'une machine à courant continu est la puissance utile divisé par la puissance absorbée :

$$\eta = \frac{Pu}{Pa} \tag{II.4}$$

II.3.4 Principes de la variation de vitesse [2]

Il y a plusieurs façons de procéder pour varier la vitesse d'un moteur à courant continu. On peut le faire en variant la tension d'alimentation à ses bornes mais dans ce cas une partie importante de l'énergie est consommée par le dispositif d'alimentation.

Pour cette raison, on préfère l'alimenter de façon discontinue avec un hacheur et faire ainsi varier la tension moyenne à ses bornes.

On parle alors de Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI), très utilisé dans le domaine de la régulation de vitesse de rotation d'un moteur à courant continu.

II.3.5 Modélisation dynamique du moteur à excitation séparée [47]

- Équations électriques

1. Pour l'induit

$$V_a(p) = (R_a + L_a p)I_a(p) + E(p) \tag{II.5}$$

avec

$$E(p) = K_e \cdot \omega_r(p) \tag{II.6}$$

2. Pour l'excitation

$$V_f(p) = (R_f + L_f \cdot p)I_f(p) \tag{II.7}$$

- Équations mécaniques

$$C_{em}(p) - C_r(p) = (j.p + K_f)\omega_r(p) \quad (\text{II.8})$$

avec

$$C_{em}(p) = K_e \cdot I_a(p) \quad (\text{II.9})$$

- Équations magnétiques

$$\varphi_f(p) = L_f \cdot I_f(p) \quad (\text{II.10})$$

$$\varphi_a(p) = L_a \cdot I_a(p) \quad (\text{II.11})$$

$$\varphi_d(p) = M_{fd} \cdot I_f(p) \quad (\text{II.12})$$

II.4 Identification des paramètres du moteur à courant continu [3]

II.4.1 Identification des paramètres électriques

- Mesure des résistances d'induit et d'inducteur

Les résistances de l'induit et de l'inducteur sont mesurées à chaud par la méthode voltampérométrique, les mesures s'effectuent à différentes valeurs de l'intensité (jusqu'à 30% du courant nominal pour ne pas causer l'échauffement de la machine).

- Mesure des inductances d'induit et d'inducteur

L'alimentation en courant alternatif de l'induit à inducteur ouvert et inversement donne directement les inductances de chaque enroulement.

$$L_a = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\left(\frac{V_a}{I_a}\right)^2 - R_a^2} \quad (\text{II.13})$$

$$L_f = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\left(\frac{V_f}{I_f}\right)^2 - R_f^2} \quad (\text{II.14})$$

- Détermination de la constante de la f.c.e.m et de couple

Il suffit d'effectuer un essai à vide et de relever la caractéristique V_a I_f , le moteur doit fonctionner en génératrice et doit être entraîné à sa vitesse nominale, la pente de cette caractéristique représente la quantité $M_{fd} \cdot \omega_r$.

Il suffit alors de diviser cette pente par la vitesse de rotation exprimée en rd/s, puisque la tension d'induit à vide s'exprime par la relation.

$$V_a = M_{fd} \cdot \omega_r \cdot I_f \quad (\text{II.15})$$

et la constante de la f.c.e.m K_e et donnée par :

$$K_c = M_{fd} \cdot I_f \quad (\text{II.16})$$

II.4.2 Identification des paramètres mécaniques

- Détermination du coefficient de frottement

le couple électromagnétique est proportionnel au courant de l'induit :

$$C_{em} = K_e \cdot I_a \quad (\text{II.17})$$

on aura

$$K_e \cdot I_a = K_f \cdot \omega_r + C_s \quad (\text{II.18})$$

A l'intersection de l'axe des ordonnées, on lit la valeur de C_s .

Le coefficient de frottement K_f est la pente de cette caractéristique.

- Détermination du moment d'inertie par l'essai du ralentissement

Après avoir démarré le moteur à courant continu, la tension est réglée à sa valeur nominale.

On coupe l'alimentation de l'induit, l'inducteur reste alimenté en séparé.

$$j = -\frac{C_p}{\frac{d\Omega}{dt}} \quad (\text{II.19})$$

I.14.3 Validation expérimentale du modèle dynamique et des paramètres

1. Identification des paramètres électriques

- Détermination de la résistance d'induit R_a

Afin de déterminer la résistance d'induit, nous utilisons la méthode voltampérimétrique, pour cela nous mesurons le courant et la tension d'induit, sans l'excitation de la machine, comme ceci est montrée par le schéma suivant :

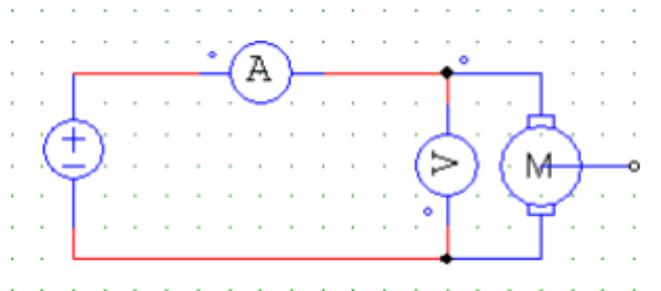


FIGURE II.12 – Détermination de la résistance de l'induit R_a

Nous pouvons donc déterminer la résistance d'induit grâce à la loi d'ohm :

TABLE II.1

U(V)	18,1	20,1	20,4	20,6	20,9
I(A)	1,8	2	2,3	2,5	2,8
R_a	10,06	10,05	8,87	8,24	7,46

La valeur moyenne de la résistance R_a d'induit est :

$$R_a = 8,94 \, \Omega$$

- **Détermination de l'inductance de l'induit L_a**

Nous alimentons l'induit du moteur à courant continu par une tension alternative V_a pour différentes valeurs de V_a et de I_a , nous déduisons la valeur de l'inductance à travers le calcul de l'impédance moyenne Z_a de l'induit.

Le montage proposé est le suivant :

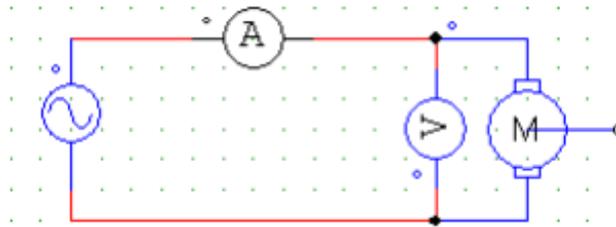


FIGURE II.13 – Détermination de l'inductance de l'induit L_a

TABLE II.2

U(V)	56	72	84	94	108
I(A)	0,8	1	1,2	1,4	1,6
Z_a	70	72	70	67,14	67,5

La valeur de l'impédance moyenne est :

$$Z_a = 69,33 \, \Omega$$

Pour le calcul de l'inductance nous suivons les étapes suivantes :

$$Z_a = (R_a^2 + (L_a \omega_s)^2)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.20})$$

avec :

$$\omega_s = 2\pi f \quad (\text{II.21})$$

et $f=50$ Hz

Et enfin, nous déduisons l'inductance :

$$L_a = \frac{1}{2\pi f} (Z_a^2 - R_a^2)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.22})$$

$$L_a = 0,218 \, \text{H}$$

Maintenant, que nous avons la valeur de la résistance et de l'inductance, nous pouvons déduire la constante de temps électrique comme suit :

$$T_e = \frac{L_a}{R_a} \quad (\text{II.23})$$

$$T_e = 0,024 \, \text{s}$$

- **Détermination de la résistance d'inducteur R_f**

La détermination de la résistance de l'inducteur est mesurée par la méthode voltampérimétrique, pour différentes valeurs du courant de l'inducteur, nous pouvons mesurer la tension de l'inducteur, sans alimenter l'induit, le schéma de montage est le suivant :

Nous pouvons déterminer la résistance d'inducteur grâce à la loi d'ohm :

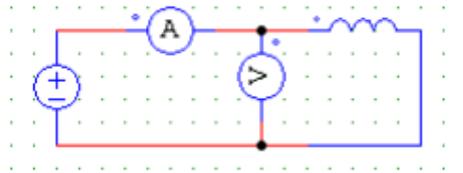


FIGURE II.14 – Détermination de la résistance de l'inducteur R_f

$$V_f = R_f * I_f \quad (\text{II.24})$$

Les résultats obtenus sont donnée dans le tableau suivant :

La valeur moyenne de la résistance de l'inducteur R_f est :

TABLE II.3

U(V)	140	160	180	220	240
I(A)	0,7	0,8	0,89	1,1	1,2
R_f	200	200	202,25	200	200

$$R_f = 200,45 \Omega$$

- **détermination de l'inductance L_f de l'inducteur**

Nous alimentons l'inducteur du moteur à courant par une tension alternative V_f et par différentes valeurs de V_f et de I_f , nous déduisons la valeur de l'inductance à travers le calcul de l'impédance moyenne Z_f de l'inducteur.

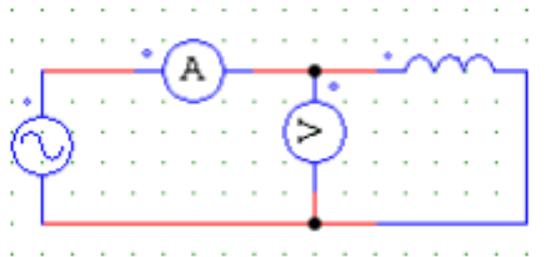


FIGURE II.15 – Détermination de la l'inductance de l'inducteur L_f

TABLE II.4

U(V)	20	40	60	80	100
I(A)	0,78	1,5	2,2	2,9	3,8
Z_f	25,6	26,6	27,2	27,5	26,3

La valeur de l'impédance moyenne est :

$$Z_f = \mathbf{26,7 \text{ k}\Omega}$$

Pour le calcul de l'inductance nous suivons les étapes suivantes :

Nous avons :

$$Z_f = (R_f^2 + (L_f \omega_s)^2)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.24})$$

Et enfin nous déduisons l'inductance :

$$L_f = \frac{1}{2\Pi f} [(Z_f^2 - R_f^2)^{\frac{1}{2}}] \quad (\text{II.25})$$

$$L_f = \mathbf{85,01 \text{ H}}$$

Nous pouvons déduire que la constante de temps est :

$$T_f = \frac{L_f}{R_f} \quad (\text{II.26})$$

$$T_f = \mathbf{0,42 \text{ s}}$$

- Détermination de la constante K_e

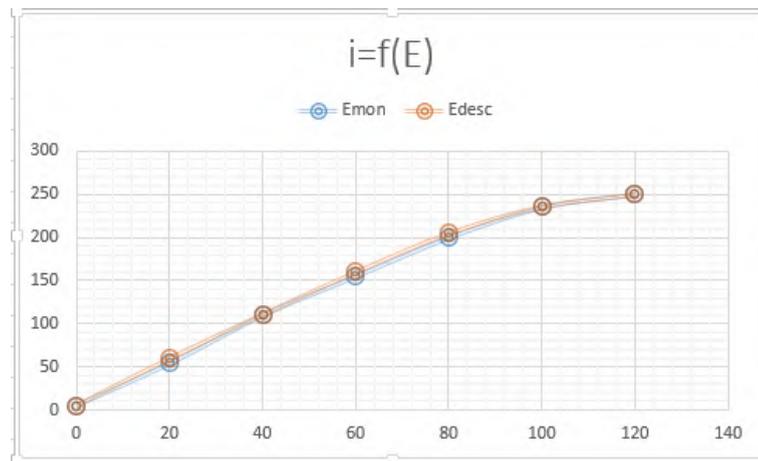


FIGURE II.16 – I=f(E)

La vitesse nominale qui de cette moteur est : $n=3000\text{tr}/\text{min}$.

La tension nominale : $V_a = 220V$

$$V_a = M_{fd} \cdot I_f \cdot \Omega = K_e \cdot \Omega$$

Avec :

$$\Omega = 314\text{rad}/s$$

$$I_f = 0,1A$$

Donc :

$$M_{fd} = \frac{V_a}{I_f \cdot \Omega} = \frac{220}{0,1 \cdot 314}$$

$$M_{fd} = 6,9H$$

$$K_e = M_{fd} \cdot I_f = 6,9 \cdot 0,1$$

$$K_e = 0,69\text{rd}^{-1} \cdot s$$

2. Identifications des paramètres mécaniques

- Détermination du coefficient de frottement

Dans cette partie, nous allons réaliser une expérience qui va nous permettre de mesurer le couple de perte à l'aide d'un appareil piézo-électrique.

À vitesse nulle nous obtenons le couple de frottement sec $C_s=0,1262\text{Nm}$.

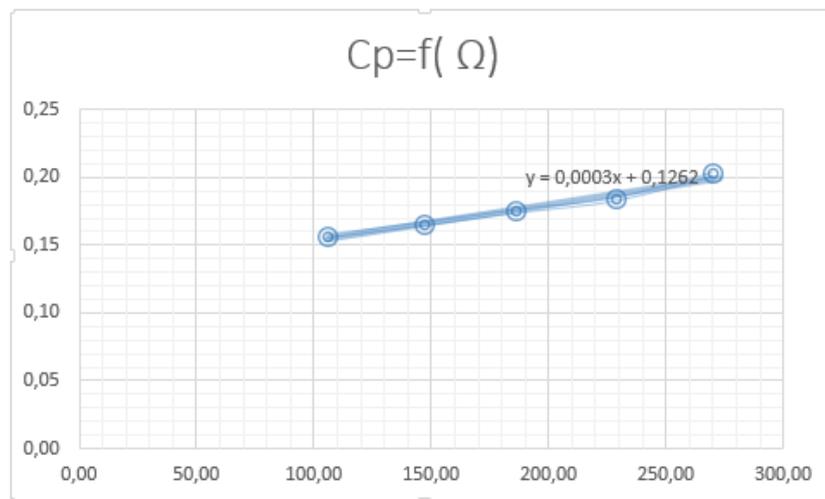


FIGURE II.17 – $C_p=f(\omega)$

Nous excitons le moteur d'entraînement et la génératrice à leur courant d'excitations nominaux qui sont respectivement 0,34A, 0,44A.

Sachant que la génératrice fonctionne à vide, en faisant varier la vitesse de rotation du moteur.

Nous obtenons les valeurs du couple de perte C_p .

Le schéma du montage est donnée par la figure suivante :

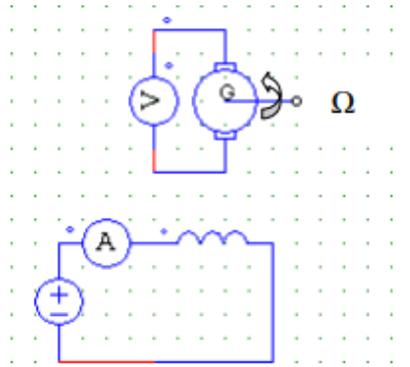


FIGURE II.18 – Détermination du coefficient de frottement visqueux f :

Les résultats obtenus sont les suivants :

TABLE II.5

ω	105,61	146,85	186,17	228,8	269,83
$C_p(\text{Nm})$	0,16	0,17	0,17	0,18	0,20
$I_a(\text{A})$	0,34	0,36	0,38	0,4	0,44
$U_a(\text{V})$	83	115	150	180	210

La valeur moyenne du coefficient de frottement est donnée par :

$$f = \frac{\Delta C_p}{\Delta \Omega} \quad (\text{II.27})$$

$f=0,00035 \text{ N.m/rd/s}$

- Détermination des pertes à vide

Avec la mesure des pertes à vide de la machine pour une vitesse donnée, nous déduisons le couple C_{p0} calculée par.

Le montage proposé est le suivant :

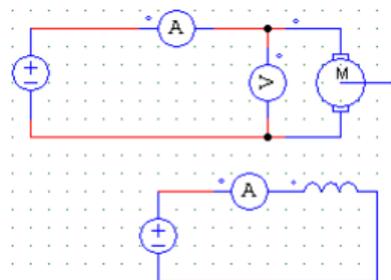


FIGURE II.19 – Détermination des pertes à vide P_0

Les valeurs mesurées sont données dans le tableau suivant :

TABLE II.6

Vitesse de rotation ω	3000 tr/min
Tension d'induit	220 V
Courant induit	2,7 A
Courant d'excitation	2,5 A

L'expression de la puissance absorbée par le moteur est :

$$P_a = R_a I_a^2 + P_0 \quad (\text{II.28})$$

Nous déduisons l'expression de la puissance.

$$P_0 = P_a - R_a I_a^2 \quad (\text{II.29})$$

Avec

$$P_a = V_a I_a \quad (\text{II.30})$$

Donc

$$P_0 = 220 \cdot 2,7 - 12,03 \cdot (0,1)(0,1)$$

$$P_0 = \mathbf{593 \text{ W}}$$

Maintenant, nous pouvons déduire le couple de pertes

$$P_0 = C_p \Omega_0 \quad (\text{II.31})$$

Nous tirons l'expression du couple de pertes

$$C_p = \frac{P_0}{\Omega_0} \quad (\text{II.32})$$

$$C_p = \mathbf{1,88 \text{ N.m}}$$

- détermination du moment d'inertie J

La détermination du moment d'inertie se fait à partir d'un essai en ralentissement. La machine fonctionnera en génératrice à vide et sera entraînée par un moteur d'entraînement à une vitesse supérieure à la vitesse nominale, puis nous coupons l'alimentation de l'induit du moteur d'entraînement.

À l'aide d'un oscilloscope, nous enregistrons l'allure de la vitesse en fonction du temps. Le montage proposé est suivant :

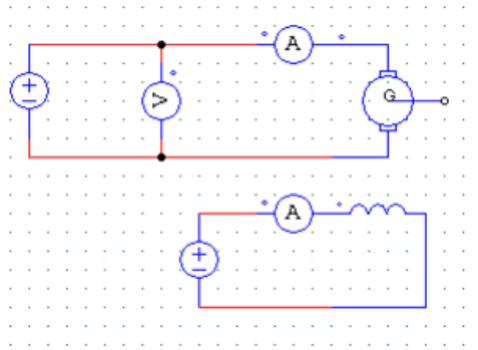


FIGURE II.20 – Essai en ralentissement

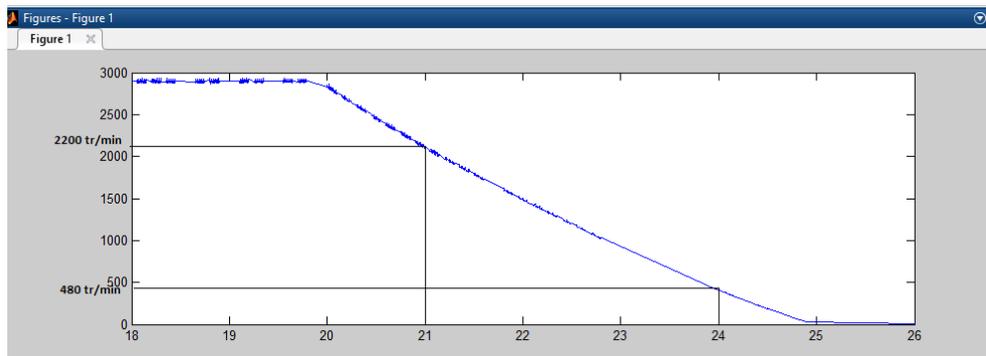


FIGURE II.21 – Allure de la vitesse en fonction du temps lors du freinage légende :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$C_m - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + C_p \quad (\text{II.33})$$

Avec :

$C_r=0$ (car la génératrice est à vide)

$C_m=0$ (pas de courant d'induit, alors)

L'expression du moment d'inertie est donnée par :

$$j = - \frac{C_p}{\frac{d\Omega}{dt}} \quad (\text{II.34})$$

$$j = - \frac{1,88}{\frac{(480-2200) * \frac{2\pi}{60}}{24-21}} \quad (\text{II.35})$$

Enfin en déduit la valeur du moment d'inertie :

$$j=0,031 \text{ kg.m}^2$$

Maintenant, nous avons les valeurs du moment d'inertie et du coefficient de frottement nous pouvons déduire la constante de temps mécanique :

$$T_m = \frac{j}{f} \quad (\text{II.36})$$

$T_m=88,57 \text{ s}$

II.5 Convertisseurs à base de hacheurs pour moteurs à courant continu [2]

II.5.1 Hacheur série

Ce nom est lié au fait que la tension de sortie moyenne est inférieure à l'entrée. Il comporte un interrupteur à amorçage et blocage commandé, transistor bipolaire ou IGBT, et un interrupteur à blocage et amorçage spontané (diode).

Le schéma du hacheur série est donné par :

La charge est constituée par un moteur. Pour améliorer la qualité du courant c'est à-

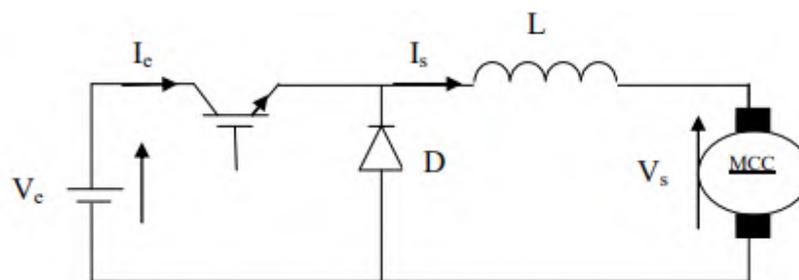


FIGURE II.22 – Schéma de principe d'un hacheur série

dire limiter l'ondulation résultant du découpage sur le courant de sortie, on insère une inductance en série avec le moteur.

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage $T_h = 1/f_h$, comporte deux étapes. Lors de la première étape, c'est le transistor qui est passant et la diode, polarisée en inverse, est bloquée.

Cette phase dure de 0 à αT_h , avec α compris entre 0 et 1 , α est appelé rapport cyclique. Lors de la seconde étape, la diode devient passante, cette phase dure de αT_h à T_h .

II.5.2 Hacheur réversible en courant

Dans ce système, le changement du sens de parcours de l'énergie est lié au changement de signe du courant alors que la tension ne change pas de signe. Cette fois, l'interrupteur, réversible en courant, est formé de deux composants. Le premier est un composant commandé à l'amorçage et au blocage (transistor, IGBT), alors que le second est une diode. Ils sont montés en antiparallèle.

La structure du hacheur série réversible en courant c'est la structure du hacheur série classique par des interrupteurs réversibles en courant avec modification de la charge.

En prenant une machine à courant continu qui peut, sous tension constante, fonctionner

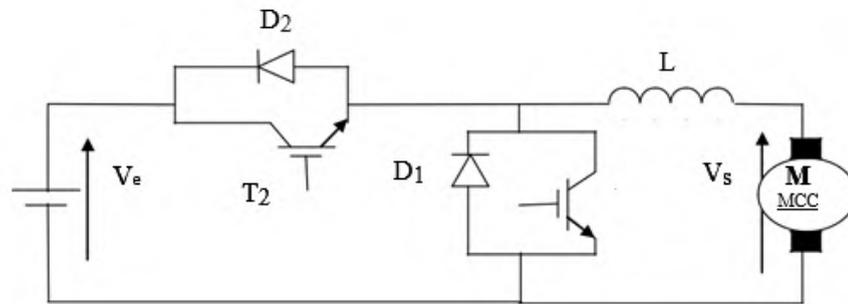


FIGURE II.23 – Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant

en génératrice ou en moteur. Cette fois, la tension moyenne de sortie et le courant moyen de sortie peuvent être positifs ou négatifs. Source et charge peuvent avoir tous les modes de fonctionnement.

II.5.3 Hacheur réversible en tension

La tension appliquée à la charge peut prendre les valeurs $+V_s$ ou $-V_s$, ce qui permet, suivant la valeur du rapport cyclique, de donner une valeur moyenne de tension de sortie positive ou négative.

En revanche, le courant doit rester de signe constant dans la charge, car les interrupteurs ne sont pas réversibles. Le schéma de principe du hacheur réversible en tension :

La charge est formée par une machine à courant continu en série avec une inductance, destinée à limiter l'ondulation du courant dans la machine.

La machine fonctionne sous un courant toujours de même signe .

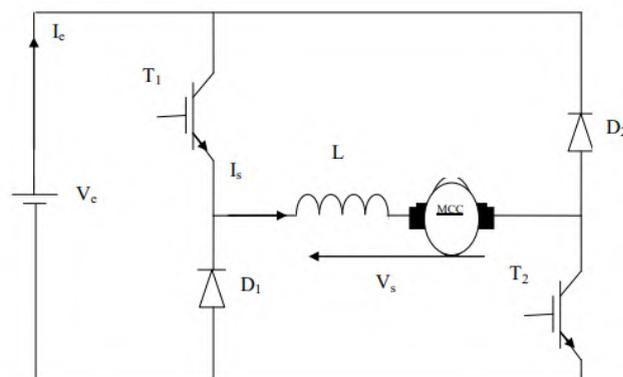


FIGURE II.24 – Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension

II.5.4 Hacheur réversible en courant et en tension

On reprend la structure du hacheur réversible en tension que nous venons de donner en remplaçant les interrupteurs par des interrupteurs réversibles en courant.

Dans ce cas, le courant dans la charge peut changer de signe.

Comme pour le hacheur simplement réversible en courant, ce sera la diode ou le transistor qui sera passant, suivant le signe du courant dans l'interrupteur. Cette fois, la tension

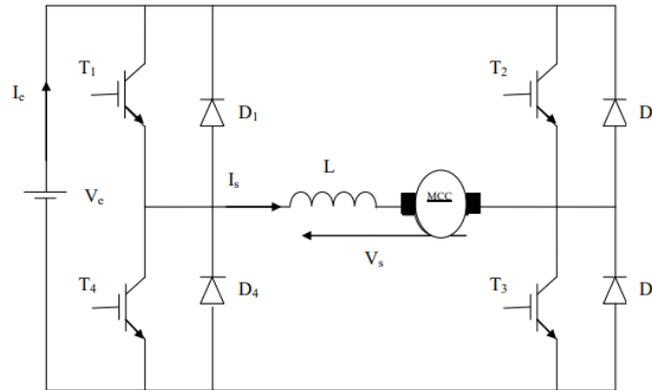


FIGURE II.25 – Schéma de principe du hacheur réversible en tension et en courant

moyenne de sortie et le courant moyen de sortie peuvent être positifs ou négatifs. Source et charge peuvent avoir tous les modes de fonctionnement.

II.5.5 Technique de commande à MLI [11]

La tension de sortie du hacheur est largement déterminée par des commandes sont utilisées pour contrôler l'interrupteur de ce hacheur. il y a beaucoup de la technologie de contrôle et le choix d'une technologie parmi toutes les autres technologies dépendent de il s'agit essentiellement du type d'application spécifié par l'appareil. De plus La commandedans le variateur de vitesse pour moteurs à courant continu est contrôlée par Modulationde largeur d'impulsion PWM.

II.5.6 Principe de la commande MLI

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion PWM est basée sur coupez la vague rectangulaire complète. Par conséquent, la tension de sortie est déterminée par l'amplitude d'une série d'ondes carrées est égale à la tension et à la largeur de l'alimentation CC En changeant. La technique la plus courante pour générer des signaux PWM consiste à comparer Entre deux signaux.

- Le premier est appelé le signal de référence, qui est un signal continu qui change entre deux signaux Selon le seuil défini par notre application.
- Le second est appelé le signal de porteuse, qui définit le taux de commutation de la porteuse Commutateur de convertisseur statique.
Ceci est un signal haute fréquence Par rapport au signal de référence.
- L'intersection de ces signaux donne le temps de commutation de l'interrupteur La réalisation de la fonction PWM est représentée sur la figure :

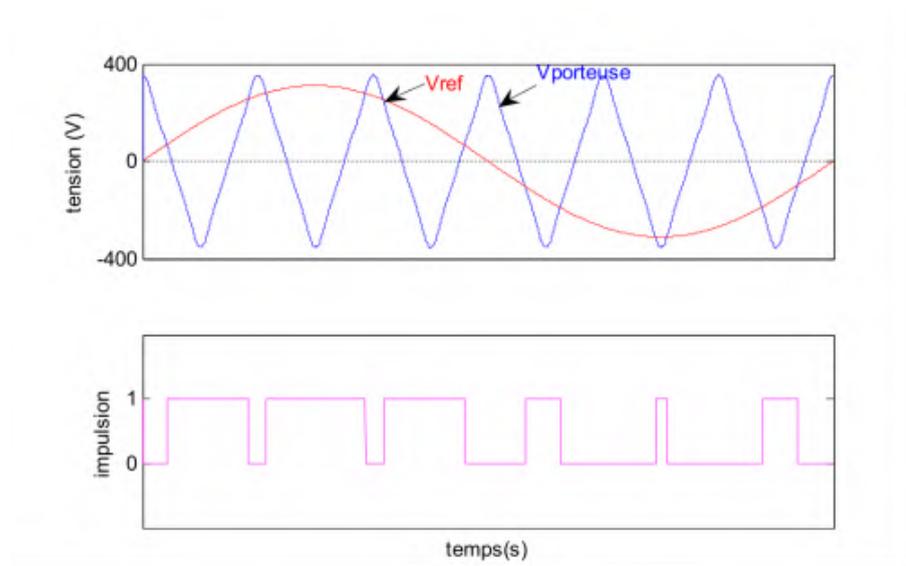


FIGURE II.26 – Réalisation du signal MLI

L'intersection du point de référence et des commandes porteuses dans le sens croissant l'intersection du transistor T et de la porteuse est fermée dans le sens décroissant, Commandez T pour ouvrir. Complétez le principe en comparant deux signaux utiliser un ampli opérationnel[11].

II.6 Commande du moteur à excitation séparée [35][8]

II.6.1 Structure d'un régulateur PI

La structure globale d'un régulateur proportionnel intégral montrée par la figure (II.27), noté régulateur PI, est composée de deux fonctions, la proportionnelle et de la fonction intégrale mises en parallèle.

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$C(p) = K_1 + \frac{K_2}{p} = \frac{K_1 p + K_2}{p} = K \left(1 + \frac{1}{T_1 p} \right) \quad (\text{II.37})$$

Avec $K=K_1$ et $T_1=K_1/K_2$

L'avantage principal d'un régulateur PI est annuler l'erreur statique par la fonction intégrale. Cette régulateur est calcule la commande $u(t)$ à injecter au système en intégrant la grandeur d'erreur. Le signal d'erreur est non nul donc le signal de commande augmente, la commande $u(t)$ ne cesse de croître tant que l'erreur entre la sortie $y(t)$ et la référence $y_{ref}(t)$ n'est pas nulle.

La fonction de transfert de la boucle fermée est donnée par :

$$G_{bf} = \frac{K_1 \left(p + \frac{K_2}{K_1} \right) G(p)}{1 + K_1 \left(p + \frac{K_2}{K_1} \right) G(p)} \quad (\text{II.38})$$

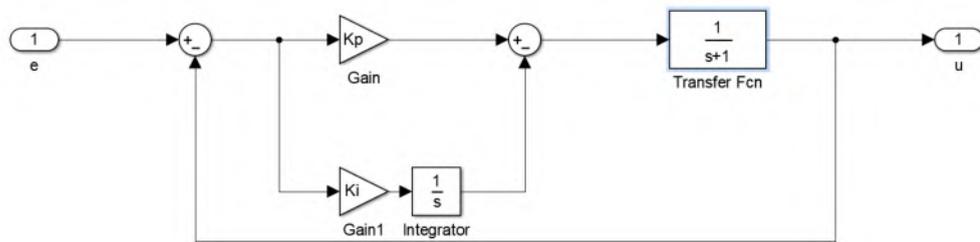


FIGURE II.27 – Structure de commande utilisant un régulateur PI

Qui montre que le régulateur PI ajoute un zéro à la fonction de transfert en boucle fermée. Celui-ci peut éventuellement être utilisé pour compenser un pôle de la fonction de transfert du système à commander, simplifiant ainsi l'ordre du transfert en boucle fermée. La méthode la plus utilisée c'est la méthode de compensation des pôles.

II.6.2 La méthode par compensation de pôle

Cette méthode se déroule en deux étapes. Dans un premier temps, il s'agit d'utiliser le zéro du régulateur pour compenser le pôle du système contrôlé. Ceci a permis de simplifier l'agencement de la fonction de transfert en boucle ouverte. Cette compensation étant donnée la première équation, deux paramètres K_i et K_p peuvent être calculés. Dans la deuxième étape, nous calculons la fonction de transfert en boucle fermée et spécifions le permettre de calculer la deuxième équation du deuxième régulateur [35].

- Calcul des régulateurs du système

La figure II.28 représente le schéma Matlab Simulink qui englobe notre système et qui permet le calcul des régulateurs. Afin de calculer les paramètres des régulateurs on a

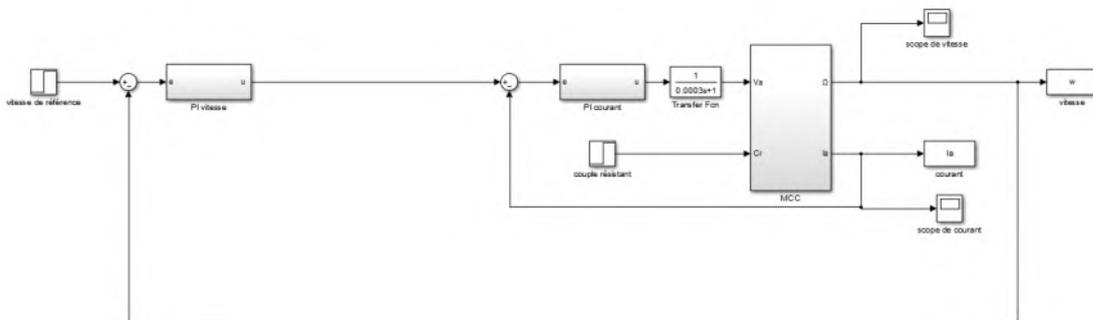


FIGURE II.28 – Le schéma Matlab Simulink du système

utilisée la méthode de compensation de pôle.

- Calcul du régulateur de courant

Transformateur et moteur statiques, risque transitoire de courant Les composants de puissance du transformateur statique sont détruits, le dépassement de courant est donc un réel problème. Plus d'automobilistes ça risque d'être endommagé En raison d'un courant excessif. Pour ces raisons, il faut :

- D'asservir le courant pour avoir la maîtrise des dépassements .

- De limiter le courant maximum pour protéger le moteur dans tous les cas .

Le calcul des paramètres du régulateur de courant du moteur à courant continu se fait à partir du schéma bloc montré par la figure (II.29) suivante :

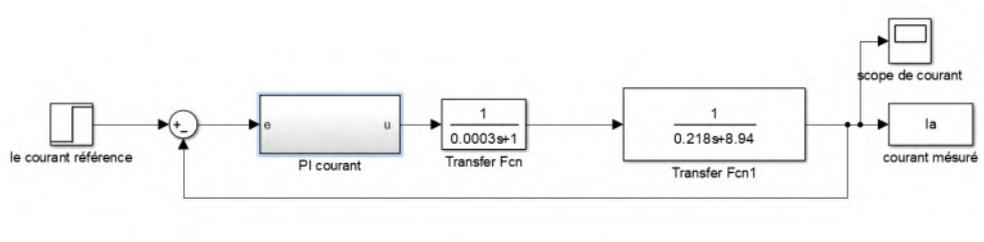


FIGURE II.29 – Schéma bloc Simulink de la boucle de courant

on a :

$$G_i(p) = \frac{I_a(p)}{V_e(p)} \quad (\text{II.39})$$

$$I_a(p) = \frac{1}{R_a + L_a \cdot p} V_a(p) \quad (\text{II.40})$$

$$I_a(p) = \frac{1}{R_a + L_a \cdot p} \frac{K_{cm}}{1 + T_{cm} \cdot p} V_e(p) \quad (\text{II.41})$$

Donc :

$$G_i(p) = \frac{K_{cm}}{(R_a + L_a \cdot p)(1 + T_{cm} \cdot p)} \quad (\text{II.42})$$

En posant $T_e = \frac{L_a}{R_a}$

$$G_i(p) = \frac{\frac{K_{cm}}{R_a}}{(1 + T_{cm})(1 + T_e \cdot p)} \quad (\text{II.43})$$

Puisque $T_{cm} \ll T_e$ on obtient :

$$G_i = \frac{K_{cm}/R_a}{(1 + T_{cm})(1 + T_e \cdot p)} \quad (\text{II.44})$$

La fonction de transfert étant celle d'un premier ordre, donc la solution est une simple correction PI :

$$G_i = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{II.45})$$

Qui est égale a :

$$G_i = \frac{p.K_p + K_i}{p} = \left(\frac{p.K_p}{K_i} + 1\right)K_i = K_i \frac{(1 + T_i p)}{p} \quad (\text{II.46})$$

L'option la plus simple est donc de remplacer l'électrode par sélection $\frac{K_p}{K_i} = T_i = T_e$ qui conduit à un système en boucle fermée pour la fonction de transfert de commande 1 comme indiqué sur la figure suivante (II.39).

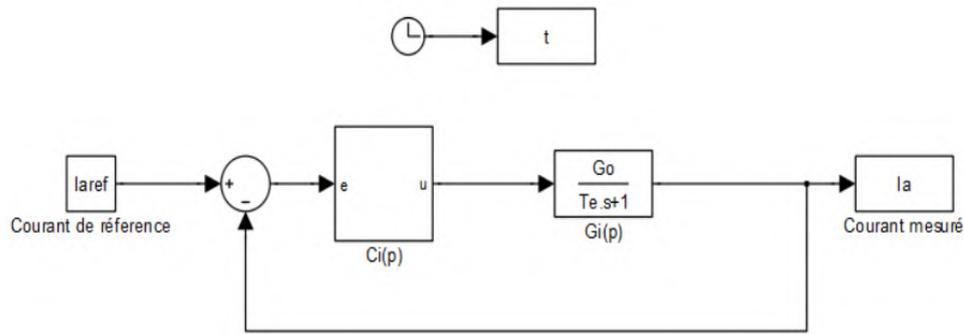


FIGURE II.30 – Représentation de la boucle fermée du courant

Donc la fonction de transfert G_{bf} du système global, montré par la figure (II.30) est donné par :

$$G_{bf} = \frac{C_i(p).G(p)}{1 + C_i(p).G(p)} \quad (\text{II.47})$$

$$G_{bf}(p) = \frac{K_i \frac{(1+T_i p)}{p} \frac{G_0}{(1+T_e.p)}}{1 + K_i \frac{(1+T_i p)}{p} \frac{G_0}{(1+T_e.p)}} \quad (\text{II.48})$$

Après la compensation du pôle électrique on aura :

$$G_{bf}(p) = \frac{K_i \frac{(1+T_i p)}{p} \frac{G_0}{(1+T_e.p)}}{1 + K_i \frac{(1+T_i p)}{p} \frac{G_0}{(1+T_e.p)}} \quad (\text{II.49})$$

$$G_{bf}(p) = \frac{K_i.G_0}{p + K_i.G_0} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_i.G_0}p} = \frac{1}{1 + T_{bf}.P} \quad (\text{II.50})$$

On déduit par identification :

$$T_{bf} = \frac{1}{K_i G_0} = T_e \tag{II.51}$$

D'ou :

$$T_e = \frac{L_a}{R_a}$$

$$K_i = \frac{1}{T_e G_0} \tag{II.52}$$

Donc :

$$T_e = \frac{L_a}{R_a} = \frac{0,218}{8,94} = 0,024$$

$$G_0 = \frac{K_{cm}}{R_a} = \frac{1}{8,94} = 0,111$$

$$K_i = 375,37$$

$$K_p = T_e \cdot K_i \tag{II.53}$$

$$K_p = 0,024 * 375,37 = 9,153$$

- **Calcul du régulateur de vitesse**

Une fois la boucle de courant et réglée on peut facilement régler la boucle de vitesse (figure II.31). Le calcul des paramètres du régulateur de vitesse du moteur á courant continu se fait á partir du schéma bloc suivant :

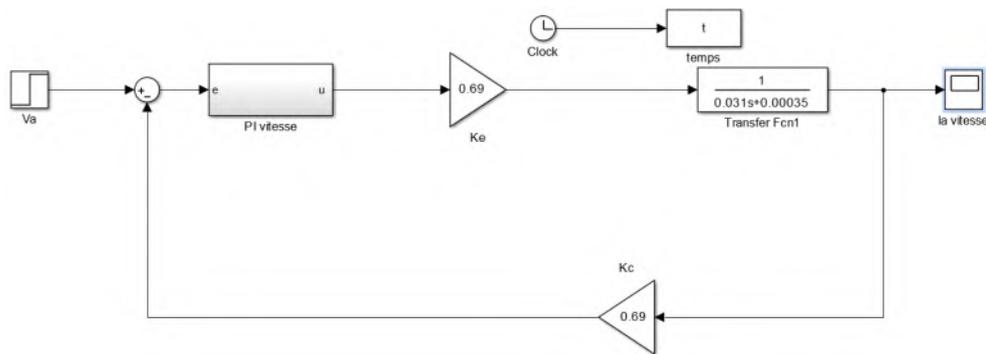


FIGURE II.31 – Représentation de la boucle fermée de vitesse.

$$k_p = \frac{4.m.j.w_0 - 2.f}{3.p.\zeta} \tag{II.53}$$

et

$$k_i = \frac{2.j.(w_0)^2}{3.p.\zeta} \tag{II.54}$$

pour calculer w_0 On peut tirer la nouvelle valeur de la constante de temps en boucle fermée (τ_{bf}) de la vitesse qui est :

$$\tau_{bf} = 0.78s$$

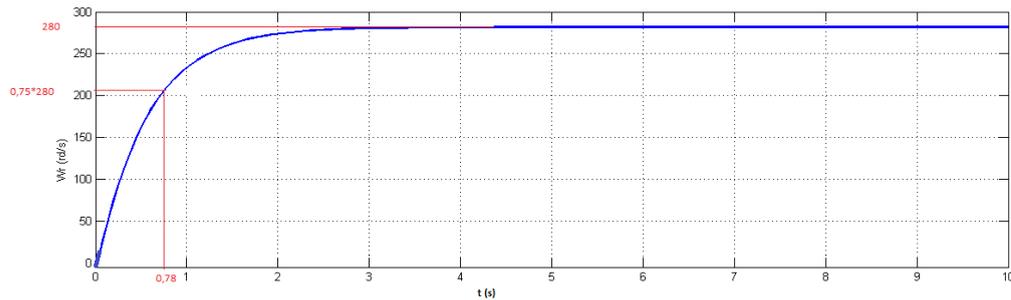


FIGURE II.32 – Courbe de la vitesse du moteur seul.

Donc :

$$w_0 = \frac{3}{\tau_{bf}} = \frac{3}{0,78} = 3,84$$

$$k_p = \frac{(4.1.0,031.3,84) - 2(0,0035)}{2.1.0,7} = 0,34$$

$$k_i = \frac{2.0,031.(3,84)^2}{3.1.0,7} = 0,435$$

II.7 Commande du moteur à excitation séparée par la méthode PI classique

II.7.1 la commande du moteur à courant continu

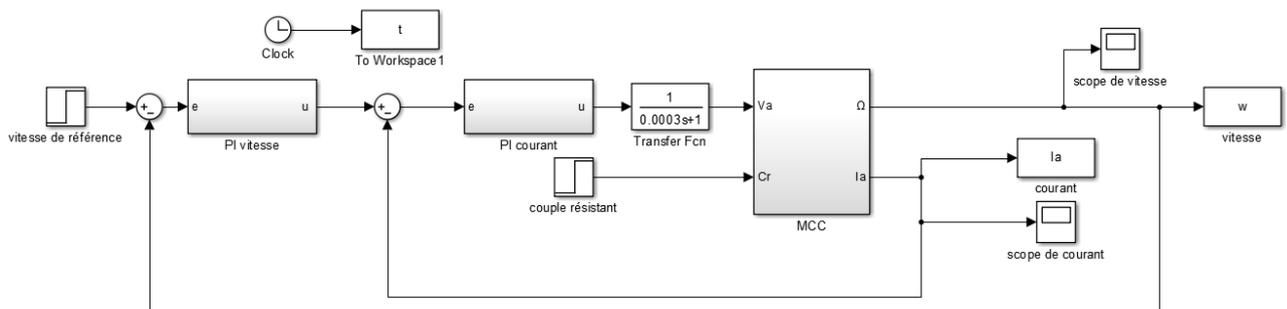


FIGURE II.33 – Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du moteur à courant continu

- Essai à vide

Après simulation, nous obtenons les résultats suivants :

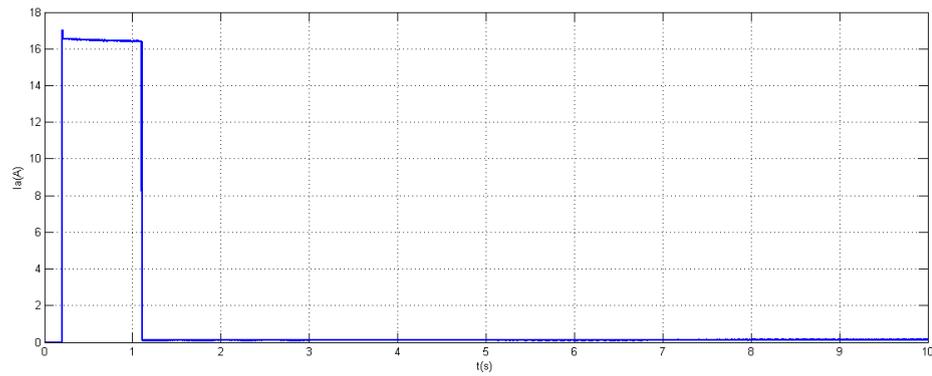


FIGURE II.34 – Courant d'induit

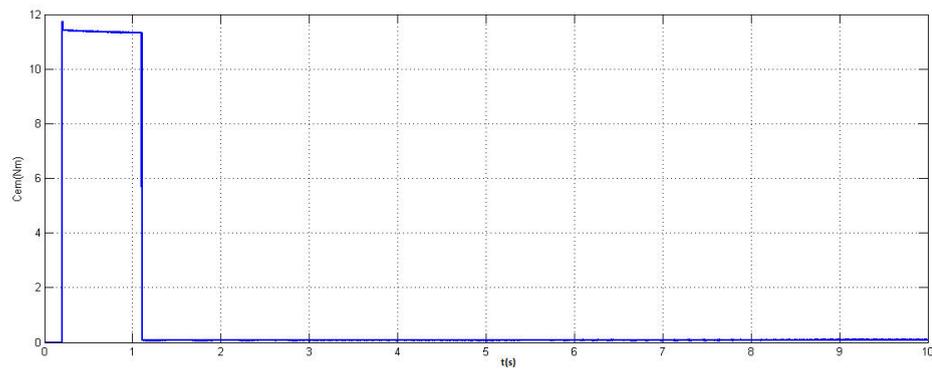


FIGURE II.35 – Couple électromagnétique

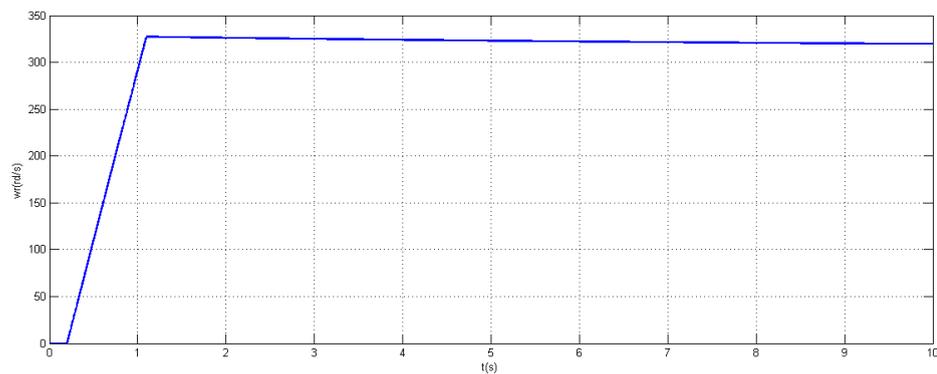


FIGURE II.36 – Vitesse de rotation du moteur

La vitesse de rotation atteint, la vitesse nominale 314 rd/s après le régime transitoire que dure environ 1,1 s.

On remarque que le régulateur de vitesse intervient pour remettre la vitesse à sa valeur nominale.

Le transitoire du courant a une durée équivalente au temps de démarrage avec une valeur de crête d'environ 16,8 A et après revient à la valeur 0,1 A.

- **Essai poursuite avec un signal rectangulaire**

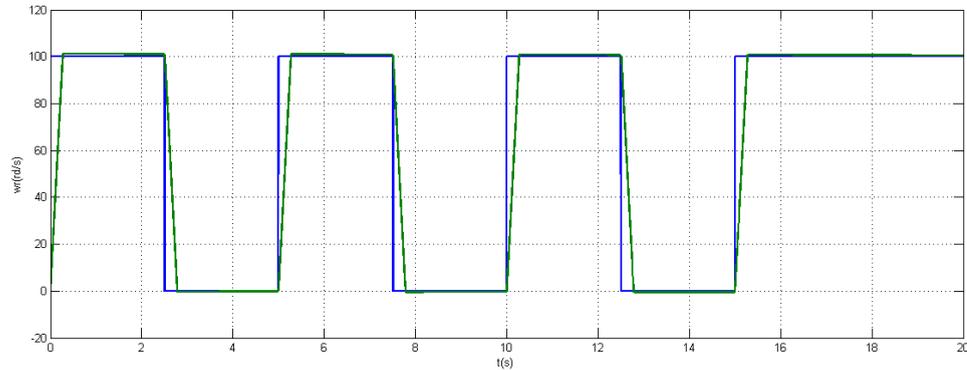


FIGURE II.37 – Vitesse de rotation du moteur avec référence rectangulaire unipolaire (0 à 100)

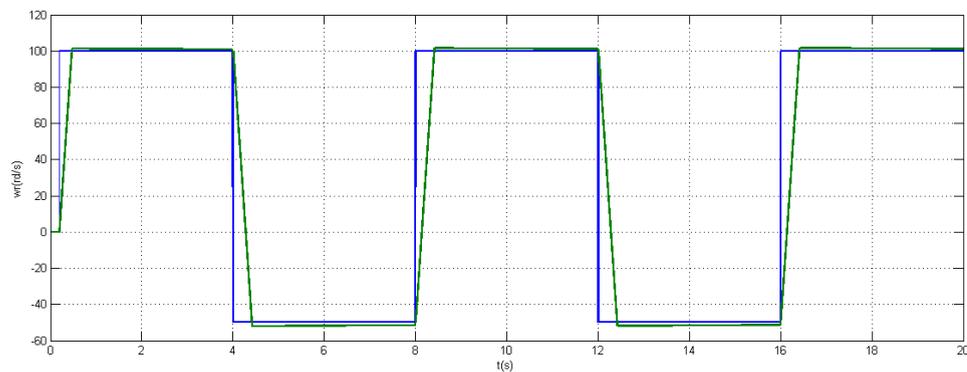


FIGURE II.38 – Vitesse de rotation du moteur avec référence rectangulaire bipolaire (-50 à 0 ; 0 à 100)

Deux essais ont été réalisés avec une consigne variable :

- Essai avec référence rectangulaire unipolaire (0 à 100).
- Essai avec référence rectangulaire bipolaire (-50 à 0 ; 0 à 100).

On remarque que le système moteur plus commande suit bien la référence de vitesse sans dépassement avec une faible erreur l'ordre de régime transitoire.

- Essai en charge

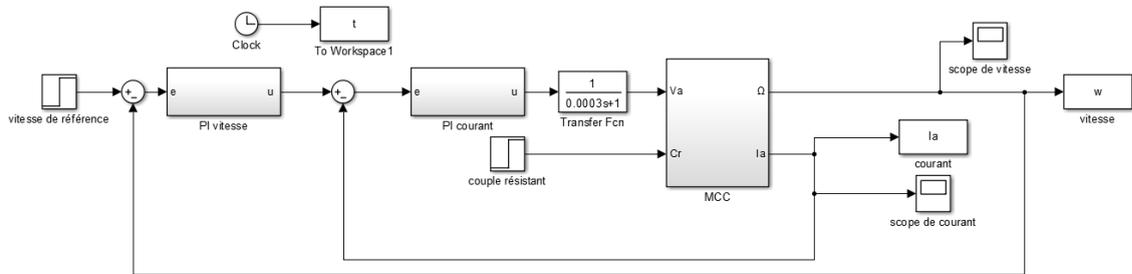


FIGURE II.39 – Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du moteur à courant continu

Après simulation, nous obtenons les résultats suivants :

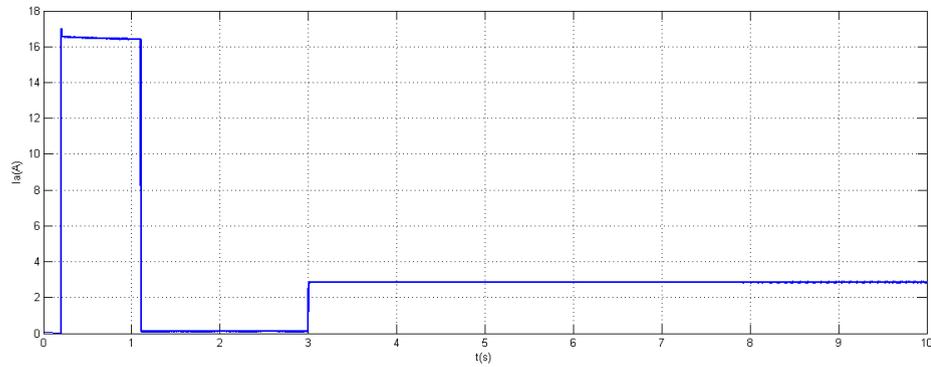


FIGURE II.40 – Courant d'induit

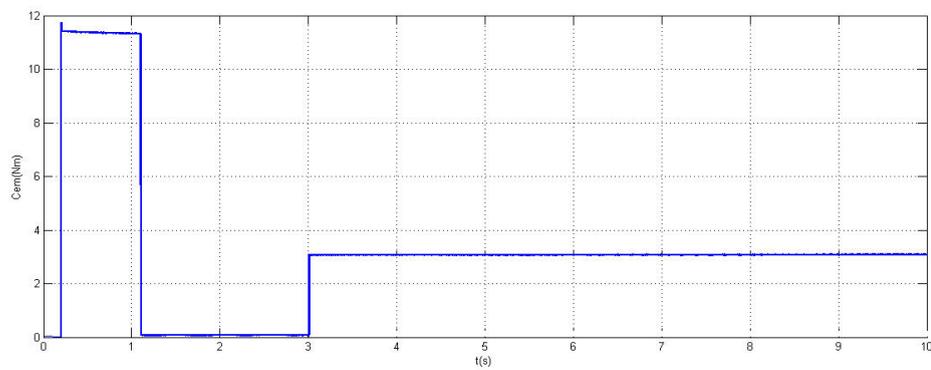


FIGURE II.41 – Couple électromagnétique

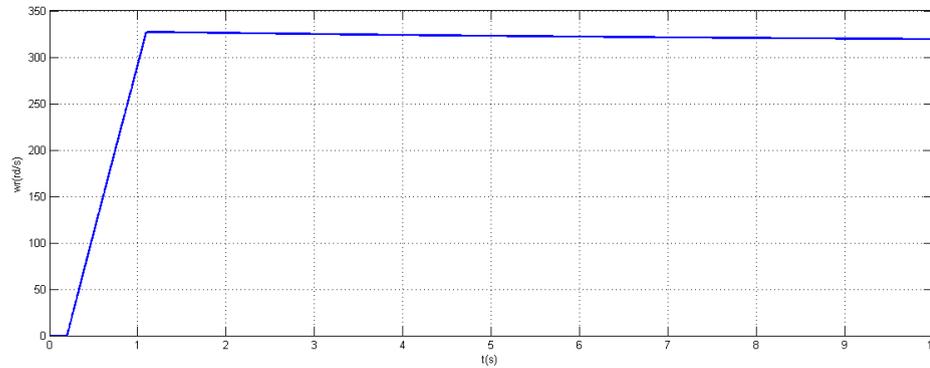


FIGURE II.42 – Vitesse de rotation du moteur

La référence de vitesse impose un démarrage à vide, puis à l'instante $t=3s$ un $C_r=1,88$ N.m et appliqué.

Le contrôle répond de manière quasi instantanément ($C_{em}=C_r$), la vitesse de la machine très faiblement influencée ce que montre incompportement on régulation très satisfaisante avec un très bon rougé du couple de charge.

Ona amélioré les résultats des paramètres des régulateurs par essai erreur.

II.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié la machine à courant continu en détail et basée sur la machine à courant continu à excitation séparée, Les équations de ce modèle et les caractéristiques électromécanique était donnée puis nous sommes passés à l'identification des paramètres de cette machine, nous avons présentée quelques types de la hacheur. En fin nous avons montrée en détail la commande de la machine avec ces différentes boucles de régulation équipées de régulateur PI pour le courant et pour la vitesse. Le dimensionnement de régulateur était fait par la méthode de compensation du pôle puis amélioré par essai erreur, des résultats de simulation on était exposé et on montrée l'efficacité de la commande on terme de poursuite et de régulation.

Dans la prochain chapitre traduite le dimensionnement des régulateurs à l'aide de la technique de la PSO.

Optimisation métaheuristique

SOMMAIRE

III.1 INTRODUCTION	54
III.2 PROBLÈME D’OPTIMISATION	54
III.3 PROBLÈME MÉTAHEURISTIQUE	54
III.3.1 Définition des méthodes métaheuristiques	54
III.3.2 Classification de méthodes métaheuristiques [14]	55
III.3.3 Domaines d’application	56
III.4 OPTIMISATION Á BASE D’ESSAIS PARTICULAIRES (PSO)	56
III.4.1 Principe de l’algorithme[18]	56
III.4.2 Espace de recherche	56
III.4.3 Particule [18]	56
III.4.4 Principe de déplacement d’une particule[18]	57
III.4.5 Mécanisme de confinement[28]	58
III.4.6 Déroulement de l’algorithme[43]	59
III.4.7 Exemples d’optimisation par la méthode (PSO)[12]	60
III.5 OPTIMISATION PAR COLONIE DE FOURMIS ARTIFICIELLES (ACO)	61
III.5.1 Principe de l’algorithme (ACO)	61
III.5.2 L’exploration	61
III.5.3 L’exploitation	61
III.5.4 La diversification	61
III.5.5 L’intensification	61
III.5.6 L’algorithme d’ACO	62
III.5.7 Exemples d’optimisation par la méthode (ACO)[15]	63
III.6 OPTIMISATION PAR ESSAIM D’ABEILLES ARTIFICIELLES (ABC)	64
III.6.1 Principe de l’algorithme ABC	64
III.6.2 Structure algorithmique	64
III.6.3 Modèle de base de l’algorithme ABC[31]	65
III.6.4 Organigramme du ABC[50]	67
III.6.5 Exemples d’optimisation par la méthode (ABC)[31]	68
III.7 OPTIMISATION PAR LA MÉTHODE DES LOUPS GRIS (GWO)	70
III.7.1 Principe de l’algorithme GWO	70
III.7.2 Opérateurs	70
III.7.3 Étapes générales de l’algorithme GWO	73
III.7.4 Étapes pour écrire l’algorithme GWO (organigramme)	73
III.7.5 Exemples d’optimisation par la méthode GWO [17]	74
III.8 CONCLUSION	74

III.1 Introduction

L'algorithme d'optimisation est l'un des outils qui propose aux professionnels qui souhaitent mettre en place une stratégie efficace pour améliorer leurs résultats. Ce type de procédé est particulièrement recommandé pour concevoir des solutions sur mesure pour des projets sensibles où les problèmes sont aussi nombreux que complexes. Algorithme d'optimisation adapté à toutes les industries.

Plusieurs méthodes d'amélioration ont été suggérées dans la littérature, et elles se sont avérées efficaces dans divers domaines d'application. Dans ce chapitre, nous intéressons sur quatre de ces méthodes, l'optimisation des essaims de particules (PSO) et Optimisation par colonie de fourmis artificielles (ACO), Optimisation par essaim d'abeilles artificielles (ABC) et Optimisation par la méthode des loups gris (GWO).

III.2 Problème d'optimisation

Lors de la résolution d'un problème d'optimisation, il est important de déterminer clairement à quelle catégorie le problème appartient. En effet, les algorithmes développés sont conçus pour résoudre un type de problème donné et sont peu efficaces pour un autre type. La classification des problèmes d'optimisation change d'un auteur à l'autre. Par exemple, on distingue [16] :

- Problèmes d'optimisation avec et sans contraintes

Il est important de faire la distinction entre les problèmes où des contraintes existent sur les variables de décision. Ces contraintes peuvent être simplement des limites et aller jusqu'à un ensemble d'équations de type égalité et de type inégalité. parfois peut-être d'éliminer une contrainte égalité par substitution dans la fonction objective. Naturellement, les problèmes avec contraintes sont plus difficiles à résoudre et utilisent des algorithmes dédiés [16].

- Problèmes d'optimisation mono-objectif ou multi-objectif

Les problèmes à objectif unique ou mono-objectifs sont définis par une unique fonction objective. Les problèmes multi-objectifs On le trouve lors de la recherche d'un compromis entre plusieurs côtés Objectifs contradictoires. Il est possible (mais pas nécessairement efficace) de reformuler un problème multi-objectif avec une seule fonction objectif comme un ensemble d'objectifs différents ou en transformant des objectifs en contraintes... [16]

III.3 Problème métaheuristique

III.3.1 Définition des méthodes métaheuristiques

Les méthodes métaheuristiques apparues au début des années 80, permettent de trouver une solution de bonne qualité en un temps de calcul généralement raisonnable, sans garantir l'optimalité de la solution obtenue.

Il s'agit d'un ensemble d'algorithmes d'optimisation conçus pour résoudre le problème Difficile à optimiser. Elles sont souvent inspirées par des systèmes naturels, qu'ils soient pris en physique (cas du recuit simulé), en biologie de l'évolution (cas des algorithmes Génétiques) ou encore en éthologie (cas des algorithmes de colonies de fourmis ou de l'optimisation par essaims particulaires).

Ces techniques métaheuristicques peuvent être divisées en deux catégories : les méthodes à population de solutions comme les algorithmes génétiques, chauve souris, loups gris, essaim de particules, ainsi que les méthodes à solution unique comme le recuit simulé.

Les méthodes métaheuristicques ont montré leurs efficacités dans le domaine de l'optimisation mono-objectif. Actuellement les recherches qui utilisent ces algorithmes sont développées pour la résolution des problèmes d'optimisation multi objectif, en tenant compte de plusieurs contraintes[36].

III.3.2 Classification de méthodes métaheuristicques [14]

Il existe plusieurs façons de classer les métaheuristicques. Nous adopterons celle faisant la différence entre les méthodes de trajectoire et les méthodes basées sur une population.

- Méthodes de trajectoire

Manipuler un seul point à la fois et essayez de manière itérative d'améliorer ce point. Elles construisent une trajectoire dans l'espace des points en tentant de se diriger vers des solutions. Par exemple :

- La recherche locale.
- Le recuit simulé [Kirkpatrick et al., 1983].
- La recherche tabou [Glover, 1986].
- La recherche à voisinages variables (VNS) [Mladenovic et Hansen, 1997].

- Méthodes qui travaillent avec une population de points

En tout temps, nous avons une (base) de plusieurs points appelées population. L'algorithme génétique est le plus connu.

Les métaheuristicques qui s'inspirent de phénomènes naturels. Par exemple, des algorithmes génétiques et des algorithmes de fourmis sont inspirés respectivement de la théorie de l'évolution et du comportement des fourmis pour rechercher de la nourriture.

D'autres, comme la méthode Tabou, n'ont apparemment pas été inspirées par un phénomène naturel - même s'il y avait une utilisation de la mémoire.

- Selon leur manière d'utiliser la fonction objectif

Certaines métaheuristicques dites statiques agissent directement sur f tandis que d'autres, dites dynamiques, profitent de la fonction g obtenue à partir de f en ajoutant des composants qui permettent de modifier la topologie de l'espace de points, et ces composants supplémentaires sont capables de changer dans le processus de recherche.

- Selon le nombre de structures de voisinages utilisées

Etant donné qu'un minimum local par rapport à un type de voisinage n'est pas nécessairement pour un autre type de voisinage, il peut être intéressant d'utiliser des métaheuristicques basées sur plusieurs types de voisinages. L'exemple parfait est le VNS.

- Méthodes avec ou sans mémoire

Selon que vous utilisez ou non l'historique des recherches (passées). Avec les algorithmes sans mémoire, l'action à entreprendre est déterminée exactement par la situation courante. On différencie généralement les méthodes ayant une mémoire à court terme de celles qui ont une mémoire à long terme.

- Selon l'utilisation de la diversification et de l'intensification

- Diversification

mécanismes pour une exploration assez large de l'espace de recherche.

- Intensification

exploitation de l'information accumulée durant la recherche et concentration sur une zone précise de X ou de ω . Il est important de bien doser l'usage de ces deux ingrédients afin que l'exploration puisse rapidement identifier des régions de l'espace de recherche qui contiennent des points de bonne qualité, sans perdre trop de temps à exploiter des régions moins prometteuses.

III.3.3 Domaines d'application

Il utilise dans plusieurs domaines parmi les domaines utilisés :

- l'optimisation d'un chemin.
- la forme d'un objet et un prix décent.
- une réaction chimique.
- un contrôle de l'air.
- l'efficacité d'un dispositif et l'effet d'un moteur.
- la gestion des lignes ferroviaires et le choix des investissements.

III.4 Optimisation à base d'essaims particuliers (PSO)

III.4.1 Principe de l'algorithme[18]

L'optimisation des essaims de particules (OEP), comme les algorithmes génétiques, est une méthode d'optimisation heuristique qui repose sur la simulation du comportement collectif d'organismes tels que les oiseaux ou les abeilles. Cette méthode d'optimisation, qui a été créée par l'électricien Russel Eberhart et le socio psychologue James Kennedy en 1995, s'appuie notamment sur le modèle développé par le biologiste Reynold C.W.

Pour expliquer le principe de cet algorithme appliqué pour résoudre un problème de minimisation ou de maximisation, considérons le problème d'optimisation :

$$\min \{f(x_j)\} \quad (\text{III.1})$$

Avec : $j=1,2,\dots,d$

La fonction fitness associée est :

$$\text{fitness}(x_j) = f(x_j) \quad (\text{III.2})$$

III.4.2 Espace de recherche

L'espace de recherche représente la possibilité de changement de paramètre (x) à optimiser, il est défini par les valeurs minimales et maximales de ces paramètres. Le nombre de paramètres à optimiser (d) constitue la dimension de l'espace de recherche[18].

III.4.3 Particule [18]

Une particule ou aussi appelée l'élément de l'essaim et représente une solution potentielle au problème à optimiser. Elle est constituée par une combinaison donnée des paramètres à optimiser (x_j). Comme la particule est amenée à évoluer, elle est représentée, dans l'espace de recherche, par une position $X_{i,(j)}$. ($i = 1, 2, \dots, mp$ et $j = 1, 2, \dots,$

d . i représentent le rang de la particule dans l'essaim et j représentent le rang du paramètre $x(j)$ qui compose le i ème individu.

(mp) c'est la taille de l'essaim et (d) la dimension de l'espace de recherche. Tout les paramètre $x(j)$ est associée par des vitesse d'évolution $v(j)$.cette vitesse de la i ème particule est alors définie par $V(i, j)$. La meilleure position déjà occupée par la i ème particule est représentée par $pbest(i)$:

$$pbest(i) = [pbest(i, 1), pbest(i, 2) \dots pbest(i, d)] \quad (III.3)$$

$pbest(i, j)$ c'est la valeur du paramètre $x(j)$ qui prend à la meilleure position occupée par la i ème particule. On lui associe également la valeur de sa fitness : Fit $pbest(i)$.La meilleure position déjà occupée par la meilleure particule de l'essaim est représentée par $gbest$:

$$gbest = [gbest(1), gbest(2) \dots gbest(d)] \quad (III.4)$$

on dit que $gbest(j)$ c'est la valeur du paramètre $x(j)$ correspondant à la meilleure position occupée par la meilleure particule de l'essai. On lui associe aussi la valeur de sa fitness : Fit $gbest(i)$.

La meilleure particule est définie comme la particule la plus proche de la solution souhaitée, c'est donc la particule avec la plus petite valeur de fonction de fitness.

III.4.4 Principe de déplacement d'une particule[18]

Il ya trois éléments de base pour le calcul du déplacement des particules vers un autre emplacement, voir la figure (III.1).

- la particule fait un déplacement selon sa vitesse propre, ce déplacement fait en fonction de leur intuition (flèche1).
- Fait un déplacement vers la meilleure position qu'elle a déjà occupée (elle se déplace selon sa propre expérience) (flèche 2).
- Il passe également à la position des meilleures performances déjà rencontrées par une autre particule de l'essai. (dans cette etape prové que elle faire confiance à l'information transmise par les autres particules) (flèche 3).

Ensuite, on a le coefficient de confiance qui lié à chacune de ces trois vitesses. la particule ne rejoint aucune des trois positions précédentes mais se déplace vers une nouvelle position , cette position qui est la combinaison linéaire de ces trois positions. La vitesse $V(i, j)$ et la position $X(i, j)$ de chaque paramètre sont alors mises à jour à chaque itération par la relation suivant :

$$V(i, j) = \omega V(i, j) + c_1 rand_1(pbest(i) - X(i, j)) + c_2 rand_2(gbest - X(i, j)) \quad (III.5)$$

Avec :

$$X(i, j) = X(i, j) + V(i, j) \quad (III.6)$$

On fait un représentation de la vitesse et la position de chaque paramètre à l'itération k par respectivement $V_{i,j}^k$ et $X_{i,j}^k$ et à l'itération $K+1$ par $v_{i,j}^{k+1}$ et $X_{i,j}^{k+1}$ Pour être plus précis , mais on a préféré garder la notion usuellement utilisée pour évité les surcharge de les variables.

C_1 et C_2 sont des constantes d'accélération (facteurs cognitifs et sociaux respectivement),

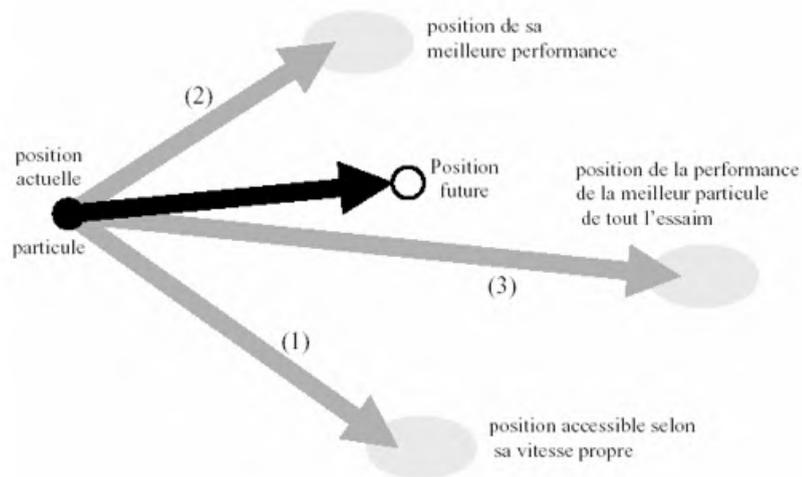


FIGURE III.1 – Schéma de principe du déplacement d'une particule

et ils caractérisent la capacité d'une particule à chercher ailleurs dans l'espace de recherche ou à affiner sa recherche à l'endroit où elle se trouve. Généralement, C_1 et C_2 sont choisis de telle sorte que $C_1 + C_2 < 4$

$rand_1$ et $rand_2$ sont deux nombres au hasard compris entre 0 et 1. Les coefficients de confiance d'une particule dans sa propre expérience et la confiance qu'elle donne à l'information il est transmis aléatoirement par d'autres particules à chaque itération.

on sait que la pondération w est à été change à chaque itération. Au début de la recherche, on lui attribue une valeur suffisamment grande pour accélérer la recherche avec des variations de la position assez grandes, en peut dire c'est la recherche approximative.

Lorsque la particule approche la meilleure solution de l'essaim, cette pondération devient plus petite pour permettre la recherche de la position optimale. L'expression suivante peut être utilisée pour déterminer les valeurs de ce poids.

$$\omega(ite\text{r}) = \omega_{\max} - \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{ite\text{r}_{\max}} \quad (\text{III.7})$$

$ite\text{r}$: est le rang de l'itération actuelle.

$ite\text{r}_{\max}$: est le nombre maximum d'itération.

ω_{\max} : est la valeur initiale de la pondération, on la prend généralement égale à 0.9.

ω_{\min} : est la valeur finale de la pondération, elle est comprise entre 0.3 et 0.4 .

L'utilisation de les constantes positives C_1 , C_2 et w pour contrôler le comportement des particules, particulièrement la convergence de l'algorithme et la diversité de sa recherche. Pour garantir la convergence, ces constantes doivent être reliées par l'expression : [13]

$$\frac{1}{2}(C_1 + C_2) - 1 < \omega < 1 \quad (\text{III.8})$$

III.4.5 Mécanisme de confinement [28]

Il arrive parfois que compte tenu de la position courante et de la vitesse courante d'une particule, Ce dernier a tendance à quitter la zone de recherche pendant son déplacement. dans cette cas, l'algorithme utilise un mécanisme de confinement, appelé confinement

d'intervalle, pour gérer le déplacement de la particule et qu'il le déplace vers un nouveau point qui appartient également á l'espace de recherche. En général, ce mécanisme consiste á ramener une particule au point acceptable le plus proche.

$$\begin{cases} si(x_{ij} > x_{j \max}) alors(x_{ij} = x_{j \max}) \\ si(x_{ij} < x_{j \min}) alors(x_{ij} = x_{j \min}) \\ v_{ij}=0 \end{cases} \quad (III.9)$$

Ou : $x_{i \max}$ et $x_{j \max}$ sont les valeurs limites du paramètre x_{ij}

III.4.6 Déroulement de l'algorithme[43]

L'algorithme PSO procède selon les étapes suivantes :

1. Initialisez un ensemble de particules et de vitesses, réparties de manière uniforme dans l'espace de recherche D, et fixez le critère d'arrêt.
2. Évaluer la fonction objective de chaque particule.
3. Actualiser la meilleure position p_{best} pour chaque particule et la meilleure position globale g_{best} dans la population.
4. Actualiser la position et la vitesse utilisant les équations président.
5. Si la particule se déplace par l'algorithme vers la limite ou en dehors de la zone de recherche, le mécanisme de confinement des particules exprimé par l'équation (III.9) interfère et ramène la particule dans l'espace de recherche.
6. Vérifiez le critère d'arrêt. Si le critère d'arrêt n'est pas satisfait, passez á l'étape 2, sinon le programme se terminera et la solution optimale sera produite. La figure (III.2) montre l'organigramme qui résume ces étapes :

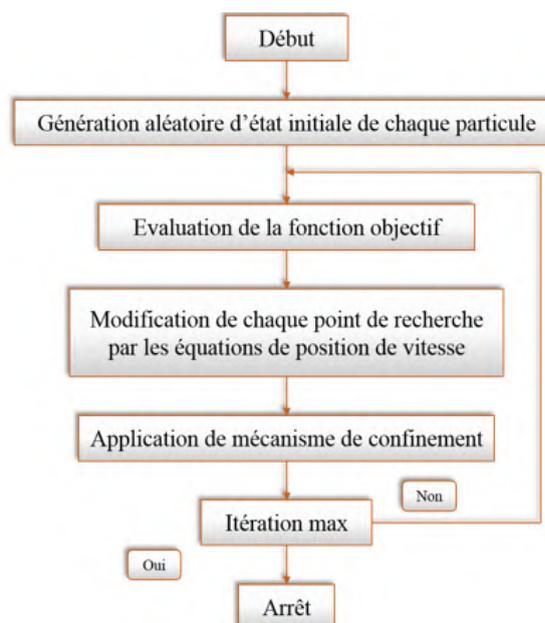


FIGURE III.2 – Organigramme générale de la méthode PSO

III.4.7 Exemples d'optimisation par la méthode (PSO)[12]

- Optimisation des paramètres du régulateur PID par PSO

Le manque de méthodes précises pour synthétiser les régulateurs PID a conduit les chercheurs à s'orienter vers l'utilisation d'algorithmes évolutifs en raison de l'avantage de l'exploration globale dans un environnement complexe...

Dans cette partie, nous utilisons des essaims de particules pour optimiser les paramètres du régulateur PID appliquée pour contrôler certains systèmes dynamiques.

La figure (III.3) illustre un diagramme schématique de cette approche d'amélioration. Dans ce diagramme, nous trouvons la boucle d'organisation classique à laquelle une couche supérieure basée sur PSO a été ajoutée. Le rôle de ce dernier est de fournir des paramètres optimaux du régulateur PID pour améliorer les performances de la boucle de régulation[12].

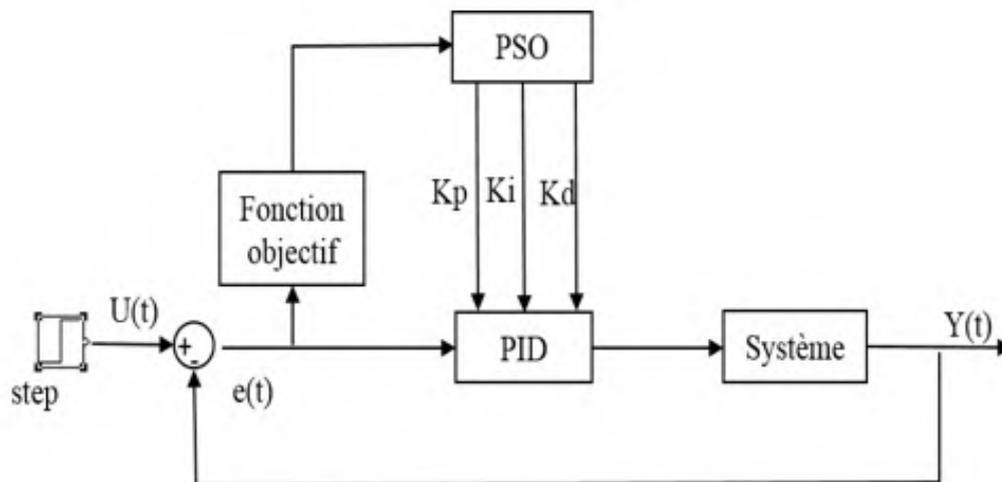


FIGURE III.3 – Approche d'optimisation du PID par l'algorithme PSO [12]

- Codage des paramètres du régulateur PID [12]

Le codage concerne la manière dont les trois paramètres (K_p , K_i et K_d) du contrôleur PID sont représentés comme une particule capable d'évoluer au cours du processus d'optimisation.

Les plages de variations des trois paramètres sont données par le tableau III.1.

TABLE III.1

Paramètres	K_p	K_i	K_d
Valeur minimale	0,1	0,1	0,1
Valeur maximale	10	10	10

III.5 Optimisation par colonie de fourmis artificielles (ACO)

III.5.1 Principe de l'algorithme (ACO)

L'optimisation par les colonies de fourmi (ACO) est une approche à base de population présentée par Marco Dorigo et collègues et inspirée par le comportement des colonies de fourmi réelles. Ce concept a été appliqué aux problèmes d'optimisation combinatoires qui recherchent la solution optimale selon les contraintes du problème [34].

Dans cet algorithme, les fourmis artificielles sont définies comme des agents simples qui génèrent à plusieurs reprises les solutions candidates présentées comme des solutions partielles. Les solutions partielles sont considérées comme des états du processus de construction et le transfert des fourmis d'un état à un autre jusqu'à la construction de la solution complète.

Dans un contexte probabiliste, chaque fourmi passe de l'état i à l'état j guidé par un traceur de phéromone artificiel $\tau(I, j)$. Chaque fourmi met à jour ses traces de phéromones ($\tau(I, j)$) par la suite. Chaque build est une solution complète.

Le but de ce processus de modernisation est d'augmenter la probabilité de sélectionner des effets qui favorisent la voie vers la bonne solution, tout en minimisant tous les autres impacts.

Les algorithmes ACO ont été appliqués avec succès à des problèmes d'optimisation harmonique. Comme le voyageur de commerce, la quadrature des tâches et le suivi des véhicules.

III.5.2 L'exploration

Il permet de construire de nouvelles solutions en sélectionnant les composants de la solution de manière probabiliste : une probabilité plus élevée est donnée aux composants qui ont un fort effet phéromone [33].

III.5.3 L'exploitation

Il est basé sur la sélection de composants qui ont un fort effet phéromone et un coût décroissant. La mise à jour des phéromones se fait en deux étapes. Une règle locale d'actualisation des phéromones est appliquée après que la fourmi identifie une solution candidate au problème.

Une fois que toutes les fourmis ont mis les solutions, seule la bonne solution est utilisée pour augmenter le suivi total des phéromones [33].

III.5.4 La diversification

La modernisation locale a un impact de diversification. À tous coups qu'une fourmi choisit un composant de la solution, la quantité de la trace de phéromone associée à ce choix est diminuée, et il devient moins attrayant que d'autres [33].

III.5.5 L'intensification

La modernisation globale a un effet intense car elle permet d'intensifier la recherche sur le voisinage d'une solution bien calculée lors de la prochaine itération [33].

III.5.6 L'algorithme d'ACO

Le problème de l'algorithme ACO pour résoudre le problème de miniaturisation selon le diagramme multicouche illustré à la Figure III.4 peut être résumé comme suit :[45]

- Étape 1

Dans cette étape supposons un nombre approprié de fourmis dans la colonie (N) et aussi Supposons un ensemble de valeurs discrètes autorisées pour chacune des n variables dans l'espace.

On note les valeurs discrètes admissibles des variables de l'espace x_i ($i = 1, 2, 3, \dots, n$) telles que $X_{i_1}, X_{j_1}, X_{i_p}$

Supposons initialement les quantités de phéromone $\tau^1_{ij} = 1$ pour toutes les arcs (i, j) . Réglez le nombre d'itération $l = 1$.

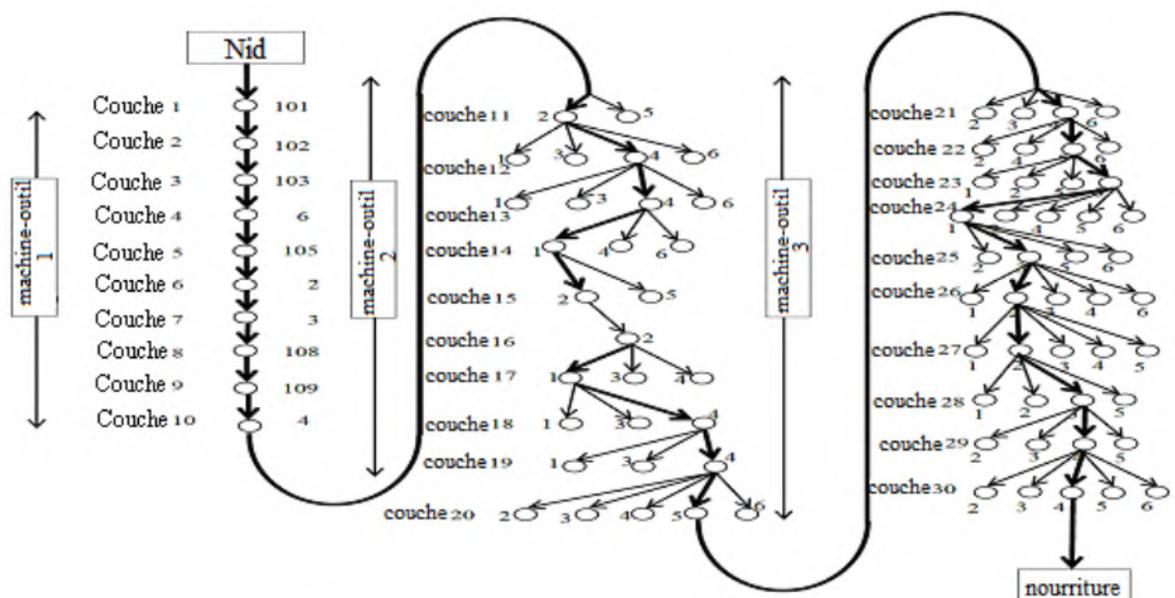


FIGURE III.4 – Graphe multicouches du déplacement des fourmis [15]

- Étape 2

Cette étape divisé sur 2 parties :

- a : Premièrement Calculez la probabilité p_{ij} de choisir l'arc (ou la valeur discrète) x_{ij} comme suit :

$$p_{ij} = \frac{\tau^1_{ij}}{\sum_{m=1}^p \tau^t_{im}}; i = 1, 2, \dots, n; j = 1, 2, \dots, p \quad (III.10)$$

- b : Les valeur discrètes (ou le chemin spécifique) choisi par la k^{eme} peut être déterminé à l'aide de nombres au hasard générés dans l'intervalle $[0,1]$.

C'est Pour ça nous trouvons que l'intervalle cumulé de la probabilité associée aux différents chemins figure (III.4) dépend des probabilités données dans l'équation (III.10).Le chemin exact choisi par la fourmi k sera déterminé en utilisant le processus désélection dans létape 3.(a).

- Étape 3

cette étape contient de trois parties :

- a : Générer un nombre aléatoire N r_1, r_2, \dots, r_N dans l'intervalle $[0,1]$, pour chaque fourmi. Déterminez la valeur discrète ou le chemin que la fourmi K devrait prendre pour la variable i comme étant celui pour lequel la probabilité cumulée s'étend (trouvé dans l'étape 2.(b)) inclut la valeur r_i .
- b : Répéter l'étape 3.(a) pour toutes les variables de l'espace $i=1,2,\dots,n$.
- c : Estimer les valeurs objectives des fourmis correspondant aux chemins complets (les valeur de l'espace x^k) ou les valeur de x_{ij} choisi pour toutes les variable de l'espace $i=1,2,\dots,n$ par la fourmis k , $k=1,2,\dots,k$

$$f_k = f(x^k); k = 1, 2, \dots, N \quad (\text{III.11})$$

Déterminer quel chemin est le meilleur et lequel est mauvais parmi les N chemins choisis par différentes fourmis :

$$f_{best} = \min(f_k) \quad (\text{III.12})$$

$$f_{worst} = \max(f_k) \quad (\text{III.13})$$

- Étape 4

Dans cette étape fait testez la convergence du processus. Le processus est supposé être proche si toutes les N fourmis suivent le même meilleur chemin.

Si la proximité n'est pas atteinte, supposez que les fourmis rentrent chez elles et recommencent à chercher de la nourriture.

Définissez le numéro d'itération $l = l + 1$ et mettez à jour les phéromones avec différentes parenthèses comme :

$$\tau^1_{ij} = \tau^{old}_{ij} + \sum_k \Delta\tau^k_{ij} \quad (\text{III.14})$$

$\tau^{old}_{ij} = (1 - \rho)\tau^{(i-1)}_{ij}$: désigne la quantité de phéromone de la répétition précédente restant après évaporation.

$\Delta\tau^k_{ij}$ c'est le phéromone déposée par la meilleure fourmi k sur son chemin et s'étend sur toutes les meilleures fourmis k (si les fourmis prennent le même meilleur chemin) .Notez que le meilleur chemin implique seulement un arc (i,j) pour la variable de l'espace i .

Le taux d'évaporation de phéromone ρ est supposé pour être dans l'intervalle $[0.5 \text{ à } 0.8]$ les nouvelles valeurs de τ^1_{ij} , allez à l'étape 2.

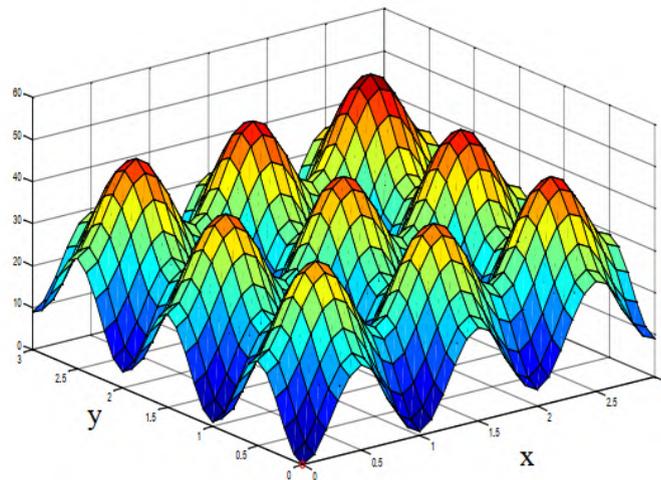
Les étape 2, 3 et 4 sont répétées jusqu' à ce que toutes les fourmis choisissent le même meilleur chemin (le processus converge). Dans quelques cas, le processus itératif s'est arrêté après avoir terminé le nombre maximum d'itérations prédéterminé.

III.5.7 Exemples d'optimisation par la méthode (ACO)[15]

Nous avons choisi de chercher l'optimum global de la fonction de Rastrigin définit par :

$$f(x, y) = 20 + x^2 + y^2 - 10(\cos(2\pi x) + \cos(2\pi y)) \quad (\text{III.15})$$

Cette fonction, comme le montre la figure (III.5) , a plusieurs optimums locaux et n'admis qu'un seul optimum global définit au point $(0,0)$ tel que $f(0,0) = 0$.

FIGURE III.5 – Fonction de Rastrigin avec optimum global au point $f(0,0)=0$

III.6 Optimisation par essaim d'abeilles artificielles (ABC)

I.6.1 Principe de l'algorithme ABC

L'algorithme de colonie d'abeilles artificielles (ABC) a été introduit par Karaboga pour améliorer la fonction. Chaque solution représente un emplacement alimentaire potentiel dans l'espace de recherche, et la qualité de la solution correspond à la qualité de la position alimentaire. Agents (abeilles artificielles) recherche d'exploiter les sources de nourriture dans l'espace de recherche. Les abeilles utilisent deux concepts de base dans le comportement intelligent : l'autorégulation et la division du travail[27].

I.6.2 Structure algorithmique

l'algorithme de colonies d'abeilles artificielles (ABC) se compose de trois groupes d'abeilles : les abeilles Employées (Employed) associées à des sources alimentaires spécifiques , les abeilles spectateurs (Onlooker) observant la danse des abeilles Employées dans la ruche pour choisir une source de nourriture, et les éclaireuses (Scouts) qui cherchent de nouvelles sources de nourriture de façon aléatoire. Les spectateurs et les éclaireuses sont également connues sous le nom d'abeilles non ouvrières. premeirment, les éclaireuses découvrent tous les positions de sources de nourriture. Ensuite, le nectar est exploité à partir de sources alimentaires par les abeilles employées et les abeilles spectateurs. Si la source de nourriture ne contient plus de nectar, l'abeille Employed devient une abeille scoute, Le Tableau III.2 illustre sommairement les différentes phases de l'algorithme ABC[50]. le tableau figIII.6 représente que chaque session de recherche comprend trois phases : phase Employed, phase Onlooker, phase Scout. Dans cette structure, la position de la source de nourriture représente une solution potentielle au problème et la quantité de nectar de la source de nourriture correspond à la qualité (fitness) de la solution associée. La quantité de nectarde la source nourriture correspond à la qualité de la solution que représente cette source de nourriture[50].

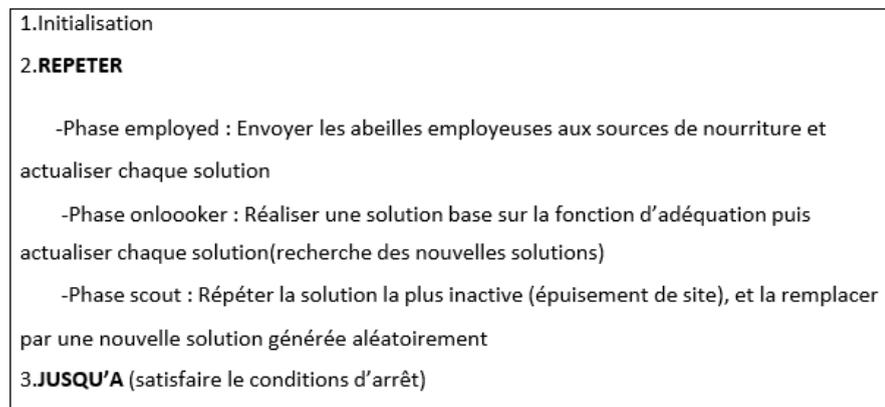


FIGURE III.6 – Structure de l'algorithme ABC [50]

Les Onlookers sont attribués aux sources de nourriture sur la base d'un processus de sélection dit (gourmande) qui utilise un mécanisme de probabilité. La teneur en nectar de la source est élevée avec la probabilité accrue de sélection de onlooker. Chaque colonie a des scouts qui sont des explorateurs de colonie. Les scouts n'ont pas de direction particulière, ils se contentent d'explorer les environs de la ruche à la recherche de sources potentielles. Dans l'algorithme ABC une abeille employed est remplacé par une scout lorsque la solution représentée par cette abeille n'est pas améliorée. Cette situation fait référence à l'épuisement de la source de nourriture qui est contrôlée par un paramètre de contrôle appelée (limit) en d'autre terme au cas où une solution représentant une source de nourriture donnée n'est pas améliorée après un nombre prédéterminé d'essais ou d'itération, cette source de nourriture sera alors abandonnée par l'abeille employed qui deviendra par la suite un scout[50].

Le nombre d'essais nécessaire à l'abandon d'une source de nourriture est égal à la valeur de seuil (limit) qui est un paramètre de contrôle important de l'algorithme ABC[4].

I.6.3 Modèle de base de l'algorithme ABC [31]

on a cinq étape de base de l'algorithme ABC peuvent être expliquées comme suit :

1. Initialisation de la population

Dans cette étape l'algorithme génère de manière aléatoire un ensemble initial de solutions SN . Supposons que x_i ($i=1,2,\dots,SN$) représente la principale source de nourriture dans la population. Chaque source de nourriture est établie comme suit :

$$x_{ij} = x_{\min,j} + rand(0,1)(x_{\max,j} - x_{\min,j}) \quad (\text{III.16})$$

Où $I = 1,2, \dots, SN$, $j = 1,2, \dots, n$. x_{\max} , j , x_{\min} et j sont les limites inférieure et supérieure de la dimension j . Ces sources de nourriture sont attribuées aléatoirement au nombre d'abeilles employées et leur fitness sont évalués[31].

2. Étape des abeilles employées

Chaque abeille employée X_i génère une nouvelle source de nourriture VI à proximité

de son emplacement actuel en utilisant l'équation suivante :

$$V_{ij} = x_{ij} + \phi_{ij}(x_{ij} - x_{kj}) \quad (\text{III.17})$$

On a $k \in 1, 2, \dots, SN$ et $j \in 1, 2, \dots, n$ sont des indexes choisis au hasard.

k doit être différent de i .

ϕ_{ij} c'est un nombre au hasard dans l'intervalle $[-1, 1]$.

c'est la valeur V_i est obtenue, elle sera automatiquement évaluée et comparée à X_i . Si la valeur de fitness de V_i est égale ou supérieure à celle de X_i , alors V_i est remplacé pour devenir un nouveau membre de la population, sinon X_i est conservée. En d'autres termes, un mécanisme de sélection est utilisé entre l'ancienne solution et la solution candidate[31].

3. Calcul des valeurs de probabilité impliquées dans la sélection probabiliste

Une fois que toutes les abeilles employées ont terminé leurs recherches, elles partagent leurs informations concernant les quantités de nectar et leurs emplacements d'origine avec les spectateurs d'abeilles sur la piste de danse. L'abeille spectatrice prend les informations sur le nectar obtenues de toutes les abeilles employées et choisit une source de nourriture avec une probabilité liée à la quantité de nectar. Cette sélection probabiliste est basée sur les valeurs de la fonction d'évaluation de la solution dans la population.

$$p_i = \frac{fit_i}{\sum_{n=1}^{SN} fit_n} \quad (\text{III.18})$$

Où fit_i représente la valeur de fitness de la solution x_i . De toute évidence, plus le fit_i est grand, plus la probabilité que la i ème source de nourriture est sélectionnée[40].

4. Étape d'abeille spectateur

L'abeille spectateur évalue les informations sur le nectar obtenues de toutes les abeilles employées et sélectionne la source de nourriture X_i en fonction de sa valeur de probabilité P_i et dès que le spectateur sélectionne la source de sa nourriture X_i , elle produit un ajustement pour X_i en utilisant l'équation (III.17). Comme dans le cas des abeilles employées, si la source de nourriture modifiée contient une quantité de nectar meilleure ou égale à X_i , alors la source de nourriture modifiée remplacera X_i pour devenir un nouveau membre de la population[31].

5. Étape d'abeille éclaireuse

Si la source de nourriture X_i ne peut pas être améliorée grâce à un nombre prédéterminé et limité d'expériences, la source de nourriture est abandonnée et l'abeille employée correspondante devient une abeille éclaireuse. L'abeille éclaireuse produit une source de nourriture aléatoire en utilisant l'équation (III.16)

Afin de déterminer si une source de nourriture a été abandonnée ou non, le paramètre de contrôle (limité) est utilisé. À la fin des itérations, les valeurs seuils sont comparées au nombre d'essais non améliorés de chaque solution. Il y a un compteur pour chaque solution qui est augmenté d'une valeur de 1 après chaque échec ou mis à zéro après un essai réussi par une abeille employée ou un spectateur. La structure générale de la démarche d'optimisation par l'algorithme ABC est donnée comme suit :[31]

1. Paramètres d'initialisation
 Nombre de solution : SN
 Nombre de Cycle : C Le paramètre (limit).
2. Initialiser la population des solutions x_i , $i=1; \dots; SN$ Utilisant l'équation (III.16)
3. Évaluer la fonction d'adéquation $fit(x_i)$ de la population
4. $C=1$ Répéter
 –**phase des abeilles employées**–
5. Produire une nouvelle solution v_i Pour les abeilles employées et les évaluer ($fit(v_i)$) utilisé l'équation (III.17)
6. Appliquer la sélection gourmande
7. Calculer les valeurs de probabilité p_i pour les solutions x_i par l'équation (III.18)
 –**phase des abeilles spectateurs**–
8. Sélectionner une solution x_i en fonction de p_i
9. Produire les nouvelles solutions v_i en utilisant l'équation (III.17)
10. Appliquer le processus de sélection gourmand pour les spectateurs
 –**phase des abeilles éclaireuses** –
11. Déterminer la solution abandonnée pour le scout, s'il existe, et le remplacer par une nouvelle solution produite au hasard x_i utilisant l'équation (III.16)
12. Mémorisez la meilleure solution jusqu'à présent
13. $C = C + 1$ Jusqu'à (C =nombre de cycle maximal)

III.6.4 Organigramme du ABC[50]

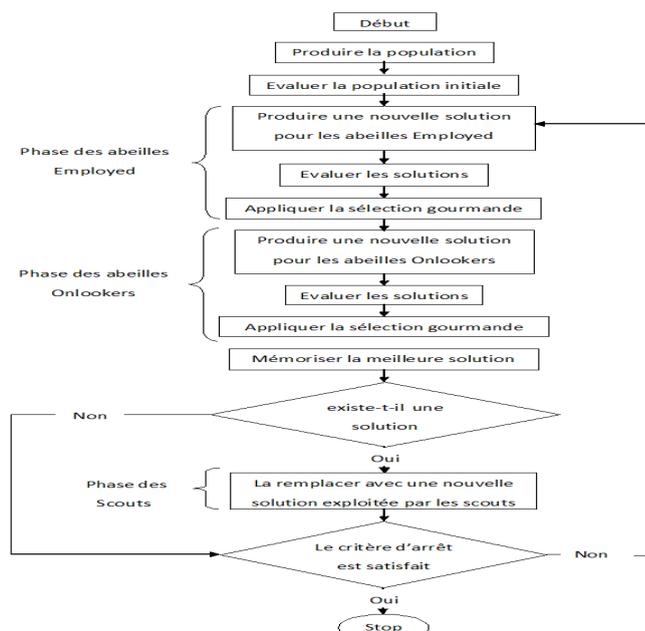


FIGURE III.7 – Organigramme du modèle de base de l'aglorithme ABC

III.6.5 Exemples d'optimisation par la méthode (ABC)[31]

Dans cet exemple on a utilisé les deux algorithmes pour optimiser un maximum global pour une fonction de coût qui a plusieurs maximums locaux.

Nous avons utilisé le logiciel MATLAB pour encoder les algorithmes PSO et ABC. Les programmes obtenus dans les trois cas sont exécutés 10000 fois :

$$f(x) = 18.5(5 \sin(\pi x) + 3 + 0.02 \sin(52,5\pi x)) \quad (\text{III.19})$$

avec : $f(x)_{\max} = 149,1$ (figure III.8)

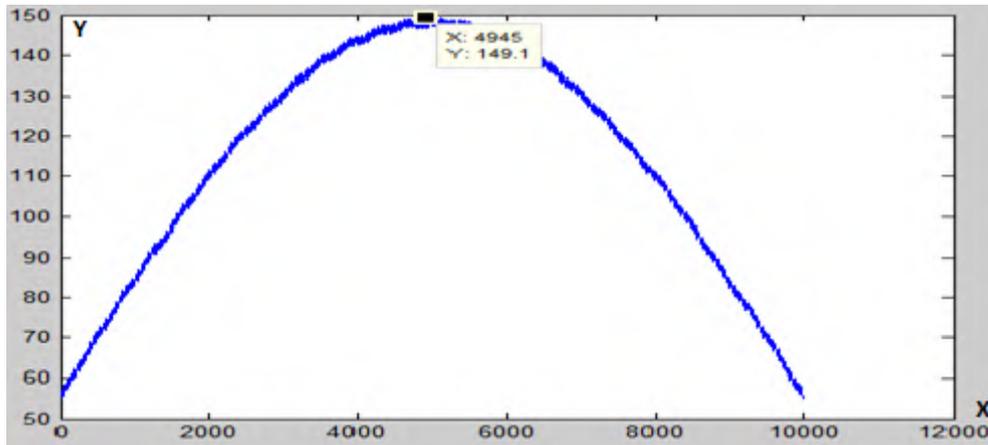


FIGURE III.8 – Courbe de la fonction cout (a)

$$f(x) = 14,8786((2 \sin(3\pi x) + 2 \sin(1,25\pi x) + 3 \sin(0,062\pi x) + 3 + 0,02 \sin(50\pi x) + 0,025 \sin(450\pi x)) \quad (\text{III.20})$$

avec : $f(x)_{\max} = 96,83$ (figure III.9)

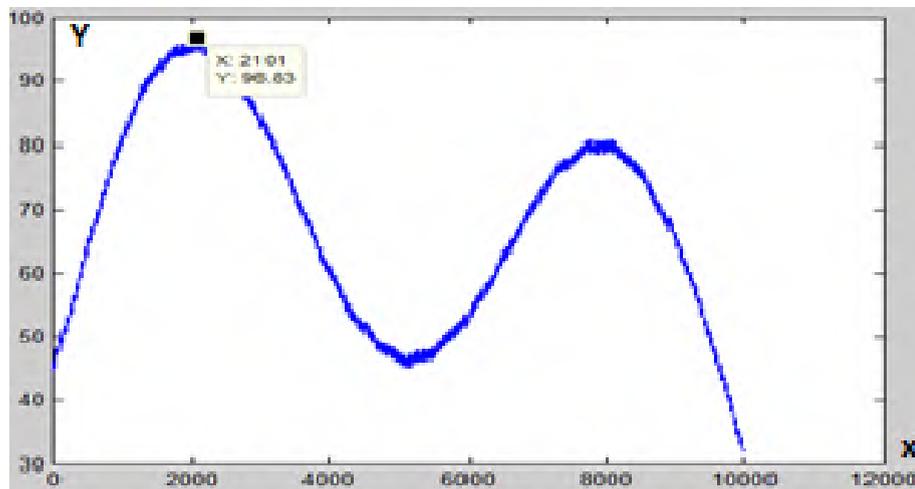


FIGURE III.9 – Courbe de la fonction cout (b)

$$f(x) = 4,29(\sin(4,5\pi x + 2\sin(3,3\pi x) + 3\sin(0,0825\pi x) + 1,5\sin(5\pi x) + 3 + 0,002\sin 52,5\pi x + 0,03\sin(450\pi x)) \quad (\text{III.21})$$

avec : $f(x)_{\max} = 31,91$ (figure III.10)

Les résultats obtenus à partir de l'application des algorithmes PSO et ABC pour trouver

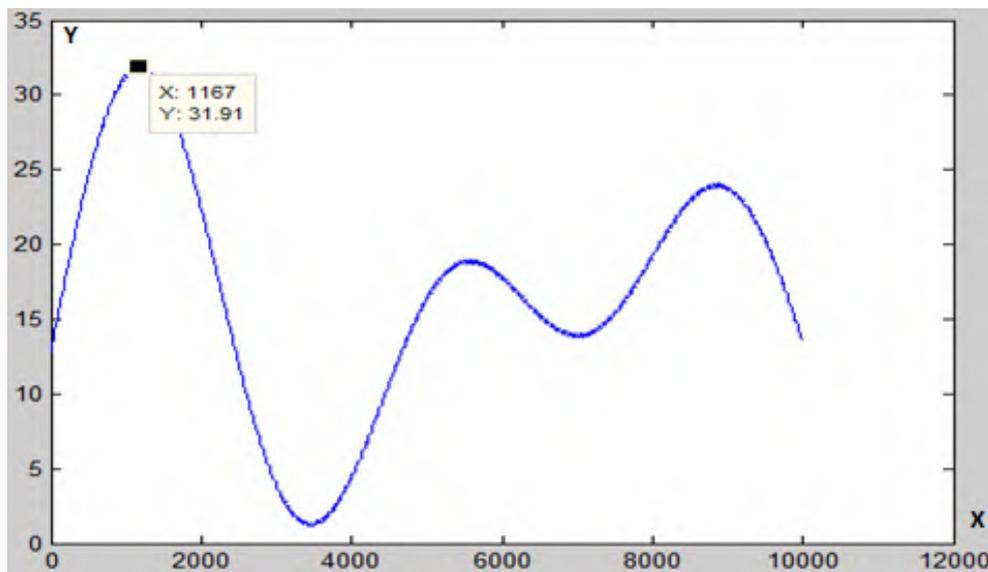


FIGURE III.10 – Courbe de la fonction cout (c)

le maximum global des trois fonctions (a), (b) et (c), sont présentés dans les tableaux suivants, la figure (III.10) montre le taux de craquage des deux algorithmes dans le premier maximum local (cas de la troisième fonction). Sur la base de ces résultats, la méthode ABC

Tableau.III.2. Résultats d'optimisation en utilisant la méthode PSO et ABC pour les trois fonctions

fonction	Algor- Rithme	robustesse	moyen de succès convergence	précision	moyen de convergence des Cycle	Temps de convergence (s)	Max de convergence des Cycle
1	PSO	100	148.7944	99.8620	9.0893	8.1430	27
	ABC	99.9800	148.7361	99.8229	9.3660	22.3115	29
2	PSO	89.4100	94.4973	98.1076	9.1736	8.2258	23
	ABC	99.1400	95.9548	99.6208	10.0542	25.415	29
3	PSO	72.5300	29.7065	93.0945	7.7605	5.9760	22
	ABC	96.200	31.4179	98.4578	9.6324	24.79	28

à donnée de bons résultats de maximisation dans les trois cas (un, deux et trois sommets). Une baisse de précision est remarquée lors de l'augmentation de la complexité du problème d'optimisation en utilisant PSO.

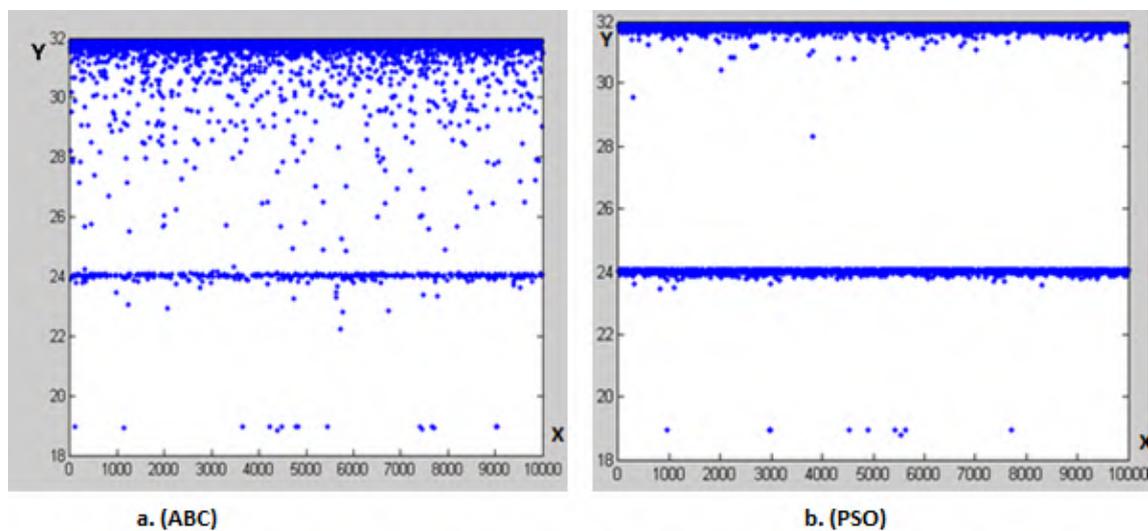


FIGURE III.11 – Représentation des fitness pour les deux algorithmes

III.7 Optimisation par la méthode des loups gris (GWO)

III.7.1 Principe de l'algorithme GWO

Le Grey Wolf Optimization (GWO) est une technologie intelligente en essaim développée par Mirjalili en 2014 et al., qui simule la hiérarchie de leadership des loups connus pour leur chasse de groupe. Cet algorithme simule le comportement de chasse au leadership social des loups gris dans la nature. Dans cet algorithme, la population est divisée en quatre groupes : alpha α , bêta β , delta δ et oméga ω .

Les loups gris forme des groupes de taille varie de 5 à 12 en moyenne. Ce groupe est le point fort pour subvenir aux besoins de vie (Fournir de la nourriture et la protection), et il est particulièrement important qu'ils aient une hiérarchie sociale très stricte.

Le niveau hiérarchique est bêta et delta, et gamma est le membre le plus faible du groupe. L'alpha c'est un male et une femelle sont principalement responsable de prendre des décisions sur la chasse, le lieu de sommeil, le temps de se réveiller et dans la gestion de l'énergie domestique, il est considéré comme l'élément le plus approprié pour atteindre la fonction de minimisation des coûts objective.

Les décisions de l'alpha sont dictées au groupe, mais il ya un type de comportement démocratique à également été observé, dans lequel un alpha suit les autres loups dans le groupe. De plus, il existe différentes étapes principales de la chasse : détection des proies, attaque de proies et encerclement. Selon la hiérarchie vivante des loups, la solution la plus appropriée à cette pratique est alpha, puis bêta, puis delta et oméga [32].

III.7.2 Opérateurs

1. Hiérarchie sociale

Pour un modèle mathématique de la hiérarchie sociale des loups lors de la conception d'un GWO, nous considérons que la solution la plus appropriée est alpha comme la

premier solution et les deuxième et troisième meilleures solutions c'est nommé beta (b) et delta (d), les solutions candidates qui reste sont supposés être des omégas (x). Dans l'algorithme GWO, la chasse (optimisation) est dirigée par a , b et d . Les loups suivent ces trois loups[32].

2. Encercler les proies

Dans cette étape donne la modélisation mathématiquement de le comportement d'encercler les équations sont proposées :

$$\vec{D} = \left| \vec{C} * \vec{X}_p(t) - \vec{X}(t) \right| \quad (\text{III.22})$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_p(t) - \vec{A} * \vec{D} \quad (\text{III.23})$$

Où t indique l'itération en cours, \vec{A} et \vec{C} sont des vecteurs de coefficients, X_p est le vecteur de position de la proie, x est le vecteur de position. On a calculé \vec{A} et \vec{C} par :

$$\vec{A} = 2a * \vec{r}_1 \quad (\text{III.24})$$

$$\vec{C} = 2 * \vec{r}_2, \vec{X}_p \quad (\text{III.25})$$

\vec{a} est diminué linéairement de 2 à 0, et \vec{r}_1, \vec{r}_2 sont des vecteurs aléatoires dans [0.1] [32].

3. Chasse

Les loups gris ont une énorme capacité à reconnaître l'emplacement et les environs des proies. La recherche est généralement gérée par alpha, bêta et delta qui peuvent également participer à la chasse de temps en temps. Cependant, dans l'espace de recherche abstrait, nous n'avons aucune idée de l'endroit de l'optimum (la proie). Pour simuler mathématiquement le comportement de chasse des loups gris, nous supposons que alpha (meilleure solution candidate) beta et delta ont une meilleure vue de l'emplacement potentiel de la proie.

C'est pour ça on prend les trois premières solutions obtenues jusqu'à présent et obligeons les autres agents (y compris les omégas) à mettre à jour leurs positions en fonction de la position des meilleurs agents de recherche. Les formules suivantes ont été proposées à cet égard :

$$\vec{D}_\alpha = \left| \vec{C}_1 * \vec{X}_\alpha(t) - \vec{X}(t) \right| \quad (\text{III.26})$$

$$\vec{D}_\beta = \left| \vec{C}_2 * \vec{X}_\beta(t) - \vec{X}(t) \right| \quad (\text{III.27})$$

$$\vec{D}_\delta = \left| \vec{C}_3 * \vec{X}_\delta(t) - \vec{X}(t) \right| \quad (\text{III.28})$$

$$\vec{X}(t+1) = \frac{\vec{X}_1 + \vec{X}_2 + \vec{X}_3}{3} \quad (\text{III.29})$$

$X_\alpha(t)$: la position de l'alpha.

$X_\beta(t)$: Indique la position de la bêta.

$X_\delta(t)$: Est la position de delta.

\vec{C}_1 et \vec{C}_2 et \vec{C}_3 Sont des vecteurs au hasard et X indique la position de la nouvelle

solution .

Nous pouvons voir que la position finale sera dans un emplacement aléatoire dans un cercle défini par les positions alpha, bêta et delta dans la zone de recherche.

En d'autres termes, alpha, bêta et delta estiment l'emplacement de la proie, et d'autres loups mettent à jour au hasard leur emplacement autour de la proie[32].

4. Attaquer une proie

Les loups gris mettent fin à la poursuite ou la chasse en attaquant une proie lorsqu'elle

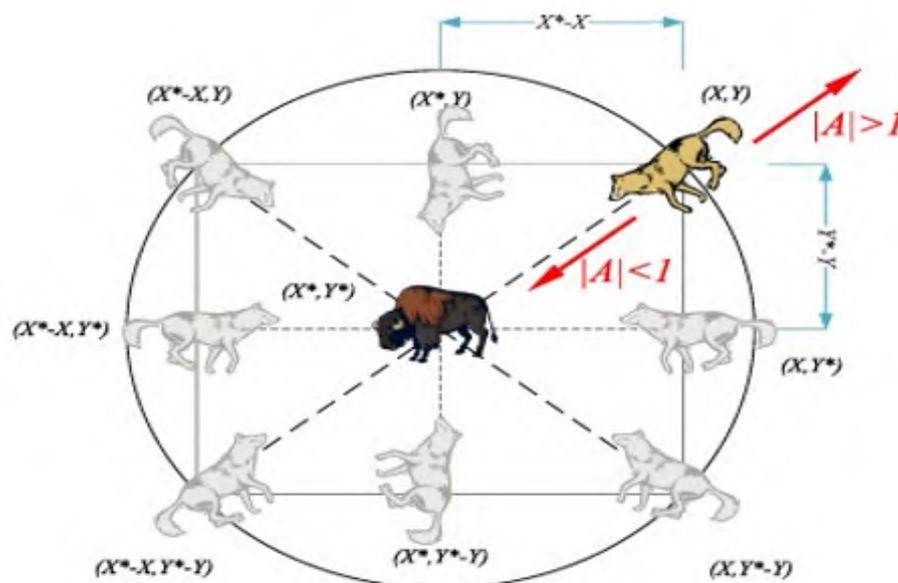


FIGURE III.12 – mécanisme de positionnement de l'agent de recherche [32].

arrête de bouger. pour modéliser mathématiquement l'approche de la proie, nous réduisons la valeur de A à \vec{a} . Notez que la plage d'oscillation de A diminue également. En d'autres termes, A est une valeur aléatoire dans la période $[-2a, 2a]$ où a est réduit de 2 à 0 lors des itérations.

Lorsque les valeurs aléatoires de A sont dans l'intervalle $[-1, 1]$, la prochaine position de l'agent de recherche peut être dans n'importe quelle position entre sa position actuelle et la position de la proie. Une valeur de $|A|$ inférieure à 1 force les loups à attaquer vers la proie.

En utilisant les opérateurs fournis jusqu'à présent, l'algorithme GWO permet à son agent de recherche de mettre à jour son emplacement en fonction de l'emplacement des proies alpha, bêta et delta. Cependant, l'algorithme GWO a tendance à stagner dans les solutions locales de ces opérateurs. En effet, le mécanisme cyclique proposé montre une certaine exploration, mais GWO a besoin de plus d'opérateurs pour mettre l'accent sur l'exploration.

La Figure III.12 illustre les concepts de mise à jour de position à l'aide de (III.22) et (III.23) suggérées. Bien que sept (7) des emplacements potentiels soient repré-

sentés sur la figure III.11, les paramètres stochastiques A et C permettent aux loups de se déplacer vers n'importe quelle position dans l'espace continu autour de la proie[32].

I.7.3 Étapes générales de l'algorithme GWO

Les étapes générales de l'algorithme GWO sont les suivantes :

- Créez un groupe aléatoire de loups en fonction des limites supérieure et inférieure des variables.
- Calculer la valeur objectif correspondante pour chaque Loup.
- Dans cette étape Choisissez les trois premiers meilleurs loups et gardez-les sous α , β et δ .
- Mettez à jour la position du reste de la population (loups) à l'aide des équations (III.26), (III.27), (III.28) et (III.29).
- Actualiser les paramètres A, B et C
- Passez à l'étape deux si le critère final n'est pas satisfait.
- Renvoie la position de α comme optimum optimal approximé[32].

I.7.4 Étapes pour écrire l'algorithme GWO (organigramme)

La figure III.13 représente les étapes de l'algorithme de l'optimisation de loup gris GWO. L'algorithme GWO est capable de fournir des résultats très compétitifs par rapport à

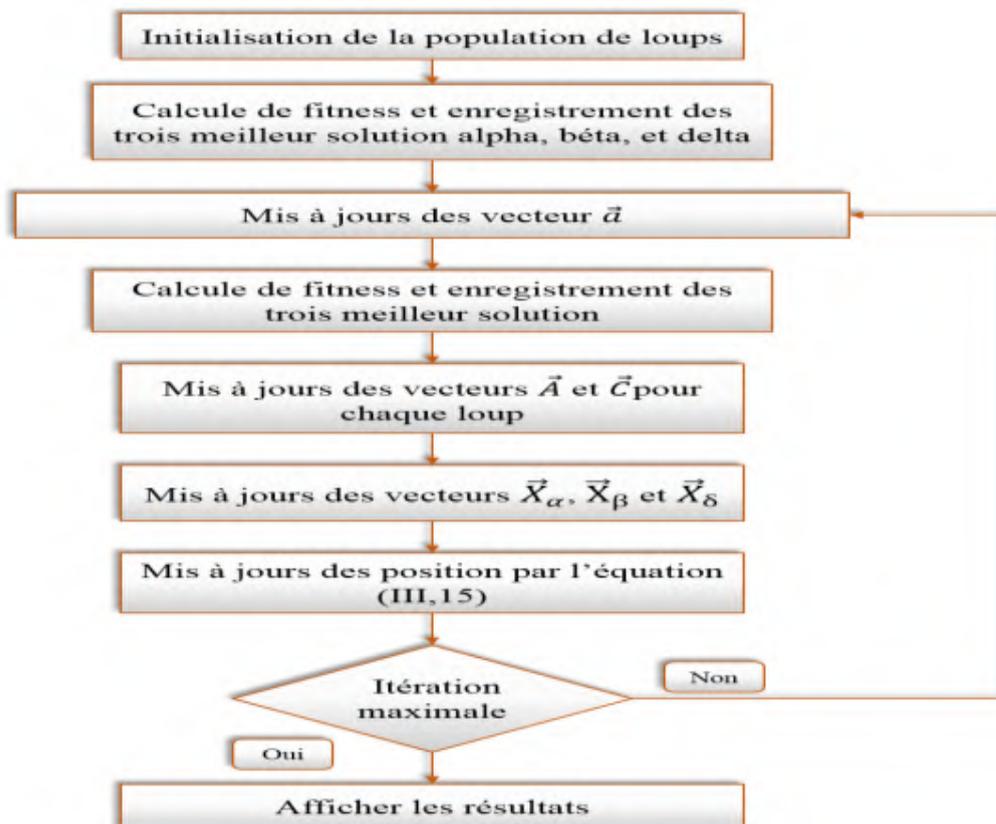


FIGURE III.13 – Organigramme de la méthode GWO.

d'autres méta-heuristiques bien connues. L'exploration de cet algorithme est très élevée et nécessite d'éviter les optima locaux.

De plus, l'équilibre entre exploration et exploitation est très simple et efficace pour résoudre des problèmes difficiles selon les résultats dans des problèmes réels[32].

I.7.5 Exemples d'optimisation par la méthode GWO [17]

Dans cet exemple on utilise les méthodes de Z-N, GWO, PSO pour un système de deuxième ordre :

$$H(p) = \frac{20}{16.4p^2 + 4.4p + 1} \quad (\text{III.30})$$

Les paramètres du régulateur obtenus par les méthodes GWO, PSO et Z-N sont indiqués dans le tableau (III.3). La figure (III.14) présente les réponses du système du 2^{ème} ordre

TABLE III.3

Méthode	kp	ki	kd
Z-N ITAE	4,99	1,32	4,74
PSO ITAE	7,1016	1,8260	8,0975
GWO ITAE	1,8910	0,7985	8,9588

obtenus par les trois méthodes PSO, GWO et Z-N :

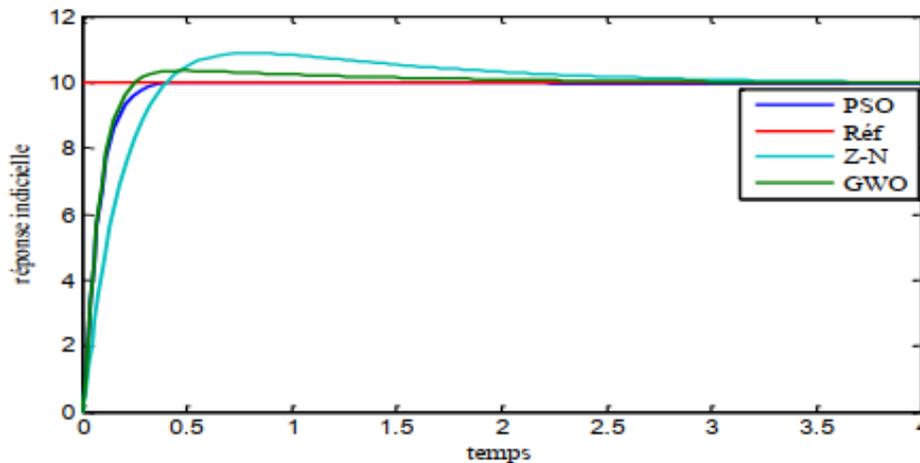


FIGURE III.14 – réponse indicielle pour les différentes méthodes d'optimisation pour un système de 2^{ème} ordre.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous introduisons le concept d'optimisation et donne la définition d'un problème d'optimisation et aussi donne les étapes d'un processus d'optimisation . Ensuite, nous présentons un ensemble de méthodes pour résoudre des problèmes d'optimisation qui sont représentés dans les méta-heuristiques et plus particulièrement les méthodes

basées sur la population. Enfin, les algorithmes (optimisation par essaim de particules et colonie artificielle d'abeilles et colonie de fourmis artificielles et finalement la méthode des loups gris) sont décrits en détail. Dans le prochain chapitre, nous allons faire l'optimisation métaheuristique de la commande du moteur à courant continu .

Optimisation métaheuristique de la commande du moteur DC

SOMMAIRE

IV.1 INTRODUCTION	77
IV.2 FONCTION OBJECTIF	77
IV.3 APPLICATION DES MÉTHODES D'OPTIMISATION POUR LE RÉGLAGE D'UN CORRECTEUR P.I	77
IV.4 LE MODÈLE PSO Á ÉTUDIÉE	78
IV.5 COMMANDE DU MOTEUR Á EXCITATION SÉPARÉE PAR LA MÉTHODE PSO	79
IV.5.1 La commande du moteur á courant continu	79
IV.6 COMPARAISON DE LA COMMANDE DU MOTEUR Á EXCITATION SÉPARÉE PAR LES DEUX MÉTHODES	82
IV.6.1 Commande du moteur á courant continu	82
IV.7 CONCLUSION	85

IV.1 Introduction

Le manque de méthodes précises pour synthétiser les régulateurs PID et PI a conduit les chercheurs à s'orienter vers l'utilisation d'algorithmes évolutifs en raison de leurs propriétés pour l'exploration globale dans un environnement complexe. L'objectif de ce chapitre est d'appliquer la stratégies d'optimisation PSO, y compris l'objectif de calculer les coefficients du régulateur PI pour obtenir une meilleure réponse indicielle.

IV.2 Fonction objectif

C'est la fonction que l'algorithme d'optimisation devra optimiser (trouver la meilleure) pour améliorer les performances de la boucle de régulation comme la précision dynamique, le dépassement, l'erreur statique, ...etc.

On a déjà parler dans le premier chapitre quelques critères (IAE, ISE, ITAE) les plus couramment utilisés pour déterminer les performances d'une régulation . On a choisirez le critères de Intégrale du carré de l'erreur (ISE) pour faire la fonction objectif F . voila la fonction objectif :

$$F = ISE * beta + depassement * alpha \quad (IV.1)$$

Avec : beta est alpha sont deux coefficients de pondération.

Il est à noter qu'il est possible de privilégier un objectif par rapport à un autre en ne travaillant que sur les valeurs numériques des coefficients de pondération. Par exemple, si alpha est trop grand devant **beta**, alors c'est le système basé sur la le dépassement (dépassement égal à zéro ou plus petite).

IV.3 Application des Méthodes d'optimisation pour le réglage d'un correcteur P.I

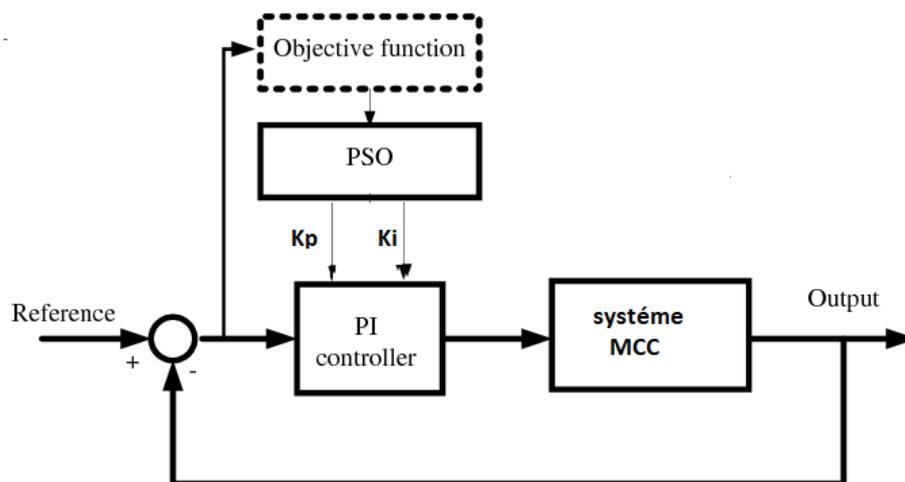


FIGURE IV.1 – Schéma illustre l'optimisation d'un régulateur PI par (PSO)

IV.4 Modèle PSO á étudiée

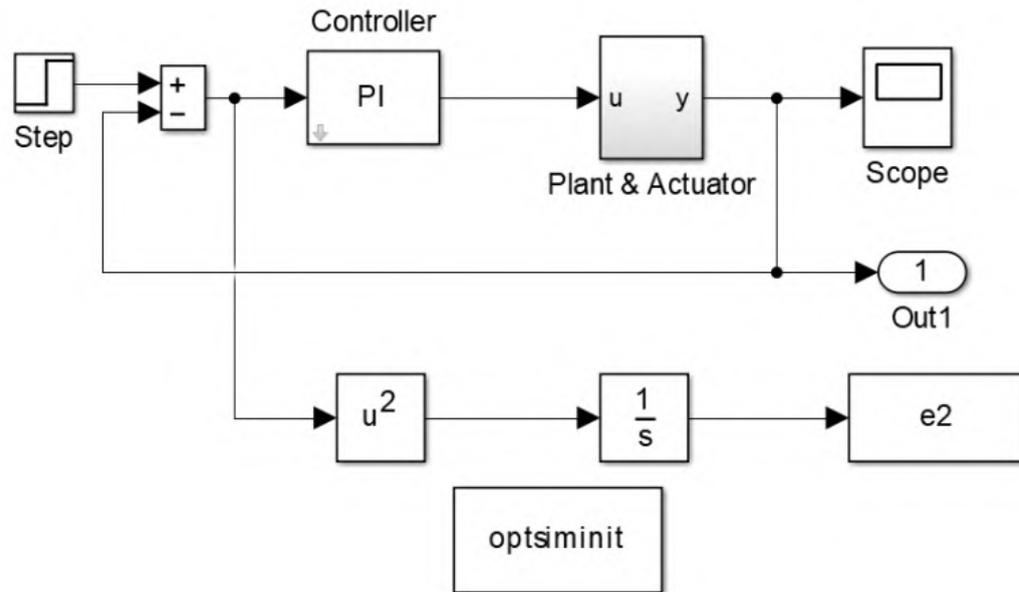


FIGURE IV.2 – Modèle PSO

Ce modèle de PSO est composé de trois parties principales :

- la première partie c'est la partie du le régulateur soit PI avec ces paramètres K_i , K_p .
- la deuxième partie c'est le model de la MCC.
- la troisième partie c'est la partie qui représente le model la fonction objectif.

Nous avons utilisé le programme de PSO sur MATLAB pour obtenir les meilleures valeurs possibles des gains (K_p , K_i) parce que dans notre cas ces gains représente les particules. Nous faisons le test habituel, démarrage á vide et on a utilisé la fonction objectif avec le critère d'optimisation ISE .

Toutes les simulations sont réalisées sous MATLAB/Simulink. Les valeurs des paramètres de l'algorithme PSO sont données dans le tableau (4.1).

TABLE IV.1

paramètres	W_{max}	W_{min}	N_{iter}	N_{par}	C_1	C_2
Valeur de paramètres	0,9	0,4	100	50	0,12	1,2

C_1 et C_2 sont des constantes d'accélération

N_{iter} nombre d'itération

W_{max} et W_{min} la pondération maximale et minimale

N_{par} nombre des particules

Les résultats de régulateur PI-PSO vitesse :

$K_p=8.1940$

$K_i=0.1541$

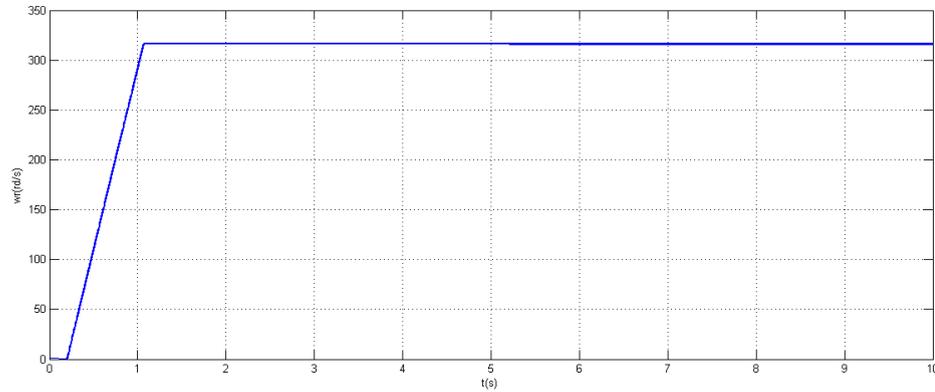


FIGURE IV.6 – Vitesse de rotation du moteur

- **Essai poursuite avec un signal rectangulaire**

Deux essais ont été réalisés avec une consigne variable :

- Essai avec référence rectangulaire unipolaire (0 à 100).
- Essai avec référence rectangulaire bipolaire (-50 à 0 ; 0 à 100).

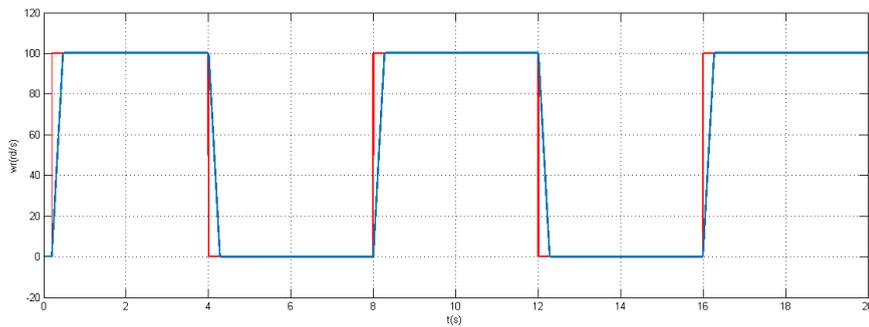


FIGURE IV.7 – Vitesse de rotation du moteur avec référence rectangulaire unipolaire (0 à 100)

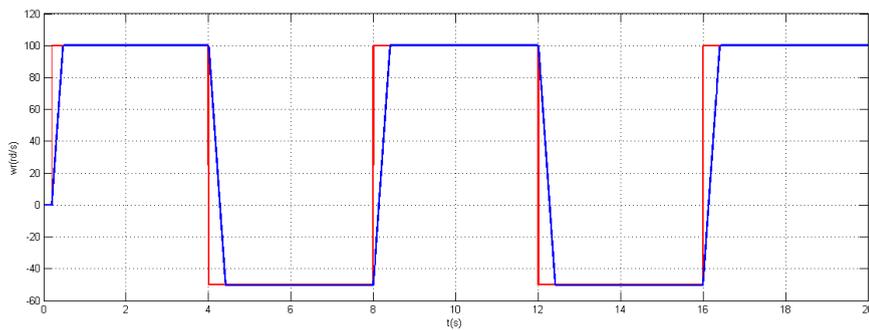


FIGURE IV.8 – Vitesse de rotation du moteur avec référence rectangulaire bipolaire (-50 à 0 ; 0 à 100)

- Essai en charge

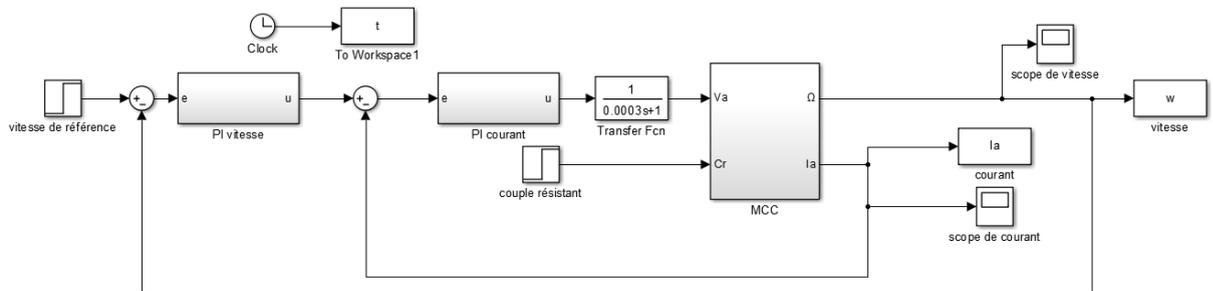


FIGURE IV.9 – Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du moteur à courant continu

Après simulation, nous obtenons les résultats suivants :

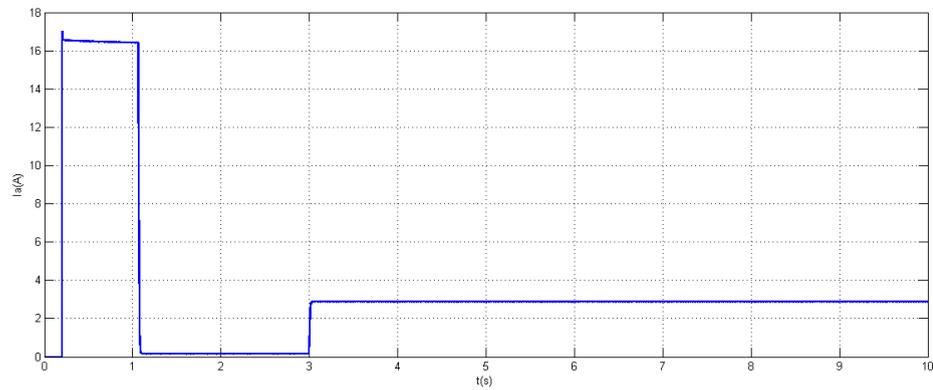


FIGURE IV.10 – Courant d'induit

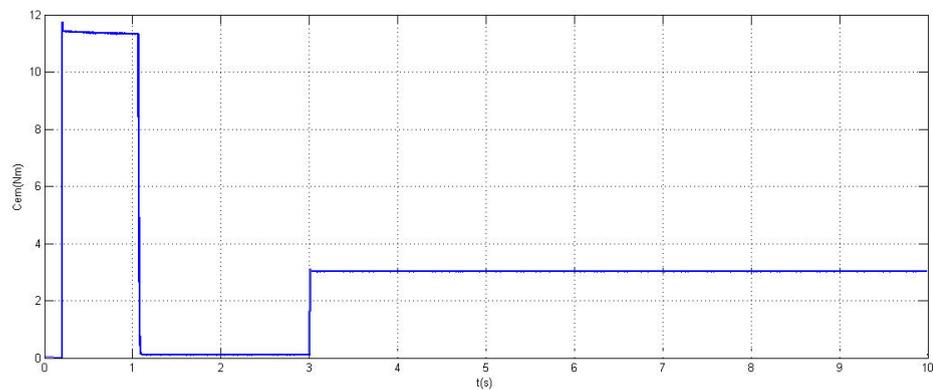


FIGURE IV.11 – Couple électromagnétique

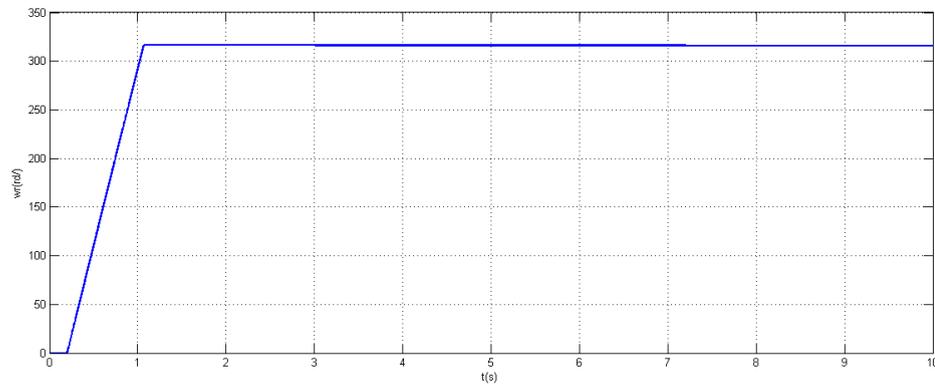


FIGURE IV.12 – Vitesse de rotation du moteur

Les résultats obtenus montrant :

Les résultats presque's similaires avec les résultats obtenus avec le régulateur PI, le couple suite ça référence, la vitesse suite correctement ça référence

Les résultats c'est bonne très similaire avec la solution de régulateur de vitesse dimensionner avec compensation des pôles et essai erreur.

IV.6 Comparaison de la Commande du moteur à excitation séparée par les deux méthodes

IV.6.1 Commande du moteur à courant continu

- Essai à vide

Après simulation, nous obtenons les résultats suivants :

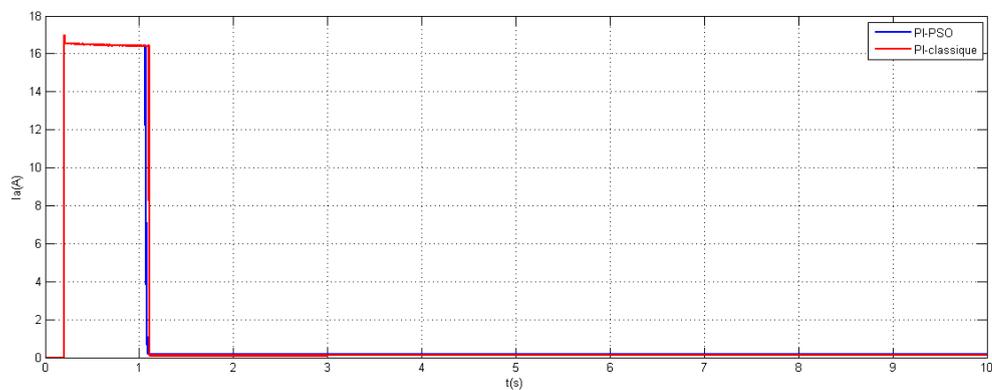


FIGURE IV.13 – Courant d'induit

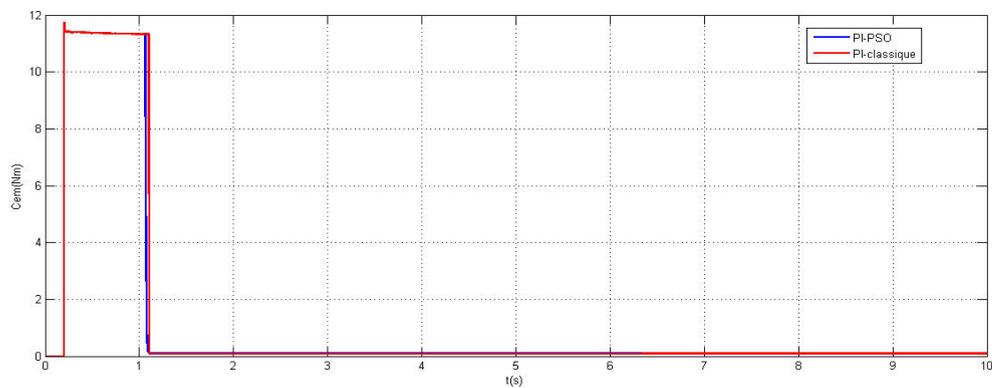


FIGURE IV.14 – Couple électromagnétique

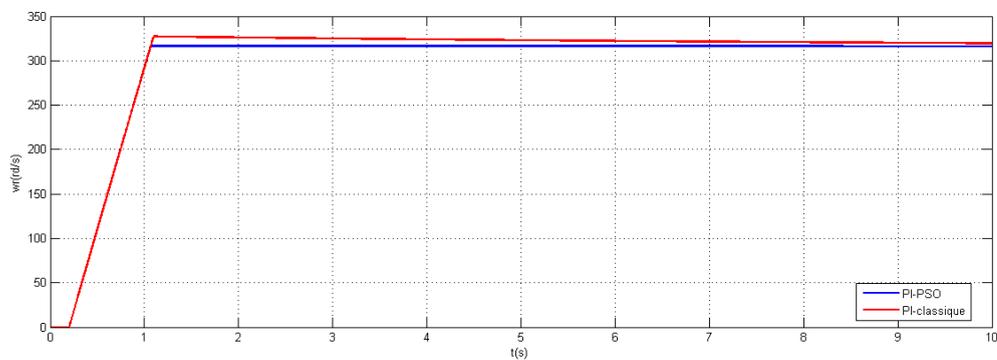


FIGURE IV.15 – Vitesse de rotation du moteur

- Essai poursuite avec un signal rectangulaire
- Essai avec référence rectangulaire unipolaire (0 à 100).
- Essai avec référence rectangulaire bipolaire (-50 à 0 ; 0 à 100).

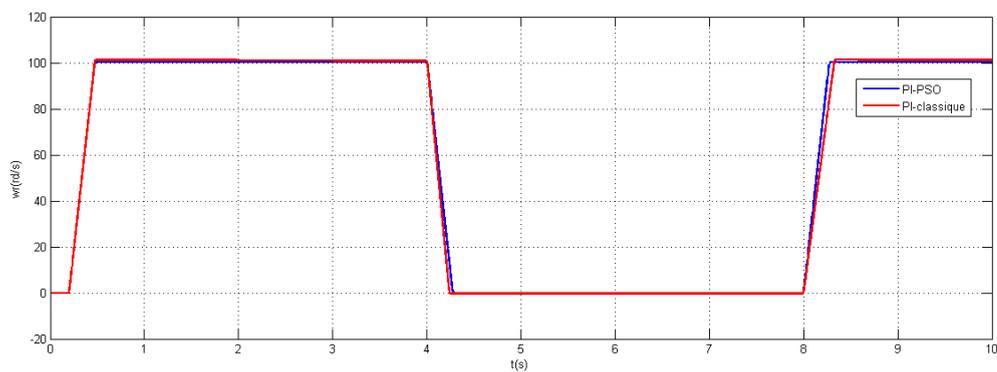


FIGURE IV.16 – Vitesse de rotation du moteur avec avec référence rectangulaire unipolaire (0 à 100)

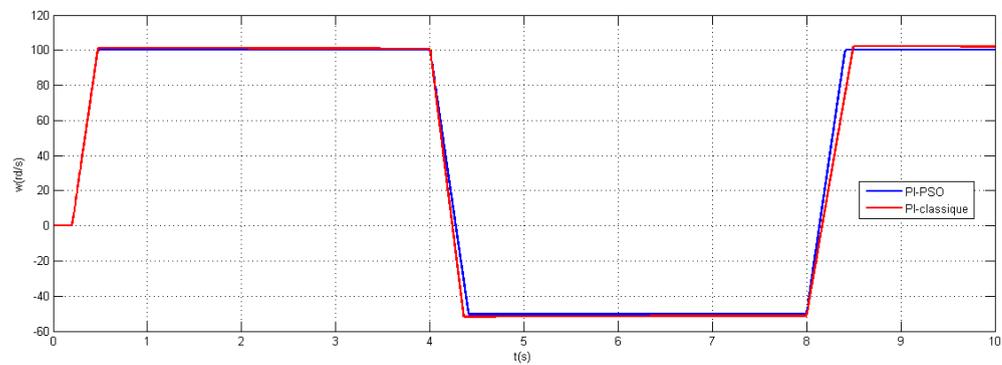


FIGURE IV.17 – Vitesse de rotation du moteur avec référence rectangulaire bipolaire (-50 à 0 ; 0 à 100)

- Essai en charge

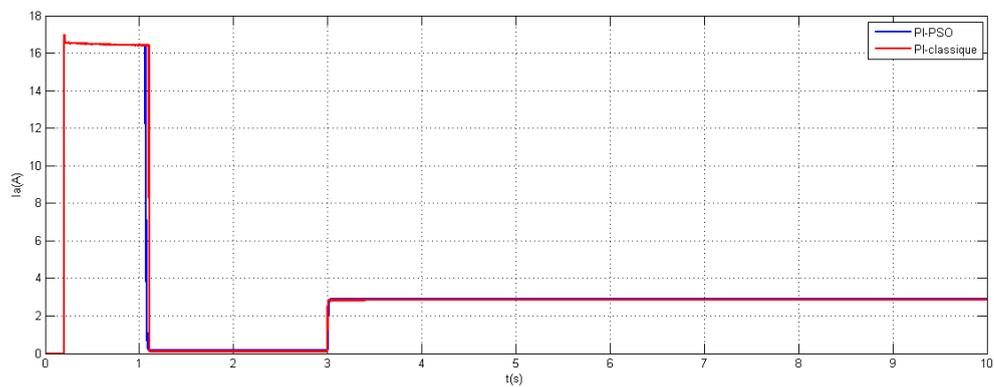


FIGURE IV.18 – Courant d'induit

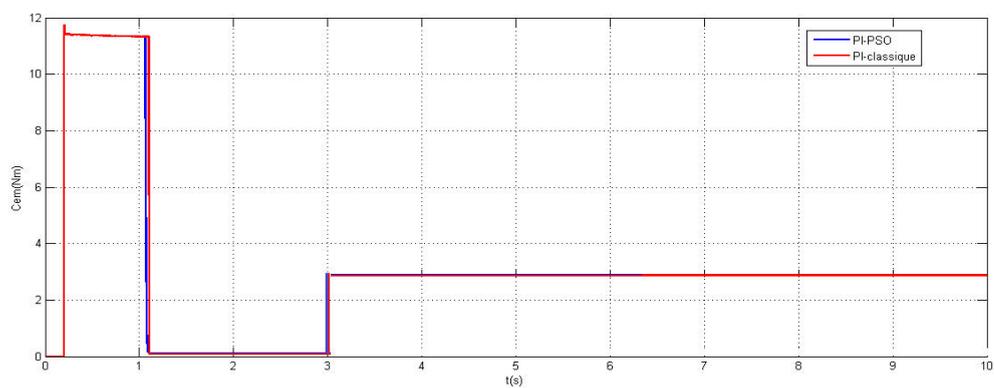


FIGURE IV.19 – Couple électromagnétique

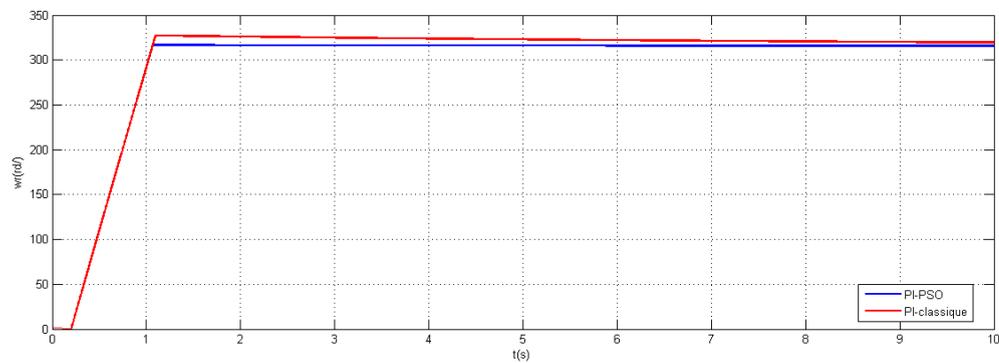


FIGURE IV.20 – Vitesse de rotation du moteur

La comparaison du résultat montre les résultats similaires avec de légères différences transitoires à ce qui est obtenu avec PI, pour la vitesse les résultats avec PSO sont plus précis avec le PI et l'erreur statique a été annulée, et la perturbation est rejetée.

IV.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, une nouvelle méthode a été proposée pour la détermination du régulateur proportionnel intégral par la méthode d'optimisation par essaim particulaire. Cette méthode a donné de bons résultats, il est connu pour sa simplicité, en particulier pour les programmes qui se composent de relativement peu d'instructions. Cette méthode ne donne pas les résultats qui veulent directement, il faut changer les paramètres pour donner les résultats optimaux.

Dans de nombreux domaines de l'industrie, les moteurs à courant continu sont préférés en raison de leur facilité de contrôle. Ce contrôle peut être assuré mécaniquement ou électroniquement.

Ce présent travail est consacré à une étude comparative des deux méthodes de calcul des correcteurs dans le domaine temporel, la méthode classique et la méthode méthereustique, cette étude est appliquée à la machine à courant continu à excitation indépendante.

Dans le premier chapitre on a rappelé les définitions et les bases de la régulation dans les systèmes asservis, et aussi présenté les différents régulateurs P.I.D ainsi que les méthodes classiques de modulation des boucles de régulation. Le deuxième chapitre nous avons fait une identification des paramètres d'un régulateur PI par les méthodes classiques (compensation de pôle et déplacement de pôle).

Dans le troisième chapitre nous avons introduit le domaine d'optimisation, et les méthodes Métaheuristiques, faire une explication sur la théorie de l'optimisation par les méthodes ACO, PSO, ABC, GWO, apparitions, principes de fonctionnements, déroulement...Etc, et donne exemple d'application pour chaque méthode.

Après dans le quatrième chapitre nous avons fait une identification des paramètres d'un régulateur PI par la méthode méthereustique PSO, On fait une simulation sur le moteur à courant continu à excitation séparée à vide et en charge pour connaître la sensibilité de la méthode aux perturbations. A la fin de ce chapitre fait une comparaison entre les deux méthodes a été réalisée.

A partir des résultats de la simulation, On a conclu que les deux méthodes convergent généralement pour le mieux. Mais d'après la comparaison réalisée nous a permis de conclure que la méthode PSO est plus appropriée aux résolutions de ces problèmes.

- [1] *dSPACE HelpDesk (ControlDesk 4.2.1), dSPACE DVD Release*, 2012.
- [2] A. AYAD : Etude et réalisation d'une commande mli pilotant un hacheur série. Mémoire de fin d'étude de master, Université abou bekr belkaid, tlemcen, 2014.
- [3] R. ABDESSEMED et M. KADJOUJ : *Modélisation des machines électrique*. Presse de l'université de batna, 1997.
- [4] BENYOUCEF ABOUSOUFYANE : Contribution to the development of real-time control of photovoltaic grid connected inverter. These de doctorat, University saad dahlab de blida, 2015.
- [5] Carlos A.S. et Armando B.C : *Principles and Practice of Automatic Process Control*. Wiley, 1997.
- [6] MIOUAT AZOUZ : Identification par algorithmes génétiques des pertes dans un moteur à courant continu à excitation séparée. Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique, Université mouloud mammeri de tizi-ouzou, 2008 / 2009.
- [7] Bapio BAYALA : *Notes de cours : machine a courant continu*, 2010.
- [8] B. BAYLE : *Technologie des asservissements. Variateurs de vitesse*, 2010-2011.
- [9] Robert BONNEFILLE : *Les techniques de l'ingénieur*. Paris : les Techniques de l'ingénieur, 1995.
- [10] C. MORARESCU et K.Gu C. BARRIOS, S. NICULESCU : On the fragility of pi controllers for time delay siso systems. *16th Mediterranean Conference on Control and Automation*, On page(s) : pp 529-534, 2008.
- [11] R. CHAUPRADE : *Commande électronique des moteurs à courant continu*. Eyrolles, 1978.
- [12] I. CHIHA, N. LIOUANE et P. BORNE : Tuning pid controller using multi-objective ant colony optimization. *Hindawi Publishing Corporation*, pages Page 2-3,6, 2012.
- [13] M. CLERC : *L'optimisation par essais particuliers, Versions paramétriques et adaptatives*. 24/02/2005.
- [14] S. Le DIGABEL : *Introduction aux métaheuristiques*, 2018.
- [15] S. BENABDI et A. SAOUDI : optimisation d'un régulateur pid par les colonies de fourmis artificielles (aco). Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de master, Université mohamed khider biskra, 2011 / 2012.

- [16] BOUKABOUS Fedwa et AHMED M'BAREK MANEL : Implémentation sur dsp de la commande pid optimisée à l'aide de l'algorithme tlbo : Application à la commande d'un moteur dc. Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de master en électronique option automatique, Université saad dahleb de blida 1, juin 2018.
- [17] KIMOUCHE Mohammed Amine et BENZID MOUSSA : Les méthodes métaheuristiques pour l'optimisation en génie électrique. Mémoire en vue de l'obtention du diplôme master en électromécanique option : électromécanique, Université mohamed seddik ben yahia - Jijel, 2019.
- [18] AISSAT Thanina et BOUSSALEM CHAHIRA : Dimensionnement d'un régulateur en utilisant la méthode d'optimisation par essaim particulaire.application à la commande en vitesse de la machine à courant continu. Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en automatique, Université mouloud mammeri de tizi-ouzou, Juin 2009.
- [19] A. BOUZIDI et F. AMEZIANE : Etude comparative de trois méthodes de dimensionnement des régulateurs pi et ip appliquées à la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents (msap). Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique option : Machines électriques, Université mouloud mammeri de tizi-ouzou, 2010.
- [20] MAMERI Sabrina et LEGHIMA MASSINISSA : Asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu. Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de master, Université mouloud mammeri de tizi-ouzou, 2017 / 2018.
- [21] Kostenko et Mikhail Polievktovitch et PIOTROVSKII LILOUDVIG MARIANOVITCH : *Machines électriques . Tome I, Machines à courant continu. Transformateurs / M. Kostenko et L. Piotrovski ; [traduit du russe par Ch. Bir].* 1969.
- [22] AMARENE Chafik et SI AHMED BRAHIM : Stabilisation de la vitesse et de l'altitude d'un drone. Mémoire de fin d'études master académique, option :commande des systèmes, Université mouloud mammeri de tizi-ouzou, 2014.
- [23] Michel ETIQUE : Régulation automatique. *Haute école d'Ingénierie et de gestion du canton de vaud (HEIG-VD)*, p164 ,172 ,179-180, mars 2007.
- [24] Jean-Marie FLAUS : *la régulation industrielle, régulateur PID, prédictifs et flous).* octobre 1994.
- [25] Théodore Wildi GILBERT SYBILLE : *Électrotechnique.* 2005.
- [26] Yves GRANJON : *Automatique - Systèmes linéaires, non linéaires - 2e édition Cours et exercices corrigés.* Dunod, 2010.
- [27] NEDJAR hadjira HANANE : Conception d'un classifieur fowl utilisant colonie d'abeille pour diagnostic médical. Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de master, Université de tlemcen, 2012.
- [28] M.T HUYNH : Application de l'optimisation par essaim particulaire à la représentation de matrice de préférence valuées. Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de master, Université Libre de bruxelles, 2009.
- [29] CHALANE idir et OUARI TAREK : Optimisation des paramètres d'un pid par essais particuliers(pso). Memoire en vue de l'obtention du diplôme de master en automatique, Université abderrahmane mira de Bejaia, 2017.

- [30] Gertler J.J : Fault detection and diagnosis in engineering systems. *Marcel Dekker inc*, 1998.
- [31] LARBAOUI KHALED : Commande mppt pour les systèmes photovoltaïques par l'algorithme d'optimisation meta-heuristique "artificial bee colony" (abc). Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de master, University saad dahlab de blida, 2016-2017.
- [32] M. KIHAL : Développement de modèles cem pour le diagnostic et la caractérisation des perturbations dans les systèmes de puissance. Rapport scientifique, Université de jijel, 2018/2019.
- [33] LIRIS : Laboratoire d'informatique en image et systèmes d'information. <http://liris.cnrs.fr/Documents/Liris-4147.pdf>. 2021-03-28.
- [34] Dorigo M, Maniezzo V et Colornt A : The ant system : Optimization by a colony of cooperating agents. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics à Part B*, 26, 1996.
- [35] R. MANSOURI : *Cours sur les systèmes asservis linéaires continus*, 2013/2014.
- [36] S. MOUASSA : Optimisation de l'écoulement de puissance par une méthode métaheuristique (technique des abeilles) en présence d'une source renouvelable (éolienne) et des dispositifs facts. Mémoire de fin d'études pour obtenir le diplôme de magister en électrotechnique, Université ferhat abaas setif, 2012.
- [37] Battut NIARD J, Moreau R : *Machines électriques. Terminales F3. Editions Nathan. J. Niard. Cours d'électricité. 1989. (Manuel scolaire secondaire, Electricité)*. 1989.
- [38] Santhosh Jogi NICANOR QUIJANO, Kevin Passino : *A Tutorial Introduction to Control SystemsbDevelopment andImplementation with dSPACE*, 2002.
- [39] BELOUNIS OUASSILA : Commande d'un moteur a courant continu a l'aide d'un hacheur a transistor. Mémoire de fin d'étud en vue de l'obtention du diplôme d'ingenieur d'état en génie électronique, Universite de M'sila, 2012 / 20013.
- [40] AIT SAHED OUSSAMA : Fuzzy predictive control using meta-heuristic algorithms. These de doctorat, University saad dahlab de blida, 2015.
- [41] Michel PINARD : *Commande électronique des moteurs électriques - 2ème édition*. 2007.
- [42] Patrick PROUVOST : *Automatique (contrôle et régulation)*. 2010.
- [43] Rui QI, Baogang HU et Paul-Henry COURNEDE : Psots : A particle swarm optimization toolbox in scilab. In *2009 IEEE International Workshop On Open-Source Software for Scientific Computation (OSSC)*, page 978₁₄244₄453. *IEEE*, 2009.
- [44] Abbas RAMADAN : Estimation et contrôle-commande du robot sous-marin autonome rsm. Rapport de stage, École nationale supérieure de techniques avancées Bretagne, 2018.
- [45] Singiresu S. RAO : *Engineering Optimization : Theory and Practice : Fourth Edition*. John Wiley and Sons, Jun 12 2009.
- [46] Eric Esvan Bernard Maiziers Eric Seuillot RENE BOURGOTES, Patrick Dalle : *Electrotechnique automatique et informatique industrielle*. 2003.
- [47] Bernard SAINT-JEAN : *Electrotechnique et machines électriques*. Editions Eyrolles, 1977.

-
- [48] Datta Aniruddha Bhattacharyya Shankar P SILVA, Guillermo J. : *PID Controllers for Time-Delay Systems*. Birkhauser Basel, 2005.
- [49] Broida .V : *L'extrapolation des réponses indicielles apériodiques*. *Automatisme*. 1969.
- [50] BOUDOUAOUI YASSINE : Contribution à la synthèse automatique des systèmes flous par approches méta-heuristiques. Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de magister, Université m'hamed bougara-boumerdes, 2014.

Annexe A : Modèles Simulink

Modèles Simulink construit pour les différentes simulations

Moteur seul

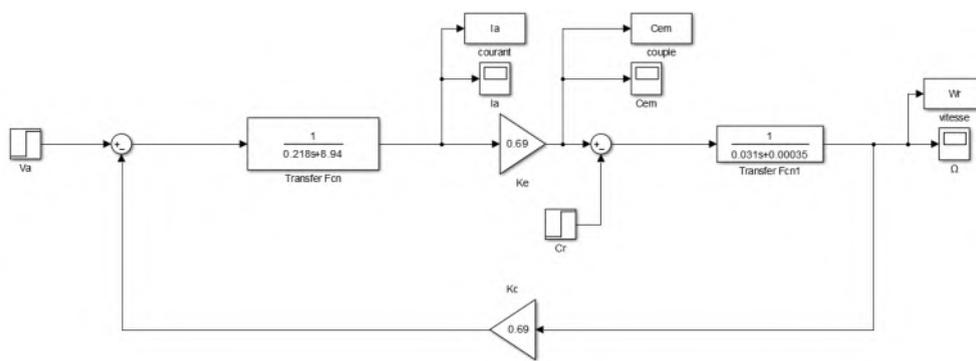


FIGURE 98 – Schéma bloc Simulink de moteur seul

régulateur de courant

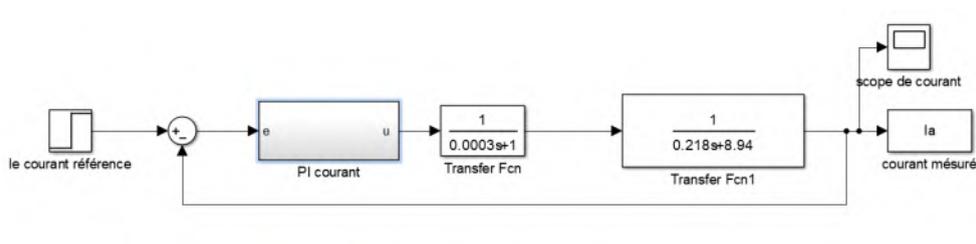


FIGURE 99 – Schéma bloc Simulink de la boucle de courant

régulateur de vitesse

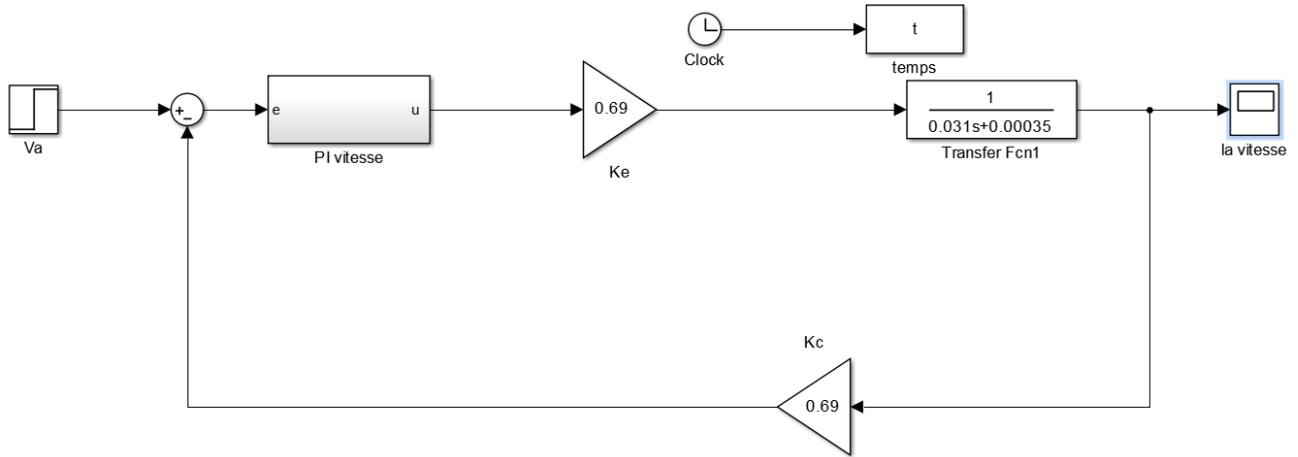


FIGURE 100 – Schéma bloc Simulink la boucle fermée de vitesse

La commande du moteur à courant continu

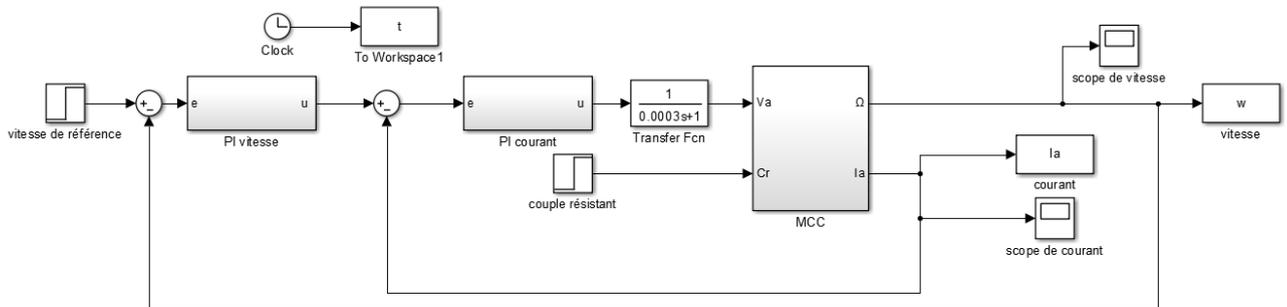
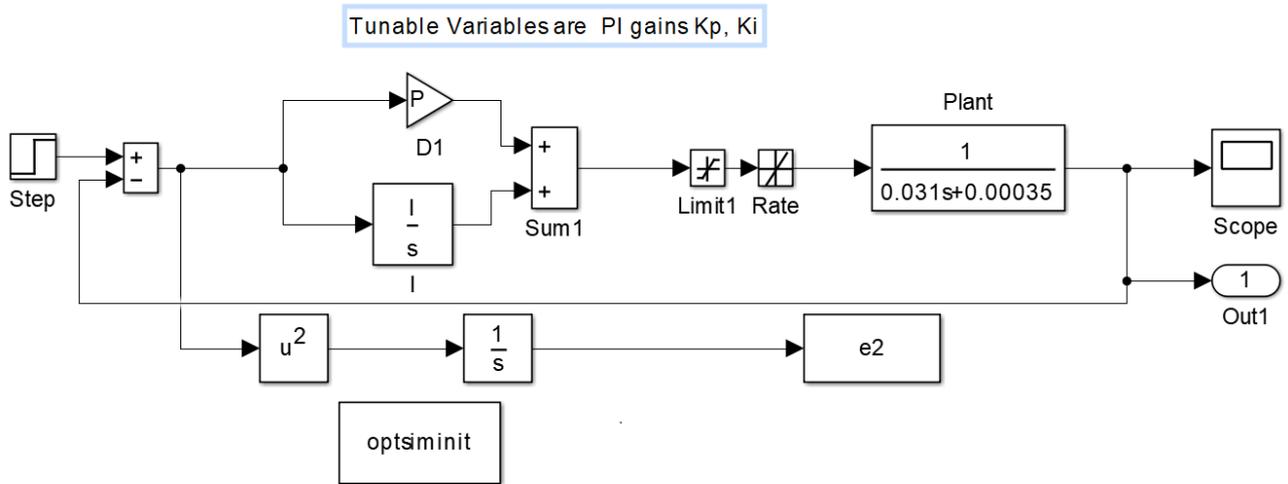


FIGURE 101 – Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du moteur à courant continu

Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du PSO avec le moteur à courant continu



Double click here to initialize plant data and optimization parameters.

FIGURE 102 – Schéma bloc sous MATLAB/Simulink du PSO avec le moteur à courant continu

Annexe B : Paramètres

Paramètres utilisés

Paramètres de la machine à courant continu

TABLE 14 – Paramètres de la machine à courant continu

Paramètres	Valeurs
V_a	220 V
V_f	220 V
I_f	2,5 A
I_a	2,7 A
P_u	380 A
N	3000 tr/min
R_a	8,94 Ω
L_a	0,218 H
R_f	200,45 Ω
L_f	85,01 H
K_e	0,69 rd ⁻¹ .s
M_{fd}	6,9 H
f	0,00035 N.m/rd/s
j	0,031 kg.m ²

Paramètres du hacheur

TABLE 15 – Paramètres du hacheur

Paramètres	Valeurs
k_{cm}	1
T_{cm}	300 μ .s

Paramètres des régulateurs PI

TABLE 16 – Paramètres du hacheur

/	boucle de courant	boucle de vitesse
K_i	375,37	0,435
K_p	9,153	0,34

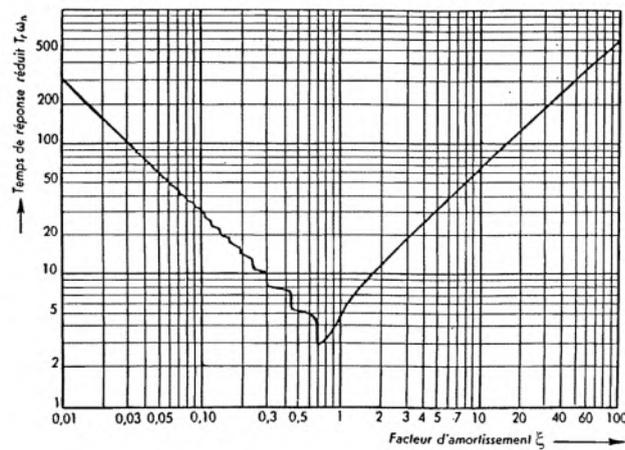


FIGURE 103 – abaque des temps de réponses réduits

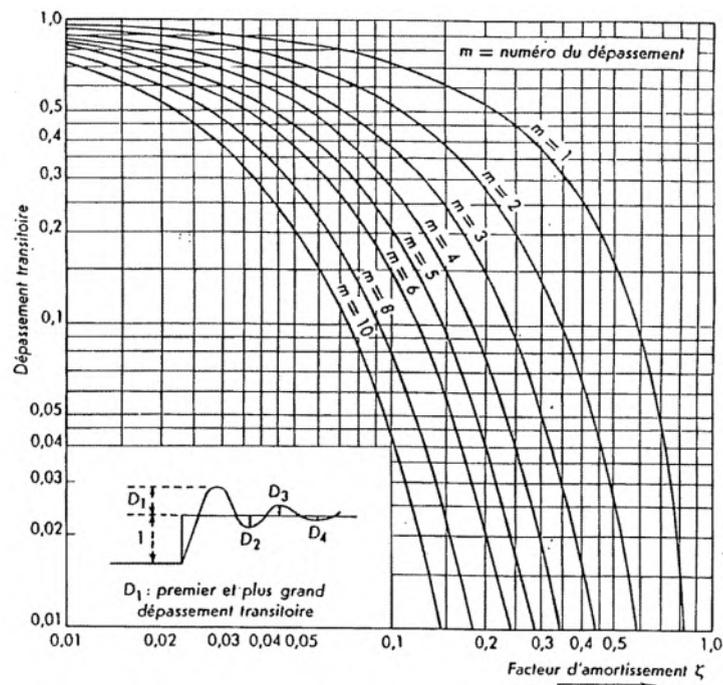


FIGURE 104 – abaque des dépassements transitoires

Annexe C : Carte dsPACE DS1104

Carte dsPACE DS1104 [38][1]

Le pilotage en temps réel des systèmes continus se fait à l'aide d'un PC connecté à la carte dSPACE DS1104. La programmation se fait à l'aide de l'outil de modélisation SIMULINK, qui aide à poser le problème d'une manière graphique en utilisant les blocs interconnectés. En fait, beaucoup de systèmes de développement en temps réel à base de DSP viennent maintenant avec une interface à Simulink par laquelle ils peuvent convertir les blocs de Simulink en un code machine qui peut être exécuté sur un système à base de DSP. Ceci réduit considérablement le temps de développement et de prototypage pour le control des systèmes. Le prototypage passe alors par trois étapes :

1. Construction du système de commande en utilisant les blocs de Simulink
2. Simulation du système pour voir les résultats dans différents scénarios.
3. Exécution du modèle en temps réel à travers la carte DS1104.

Le processeur principal est un MPC8240, avec une horloge de 250MHz. Les caractéristiques de la carte sont données dans le tableau de la figure 2 (document constructeur). La



FIGURE 105 – dSPACE DS1104 RD Controller Board

carte DS1104 (Master PPC) dispose de 8 convertisseurs analogiques numériques ADC dont la tension d'entrée est comprise entre -10V et +10V ; et 8 convertisseurs numériques analogiques DAC dont la tension délivrée est comprise entre -10V et +10V. Il dispose également de plusieurs interfaces notamment des entrées sorties numériques, des codeurs



FIGURE 106 – Connector panel CP1104

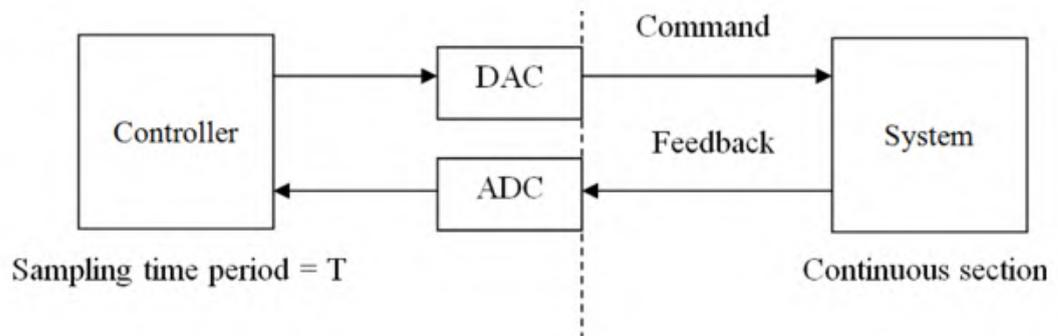


FIGURE 107 – Real-time control structure

incrémentaux, etc (Voir figure 3). La carte DS1104 dispose également d'un DSP esclave, le TMS320F240 DSP qui sera utilisé pour générer les signaux PWM.

Parameter	Specification
Processor	<ul style="list-style-type: none"> ■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals ■ 64-bit floating-point processor ■ CPU clock: 250 MHz ■ 2 x 16 KB cache, on-chip ■ On-chip PCI bridge (33 MHz)
Memory	<ul style="list-style-type: none"> ■ 32 MB SDRAM ■ 8 MB Flash memory
Timer	<ul style="list-style-type: none"> ■ 4 general-purpose timers ■ 32-bit down counter ■ Reload by hardware ■ 80-ns resolution ■ 1 sampling rate timer (decrementer) ■ 32-bit down counter ■ Reload by software ■ 40-ns resolution ■ 1 time base counter ■ 64-bit up counter ■ 40-ns resolution
Interrupt controller	<ul style="list-style-type: none"> ■ 5 timer interrupts ■ 2 incremental encoder index line interrupts ■ 1 UART interrupt ■ 1 slave DSP interrupt ■ 1 slave DSP PWM interrupt ■ 5 A/D converter (end of conversion) interrupts ■ 1 host interrupt ■ 4 external interrupts (user interrupts)
A/D converter	<ul style="list-style-type: none"> ■ Channels ■ 4 multiplexed channels equipped with one sample & hold A/D converter (1x16-bit) ■ 4 parallel channels each equipped with one sample & hold A/D converter (4x12-bit) ■ Note: 5 A/D converter channels (1x16-bit and 4x12-bit) can be sampled simultaneously ■ Resolution ■ Multiplexed channels: 16 bit ■ Parallel channels: 12 bit ■ Input voltage range ■ ±10 V ■ Conversion time ■ Multiplexed channels: 2 $\mu\text{s}^{\text{①}}$ ■ Parallel channels: 800 ns$^{\text{①}}$ ■ Offset error ■ ±5 mV ■ Gain error ■ Multiplexed channels: ±0.25% ■ Parallel channels: ±0.5% ■ Offset drift ■ 40 $\mu\text{V/K}$ ■ Gain drift ■ 25 ppm/K ■ Signal-to-noise ratio ■ Multiplexed channels: >80 dB ■ Parallel channels: >65 dB
D/A converter	<ul style="list-style-type: none"> ■ Channels ■ 8 channels ■ Resolution ■ 16-bit ■ Output range ■ ±10 V ■ Settling time ■ Max. 10 μs (full-scale, accuracy 1/2 LSB) ■ Offset error ■ ±1 mV ■ Gain error ■ ±0.1% ■ Offset drift ■ 130 $\mu\text{V/K}$ ■ Gain drift ■ 25 ppm/K ■ Signal-to-noise ratio ■ >80 dB ■ $I_{\text{out,max}}$ ■ ±5 mA
Digital I/O	<ul style="list-style-type: none"> ■ Channels ■ 20-bit parallel I/O ■ Single bit selectable for input or output ■ Voltage range ■ TTL Input/output levels ■ $I_{\text{out,max}}$ ■ ±5 mA

FIGURE 108 – Principales caractéristiques du DS1104

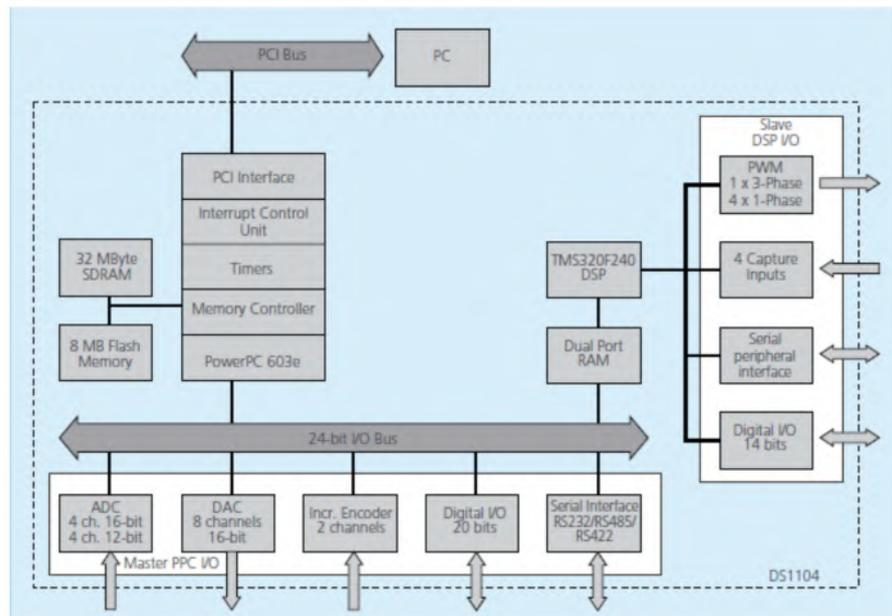


FIGURE 109 – Synoptique de la carte DS1104

convertisseur[38][1]

- (0) Prise de terre.

- (1) Alimentation de ventilateur 230V/50Hz.
- (2) Disjoncteur thermique (15V).
- (3) Entrée de redresseur PD3.
- (4) Sorties de redresseur de C.C (600V).
- (5) Entrées de l'onduleur à IGBT de C.C (600V).
- (6) Sortie de l'onduleur à IGBT et sorties de résistance de frein 400VAC/600VCC.
- (7) Entrée de PWM de l'onduleur, logique C-MOS (0V= IGBT ouvert, 15V= IGBT fermé).
- (8) Entrée de PWM de résistance de frein, logique C-MOS (0V= IGBT ouverte, 15V= IGBT fermé).
- (9) Sortie d'erreur.
- (10) Alimentation de Drive 15V.
- (11) Alimentation de Drive 0V.
- (12) Sonde de température.

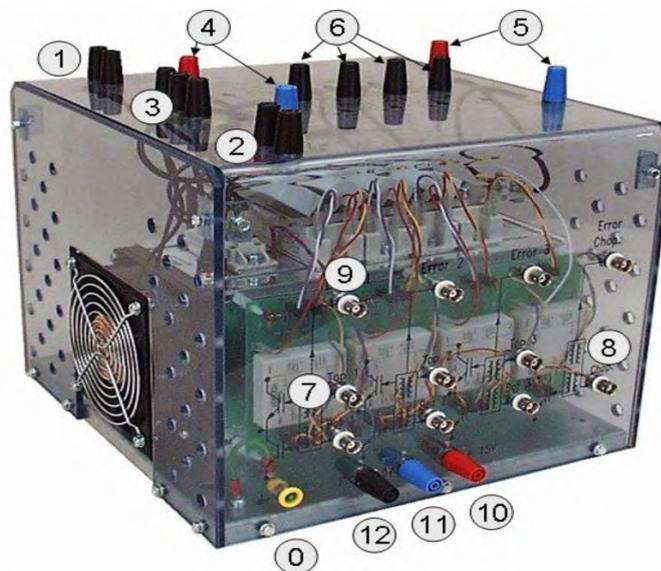


FIGURE 110 – convertisseur

Capteur de courant [38][1]

4/le capteur de courant (Technologie à Effet Hall) :

-Il est aujourd'hui possible de mesurer le courant électrique à partir des technologies différentes, avec isolation galvanique ou non. Dans la plupart des cas, on fait appel à des technologies à isolement galvanique, qui mesurent indirectement le courant en détectant le champ magnétique qui lui est associé.

-Pour les capteurs de courant à Effet Hall, il existe trois technologies exploitant l'effet Hall pour la mesure du courant alternatif et continu. **Capteurs à Effet Hall en boucle ouverte.** Les capteurs boucle ouverte à effet Hall disposent d'un élément de détection Hall placé dans l'entrefer. La conception est telle que l'induction magnétique détectée par la cellule Hall est théoriquement proportionnelle au courant primaire à mesurer. Les imprécisions sur la mesure sont principalement dues à la non-linéarité magnétique et électronique ainsi qu'aux décalages créés par la cellule Hall, aux composants électroniques de traitement et enfin à l'hystérésis du circuit magnétique. L'utilisation d'un circuit magnétique offre plusieurs avantages, à savoir la concentration du champ sur la cellule Hall, l'amplification de l'amplitude du champ et la protection contre les perturbations magnétiques externes.

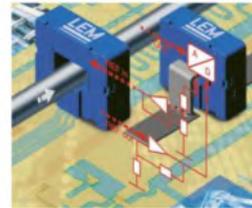


FIGURE 111 –

4-1/Les avantage d'un capteur de courant à Effet Hall :

Les capteurs à effet Hall en boucle ouverte sont capables de mesurer des formes d'onde de courants continus, alternatifs et complexes tout en assurant une isolation galvanique. Ils se distinguent par leur faible consommation d'énergie, un poids et une taille réduits et ils sont particulièrement intéressants pour les courants élevés. Ils n'introduisent pas de pertes d'insertion dans le circuit à mesurer, ce qui ne les empêche pas de bien résister aux surcharges de courant. Ils sont bon marché et sont bien adaptés aux diverses applications industrielles.

FIGURE 112 –

4-2/Les inconvénients d'un capteur de courant à Effet Hall :

Les capteurs à effet Hall en boucle ouverte présentent par contre l'inconvénient d'avoir une bande passante et une précision de mesure qui varie beaucoup avec la température. Dans certaines applications spécifiques, les pertes de courant de Foucault à haute fréquence risquent également d'être un facteur restrictif. Les courants nominaux vont de plusieurs ampères à 10 kA, exceptionnellement au-delà de 30 kA. La technologie accepte des impulsions de courant de courte durée nettement supérieures à la valeur mesurable maximale (5 à 10 fois par exemple).

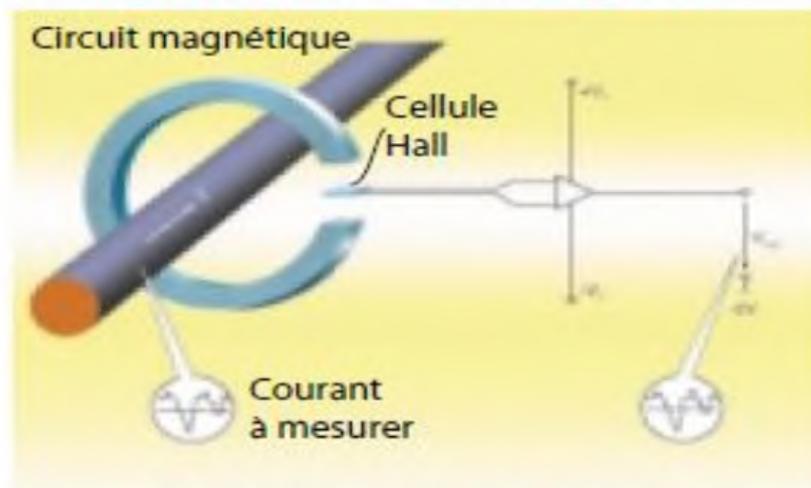
FIGURE 113 –

4-3/Les différent montage de capteur de courant à Effet Hall :

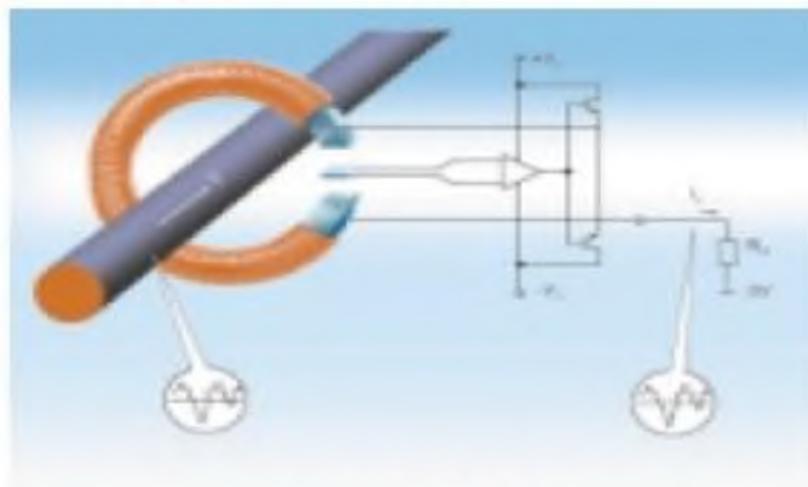
Voici les trois grandes variantes de montage des capteurs à effet Hall. Dans tous les cas, le circuit magnétique sert à concentrer sur la cellule Hall le champ magnétique créé par le courant traversant le conducteur. Les montages en boucle fermée et ETA ont un circuit de compensation qui permet d'améliorer les performances.

FIGURE 114 –

Capteur en boucle ouverte



Capteur en boucle fermée



Capteur ETA

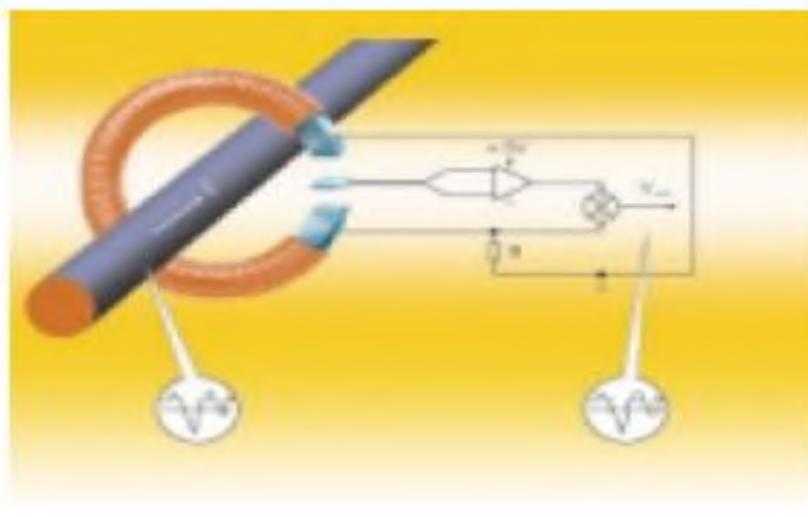


FIGURE 115 – les capteurs

Techniques métaheuristiques pour l'optimisation des performances d'une commande pour moteur à courant continu

Résumé

Ce projet de fin d'étude consiste à améliorer les performances d'une commande dédiée à un moteur à courant continu à l'aide de la méthode d'optimisation métaheuristique PSO . Différentes approches intelligentes sont présentées, telles que les techniques d'optimisation mettant en œuvre les algorithmes basés sur les essaims de particules (PSO), les colonies de fourmis artificielles (ACO), les colonies d'abeilles artificielles (ABC) ou la méthode du loup gris (GWO). L'identification de la machine a été faite et donne des résultats satisfaisants lors de la validation sur banc expérimental équipé d'une carte Dspace 1104. La méthode d'essaims de particules (PSO) a été privilégiée et testée en simulation . Les résultats obtenus au moins un essai similaire à celle de la méthode de PI vitesse classique . Toutefois l'expérience a montré que le résultat peut être amélioré avec d'autres réglages .

Mots clés

Moteur à courant continu, Optimisation métaheuristique, Régulateur PI, PSO, ACO, GWO

Metaheuristic techniques for optimizing the performance of a DC motor drive

Abstract

This end-of-study project consists of improving the performance of a dedicated controller for a DC motor using the PSO metaheuristic optimization method. Different intelligent approaches are presented, such as optimization techniques implementing algorithms based on particle swarms (PSO), artificial ant colonies (ACO), artificial bee colonies (ABC) or the gray wolves (GWO). The identification of the machine was made and gave satisfactory results during validation on an experimental bench equipped with a Dspace 1104 card. The particle swarm method (PSO) was pre-validated and tested in simulation. The results obtained are at least a similar test to that of the classical PI speed method. However experience has shown that the results can be improved with other settings.

Keywords

DC motor, Metaheuristic optimization, PI regulator, PSO, ACO, GWO

تقنيات Metaheuristic لتحسين أداء محرك بتيار مستمر

تلخيص

يتكون مشروع الدراسة النهائي هذا من تحسين أداء عنصر تحكم مخصص لمحرك التيار المستمر باستخدام طريقة التحسين Metaheuristic PSO. يتم تقديم مناهج ذكية مختلفة، مثل تقنيات التحسين التي تنفذ الخوارزميات بناءً على أسراب الجسيمات (PSO)، أو مستعمرات النمل الاصطناعية (ACO)، أو مستعمرات النحل الصناعية (ABC) أو طريقة الذئب الرمادي (GWO). تم التعرف على المحرك وأعطى نتائج مرضية أثناء التحقق على منصة تجريبية مزودة ببطاقة Dspace 1104. تم تكديس طريقة سرب الجسيمات (PSO) مسبقاً واختبارها في المحاكاة. تم الحصول على نتائج اختبار واحد على الأقل مماثل لتلك الخاصة بطريقة سرعة PI الكلاسيكية. ومع ذلك، فقد أظهرت التجربة أنه يمكن تحسين النتائج باستخدام إعدادات أخرى.

