

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Ahmed Draïa Adrar



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département Génie électrique

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de Master en :
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commandes électriques

Commande Prédictive d'un moteur à courant continu

Préparé par :

GUERROUT Chems

Membres de jury d'évaluation :

DR .ARBAOUI I	Président	MCA	Univ.Adrar
Dr . CHABANI S. B	Encadreur	MCB	Univ.Adrar
DR. MASMOUDI. M	Examineur	MAA	Univ.Adrar

Année Universitaire : 2022/2023

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي



جامعة أحمد دراية - أدرار
كلية العلوم والتكنولوجيا

قسم الهندسة الكهربائية

الرقم:/ 2023

وثيقة الإذن بالطبع و الإيداع

لمذكرة الماستر

نحن الأستاذ (ة):
الرتبة:
وبصفتي مشرفا على:

مذكرة:

Commande Prédictive d'un moteur
à courant continu

الطالب (ة):

الطالب (ة):

التخصص:

وبعد قيام (الطالبين) (الطالبتين) بتصحيح كل الملاحظات و التوجيهات المقدمة من طرف لجنة المناقشة ، فلا مانع في أن أذن بطبع المذكرة و تقديمها للجهات المعنية

حرر بتاريخ/...../ 2023

رئيس القسم

اسم و لقب و توقيع المشرف



Handwritten signature in blue ink.

DEDICASE

Ce travail est dédié à mes parents, mes piliers, mes guides.

À mon père idole, mon modèle de persévérance et d'ambition. À les valeurs qu'il m'avait transmises. À sa détermination à surmonter les obstacles. Il m'a montré comment transformer les défis en opportunités.

À ma mère, ma source d'amour inconditionnel, ma force de continuité. À sa sacrifices. Ne cesse de me dire que je suis une lumière, et grâce à elle et ses enseignements, je me suis donné les moyens de réussir.

Je dédie ce travail avec tout ma gratitude. À leurs présence dans ma vie qu'elle a été le moteur de ma réussite.

Ce travaille symbolise non seulement ma réussite académique, mais aussi l'amour et le soutien indéfectibles qu'ils m'avait offerts tout au long de ces années.

Remerciement

Tout d'abord, je rends grâce à Dieu pour sa grâce infinie et sa bienveillance tout au long de cette aventure éducative. Sa lumière m'a guidé et m'a apporté la force nécessaire pour réussir.

Je remercie mes enseignants pour leur passion d'enseignement et pour les connaissances qu'ils ont partagées avec nous.

Je tiens à exprimer ma gratitude à mon encadreur « **Dr. CHABANI Sououdi Boumediene** », qui a été un guide exceptionnel. Ses conseils éclairés, sa patience et son soutien indéfectible ont été essentiels pour mener à bien ce travail. Ses connaissances approfondies et son engagement envers mon succès ont été d'une valeur inestimable.

Je remercie mon enseignement de physique « **BACHIKH Abd elkader** » pour m'avoir transmis sa passion et ses connaissances, qui ont joué un rôle essentiel dans mon parcours.

Je remercie les membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'examiner notre modeste travail.

Et sans oublier les personnes qui ont marqué mon parcours avec leur gentillesse ainsi que leur modestie « **Dr. Mhammed Abdeldjalil** » qui impacter l'une de mes aventures.

À ma famille, mes amis et tous ceux qui ont été à mes côtés, je vous remercie de vos encouragements et votre soutien constant m'ont donné la force nécessaire pour persévérer et atteindre mes objectifs.

المخلص

تهدف هذه الأطروحة إلى تحسين التحكم في سرعة المحركات ذات التيار المستمر باستخدام طريقتين للتحكم: وحدة التحكم (PID) و التحكم التنبؤي (MPC). تمت دراسة مبادئ عمل محركات التيار المستمر, بالإضافة الى خصائص و مزايا التحكم التنبؤي (MPC). كما تم إجراء المحاكاة لتقييم أداء كلا الطريقتين. يوفر التحكم التنبؤي (MPC) استجابة سريعة ودقيقة. بينما تسمح وحدة التحكم (PID) بإدارة أفضل لتغيرات الحمل وقوة أكبر في مواجهة الاضطرابات. تساهم هذه الأطروحة في تحسين التحكم في محركات ذات التيار المستمر وتفتح آفاقاً لتحسين الكفاءة والدقة للمحركات ذات التيار المستمر في تطبيقات صناعية متنوعة.

الكلمات الرئيسية: المحركات ذات التيار المستمر، التحكم في السرعة، وحدة التحكم بنسبة متغيرة، التحكم التنبؤي بالنموذج، التحسين، الأداء.

Abstract

This thesis explores the optimization of the speed control of DC motors (MCC) using two control approaches: the PID controller and the predictive control (MPC). The principles of operation of MCCs are studied, as well as the characteristics and advantages of predictive control. Simulations are conducted to evaluate the performance of the two approaches. The predictive control offers a fast and precise response, while the PID controller allows better management of load variations and greater robustness in the face of disturbances. This thesis contributes to the optimization of MCC control, opening up perspectives to improve the efficiency and precision of DC motors in various industrial applications.

Keywords: DC motor, speed control, PID controller, Model Predictive Control, optimization, performance.

Résumé :

Ce mémoire explore l'optimisation de la commande de vitesse des moteurs à courant continu (MCC) en utilisant deux approches de contrôle : le contrôleur PID et la commande prédictive (MPC). Les principes de fonctionnement des MCC sont étudiés, ainsi que les caractéristiques et les avantages de la commande prédictive. Des simulations sont réalisées pour évaluer les performances des deux approches. La commande prédictive offre une réponse rapide et précise, tandis que Le contrôleur PID permet une meilleure gestion des variations de charge et une plus grande robustesse face aux perturbations. Ce mémoire contribue à l'optimisation du contrôle des MCC, ouvrant des perspectives pour améliorer l'efficacité et la précision des moteurs à courant continu dans diverses applications industrielles.

Mots clés : moteur à courant continu, commande de vitesse, contrôleur PID, commande prédictive, optimisation, performances.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left and rounded corners on the right, framing the central text.

Liste des figures

Figure I.1 - Transformation d'énergie par le moteur.	3
Figure I.2 - construction du moteur à courant continu.....	4
Figure I.3 - inducteur bipolaire à aimant permanent.....	4
Figure I.4 inducteur tétra polaire	4
Figure I.5 - culasse, circuit magnétique statorique d'un MCC.....	5
Figure I.6- Encoche sur l'induit destinée à recevoir les conducteurs dits actifs.....	6
Figure I.7 - Mise en place des conducteurs d'induit dans les encoches et soudure de ceux-ci sur le collecteur..	7
Figure I.8 - Inducteur complet d'une machine à courant continue.....	7
Figure I.9 -Principe du collecteur.....	8
Figure I.10 – Collecteur d'une machine à courant continu de forte puissance.	8
Figure I.11 - Collecteur d'une machine à courant continu de faible puissance.....	9
Figure I.12 - le ressort d'un ballais.	9
Figure I.13 - plusieurs balais connectés en parallèle...	10
Figure I.14- développement de l'enroulement..	11
Figure I.15 - Loi de Laplace.....	12
Figure I.16 - Loi de Faraday.	13
Figure I.17 - schéma équivalent d'induit.....	16
Figure I.18- Moteur à aimant permanent.....	20
Figure I.19- Moteur à excitation série.....	20
Figure I.20 -Saturation (excitation série).	21
Figure I.21- Couple développé, puissance développée et caractéristiques de vitesse d'un moteur série en fonction du courant d'induit.	23
Figure I.22- Couple et puissance développés d'un moteur série en fonction de la vitesse.....	24
Figure I.23- Moteur à excitation séparée.....	25
Figure I.24- Moteur shunt..	26
Figure I.25- Réversibilité.....	27
Figure I.26- Schéma équivalent d'une machine à courant continu à excitation composée	29
Figure I.27- Couple développé d'un moteur à excitation composée en fonction du courant.....	30
Figure I.28- Vitesse d'un moteur à excitation composée en fonction du courant	30
La figure I.29- Couple développés d'un moteur à excitation composée en fonction de la vitesse.....	31
Figure II.1 - philosophie de la commande prédictive.	39
Figure II.2 - Structure générale de la commande prédictive.....	40
Figure II.3 -Structure de base de la commande prédictive.....	40

Figure II.4- Schéma-bloc de commande prédictive	41
Figure II.5- Le schéma fonctionnel de la structure de base des algorithmes MPC...	44
Figure II.6- Trajectoire de référence	49
Figure II.7- Signal de commande avec des restrictions.....	51
Figure II.8- schéma physique de l'échangeur.....	58
Figure II.9- Variation du coefficient de convexité Γ en fonction des débit Q_f et Q_p	60
Figure II.10-Exemple de commande schéma bloc. Implantation dans DeltaV7 Emerson	40
FigureII.11-Commande avec sortie du modèle interne tspmph et variation de qp, exprimés en(litre/heure)/5.....	65
FigureII.12-Variation de température d'entrée T_{ep} du produit, QL débit de fluide(litre/heure) /5.....	66
Figure II.13-Comparaison des commandes PID et PFC (175 l/h)	67
FigureII.14- Comparaison des régulateurs PID et PFC avec retard pur (175 l/h)	68
Figure III.1- Paramètre du moteur	79
Figure III.2- Schéma bloc du moteur	80
Figure III.3- Graphe de l'essai à vide	81
Figure III.4 – Schéma Simulink du hacheur sérié	82
Figure III.5 – rapport cyclique MLI.....	83
Figure III.6-schéma bloc de la boucle ouverte.....	84
Figure III.7- reponse de système en boucle ouverte.....	85
Figure III.8-les paramètres de contrôleur PID.....	90
Figure III.9-Réponse de la simulation du système avec un contrôleur PID	90
Figure III.10- Optimisation des paramètres PID.....	91
Figure III.11- La simulation du système avec un contrôleur PID avec les nouveaux paramètres	92
Figure III.12- Schéma bloc de fonction de transfert avec MPC.....	97
Figure III.13- Paramétrer le contrôleur MPC.....	98
Figure III.14- schéma bloc d'un MCC avec une commande prédictive.....	98
Figure III.15- La simulation du système avec un MPC.....	99
Figure III.16- simulation comparative des deux méthode	100

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left and rounded corners on the right, framing the central text.

Liste des tableaux

Tableau I.1- caractéristiques de moteur à excitation séparée et à excitation shunt.....27

Tableau III .1- Les essais à vide du moteur..... 80

Tables des notations et symboles

FMM	La force magnétomotrice
CC	courant continu
MCC	Moteur à courant continu
I_e	courant d'excitation
B	densité de flux, en tesla (T)
l	longueur en mètre du conducteur en mètre (m)
v	vitesse rectiligne ou périphérique du conducteur en mètre par seconde (m/s)
e	tension induite par le conducteur en volt (v)
φ	flux
$2a$	nombre de voies en parallèle.
$2p$	nombre de pôles.
N	le nombre de conducteurs actifs du rotor.
φ	le flux sous un pôle.
γ	le moment du couple électromagnétique.
e'	La force électromotrice
n	la fréquence de rotation
R_b	la résistance des contacts balais-collecteur
R_f	Résistance l'inducteur
L_f	Inductance l'inducteur
P_e	puissance d'excitation
p_{ja}	pertes par effet de Joule d'induit
p_{je}	pertes par effet de Joule d'inducteur
p_m	pertes mécaniques
I_a	le courant d'induit
fém	Force électromotrice
I_n	le courant nominal
E	fém (V)
ω_m	vitesse de rotation de l'induit (rad/s)
T_{Em}	moment du couple électromagnétique (Nm)
k	constante du moteur.
T_{ind}	le couple induit

f _{cem}	La force contre électromotrice
IMC	Internal Model Controller
MBPC	Model Based Predictive Control
MPC	Model Predictive Control
PFC	Predictive Functional Control
DV _m	une perturbation mesurée
DV _{nm}	une perturbation non mesurée
MV	La variable manipulée
S_m	Sortie modèle
MPHC	Model Predictive Heuristic Control
DMC	Dynamic Matrix Control
EHAC	Extended Horizon Adaptive Control
EPSAC	Extended Prediction Self-Adapted Control
GPC	Generalized Predictive Control
CARIMA	Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average
SISO	Single Input Single Output
CRHPC	Constrained Receding Horizon Predictive Control
w	Vecteur de référence de futur
N_2	représente l'horizon de commande maximal.
N_u	représente l'horizon de commande.
PID	Proportionnel, Intégral, Dérivé
PID FF	PID feed-forward

SOMMAIRE

Introduction générale	1
Chapitre I: Généralité sur la machine à courant continu	
I.1 Introduction.....	4
I.2 Définition.....	4
I.3 Constitution du moteur à courant continu	5
I.3.1 L'inducteur (stator).....	5
I.3.2 Induit (rotor).....	7
I.3.3 Collecteurs et ballais.....	8
I.4 Enroulement	11
I.4.1 Laisons des conducteurs	11
I.4.1.a Principe.....	11
I.4.1.b Réalisations	11
I.5 Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu.....	12
I.5.1 Loi de Laplace.....	12
I.5.2 Loi de Faraday.....	13
I.5.3 Loi de Lenz.....	15
I.6 Modélisation :	15
I.6.1 couple électromagnétique.....	15
I.6.2 Force contre-électromotrice	16
I.6.3 Loi des mailles pour l'induit	16
I.6.4 Loi des mailles pour l'inducteur.....	17
I.7. Etude énergétique	18
I.7.1 Bilan des puissances en régime permanent	18
I.7.2 Rendement.....	19
I.7.3 Expression de la vitesse.....	19
I.8 Démarrage d'un moteur à courant continu.....	19
I.9 Différents types de moteur à courant continu	20
I.9.1 Moteur à aimants permanents	20
I.9.2 Les moteurs à inducteur bobiné.....	21
I.9.2 .a Moteur à excitation série	21
I.9.2 .b Moteur à excitation séparée et à excitation shunt.....	26

I.9.2 .c Moteur à excitation composée.....	29
I.10 Avantages et inconvénients du moteur à courant continu	32
I.10.1 Avantages.....	32
I.10.2 Inconvénients.....	33
I.11 Utilisation de la machine à courant continu	34
I.12 Conclusion	36

Chapitre II: Synthèse de la commande prédictive

II.1 Introduction	38
II.2 Principe de la commande prédictive	38
II.2.1 Définition.....	38
II.2.2 La philosophie de la commande prédictive.....	39
II.2.3 Schéma-bloc de commande prédictive.....	42
II. 3 Historique.....	43
II.4 Eléments d'une commande prédictive	45
II.4.1 Modèle du système.....	45
II.4.1.1 Modèle du processus	46
II.4.1.2 Modèle de perturbation.....	48
II.4.2 Fonction objectif et obtention de la loi de commande.....	49
II.4.2 .1 Les paramètres.....	49
II.4.2.2 Trajectoire de référence	50
II.4.2.2 Contraintes.....	51
II.5 Quelques algorithmes de MPC.....	53
II.5.1 La commande matricielle dynamique (DMC).....	53
II.5.2 Commande Algorithmique par Modèle.....	53
II.5.3 Commande Prédictif Fonctionnel (CPF)	54
II.5.4 Commande auto-adaptatif à prédiction étendue (EPSAC)	55
II.5.6 La Commande Prédictive généralisée (GPC)	57
II.6 Les avantages et les inconvénients de la commande prédictive	58
II.6 .1 Les avantages de la commande prédictive	58
II.6 .2Les inconvénients et les limites de la commande prédictive.....	59
II.7 Conclusion	62

Chapitre III : Simulation et interprétation des résultats

III.1 Introduction	64
--------------------------	----

III.2 Outils de simulation utilisés	64
III.2.1 Présentation des logiciels de simulation.....	64
III.3 Identification du moteur	66
III.3.1 Les paramètres du moteur	66
III.4 L'essai à vide du moteur	67
III.4.1 Schéma Simulink de l'essai à vide	67
III.4.2 Caractéristiques statiques du moteur :.....	68
III.5 Description du système global.....	69
III.5.1 Hacheur	69
III.5.2 Modulation a largeur d'impulsions.....	70
III.6 Simulation en boucle ouverte.....	71
III.6.1 Configuration de la simulation en boucle ouverte	71
III.6.2 Exécution de la simulation et analyse des résultats	73
III.7 Simulation en boucle fermée avec PID	74
III.7.2 Intégration du contrôleur PID dans la simulation.....	75
III.7.3 Exécution de la simulation.....	76
III.7.4 Optimisation des paramètres PID.....	79
III.7.5 Discussion des résultats obtenus	80
III.8 Simulation avec commande prédictive (MPC).....	81
III.8.1 Fonction de transfert du système.....	81
III.8.2 Simulation et évaluation des performances du MPC.....	82
III.9 Comparaison entre PID et commande prédictive.....	84
III.9.1 Analyse comparative des performances des deux méthodes	85
III.9 Conclusion.....	86
Conclusion générale.....	88

Annaxe

Bibliographie



Introduction générale

Introduction générale

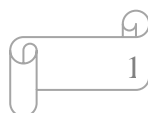
Les moteurs à courant continu jouent un rôle essentiel dans divers secteurs industriels et domestiques en raison de leur polyvalence et de leur contrôle précis. Cependant, l'optimisation de leur commande reste un défi crucial pour garantir des performances optimales et une efficacité énergétique.

Avec le développement rapide des technologies, développement des véhicules électrique, des robots industriels et des systèmes automatisés. Le contrôle précis de vitesse des moteurs à courant continu est devenu essentiel ; et c'est ce l'objectif de ce travail est de développer une approche innovante qui permettrait d'obtenir des performances optimales en terme de rapidités, précision et de robustesse face aux perturbations.

Le mémoire est organisé en trois chapitres. Le 1er chapitre introduit les concepts de base des MCC, en mettant l'accent sur leur constitution, leur fonctionnement et les différents types de moteurs à courant continu. Les avantages et les limites de ces machines sont également abordés, fournissant ainsi une base solide pour les chapitres suivants.

Le 2ème chapitre se concentre sur la synthèse de la commande prédictive. Nous explorons les principes fondamentaux de cette approche de commande avancée, en examinant les éléments clés, les modèles du système, les fonctions objectif et les différentes variantes d'algorithmes de commande prédictive.

Le 3ème chapitre se concentre sur la simulation et l'interprétation des résultats. Nous utilisons des outils de simulation pour modéliser le système global. Nous effectuons des simulations en boucle ouverte et en boucle fermée en utilisant le contrôleur PID et la commande prédictive. Les performances des deux méthodes sont



évaluées et comparées, permettant ainsi de déterminer la plus appropriée pour notre système.

Chapitre I

Généralité sur la machine à courant continu

I.1 Introduction

Les machines à courant continu sont des dispositifs électromécaniques qui ont joué un rôle important dans le développement de l'industrie électrique. Elles sont largement utilisées dans de nombreux domaines tels que, l'industrie, l'automobile, les appareils électroménagers. Dans ce chapitre, nous allons examiner la constitution, les principes de base du fonctionnement des machines à courant continu et les différents types de moteurs et nous aborderons également les avantages et les limites des machines à courant continu, ainsi que les progrès récents dans leur conception et leur utilisation.

I.2 Définition

Une machine à courant continu est un convertisseur électromécanique qui permet une conversion d'énergie bidirectionnelle entre une installation électrique parcouru par un courant continu et un dispositif mécanique.

- Il permet de transformée l'énergie électrique en énergie mécanique dans le cas d'un moteur
- Il converti l'énergie mécanique en énergie électrique dans le cas d'une génératrice aussi appelée dynamo. [1]

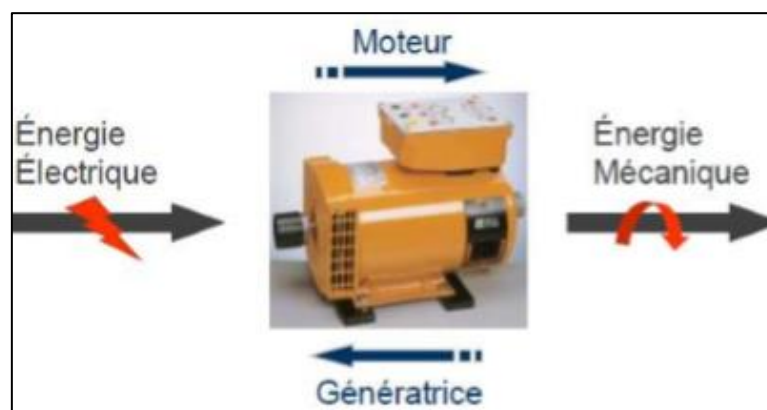


Figure I.1 - Transformation d'énergie par le moteur

I.3 Constitution du moteur à courant continu

Les moteurs à courant continu sont principalement composés de :

- L'inducteur (stator).
- L'induit (rotor).
- Le Collecteur et Balais.

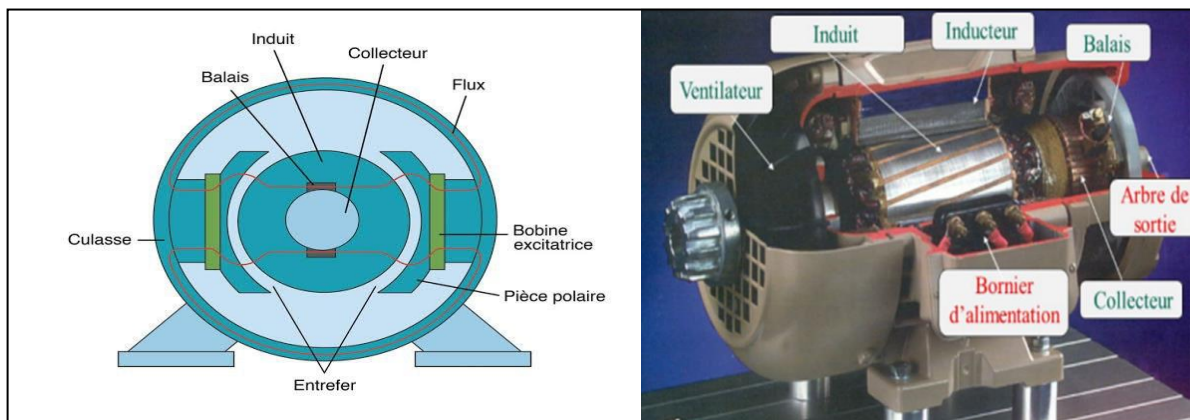


Figure I.2 - construction du moteur à courant continu

I.3.1 L'inducteur (stator)

C'est la partie fixe de la machine. Il se compose d'un aimant permanent ou des bobines placées autour des noyaux polaires.



Figure I.3 - inducteur bipolaire à aimant permanent



Figure I.4 inducteur tétra polaire

Le bobinage inducteur, traversé par le courant inducteur I_e , produit le flux magnétique dans la machine. Il est constitué d'un électro-aimant qui engendre la force magnétomotrice (FMM) nécessaire à la production du flux. Dans les machines bipolaires (à deux pôles), deux bobines excitatrices sont portées par deux pièces polaires montées à l'intérieur d'une culasse.

La culasse est généralement en fonte d'acier, tandis que les pièces polaires sont formées de tôles d'acier doux.



Figure I.5 - culasse, circuit magnétique statorique d'un MCC

Les bobines excitatrices sont alimentées en courant continu, et le courant qui les traverse porte le nom de courant d'excitation (I_e).

Ces bobines sont composées de plusieurs centaines de spires et sont traversées par un courant relativement faible. Dans certaines machines, les bobines et les pièces polaires sont remplacées par des aimants permanents.

Le champ magnétique créé par la force magnétomotrice (FMM), des bobines traverse les pièces polaires, la culasse, l'induit et l'entrefer.

L'entrefer est l'espace d'air séparant la surface de l'induit de celle des pièces polaires : il est de l'ordre de 1,5 à 5 mm pour les machines de faible et moyenne puissance. Mais les machines de grande puissance peuvent avoir un entrefer plus grand. [2]

Comme l'induit et l'inducteur sont construits avec des matériaux de faible réluctance, la majeure partie de la (FMM) sert à pousser le flux à travers l'entrefer. Celui-ci doit donc être aussi peu long que possible.

Le nombre de pôles que porte l'inducteur d'une machine à courant continu dépend surtout de la grosseur de la machine. Plus une machine est puissante et plus sa vitesse est basse, plus grand sera le nombre de pôles.

Les bobines excitatrices d'un inducteur multipolaire sont connectées de façon à ce que les pôles adjacents soient de polarités magnétiques opposées. [3]

I.3.2 Induit (rotor)

C'est la partie tournante de la machine, il est composé d'un ensemble de bobines identiques réparties uniformément autour d'un noyau cylindrique. Il est monté sur un arbre et tourne entre les pôles de l'inducteur. L'induit constitue un ensemble de conducteurs qui coupent les lignes de champ magnétique. Les bobines sont disposées de telle façon que leurs deux côtés coupent respectivement le flux provenant d'un pôle nord et d'un pôle sud de l'inducteur. [3]

Le noyau est formé d'un assemblage de tôles en fer doux. Ces tôles sont électriquement isolées les unes des autres et portent des encoches destinées à recevoir les bobines (Figure I. 6).



Figure I.6- Encoche sur l'induit destinée à recevoir les conducteurs dits actifs.

Les conducteurs de l'induit sont parcourus par le courant absorbé ou débité par la machine. Ils sont isolés du noyau par des couches de feuilles isolantes(Figure I. 7).

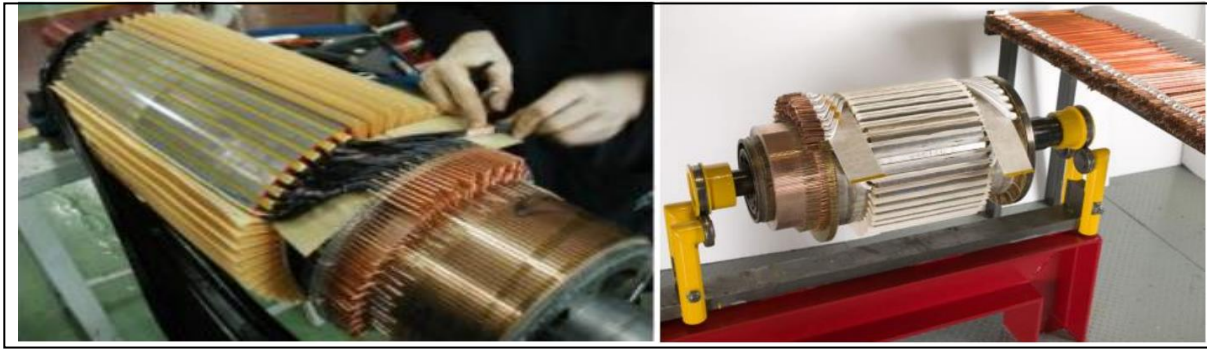


Figure I.7 - Mise en place des conducteurs d'induit dans les encoches et soudure de ceux-ci sur le collecteur.

Pour résister aux forces centrifuges, ils sont maintenus solidement en place dans les encoches au moyen de cales en fibre de verre. Si le courant est inférieur à une cinquantaine d'ampères, on emploie des conducteurs ronds. Au-delà de 50 A, les conducteurs sont rectangulaires, ce qui permet une meilleure utilisation du volume de l'encoche. [3]

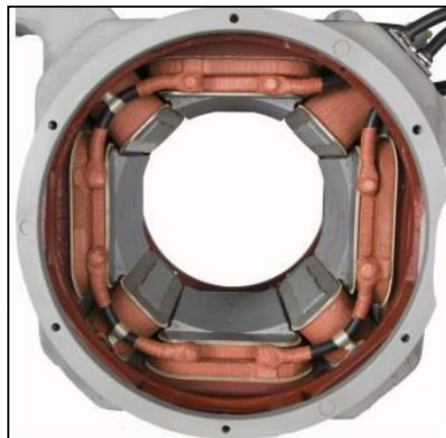


Figure I.8 - Inducteur complet d'une machine à courant continu.

I.3.3 Collecteurs et ballais

Le collecteur est un ensemble cylindrique de lames de cuivre isolées les unes des autres par des feuilles de mica. Le collecteur est monté sur l'arbre de la machine, mais isolé de celui-ci. Les deux fils sortant de chaque bobine de l'induit sont successivement et symétriquement soudés aux lames du collecteur.

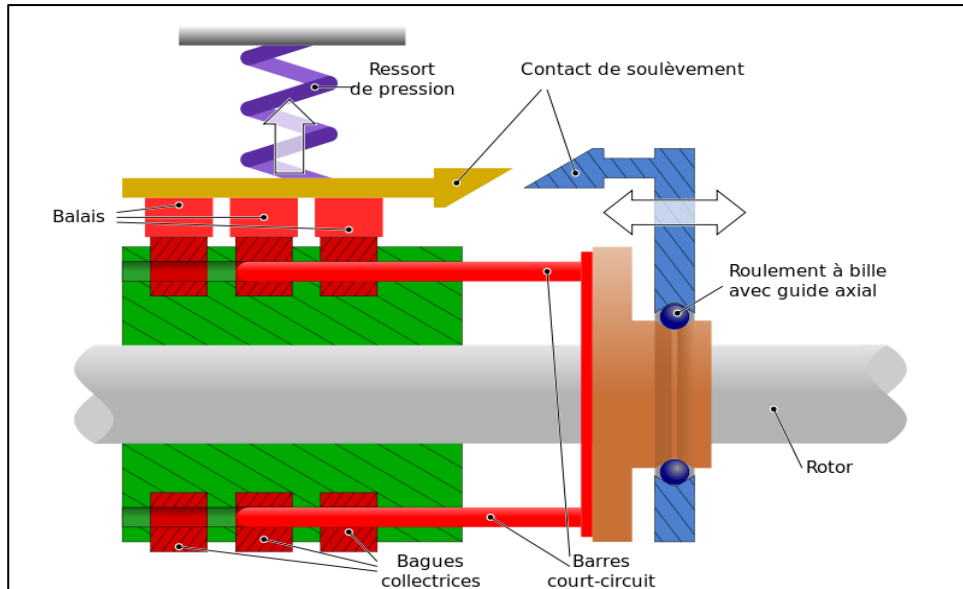


Figure I.9 -Principe du collecteur.

Les balais (ou charbons) sont sur le stator et frottent contre le collecteur tournant. Ils réalisent la connexion électrique entre l'alimentation et le circuit d'induit.

Dans une machine bipolaire, deux balais fixes et diamétralement opposés appuient sur le collecteur. Ainsi, ils assurent le contact électrique entre l'induit et le circuit extérieur. La construction du collecteur relève de la mécanique de précision (Figure I.10). Les machines multipolaires ont autant de balais que de pôles.



Figure I.10 – Collecteur d'une machine à courant continu de forte puissance.

Les balais permettent l'injection ou la collecte du courant sur le collecteur. Lors de la construction des premières machines à courant continu, les balais étaient

constitués de fils de cuivre disposés comme la paille de riz ou les branches sur les balais pour nettoyer, d'où le nom de balais. Les balais (aussi appelés « charbon ») sont en carbone (on choisit souvent du graphite). [3]



Figure I.11 - Collecteur d'une machine à courant continu de faible puissance.

D'une part, ce matériau possède une bonne conductivité. D'autre part, le frottement du couple cuivre/carbone est faible et ainsi, le collecteur ne s'use pas prématurément. La pression des balais sur le collecteur peut être réglée par des ressorts ajustables(Figure I. 12). [2]

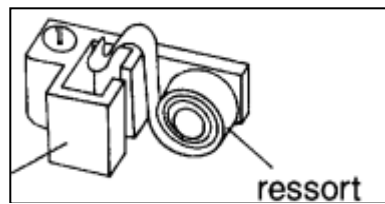


Figure I.12 - le ressort d'un ballais.

Pour les intensités très importantes, on utilise plusieurs balais connectés en parallèle.



Figure I.13 - plusieurs balais connectés en parallèle.

I.4 Enroulement

I.4.1 Liais des conducteurs

I.4.1.a Principe

Pour les forces électromotrices induites s'additionnent toujours quelle que soit la position de l'induit il faudrait ne réunir entre eux que des conducteurs diamétralement opposés, c'est évidemment impossible dès qu'il ya plus de deux encoches.

On réunit donc, soit des conducteurs diamétralement opposés, soit des conducteurs presque diamétralement opposés. Les forces électromotrices s'additionneront alors pendant la plus grande partie d'un tour complet. [4]

I.4.1.b Réalisations

Pour un enroulement comporte 16 conducteurs répartis dans 08 encoches, Les liaisons arrière sont en rouge et les liaisons avant en noir. (Figure I.14)

Le conducteur 1 est réuni à l'arrière au 10, le 10 au 3 (à l'avant), le 3 au 12 (à l'arrière) et ainsi de suite. La liaison 10 ;3 est reliée à la lame IV du collecteur. Nous citons tous les conducteurs dans l'ordre ou ils sont réunis : 1 ; 10 ; 3 ; 12 ; 5 ; 14 ; 7 ; 16 ; 9 ; 2 ; 11 ; 4 ; 13 ; 6 ; 15 ; 8 ; 1. L'enroulement est donc fermé sur lui-même.

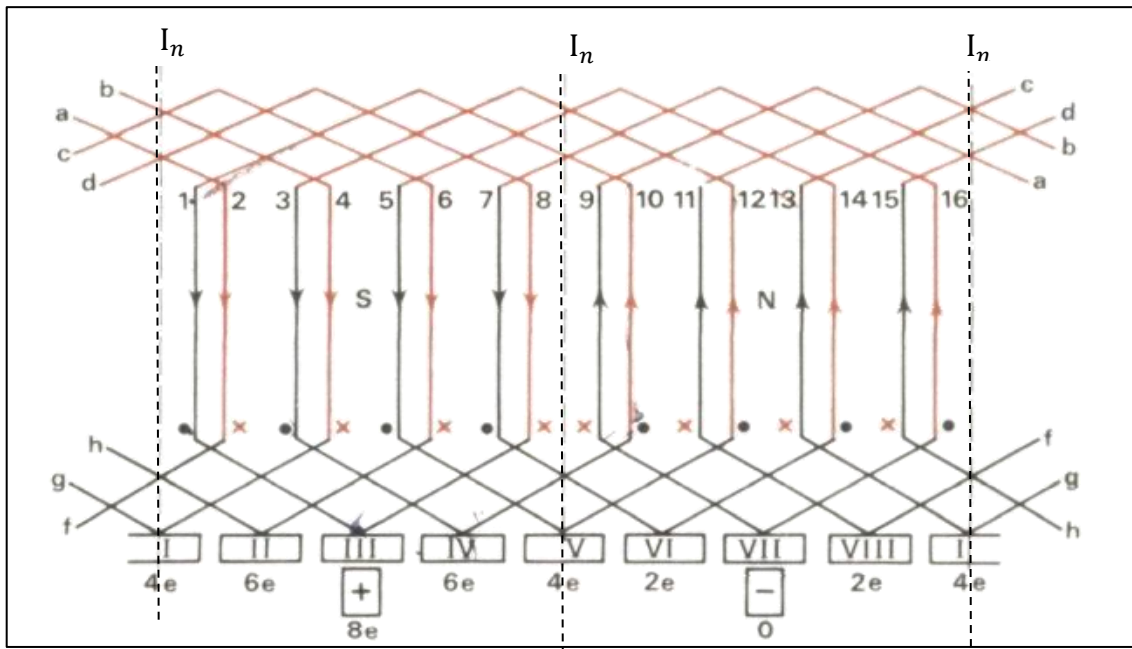


Figure I.14 développement de l'enroulement

I.5 Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu

Le principe de fonctionnement d'une machine à courant continu repose sur l'interaction entre un champ magnétique et un courant électrique, selon les lois de l'électromagnétisme.

I.5.1 Loi de Laplace

Lorsque la machine à courant continu fonctionne en tant que moteur, elle convertit l'énergie électrique en énergie mécanique pour entraîner un dispositif mécanique. Le fonctionnement d'un moteur à courant continu peut être décrit en utilisant la loi de Laplace, qui énonce que la force exercée sur un conducteur électrique placé dans un champ magnétique est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique et au courant électrique qui le traverse.

Les conducteurs du rotor traversés par le Courant (I) sont immergés dans le champ (B) et sont soumis alors à la force de Laplace (F) ; Cette force qui va faire tourner le rotor en créant un couple moteur. (Figure 1.15) :

$$F = I \times B \dots \dots \dots (I.1)$$

Le champ créé par l'inducteur agit sur les conducteurs de l'induit : Chacun des (N) conducteurs de longueurs (L) placé dans le champ (B) et parcouru par un Courant (I) est le siège d'une force électromagnétique perpendiculaire au conducteur :

$$F = B.I.L.\sin(\alpha) \dots \dots \dots (I.2)$$

Ces forces de Laplace exercent un couple sur le rotor proportionnel à l'intensité (I) et au flux (φ).

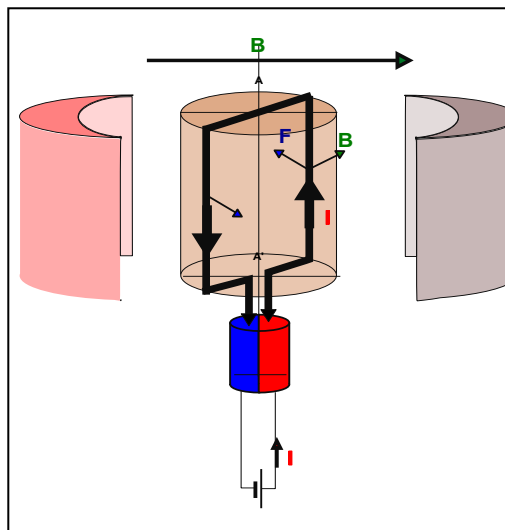


Figure I.15 - Loi de Laplace

I.5.2 Loi de Faraday

Lorsque la machine à courant continu fonctionne en tant que générateur, elle convertit l'énergie mécanique en énergie électrique. Le fonctionnement d'un générateur à courant continu peut être décrit en utilisant la loi de Faraday, qui énonce que :

Lors d'une variation du flux du champ d'induction magnétique dans un circuit fixe, ou de la modification d'une grandeur géométrique du circuit (déplacement ou déformation) dans un champ d'induction magnétique, une tension induite apparaît. Cette tension est donnée, en convention récepteur, par :

$$d\varphi_{total} = V dt \dots \dots \dots (I.3)$$

Dans le cas d'un circuit fermé, cette tension donne naissance à un courant tel que:

$$\varphi_{total} = L I \Rightarrow V = d(L I) / dt = L d I / dt + I dL / dt \dots \dots \dots (I.4)$$

Lorsqu'une machine à courant continu est mise en rotation, le champ magnétique produit par les aimants ou les bobines du stator varie en fonction de la position du rotor. Cette variation de champ magnétique induit une tension dans les bobines du rotor, qui peut être utilisée pour alimenter un circuit externe.

La tension induite dépend de la vitesse de rotation du rotor, de la force du champ magnétique, et du nombre de bobines dans la machine. La tension augmente avec la vitesse de rotation et le nombre de bobines, mais diminue avec la force du champ magnétique. [5]

La loi de Faraday s'écrit selon l'équation suivante :

$$e = B \times l \times v \dots \dots \dots (I.5)$$

- B = densité de flux, en tesla (T)
- l= longueur en mètre du conducteur en mètre (m)
- v = vitesse rectiligne ou périphérique du conducteur en mètre par seconde (m/s)
- e = tension induite par le conducteur en volt (v)

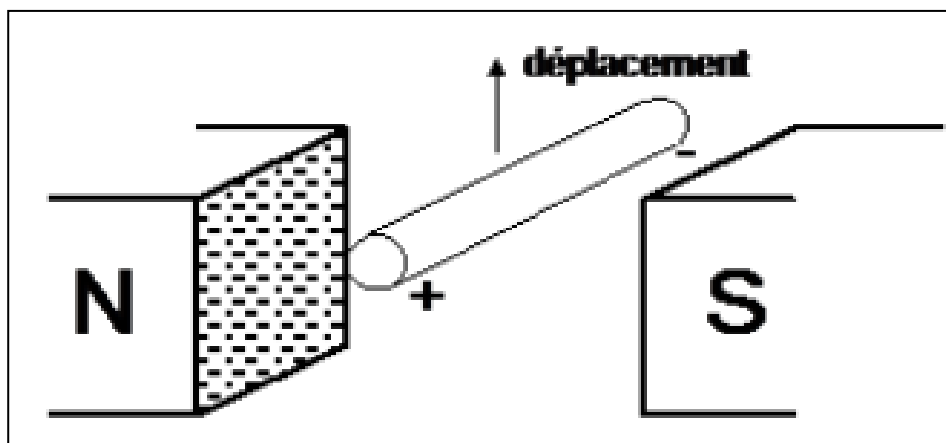


Figure I.16 - Loi de Faraday

I.5.3 Loi de Lenz

Toute action sur un milieu se traduit par une réaction de celui-ci, ayant tendance à s'opposer à l'action qui lui a donné naissance. En électromagnétisme, si un circuit de section S est parcouru par un courant I , il en résulte un flux d'auto-induction φ_{total} traversant le circuit électrique. Alors, toute action tendant à modifier ce flux provoque l'apparition d'une grandeur électrique qui tend à s'opposer à cette modification (Action \Rightarrow Réaction). Cette réaction peut prendre plusieurs aspects : modification d'une grandeur géométrique du circuit (déplacement ou déformation), apparition d'un courant I_R opposé à I . [5]

I.6 Modélisation :

I.6.1 couple électromagnétique

Le phénomène essentiel dans un moteur à courant continu est la création d'un couple qui tend à faire tourner le rotor. Compte tenu du nombre des conducteurs, on peut considérer que le couple est pratiquement constant et se ramène à sa valeur moyenne. [6]

Le moment γ de couple électromagnétique s'exprime par la formule :

$$\gamma = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N \varphi i_a \dots \dots \dots (I.6)$$

$2a$: nombre de voies en parallèle.

$2p$: nombre de pôles.

N : le nombre de conducteurs actifs du rotor.

φ : le flux sous un pôle.

i_a : l'intensité du courant traversant l'induit.

γ : le moment du couple électromagnétique.

Car N , p et a sont des constantes, nous pouvant poser :

$$k = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N \dots \dots \dots (I.7)$$

Ce qui ne donne pour le moment γ du couple électromagnétique :

$$\gamma = k\phi i_a \dots \dots \dots (I.8)$$

I.6.2 Force contre-électromotrice

Les conducteurs actifs coupent les lignes du champ magnétique. Ils sont donc le siège d'un phénomène d'induction. On constate que les forces électromotrices induites sont toutes de même signe pour les conducteurs d'une voie : il suffit donc de les ajouter pour obtenir la force électromotrice totale. On obtient une force électromotrice résultante peu ondulée autour de sa valeur moyenne : on peut pratiquement la considérer comme une constante. Comme ce nombre est négatif, on préfère parler de la force contre électromotrice en changeant de signe. La force électromotrice e' s'exprime par la formule :

$$e' = \frac{p}{a} N n \phi \dots \dots \dots (I.9)$$

$2a$: nombre de voies en parallèle

$2p$: nombre de pôles

N : le nombre de conducteurs actifs du rotor

ϕ : le flux sous un pôle

n : la fréquence de rotation

En introduisant la constante k déjà définie et en faisant apparaître la vitesse de rotation ω_m plutôt que la fréquence de rotation n , cette formule s'écrit :

$$e' = k\phi\omega_m \dots \dots \dots (I.10)$$

I.6.3 Loi des mailles pour l'induit

On peut représenter l'induit par un schéma électrique équivalent (figure 1.17)

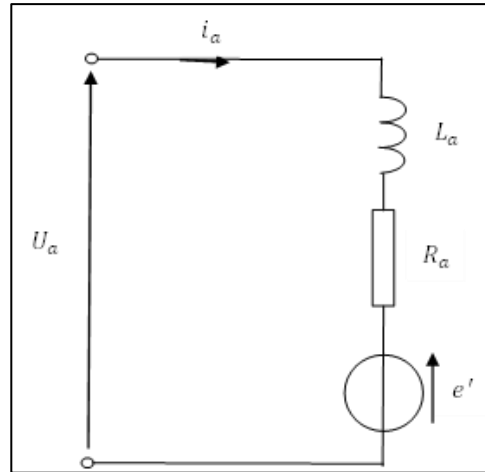


Figure I.17 - schéma équivalent d'induit

Alors la loi des mailles s'écrit :

$$u_a = e' + R_a i_a + L_i \frac{di_a}{dt} \dots \dots \dots (I.11)$$

La résistance R_a comprend en fait deux termes : la résistance R de l'enroulement proprement dit et la résistance R_b des contacts balais-collecteur.

Ces deux termes se comportent différemment. R est la résistance d'un conducteur. Elle est donc indépendante du courant mais varie avec la température.

R_b Est la résistance équivalente aux contacts entre balais et collecteur. Elle n'est pas indépendante du courant. En effet, la chute de tension entre un balai et le collecteur varie de façon complexe. Elle dépend du type de balais, du sens de passage du courant et de la densité de courant. [6]

I.6.4 Loi des mailles pour l'inducteur

L'inducteur se comporte comme une simple bobine de résistance R_f et d'inductance L_f . Si u_f est la tension à ses bornes et i_f l'intensité du courant qui le traverse, la loi des mailles s'écrit :

$$u_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \dots \dots \dots (I.12)$$

En régime permanent, le courant est constant et la formule se simplifie

$$u_f = R_f i_f \dots \dots \dots (I.13)$$

I.7. Etude énergétique

I.7.1 Bilan des puissances en régime permanent

La puissance appelée par l'induit du moteur est :

$$P_a = u_a i_a \dots \dots \dots (I.14)$$

La puissance reçue par le circuit inducteur (puissance d'excitation) est :

$$P_e = u_f i_f \dots \dots \dots (I.15)$$

L'induit est le siège de pertes par effet de Joule p_{ja} :

$$p_{ja} = R_a i_a^2 \dots \dots \dots (I.16)$$

L'inducteur est le siège de pertes par effet de Joule p_{je} :

$$p_{je} = R_f i_f^2 \dots \dots \dots (I.17)$$

Le rotor étant soumis à un flux variable à cause de son mouvement, il est le siège de pertes ferromagnétique p_f . Les frottements sur les paliers, la ventilation et les frottements des balais sur le collecteur conduisent à des pertes mécaniques p_m .

Le total des pertes est ainsi :

$$p = p_{ja} + p_{je} + p_f + p_m \dots \dots \dots (I.18)$$

La puissance disponible pour la charge est appelée puissance utile P_u , elle représente la différence entre la puissance électrique appelée P_a et l'ensemble des pertes :

$$P_u = P_a - p \dots \dots \dots (I.19)$$

I.7.2 Rendement

Le rendement est le rapport de la puissance utile et de la puissance totale appelée par le moteur :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a + P_e} \dots \dots \dots (I.20)$$

I.7.3 Expression de la vitesse

La vitesse de rotation s'exprime en fonction de la tension u_a aux bornes de l'induit, de l'intensité i_a , du courant traversant l'induit, de la résistance R_a de cet enroulement, du flux sous un pôle, et de la constante k introduite auparavant :

$$\omega_m = \frac{u_a - R_a i_a}{k\phi} \dots \dots \dots (I.21)$$

I.8 Démarrage d'un moteur à courant continu

Si, lorsque la vitesse du moteur est nulle, on applique une tension U aux bornes de l'induit, le courant I_d circulant dans l'induit est alors :

$$I_d = \frac{U}{R} \dots \dots \dots (I.22)$$

Puis que la fém est nulle ($e = 0$). Ce courant est très supérieur au courant nominal (10 à 100 fois), ce qui entraînerait :

- un échauffement instantané de l'induit très élevé ;
- une chute de tension inadmissible sur le réseau d'alimentation ;
- un couple de démarrage lui aussi très supérieur au couple nominal et risquant de rompre l'accouplement.

Aussi faut-il limiter le courant d'induit en plaçant, lors du démarrage, une résistance R_D en série avec l'induit. Ce rhéostat de démarrage est court-circuité progressivement tandis que le moteur prend sa vitesse et que la fém augmente.

$$I_d = \frac{U}{R + R_D} \dots \dots \dots (I.23)$$

On calcule R_D afin que I_d soit de 1 à 2 fois le courant nominal I_n . Pour que le démarrage soit rapide, il faut que le couple soit élevé donc que le flux soit alors maximum (le maximum).

Remarque : On peut aussi limiter le courant en utilisant un limiteur électronique; d'autre part, si le démarrage s'opère sous tension variable U , il suffira de faire croître U progressivement. [3]

I.9 Différents types de moteur à courant continu

On distingue deux types de moteurs à courant continu, qui se différencient principalement par leur mode de construction et de fonctionnement.

I.9.1 Moteur à aimants permanents

Ce type de moteur utilise des aimants permanents pour créer le champ magnétique d'inducteur. Les aimants permanents sont souvent en terre rare (néodyme, samarium-cobalt), ce qui leur confère une grande puissance et un faible encombrement.

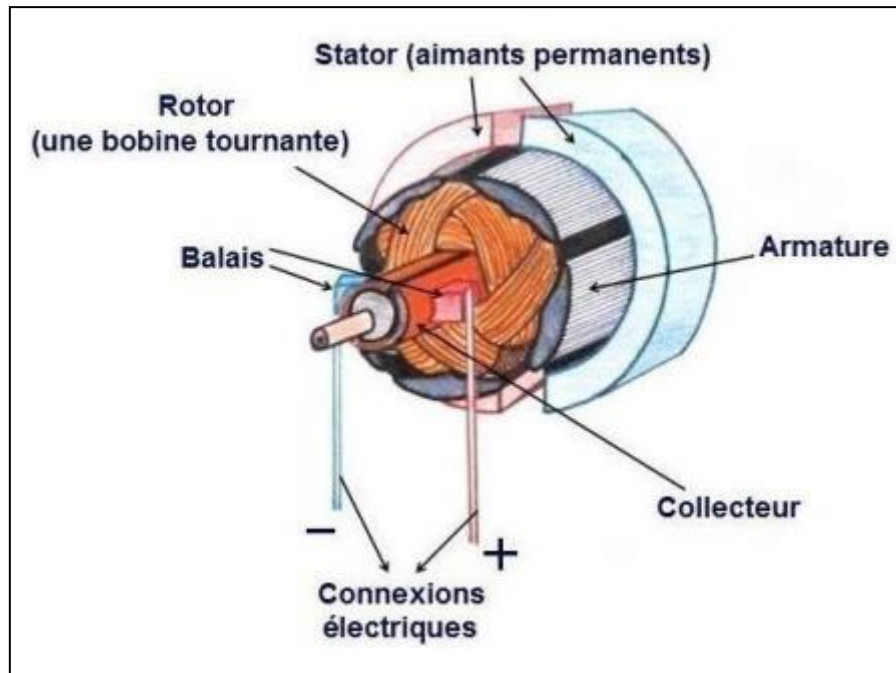


Figure I.18- Moteur à aimant permanent

I.9.2 Les moteurs à inducteur bobiné

Il existe 3 types différents de moteurs électriques qui sont classés en fonction du type d'excitation qui est employé, qui sont :

- a. Moteur à excitation série .
- b. Moteur à excitation séparée et à excitation shunt
- c. Moteur à excitation composée.

I.9.2 .a Moteur à excitation série

- **Schéma (Figure I.19) :** L'inducteur est en série avec l'induit : une seule source d'alimentation suffit. On change le sens de rotation en permutant les connexions de l'induit et de l'inducteur

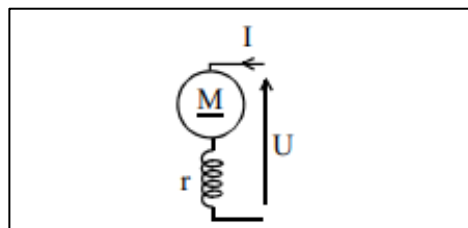


Figure I.19 Moteur à excitation série

• **Loi d'Ohm :**

$$U = E + R_T I \dots\dots\dots (I.24)$$

Avec $R_T = R + r$ (r : résistance de l'inducteur).

• **Force électromotrice (fém) et couple :** Deux cas se présentent (Figure I.19) :

– La machine est saturée (zone b), le flux est sensiblement constant et on retrouve le cas d'une machine à excitation constante.

– La machine n'est pas saturée (zone a) et le flux est proportionnel au courant. La fém et le moment du couple deviennent : [5]

$$E = K I \omega_m \dots\dots\dots (I.25)$$

$$T_{Em} = K I^2 \dots\dots\dots (I.26)$$

E : fém (V)

ω_m : vitesse de rotation de l'induit (rad/s)

I : courant d'induit (A)

T_{Em} : moment du couple électromagnétique (Nm)

k : constante du moteur.

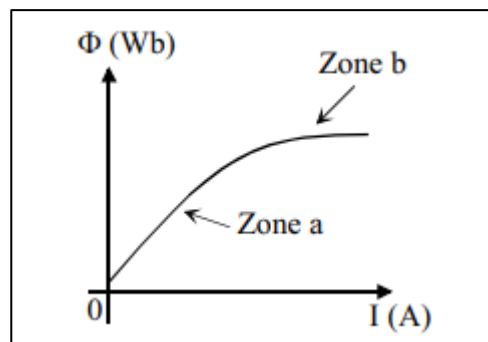


Figure I.20 Saturation (excitation série)

• **Conditions de démarrage :**

– Le courant de démarrage doit être limité.

– On ne doit jamais démarrer à vide sous tension nominale car le moteur s'emballe et l'induit peut être détruit.

- **Contrôle de vitesse**

Il n'y a qu'une seule façon efficace de changer la vitesse d'un moteur à courant continu série. Cette méthode consiste à changer la tension terminale du moteur.

La vitesse des moteurs à courant continu série peut également être contrôlée par l'insertion d'une résistance en série dans le circuit du moteur, mais cette technique gaspille beaucoup d'énergie et n'est utilisée que pendant des périodes intermittentes lors du démarrage de certains moteurs.

Jusqu'à il y a environ de 40 ans, il n'existait aucun moyen pratique de modifier V_T donc la seule méthode de contrôle de vitesse disponible était la méthode de résistance en série gaspillant de l'énergie. Tout cela a changé aujourd'hui avec l'introduction de circuits de commande à semi-conducteurs [7].

- **Caractéristiques du moteur série :**

- Le couple

Le couple induit dans un moteur à courant continu en série est très différent de celui d'un autre moteur . Le comportement de base d'un moteur à courant continu en série est dû au fait que le flux est directement proportionnel au courant d'induit, du moins jusqu'à ce que la saturation soit atteinte. Lorsque la charge sur le moteur augmente, son flux augmente également ; et une augmentation du flux dans le moteur entraîne une diminution de sa vitesse. Le résultat est qu'un moteur en série a une caractéristique couple-vitesse fortement décroissante. Le couple induit dans cette machine est donné par l'équation (I.27). [8]

$$T_{ind} = K\phi I_a \dots \dots \dots (I.27)$$

T_{ind} : le couple induit

K : est une constante de proportionnalité qui dépend des caractéristiques du moteur

I_a : le courant d'induit.

ϕ : le flux.

Cette équation montre que le couple dans le moteur est directement proportionnel au carré du courant d'induit. Cela signifie qu'un moteur en série est capable de produire un couple très élevé à faible vitesse, ce qui en fait un choix populaire pour les applications nécessitant un couple élevé, telles que les démarreurs de moteur et les applications de traction lourde.

➤ Caractéristique couple-courant

Lorsque le moteur série fonctionne dans la région linéaire, le flux qu'il produit augmente avec le courant de l'induit. Une augmentation du flux augmente le niveau de saturation dans le moteur. Lorsque le moteur est saturé, le flux augmente légèrement avec une augmentation supplémentaire du courant de l'induit. Par conséquent, le couple développé n'est plus proportionnel au carré du courant. La caractéristique couple-courant d'un moteur série est présentée dans la Figure I.20. [7]

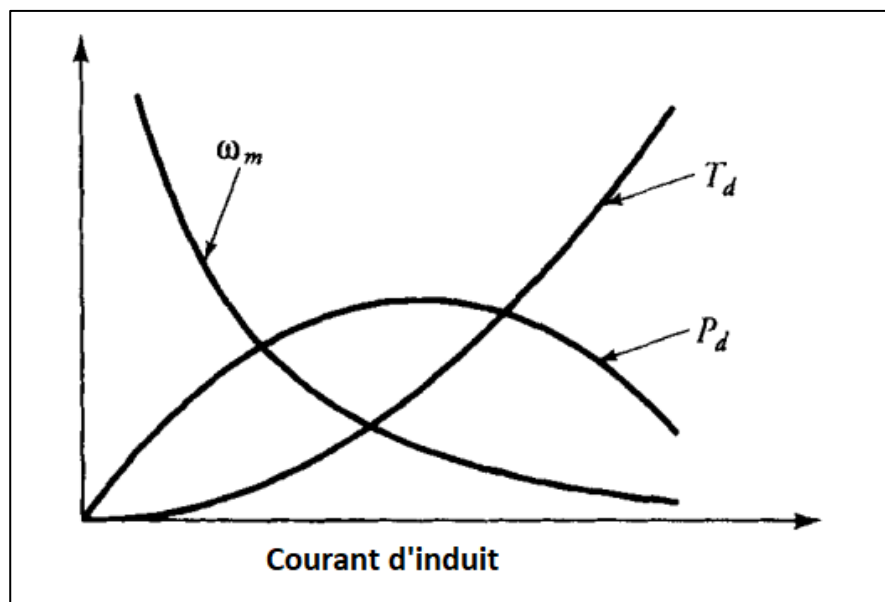


Figure I.21- Couple développé, puissance développée et caractéristiques de vitesse d'un moteur série en fonction du courant d'induit.

➤ Caractéristique couple-vitesse

Lorsqu'un moteur série fonctionne à vide, le couple développé par le moteur est juste suffisant pour surmonter les pertes de rotation de la machine. Et ces pertes de rotation ne représentent qu'une fraction du couple nominal, le couple développé par

la machine est très faible à vide. D'après l'équation (I.27), le courant de l'induit doit également être très faible. Par conséquent, la f_{cem} à vide doit être presque égale à la tension d'alimentation V . Étant donné que la f_{cem} est également proportionnelle au courant de l'induit et que le courant de l'induit est une petite fraction de sa valeur nominale, le moteur doit atteindre une vitesse relativement élevée. En fait, il est possible pour un moteur série de s'autodétruire à vide en raison de la force centrifuge.

Lorsque nous chargeons le moteur, le couple développé par celui-ci doit augmenter. L'augmentation du couple nécessite une augmentation du courant de l'induit. L'augmentation du courant de l'induit entraîne une augmentation de la chute de tension à travers la résistance du circuit de l'induit, la résistance de l'enroulement de champ et la résistance externe. Pour une tension d'alimentation fixe, la f_{cem} doit diminuer avec la charge. Étant donné que la f_{cem} est également proportionnelle au courant de l'induit, la vitesse du moteur doit diminuer. La Figure I.21 montre la caractéristique couple-vitesse d'un moteur série et montre également la puissance développée par un moteur série en fonction de sa vitesse. [8]

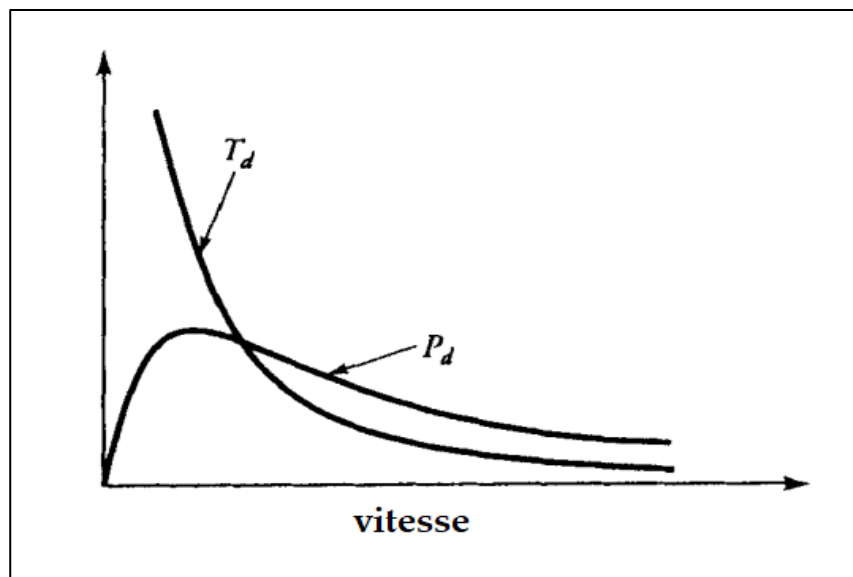


Figure I.22- Couple et puissance développés d'un moteur série en fonction de la vitesse.

I.9.2 .b Moteur à excitation séparée et à excitation shunt

• Schéma

Le circuit équivalent d'un moteur à courant continu à excitation séparée est montré dans la figure I.22, et le circuit équivalent d'un moteur à courant continu shunt est montré dans la figure I.23 . Un moteur à courant continu à excitation séparée est un moteur dont le circuit de champ est alimenté par une alimentation électrique séparée à tension constante, tandis qu'un moteur à courant continu shunt est un moteur dont le circuit de champ est alimenté directement à travers les bornes de l'induit du moteur. Lorsque la tension d'alimentation d'un moteur est supposée constante, il n'y a pas de différence pratique de comportement entre ces deux machines. Mais, chaque fois que le comportement d'un moteur shunt est décrit, le moteur à excitation séparée est également inclus. L'équation de loi de tension de Kirchhoff pour le circuit d'induit de ces moteurs est la suivante:

$$V_T = E_A + I_A R_A \dots \dots \dots (I.28)$$

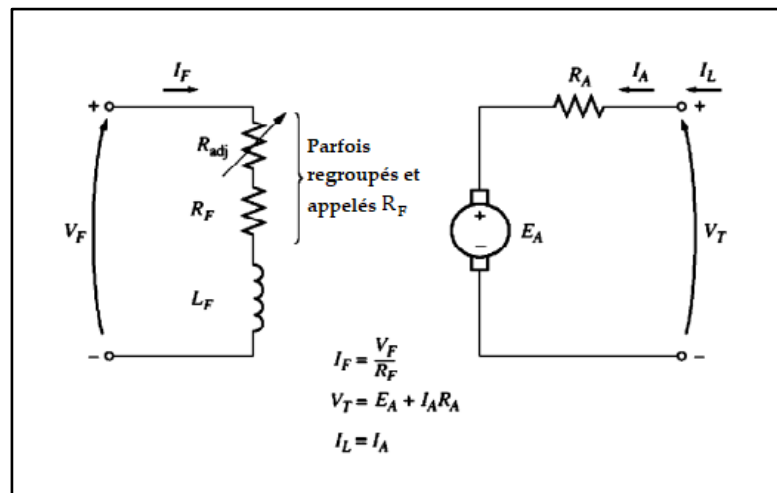


Figure I.23 Moteur à excitation séparée

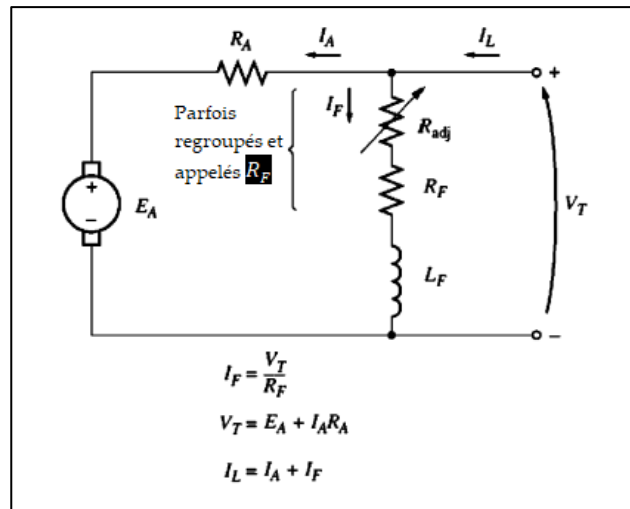


Figure I.24- Moteur shunt

- **Réglage de la vitesse**

On peut régler la vitesse en agissant sur le flux ϕ , donc sur l'excitation, ou sur la tension U (alimentation de l'induit) :

- L'action sur l'excitation, avec un rhéostat de champ ou une tension U_e réglable, n'offre qu'une variation limitée, et n'est pas possible si l'inducteur est à aimants permanents.
- L'action sur la tension d'induit résout le problème du démarrage.

En conclusion, la souplesse de ces deux réglages indépendants confère à ce moteur une grande précision.

- **Risque d'emballement**

Si l'excitation s'annule alors que l'induit est encore alimenté, le moteur s'emballe et peut détruire l'induit. En conséquence :

- Il ne faut jamais couper le circuit d'excitation.
- Pour arrêter le moteur, il faut couper l'induit avant l'inducteur. [5]

- **freinage**

Le freinage du moteur utilise le principe de la réversibilité (Figure I.25). L'induit est relié à un rhéostat. Entraînée par son inertie, la machine fonctionne en génératrice et dissipe son énergie dans le rhéostat. On peut aussi récupérer cette énergie avec des

procédés électroniques et la renvoyer sur l'alimentation (freinage avec récupération).

[5]

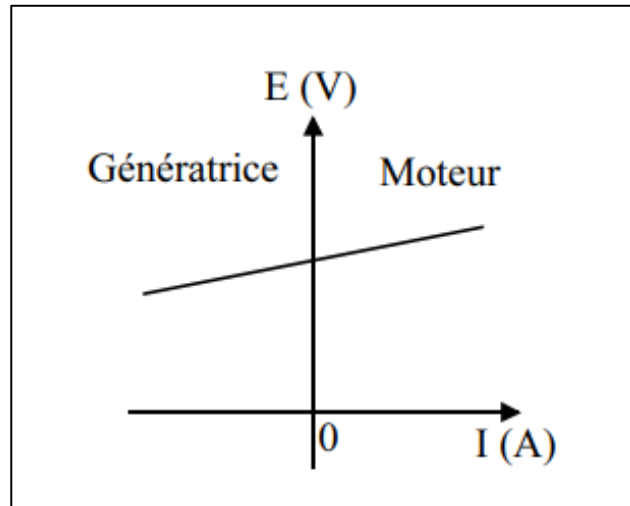


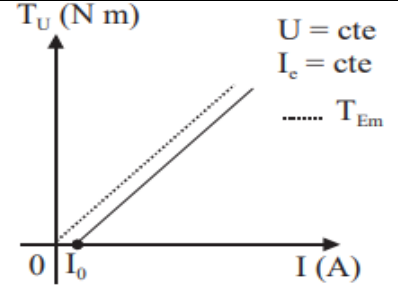
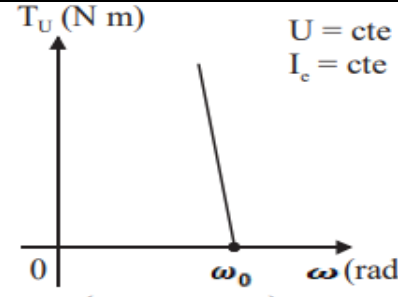
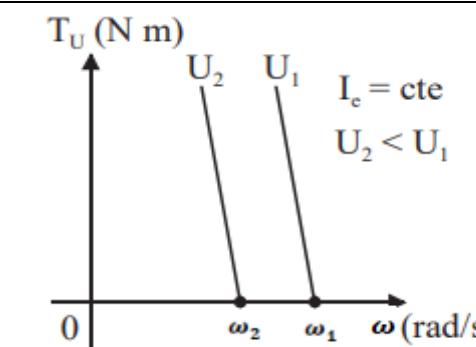
Figure I.25- Réversibilité

Caractéristiques

Les caractéristiques de ce moteur sont déterminées dans le tableau suivant

Tableau I.1- caractéristiques de moteur à excitation séparée et à excitation shunt

<p>Caractéristique de vitesse $\omega_m(I)$</p>	<p>$\omega \approx \frac{U}{K \Phi} - \left(\frac{R}{K \Phi} \right) I$ La vitesse varie peu avec la charge</p>
--	---

<p>Caractéristique de couple $T_U(I)$</p>	 <p>$T_U = (K \Phi) I - T_p$</p> <p>La charge impose le courant dans l'induit</p>
<p>Caractéristique mécanique ou couple-vitesse $T_U(\omega)$</p>	 <p>$T_U = \left(\frac{K \Phi U}{R} - T_p \right) - \frac{(K \Phi)^2}{R} \omega$</p>
<p>Caractéristique mécanique $T_U(\omega)$ à tension d'induit variable</p>	 <p>On règle la vitesse</p>

I.9.2 .c Moteur à excitation composée

Ce moteur combine les caractéristiques des moteurs shunt et série pour offrir un couple de démarrage élevé et une vitesse régulée sous des charges variables. Il pourrait être appelé série-shunt. [9]

Ce moteur comportant sur les pôles deux inducteurs :

- l'un dérivé, comportant N_e spires, branché en parallèle et parcouru par le courant I_e ;
- l'autre série, comportant N_s spires, branché en série, parcouru par le courant I .

La force magnétomotrice est donc $N_e I_e \pm N_s I$, le signe dépendant des sens relatifs des enroulements : \oplus montage additif \ominus montage soustractif.

Il est commode de considérer un courant fictif I_e' , qui, circulant seul dans l'inducteur dérivé produirait le même flux :

$$N_e I_e' = N_e I_e \pm N_s I \dots \dots \dots (I.29)$$

$$\text{Soit : } I_e' = I_e \pm \alpha I \dots \dots \dots (I.30)$$

où α est le rapport d'équivalence.

Ce courant équivalent permet de toujours se ramener à la caractéristique à vide tracée en excitation séparée en fonction de I_e seul. On obtient le schéma équivalent de la figure I.26, dans laquelle on inclut dans R_0 la résistance R_s de l'inducteur série

$$R' = R_s + R \dots \dots \dots (I.31)$$

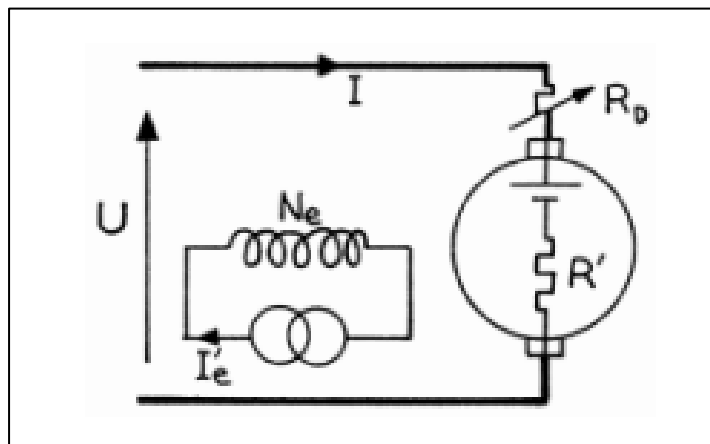


Figure I.26- Schéma équivalent d'une machine à courant continu à excitation composée

On étudie les courbes pour $U = cste$; $I_e = cste$.

• **Couple :**

$$T = \frac{K}{2\pi} I \phi(I_e) = \frac{E(N_0, I_e')}{2\pi N_0} I \dots \dots \dots (I.32)$$

On trace point par point la courbe de couple : si le montage est additif I_e' augmente avec I.

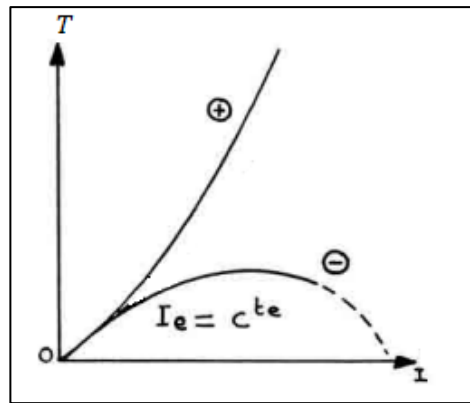


Figure I.27- Couple développé d'un moteur à excitation composée en fonction du courant

• **Vitesse :**

$$E = U - R'I = k\omega\phi(I_e') \dots \dots \dots (I.33)$$

Et :
$$\frac{N}{N_0} = \frac{U - R'I}{E(N_0, I_e')} \dots \dots \dots (I.34)$$

A vide, le couple I sont nuls : $I_e' = I_e$

- Si le montage est additif, le flux étant accru par le courant I

- Si le montage est soustractif, la réduction de flux due au courant entraîne un accroissement de la vitesse en charge pouvant conduire à l'emballement : le montage soustractif est à proscrire

($\omega \rightarrow \infty$ si $I_e' \rightarrow 0$).

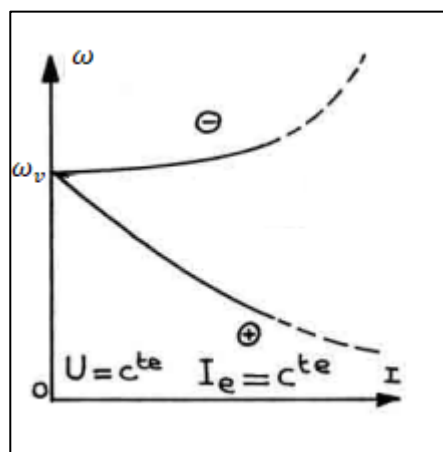
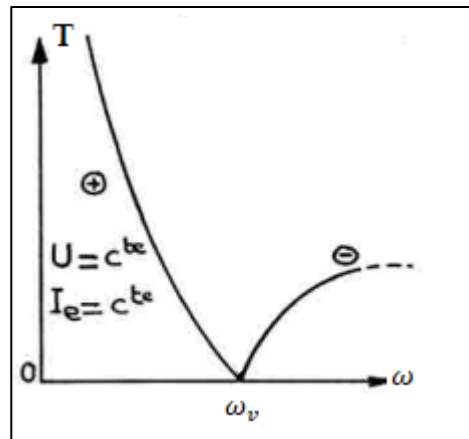


Figure I.28- Vitesse d'un moteur à excitation composée en fonction du courant

- **Caractéristique couple-vitesse**

La figure I.29 donne caractéristique couple-vitesse :



La figure I.29- Couple développés d'un moteur à excitation composée en fonction de la vitesse.

on voit que la courbe $T = f(\omega)$ du montage additif se rapproche de celle du moteur série sans en présenter l'inconvénient de l'emballement à vide. On bénéficie en outre du réglage de la vitesse à vide ω_v par action sur I_e .

I.10 Avantages et inconvénients du moteur à courant continu

I.10.1 Avantages

Le moteur à courant continu (CC) présente plusieurs avantages par rapport aux autres types de moteurs électriques. Voici quelques-uns des principaux avantages du moteur à courant continu :

- Le moteur à courant continu peut être facilement contrôlé pour fonctionner à différentes vitesses en modifiant la tension appliquée ou le courant dans les bobines du rotor. Cela le rend idéal pour les applications nécessitant un contrôle précis de la vitesse, comme les ascenseurs, les machines-outils, les ventilateurs, les pompes, etc.

- Le moteur à courant continu est capable de produire un couple élevé dès le démarrage. Cela le rend idéal pour les applications nécessitant une grande force de démarrage, comme les treuils, les convoyeurs, les machines de découpe, etc.
- Le moteur à courant continu peut maintenir une vitesse constante même sous des variations de charge importantes. Cela le rend idéal pour les applications nécessitant une régulation précise de la vitesse, comme les machines textiles, les presses, les machines d'impression, etc.
- Le moteur à courant continu est facile à entretenir car il ne contient pas de pièces mobiles telles que les balais ou les collecteurs. Il est donc moins sujet à l'usure et aux pannes, ce qui réduit les coûts de maintenance.
- Grâce à sa conception simple et robuste, le moteur à courant continu a une longue durée de vie. De plus, les technologies de contrôle de la vitesse modernes ont contribué à prolonger la durée de vie des moteurs à courant continu.
- Le moteur à courant continu a un rendement élevé, ce qui signifie qu'il convertit une grande partie de l'énergie électrique en énergie mécanique. Cela réduit la consommation d'énergie et les coûts d'exploitation.

I.10.2 Inconvénients

Bien que le moteur à courant continu (CC) présente de nombreux avantages, il a également quelques inconvénients. Voici quelques-uns des principaux inconvénients du moteur à courant continu :

- Le moteur à courant continu est généralement plus coûteux que les autres types de moteurs électriques en raison de sa complexité de conception et de la nécessité de contrôle de la vitesse.
- Certains moteurs à courant continu utilisent des balais pour transférer l'électricité du stator au rotor. Les balais ont tendance à s'user avec le temps et

doivent être remplacés régulièrement, ce qui peut entraîner des coûts d'entretien élevés.

- Les moteurs à courant continu peuvent produire un bruit important en raison des vibrations du rotor et des composants électriques. Les niveaux de bruit peuvent être réduits par des moyens tels que l'isolation acoustique et l'utilisation de paliers de qualité supérieure.
- Les moteurs à courant continu peuvent souffrir d'un effet de cogging qui se produit lorsque le rotor a du mal à démarrer en raison de la résistance entre les pôles magnétiques du rotor et du stator. Cet effet peut être réduit en utilisant des techniques de conception de moteur appropriées.
- Pour contrôler la vitesse et le couple d'un moteur à courant continu, un contrôle électronique est nécessaire. Cela peut être coûteux et complexe à mettre en œuvre.

Malgré ces inconvénients, le moteur à courant continu reste largement utilisé dans des nombreuses applications industrielles et commerciales en raison de ses avantages en termes de contrôle de la vitesse, de couple élevé et de régulation de la vitesse stable.

I.11 Utilisation de la machine à courant continu

La machine à courant continu (CC) est utilisée dans une grande variété d'applications industrielles et commerciales. Voici quelques exemples d'utilisation de la machine à courant continu :

- **Automobile :** Les moteurs à courant continu sont souvent utilisés pour entraîner les systèmes de vitre électrique, les essuie-glaces et les ventilateurs dans les voitures.

- Industrie : Les machines à courant continu sont couramment utilisées dans les applications industrielles telles que les convoyeurs, les grues et les treuils, les machines-outils et les pompes.
- Énergie éolienne : Les générateurs à courant continu sont utilisés pour convertir l'énergie éolienne en électricité.
- Applications marines : Les machines à courant continu sont utilisées dans les applications marines telles que la propulsion des navires et des sous-marins.
- Applications aéronautiques : Les moteurs à courant continu sont utilisés dans les avions pour faire fonctionner les systèmes hydrauliques et électriques.
- Électroménager : Les machines à courant continu sont utilisées dans les appareils électroménagers tels que les aspirateurs, les machines à laver et les sèche-linge.
- Jouets et loisirs : Les moteurs à courant continu sont utilisés dans les jouets télécommandés, les drones, les modèles réduits, les montagnes russes et les manèges de parcs d'attractions.
- Dispositifs médicaux : Les machines à courant continu sont utilisées dans les dispositifs médicaux tels que les scanners, les pompes à perfusion et les lits d'hôpitaux.

I.12 Conclusion

En conclusion, ce chapitre nous a permis de comprendre les principes de base des machines à courant continu (MCC). Nous avons examiné leur constitution, leur fonctionnement et les différents types de moteurs à courant continu. Nous avons également discuté des avantages et des inconvénients de ces machines.

Les MCC jouent un rôle essentiel dans de nombreux domaines industriels et domestiques en raison de leur polyvalence, de leur contrôle précis et de leur fiabilité. Cependant, ils présentent également certaines limites, notamment en termes de maintenance et de coûts.

Ce chapitre constitue une base solide pour les chapitres suivants, où nous aborderons la synthèse de la commande prédictive et la simulation des performances des MCC.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left side and rounded corners on the right side.

Chapitre II

Synthèse de la commande prédictive

II.1 Introduction

La commande prédictive est une technique avancée de commande des systèmes dynamiques qui permet d'obtenir une réponse optimale en tenant compte des contraintes physiques et opérationnelles du système. Cette méthode de commande a connu un grand développement grâce à l'évolution de l'informatique et de l'automatique. La commande prédictive consiste à prédire l'évolution du système sur une certaine durée à l'aide d'un modèle mathématique, puis à utiliser cette prédiction pour générer une commande optimale qui respecte les contraintes du système. Dans ce chapitre, nous allons définir la commande prédictive et examiner ses principes de base, ses éléments clés, ses avantages et ses inconvénients. Nous allons également passer en revue certains algorithmes de commande prédictive couramment utilisés dans l'industrie, ainsi qu'un exemple concret d'application de cette technique à un échangeur industriel.

II.2 Principe de la commande prédictive

II.2.1 Définition

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de contrôle à modèle interne (IMC: Internal Model Controller).

En anglais on utilise le terme MPC ou MBPC pour qualifier la commande prédictive : "Model Based Predictive Control" ou aussi PFC: "Predictive Functional Control". Cette méthode a été inventée par un Français, J. Richalet, en 1978 et généralisée par D.W. Clarke en 1987 en accord avec de grands groupes industriels aux États-Unis et en Europe (Shell et Adersa). [10]

II.2.2 La philosophie de la commande prédictive

La philosophie de la commande prédictive est basée sur la notion essentielle de prédiction, d'où son nom. Il faut prédire le comportement futur du système afin de pouvoir le contrôler par anticipation. C'est à partir de ce comportement, que le problème d'optimisation est posé à travers un critère quadratique pour l'élaboration d'une loi de commande dans le but de poursuivre une consigne donnée par l'opérateur tout en minimisant le critère construit. Dans le cas d'un problème de poursuite de trajectoire, ce critère est construit sur l'erreur entre le signal de sortie considéré et le signal de référence (à poursuivre). [11]

Par exemple, le conducteur d'un véhicule connaît la trajectoire de référence désirée à l'avance (la route) sur un horizon de commande fini (son champ visuel) en prenant en compte les caractéristiques de la voiture (modèle mental du comportement du véhicule), il décide quelles actions (accélérer, freiner ou tourner le volant) il faut réaliser afin de suivre la trajectoire désirée. Seule la première action de conduite est exécutée à chaque instant, et la procédure est répétée à nouveau pour les prochaines actions.

Ces constatations du comportement de bon sens constituent les composants fondamentaux de la commande prédictive :

- Connaissance du comportement du processus à piloter en réponse à un stimulus connu, qui sera mémorisé et formalisé par un modèle mathématique.
- Projet de comportement désiré du processus, qui sera exprimé sous forme d'une trajectoire de référence.
- Action par inversion de la relation : action \rightarrow effet, qui devient effet désiré \rightarrow action à appliquer.
- Modification éventuelle du modèle interne du système de commande. [12]

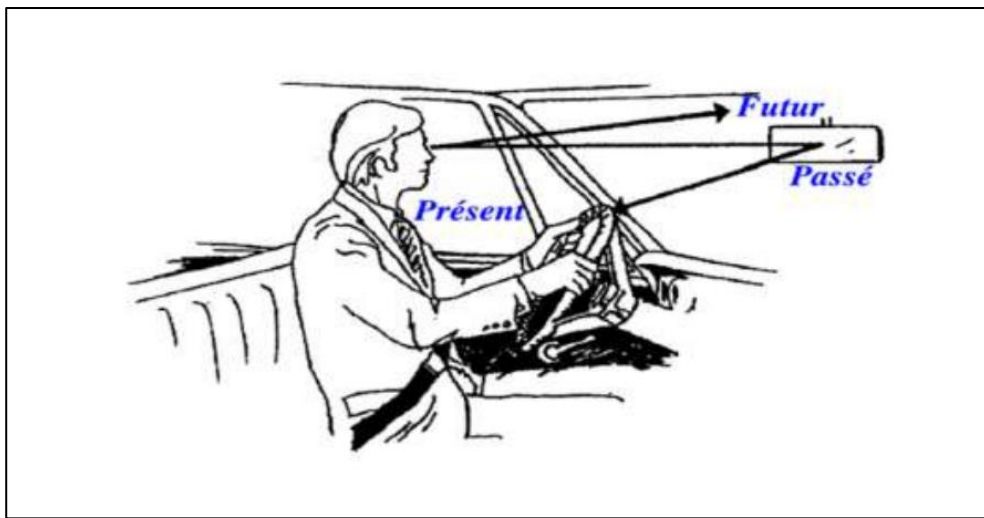


Figure II.1 - philosophie de la commande prédictive

Outre sa philosophie, le principe de la commande prédictive consiste à utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur, en temps réel, afin d'anticiper le futur comportement du procédé. Cette méthode de commande est souvent illustrée par le schéma représenté à la Figure II.2. En effet, à chaque pas de calcul, un retour d'état est appliqué au système. Ce retour d'état est la première commande parmi une séquence de commandes calculées par la résolution d'un problème de commande optimale en boucle ouverte à horizon fini. Le critère d'optimisation traduit l'erreur à annuler (cas du tracking) entre un comportement désiré et un comportement prédit par un modèle de prédiction. L'état actuel du système (mesuré ou estimé) est utilisé comme valeur initiale pour la prédiction.

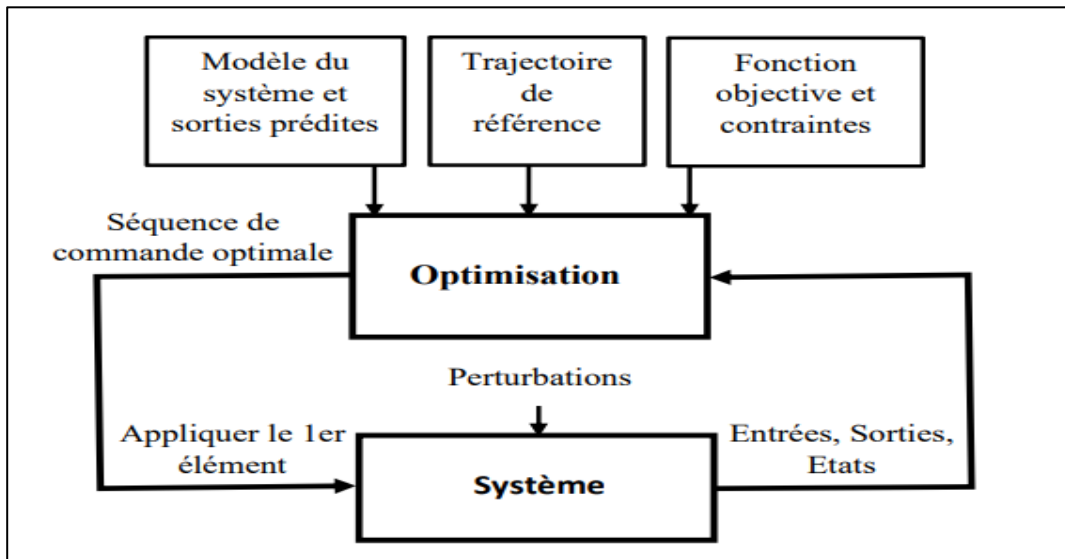


Figure II.2 - Structure générale de la commande prédictive

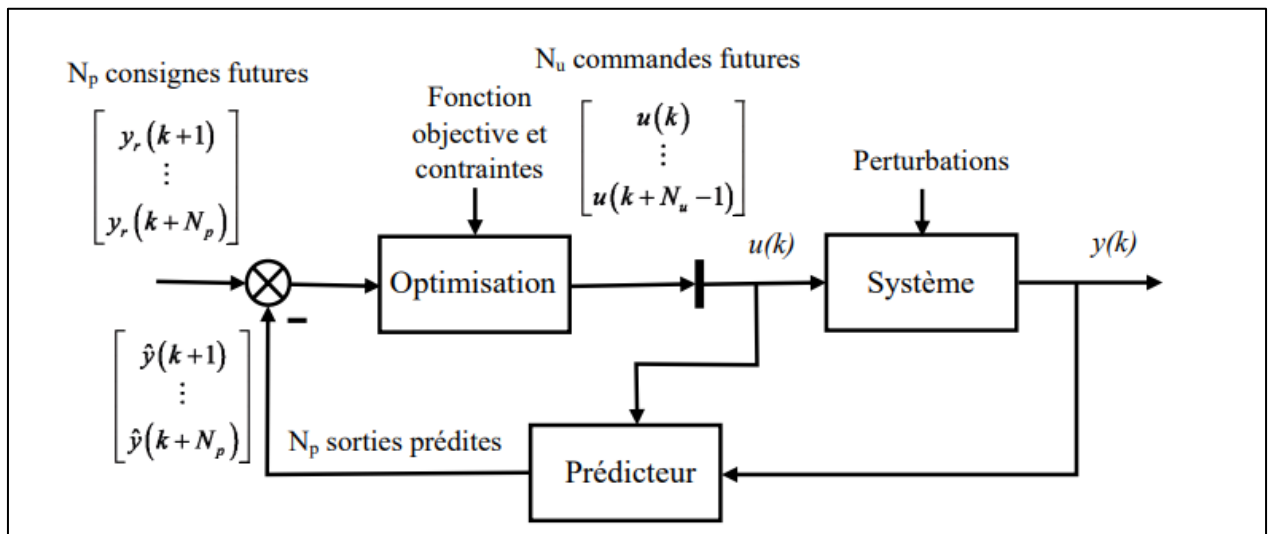


Figure II.3 - Structure de base de la commande prédictive

II.2.3 Schéma-bloc de commande prédictive

Le schéma fonctionnel de base d'un système de commande prédictive, ainsi qu'une liste des notations couramment utilisé

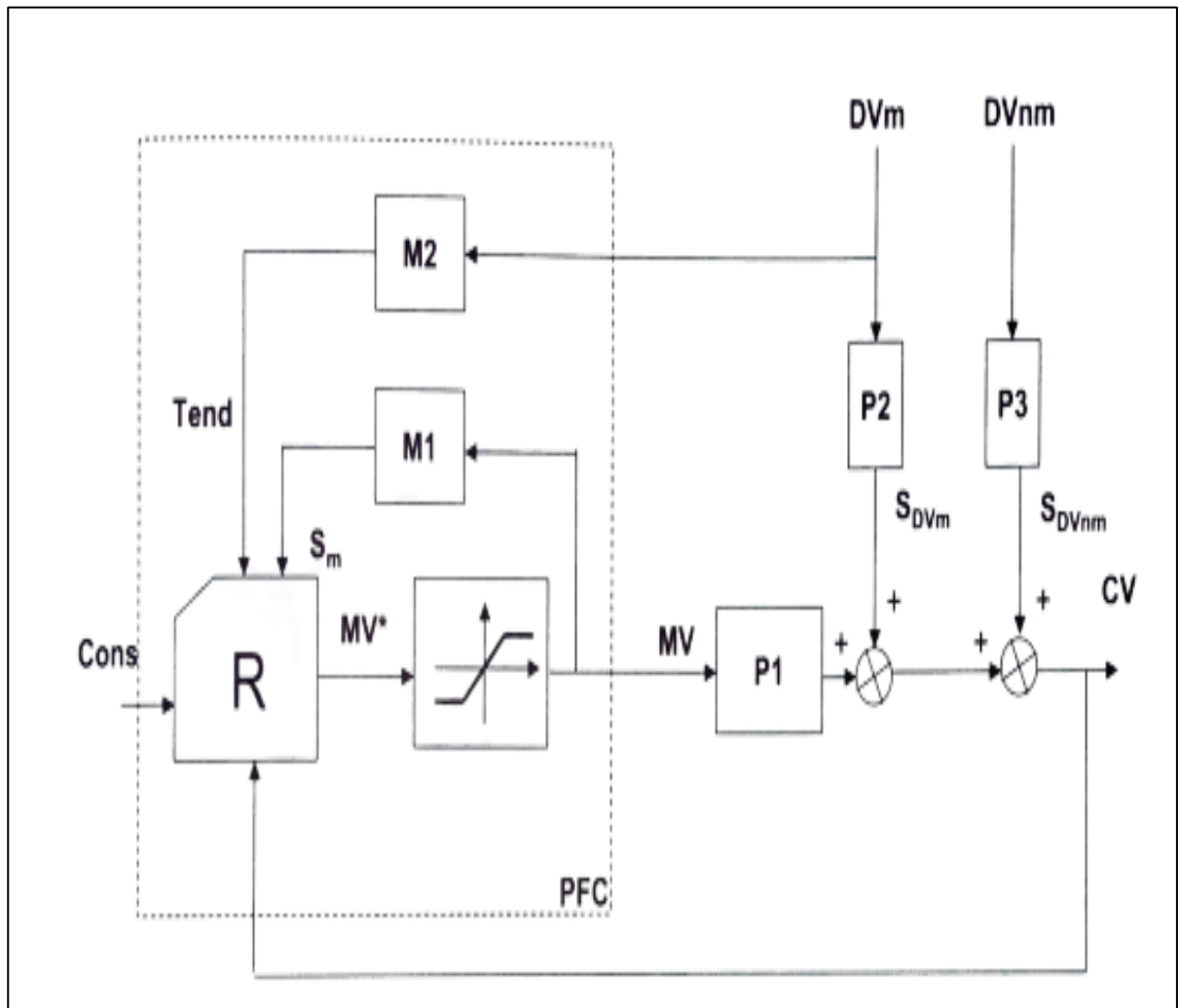


Figure II.4- Schéma-bloc de commande prédictive

Il s'agit de réguler le processus P1 soumis à une perturbation mesurée DV_m et à une perturbation non mesurée DV_{nm} .

Le régulateur R contient les modèles internes M1 et M2 des processus P1 et P2. M1 et M2 sont des modèles identifiés, éventuellement variables dans le temps, implantés et utilisés en temps réel dans le calculateur de commande.

La variable manipulée MV^* , calculée par le régulateur, est passée à travers un limiteur dont la sortie physique MV attaque le processus P1 et constitue l'entrée du modèle interne M1 du régulateur.

La consigne, à l'entrée du régulateur PFC est $Cons.$ Tend est un signal pris en tendance, alors que les variables S_m et S_{DV_m} sont les sorties mesurées des processus M1 et P2, tandis que la perturbation DV_{nm} et sa sortie $S_{DV_{nm}}$ ne sont pas mesurées.

Nous utiliserons en permanence la dénomination internationale MV pour la variable manipulée, CV pour la variable régulée et DV pour les perturbations.

Nous nous intéressons ici qu'aux processus monovariables (une $MV/1CV$) qui sont les plus fréquemment rencontrés dans l'industrie. [12]

II. 3 Historique

Depuis la fin des années 70, de nombreuses catégories et dénominations de la commande prédictive ont été proposées. La liste ci-dessous propose un aperçu non exhaustif des plus « classiques » :

- MPHC (Model Predictive Heuristic Control), connue ensuite sous le nom de MAC (Model Algorithmic Control) – Cette approche, appliquée aux systèmes industriels multivariables, basée sur des prédictions sur un horizon temporel long, impose des trajectoires de référence pour les sorties et minimise la variance de l'erreur.

- DMC (Dynamic Matrix Control) proposée par Shell utilise l'incrément de commande à la place de la commande dans le critère de performance pour un horizon fini de prédiction, cet algorithme est appliqué à des systèmes multivariables linéaires

sans contraintes, l'erreur de poursuite est minimisée en spécifiant le comportement futur des sorties, les commandes optimales sont calculées par la méthode des moindres carrés.

- EHAC (Extended Horizon Adaptive Control), stratégie de commande prédictive pour les systèmes monovariables, utilise des modèles E/S pour maintenir la sortie future (calculée via la résolution d'une équation diophantienne) le plus près possible de la consigne pendant une période donnée au-delà du retard pur du système.

- EPSAC (Extended Prediction Self-Adapted Control) introduit une commande constante pour un système non-linéaire (en linéarisant le système) et utilise un prédicteur sous-optimal à la place de la résolution de l'équation diophantienne .

- GPC (Generalized Predictive Control) Cette méthode la plus connue, basée sur un modèle de type CARIMA (Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average), introduit un horizon de prédiction sur la commande, agit conformément au principe de l'horizon fuyant et peut être appliquée aux systèmes à non minimum de phase, aux systèmes instables en boucle ouverte, aux systèmes avec retards purs variables.

- PFC (Predictive Functional Control) est un algorithme prédictif simple, utilisé surtout pour des systèmes SISO (Single Input Single Output) industriels rapides et/ou non-linéaires, s'avérant pratique pour l'ingénieur en permettant le réglage direct des paramètres (par exemple la constante de temps) associées au temps de montée, pour garder la simplicité, une manque de rigueur en performance et surtout dans la garantie des contraintes est associée avec cet algorithme.

- CRHPC (Constrained Receding Horizon Predictive Control) propose de prendre en compte des contraintes terminales sous forme « égalité » sur la sortie sur un horizon fini qui s'étend plus loin que l'horizon de prédiction.

- MPC (Model Predictive Control) formulée dans l'espace d'état par utilise le formalisme de la représentation d'état pour faciliter l'analyse de la stabilité et de la robustesse.

En fait, toutes ces variantes de stratégies de commande prédictive sont aujourd'hui regroupées sous le terme générique MPC, illustrant ainsi le rôle fondamental du modèle.

Ce bref rappel historique a permis de donner une idée de l'évolution de la commande prédictive, depuis les stratégies « classiques » bien connues maintenant jusqu'aux développements les plus récents en termes de robustesse et d'application à des systèmes non-linéaires. [13]

II.4 Eléments d'une commande prédictive

Dans la figure II.5 on montre la structure basique, commune à toutes les stratégies de commande prédictive.

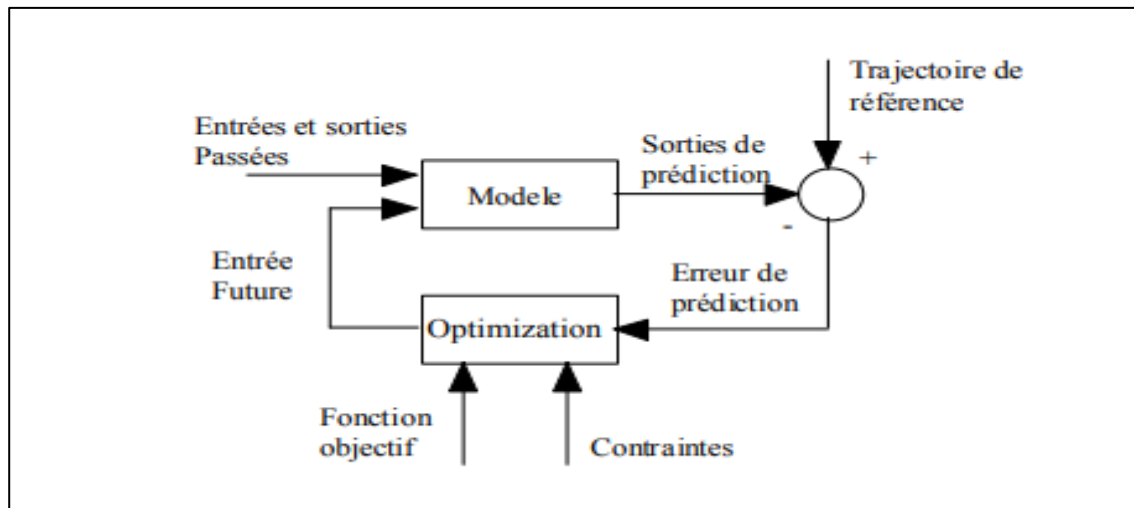


Figure II.5- Le schéma fonctionnel de la structure de base des algorithmes MPC

Tous les algorithmes MPC ont :

- Un modèle de prédiction.
- Une fonction objectif pour calculer la stratégie optimale de commande.

II.4.1 Modèle du système

Il s'agit d'une représentation mathématique du comportement du système à contrôler. Le modèle doit être suffisamment précis pour prédire le comportement futur du système en réponse aux entrées de commande.

Une conception complète devrait inclure les mécanismes nécessaires pour obtenir le meilleur modèle possible, qui devrait être assez complet pour capturer complètement la dynamique du processus et devrait également permettre le calcul des prévisions tout en étant intuitif et permettre une analyse théorique. L'utilisation du modèle de processus est déterminée par la nécessité de calculer la sortie prévue aux instants futurs $y(t + k(t))$.

Les différentes stratégies du MPC emploient différents modèles pour représenter la relation entre la sortie et l'entrée du système. Parmi les signaux d'entrée on a les variables manipulées (ou commande), les perturbations mesurables qui peuvent être "traitées" par compensation, par « anticipation » ("feedforward"). De plus, doivent être prise en considération les composantes non considérées par le modèle du système, ce qui inclut l'effet des entrées non mesurables, des bruits et des erreurs de modélisation. Ainsi, le modèle peut être divisé en deux parties : le modèle du processus et le modèle des perturbations (externe et interne). Les prédictions de la sortie seront fonction des deux. [14]

II.4.1.1 Modèle du processus

Dans l'approche classique de la commande prédictive toute forme de modélisation, et le plus souvent linéaire, est utilisée. La réponse impulsionnelle ou celle à un échelon, sont les plus usitées, mais existent aussi les représentations par fonction de transfert et par formalisme d'état. Donnons une vision rapide de ces types de modélisation. [15]

- **Réponse impulsionnelle**

Elle apparaît dans l'algorithme MAC et dans les cas spéciaux de GPC et d'EPSAC, notamment pour les systèmes stables. Le modèle (convolutif) à utiliser pour la prédiction, est celui obtenu de la réponse impulsionnelle du système :

$$y(k + i|k) = \sum_{j=1}^N h_j u(k + i - j|k) \dots \dots \dots (II.1)$$

$y(k + i|k)$ est la prédiction de la sortie en $k + i$ étant donnée sa connaissance en k , $u(k + i - j|k)$ est l'entrée en $k + i - j$, h_j sont les valeurs de la sortie à chaque période d'échantillonnage quand on met à l'entrée un signal impulsionnel d'amplitude 1.

Un inconvénient de ce type de modélisation est le nombre élevé de paramètres nécessaires pour une précision appropriée. Habituellement N a une valeur comprise entre 40 et 50. Néanmoins c'est le modèle le plus appliqué dans l'industrie peut-être parce qu'il est tout à fait intuitif et compréhensible.

Un grand avantage pour utiliser ce modèle est qu'il n'est pas besoin d'information à priori et que l'identification est simple. De plus des dynamiques complexes telles que celles à phase non minimale ou en présence de retards considérables, sont facilement pris en compte.

- **Réponse indicielle**

Elle est utilisée dans l'algorithme DMC, et ce cas est assez semblable au précédent à la différence près que le signal d'entrée est un échelon. A nouveau, le modèle de convolution, pour les systèmes stables, est utilisé pour la prédiction de la sortie. Il se présente sous la forme :

$$y(k + i|k) = \sum_{j=1}^N g_j \Delta u(k + i - j|k) \dots \dots (II.2)$$

$y(k + i|k)$ est la prédiction de la sortie en $k + i$ étant donnée sa connaissance en k , les g_j sont les paramètres obtenus à la sortie du système lorsqu'on applique un échelon à l'entrée, et $\Delta u(k) = u(k) - u(k - 1)$ les changements de l'entrée du système. Le modèle a les mêmes avantages et inconvénients que ceux expliqués précédemment. [15]

- **Fonction de transfert**

Elle est utilisée dans les commandes GPC, UPC, EPSAC, EHAC, MUSMAR et MURHAC. Le modèle de prédiction est :

$$y(k + i|k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(k + i|k) \dots \dots \dots (II.3)$$

Où

$$\begin{cases} A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_naz^{-na} \\ B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_nbz^{-nb} \end{cases} \dots \dots \dots (II.4)$$

Cette représentation est valide également pour des processus instables et elle a l'avantage d'avoir besoin de peu de paramètres, néanmoins il nécessite une connaissance à priori du processus, particulièrement pour déterminer l'ordre des polynômes $A(z^{-1})$ et $B(z^{-1})$. [16]

II.4.1.2 Modèle de perturbation

La sélection du modèle à utiliser pour représenter les perturbations affectant le système est aussi importante que la sélection du modèle du processus. Le modèle le plus utilisé est le modèle autorégressif de moyenne mobile intégré CARIMA (Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average), où les perturbations qui sont la différence entre la sortie mesurée et calculée par le modèle, sont données par:

$$\eta(t) = \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})} e(k) \dots \dots \dots (II.5)$$

Où le polynôme $C(z^{-1})$ peut être égal à un, le polynôme $D(z^{-1})$ est un intégrateur $\Delta=1-z^{-1}$ et $e(t)$ est un bruit blanc de moyenne nulle, ce modèle est utilisé dans les algorithmes GPC, EPSAC, EHAC et UPC, et avec de petites variations dans les autres méthodes. Il est possible de noter que l'inclusion de l'intégrateur élimine l'erreur

stationnaire. Le filtre $C(z^{-1})/D(z^{-1})$ peut également être choisi de sorte à éliminer les perturbations de fréquence définie. [14]

II.4.2 Fonction objectif et obtention de la loi de commande

Les divers algorithmes MPC proposent différentes fonctions de coût pour obtenir la loi de commande. L'objectif principal consiste à faire en sorte que la sortie future pour l'horizon de prédiction considéré s'approche de la meilleure façon possible de la trajectoire de référence $w(k)$ tout, en même temps, pénalisant l'effort de commande $\Delta u(k)$ nécessaire. Une expression générale de la fonction objectif adaptée à cette tâche est donnée par :

$$j(N_1, N_2, N_u) = \left\{ \sum_{i=N_1}^{N_2} \sigma(i)[y(k+i|k) - w(k+i|k)]^2 + \sum_{i=1}^{N_u-1} \lambda(i)[\Delta u(k+i|k)]^2 \right. \dots\dots\dots (II.6)$$

Dans certaines méthodes, le deuxième terme relatif à l'effort de commande n'est pas pris en compte [16]

II.4.2 .1 Les paramètres

- N_1 et N_2 définissent l'intervalle de temps où l'on désire que la sortie se rapproche de la référence.
- N_2 : représente l'horizon de commande maximal.
- N_u : représente l'horizon de commande.

$N_u \leq N_2$ et $\Delta u(k+i|k) = 0$ pour $i \leq N_u$

$\sigma(i) \geq 0$ et $\lambda(i) > 0$ sont les matrices de pondération.

Il n'est pas nécessaire de commander immédiatement la pénalisation des déviations des sorties prédites $y(k+i|k)$ de la trajectoire de référence $w(k+i|k)$ si ($N_1 > 1$) car il peut exister un retard entre l'application de la commande $u(t)$ et de la réponse du système à celle-ci .

II.4.2.2 Trajectoire de référence

Un des grands avantages des commandes prédictives est que, si l'on connaît l'évolution future de la trajectoire de référence, le système peut commencer à répondre avant que le changement ne soit détecté. L'évolution future de la référence $r(t + k)$ est bien connue dans beaucoup d'applications, comme en robotique, ou les processus batch. Dans la plupart des méthodes habituelles, on utilise souvent une trajectoire de référence qui n'est pas nécessairement égale à la vraie référence. Par exemple, on peut approcher celle-ci au moyen d'un système du premier ordre :

$$w(k + i) = \alpha w(k + i - 1) + (1 - \alpha)r(k + i) \quad , i = 1, 2, \dots, N \dots\dots\dots(II.7)$$

Où α est un paramètre contenu entre 0 et 1 qui constitue une valeur réglable qui influencera la réponse dynamique du système (ainsi, α proche de 1 conduira à une réponse "douce").

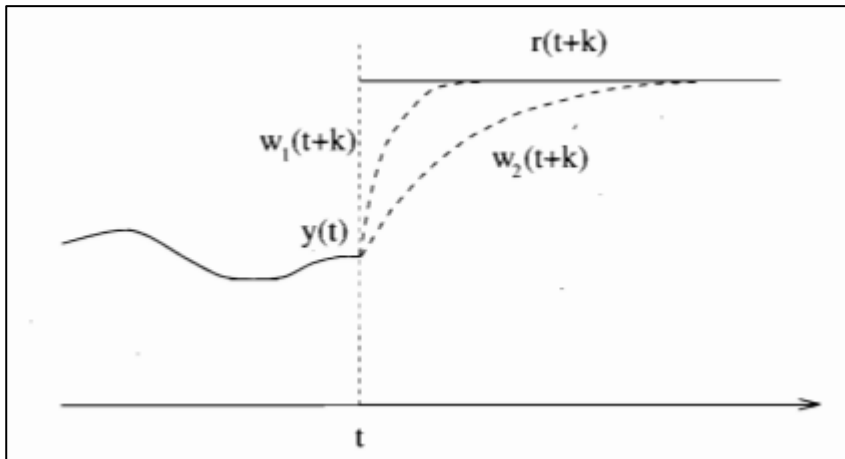


Figure II.6- Trajectoire de référence

II.4.2.2 Contraintes

Dans la pratique, les processus sont sujets à des contraintes qui doivent, bien sûr, être prises en compte dans le problème d'optimisation afin d'obtenir des commandes admissibles.

Les techniques de la commande MPC intègrent les contraintes pendant la phase de synthèse et d'implantation du contrôleur, permettant à l'ingénieur de présenter les contraintes d'une façon directe de sorte que l'algorithme trouve automatiquement la meilleure solution admissible.

Le système de commande, particulièrement dans le cas de la commande prédictive avec des grands horizons de prédiction, doit prévoir le débordement des restrictions et corriger d'une forme appropriée. Bien que les restrictions à l'entrée et à la sortie du processus se traitent de même manière, les implications de chaque type de contraintes sont différentes.

Les restrictions en sortie sont fondamentalement dues à des raisons de sécurité opérationnelles, et doivent être contrôlées à l'avance puisqu'elles peuvent endommager les équipements physiques et causer des pertes dans la production. Dans le cas des variables d'entrée, elles peuvent toujours être bornées dans leurs limites permises en fonction des mécanismes de saturation.

En pratique il est habituel d'employer le GPC standard pour calculer le signal $u(k)$, sans contraintes, puis, de le saturer à ses limites permises. Cette façon de procéder ne garantit pas que soit obtenue l'optimalité quand les restrictions sont débordées par la solution sans contraintes. La proposition principale du GPC, qui est d'appliquer la meilleure action de commande possible en vue de minimiser la fonction objectif, ne sera pas atteinte de cette façon.

Afin d'illustrer ce fait, et pour considérer le cas du débordement des restrictions dans l'amplitude du signal d'entrée est représenté sur la figure II.6 un problème de GPC avec vecteur de commande de valeur 2. Sont tracées les courbes de

valeur constante d'une fonction objectif quadratique qui dépend de deux variables $\{u_1, u_2\}$.

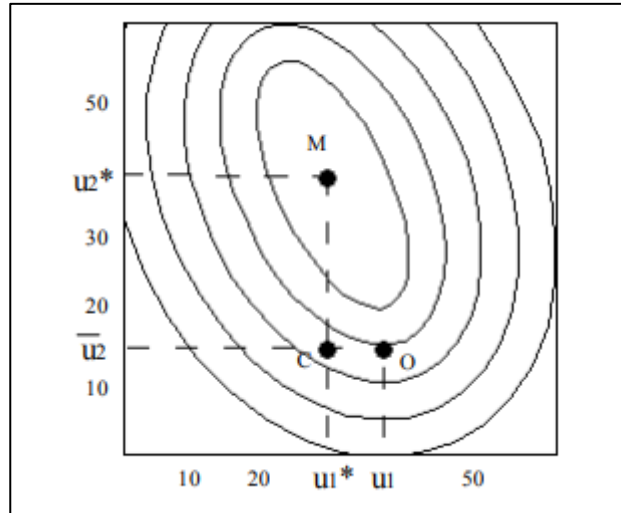


Figure II.7- Signal de commande avec des restrictions.

- Si les restrictions n'existent pas, la solution optimale de coût minimum est clairement donnée par $\{u_1^*, u_2^*\}$.
- Si l'action de commande u_2 a une limite supérieure u_2 la solution appliquée par une stratégie ne prenant pas en compte des contraintes dans la minimisation sera $\{u_1^*, u_2\}$ qui correspond au point C de la figure II.6.
- Si l'action u_2 de commande a une limite supérieure u_2 et si les contraintes sont considérées dans l'optimisation, la solution optimale correspond au point O dans la figure II.6. u_2 se maintient à sa valeur maximum u_2 mais u_1 est déplacé de sa valeur initiale u_1^* pour compenser la saturation de u_2 .

Le fait de ne pas considérer les restrictions dans les variables manipulables peut causer une détérioration de la fonction objectif et conduire à un comportement peu désirable du système commandé.

II.5 Quelques algorithmes de MPC

II.5.1 La commande matricielle dynamique (DMC)

C'est une méthode de contrôle prédictif très populaire dans l'industrie. Elle utilise la réponse indicielle pour modéliser le processus en ne prenant en compte que les N premiers termes, ce qui suppose que le processus est stable et sans intégrateurs. Pour les perturbations, leur valeur sera considérée comme étant la même à l'instant t sur tout l'horizon, c'est-à-dire égale à la valeur mesurée de la sortie ($y_m(t)$) moins celle estimée par le modèle ($\hat{y}(t | t)$).

La fonction de coût peut ne considérer que les erreurs futures, ou elle peut inclure l'effort de contrôle.

Une des caractéristiques de cette méthode qui la rend très populaire dans l'industrie est l'ajout de contraintes, de sorte que des équations de la forme :

$$\sum_{i=1}^{N'} C_{yi}^j \hat{y}(t+k|t) + C_{ui}^j u(t+k-i) + c^j \leq 0, \quad j = 1 \dots N_c \quad \dots\dots\dots(II.8)$$

doivent être ajoutées à la minimisation. L'optimisation (numérique en raison de la présence de contraintes) est effectuée à chaque instant d'échantillonnage et la valeur de $u(t)$ est envoyée au processus comme cela se fait normalement dans toutes les méthodes MPC. Les inconvénients de cette méthode sont d'une part la taille du modèle de processus requis et d'autre part l'incapacité à travailler avec des processus instables. [17]

II.5.2 Commande Algorithmique par Modèle

Connu sous le nom de Model Predictive Heuristic Control, est commercialisé sous le nom d>IDCOM (Identification-Command). Il est très similaire à la méthode précédente avec quelques différences. Tout d'abord, il utilise un modèle de réponse

impulsionnelle valable uniquement pour les processus stables, dans lequel la valeur de $u(t)$ apparaît à la place de $\Delta u(t)$. De plus, il n'utilise pas le concept d'horizon de contrôle, de sorte que dans les calculs, autant des signaux de commande que de sorties futures apparaissent. Il introduit une trajectoire de référence comme système du premier ordre qui évolue de la sortie réelle à la consigne selon une constante de temps déterminée, suivant l'expression (II.9). La variance de l'erreur entre cette trajectoire et la sortie est ce que l'on cherche à minimiser dans la fonction objectif. Les perturbations peuvent être traitées comme dans DMC ou leurs estimations peuvent être effectuées par l'expression récursive suivante :

$$\hat{n}(t+k|t) = \alpha \hat{n}(t+k-1|t) + (1-\alpha)(y_m(t) - \hat{y}(t|t)) \dots\dots\dots(II.9)$$

avec $\hat{n}(t|t) = 0$. α est un paramètre réglable ($0 < \alpha < 1$) étroitement lié au temps de réponse, à la bande passante et à la robustesse du système en boucle fermée. Il prend également en compte les contraintes dans les actionneurs ainsi que dans les variables internes ou les sorties secondaires. Divers algorithmes peuvent être utilisés pour l'optimisation en présence de contraintes.

II.5.3 Commande Prédictif Fonctionnel (CPF)

Ce contrôleur a été développé par Richalet pour les processus rapides. Il utilise un modèle d'espace d'état du processus et permet des modèles internes linéaires instables et non linéaires. La dynamique non linéaire peut être entrée sous la forme d'un modèle d'espace d'état non linéaire. Le CPF a deux caractéristiques distinctives: l'utilisation des points de coïncidence et de fonctions de base.

Le concept des points de coïncidence est utilisé pour simplifier le calcul en considérant qu'un sous-ensemble des points dans l'horizon de prédiction. Les sorties futures désirées et prédites doivent coïncider à ces points, et non dans l'ensemble de l'horizon de prédiction.

Le contrôleur paramètre le signal de commande en utilisant un ensemble de fonctions de base polynomiales, comme donné par l'équation (II. 10). Cela permet de spécifier un profil d'entrée relativement complexe sur un grand horizon en utilisant un petit nombre de paramètres. Le choix de la famille de fonctions de base établit de nombreuses caractéristiques du profil d'entrée calculé. Ces fonctions peuvent être sélectionnées afin de suivre un ensemble de consignes polynomiales sans décalage, une caractéristique importante pour les applications de contrôle de servomoteurs mécaniques.

La fonction de coût à minimiser est :

$$J = \sum_{j=1}^{n_H} [\hat{y}(t+j) - w(t+j)]^2 \dots \dots \dots (II. 10)$$

où $w(t+j)$ est généralement une approximation du premier ordre de la référence connue.

L'algorithme CPF peut également prendre en compte les contraintes d'accélération maximale et minimale de l'entrée, ce qui est utile dans les applications de contrôle de servomoteurs mécaniques. [18]

II.5.4 Commande auto-adaptatif à prédiction étendue (EPSAC)

La mise en œuvre de l'EPSAC est différente des méthodes précédentes. Pour la prédiction, le processus est modélisé par la fonction de transfert :

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t - d) + v(t) \dots \dots \dots (II. 11)$$

Où d est le délai et $v(t)$ la perturbation. Le modèle peut être étendu par un terme $D(z^{-1})d(t)$, avec $d(t)$ étant une perturbation mesurable pour inclure l'effet "feedforward".

Une caractéristique de la méthode est que la structure de la loi de commande est très simple, car elle se réduit à considérer que le signal de commande va rester constant à partir de l'instant t , c'est-à-dire $\Delta u(t + k) = 0$ pour $k > 0$. En bref : l'horizon de commande est réduit à 1 et donc le calcul est réduit à une seule valeur : $u(t)$. Pour obtenir cette valeur une fonction de coût est utilisée sous la forme :

$$\sum_{k=d}^N \gamma(k)[w(t + k) - P(z^{-1})\hat{y}(t + k | t)]^2 \dots \dots \dots (II.12)$$

$P(z^{-1})$ étant un polynôme de conception avec un gain statique unitaire et le facteur $\gamma(k)$ étant une séquence de pondération. Le signal de commande peut être calculé analytiquement (ce qui est un avantage par rapport aux méthodes précédentes) sous la forme :

$$u(t) = \frac{\sum_{k=d}^N h_k \gamma(k)[w(t + k) - P(z^{-1})\hat{y}(t + k | t)]}{\sum_{k=d}^N \gamma(k)h_k^2} \dots \dots \dots (II.13)$$

Où h_k est la réponse impulsionnelle discrète du système. [16]

II.5.5 Commande adaptative à horizon étendu (EHAC)

EHAC est une formulation qui considère le processus modélisé par sa fonction de transfert sans prendre en compte un modèle des perturbations :

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t - d) \dots \dots \dots (II.14)$$

Elle vise à minimiser la différence entre le modèle et la référence à l'instant $t +$

$$N : \hat{y}(t + N | t) - w(t + N) \dots \dots \dots (II.15) \quad ; \text{ avec } N \geq d.$$

La solution à ce problème n'est pas unique (sauf si $N = d$) ; une stratégie possible consiste à considérer que l'horizon de contrôle est de 1, c'est-à-dire :

$$\Delta u(t + k - 1) = 0 \quad 1 < k < N - d \quad \dots \dots \dots (II.16)$$

ou à minimiser l'effort de contrôle :

$$J = \sum_{k=0}^{N-d} u^2(t+k) \dots \dots \dots (II.17)$$

Il existe une version incrémentale de l'EHAC qui permet de traiter facilement les perturbations dans la charge, elle consiste à considérer

$$J = \sum_{k=0}^{N-d} \Delta u^2(t+k) \dots \dots \dots (II.18)$$

Dans cette formulation, un prédicteur de N étapes est utilisé comme suit

$$\hat{y}(t+N|t) = y(t) + F(z^{-1}) \Delta y(t) + E(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+N-d) \dots \dots \dots (II.19)$$

$E(z^{-1})$ et $F(z^{-1})$ étant des polynômes satisfaisant l'équation

$$(1 - z^{-1}) = A(z^{-1})E(z^{-1})(1 - z^{-1}) + z^{-N}F(z^{-1})(1 - z^{-1}) \dots \dots \dots (II.20)$$

Le degré de E étant égal à N - 1. Un avantage de cette méthode est qu'une solution explicite simple peut facilement être obtenue, ce qui donne

$$u(t) = u(t-1) + \frac{\alpha_0(W(t+N) - \hat{y}(t+N|t))}{\sum_{k=0}^{N-d} \alpha_k^2} \dots \dots \dots (II.21)$$

α_k étant le coefficient correspondant à $\Delta u(t+k)$ dans l'équation de prédiction. Ainsi, la loi de commande ne dépend que des paramètres du processus et peut donc facilement être auto-adaptative si elle possède un identificateur en ligne. Comme on peut le voir, le seul paramètre d'ajustement est l'horizon de prédiction N, ce qui simplifie son utilisation mais offre peu de liberté pour la conception. On voit que la trajectoire de référence ne peut pas être utilisée car l'erreur n'est considérée qu'à un instant (t + N), il n'est pas non plus possible de pondérer les efforts de contrôle à chaque point, de sorte que certaines fréquences dans les performances ne peuvent pas être éliminées. [16]

II.5.6 La Commande Prédictive généralisée (GPC)

Le contrôleur prédictif généralisé (GPC) utilise un modèle CARIMA pour prédire les sorties du système à contrôler. Ce modèle est donné par l'équation suivante :

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})z^{-d}u(t - 1) + C(z^{-1})\frac{e(t)}{\Delta} \dots \dots \dots (II.22)$$

Où la perturbation non mesurable est donnée par un bruit blanc coloré par $C(z^{-1})$.

La prédiction optimale est obtenue en résolvant une équation diophantienne, dont la solution peut être trouvée par un algorithme récursif efficace.

GPC utilise une fonction de coût quadratique de la forme

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j)[\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j)[\Delta u(t+j-1)]^2 \dots \dots \dots (II.23)$$

Où les séquences de pondération $\delta(j)$ et $\lambda(j)$ sont généralement choisies constantes ou exponentiellement croissantes et la trajectoire de référence $w(t+j)$ peut être générée par une simple récursion qui commence à la sortie actuelle et tend exponentiellement vers la consigne.

La base théorique de l'algorithme GPC a été largement étudiée et il a été démontré que, pour des cas limites de choix de paramètres, cet algorithme est stable. [16]

II.6 Les avantages et les inconvénients de la commande prédictive

La commande prédictive, également connue sous le nom de commande prédictive par modèle (MPC), présente plusieurs avantages et inconvénients.

II.6.1 Les avantages de la commande prédictive

Les principaux avantages de la commande prédictive sont les suivants :

- L'idée générale est intuitive et facile à comprendre.
- Permet de respecter les contraintes sur les variables d'entrées et de sorties.
- Evite des variations excessives sur les variables d'entrées, la commande est plus douce.

Cela permet une meilleure utilisation des actionneurs (vérins, vannes, moteurs) et leur temps de vie est ainsi augmenté.

- S'applique à tout type de systèmes, des plus simples aux plus complexes (systèmes instables, avec retards, non minimum de phase, très peu amortis, multivariables, non linéaires).
- Technique bien adaptée aux problèmes de suivi de trajectoire sans/sous contraintes (entrées, sorties, états), pour lesquels la trajectoire à suivre est parfaitement connue à l'avance et planifiée.
- Numériquement stable.
- Permet en général un réel gain financier.
- Robustesse : la commande prédictive peut prendre en compte les perturbations extérieures et les incertitudes liées au système pour maintenir une performance stable. [12]

II.6 .2Les inconvénients et les limites de la commande prédictive

Comme toutes les techniques, la commande prédictive a des limites et présente des inconvénients.

II.6.2.a Monovariable

L'extension à une commande avec deux variables manipulées et deux variables régulées est possible, tout en restant dans un cadre algébrique simple. Entre la commande multi-variable prédictive et le PID, il restait une place pour une commande offrant des performances comparables, voire supérieures à celles de la commande multivariable, tout en conservant la « simplicité du PID ».

II.6.2.b Contraintes

La solution proposée n'est qu'approchée, pour des raisons pratiques de commodité de réglage. Elle peut se révéler insuffisante dans certains cas.

II.6.2.c Effort

Il faut faire un effort d'analyse et de modélisation du processus. Ce n'est pas toujours possible, soit parce que le processus est trop complexe pour être modélisé rapidement, soit parce que la compétence nécessaire n'est pas disponible pour des raisons économiques, de manque de temps et de moyens. On note cependant une

certaine rupture entre la démarche PID et l'approche de la commande prédictive à base de modèle. Cette difficulté est également une source certaine de progrès.

Pour toutes ces raisons, cette approche a pour seule ambition de bien remplir le créneau limité où elle est efficace.

II.6.2.d Risque

Le facteur de risque technique majeur réside dans la qualité du modèle mais il est toujours possible de vérifier a priori son pouvoir prédictif. Dans les cas rares où aucune forme de modélisation n'est possible, mieux vaut se tourner vers des stratégies de repli qui prennent uniquement des décisions logiques.

Le véritable risque est ailleurs, lorsque le régulateur est installé et recetté.

- **Le Test-après-1-an**

Après un an, on peut penser que toutes les sortes de modalités de fonctionnement ont été rencontrées, même dans leurs phases « incidentelles ». Certaines retouches du régulateur ont pu être effectuées : elles relèvent, le plus souvent, de la partie logique séquentielle attenante à la commande continue. Les conditions de fonctionnement (charge du processus) sont prises en considération dans le modèle, rarement constant mais dont les paramètres (gain, dynamique) varient en permanence avec les conditions opératoires. Cette propriété d'adaptation physique passive avec l'environnement est un facteur de robustesse apprécié pour sa simplicité.

Si le modèle est de connaissance, l'adaptation n'en est que plus facile. Les secteurs qui n'utilisent pas de modèles sont de moins en moins nombreux. En effet, lorsqu'un nouveau modèle — donc la stratégie de conduite associée — est acquis, tout un corpus de connaissances est capitalisé.

- **Le Test-après-5-ans**

En 5 ans, « tout » a changé : la matière première, les objectifs qualitatifs et quantitatifs de production, l'instrumentation, les capteurs, actionneurs, calculateurs et le personnel. Si le régulateur n'a pas changé, il est probable que ses performances se soient fortement dégradées.

Comment maintenir ce type de régulateur ?

Dans le cas du PID, lorsque cela se révélait nécessaire, l'instrumentiste venait, localement quelques boutons et retrouvait un fonctionnement acceptable. Nul besoin de démarche qualité avec ses procédures et documentations associées.

Dans certains cas, changer également le TRBF peut être suffisant, mais ce n'est pas la bonne attitude professionnelle.

Le risque majeur est là : parce que cette technique relève des techniques avancées, on croit que le système va s'autoadapter, sans supervision extérieure. Les techniques d'intelligence artificielle, système expert, autoadaptation... ont peut-être été «survendues » ou mal interprétées et il ne faut pas surestimer l'intelligence de ce régulateur. n'est prévu pour la maintenance, les opérateurs retourneront au PID : il est peut-être moins performant mais ils savent l'entretenir.

L'implantation sous forme de blocs standard, avec une documentation renseignant le modèle, est simple et relève de procédures conventionnelles.

En revanche, il convient de :

- Préparer et implanter dans le système de commande les protocoles d'essai adaptés qui seront appliqués systématiquement pour réadapter le modèle ;
- Préparer la procédure de traitement de ces données (analyse, filtrage, etc.) qui permettront de réidentifier le modèle avec une méthodologie d'identification appropriée, implantée soit dans l' automate lui-même, soit dans un calculateur externe ;
- préparer et valider cette procédure de telle sorte qu'un personnel — autre que celui qui a exécuté le travail initial — sera capable de réinstaller le modèle et de modifier le réglage du régulateur.

Le risque ne réside donc pas dans la technique elle-même, mais dans la pérennité de sa mise en œuvre.

Il faut comprendre — à l'échelle de temps de la formation et de l'assimilation de ces techniques par les directions des entreprises — que cette nouvelle démarche de commande, qui passe par une modélisation, s'est implantée relativement vite, et que les procédures organisationnelles associées pour en assurer la pérennité, peuvent rencontrer des difficultés de mise en place.

II.7 Conclusion

En conclusion, la commande prédictive est une technique de commande avancée qui a connu une croissance importante. Elle présente de nombreux avantages par rapport aux techniques de commande traditionnelles, notamment dans le contrôle de systèmes complexes soumis à des contraintes multiples. Bien que la mise en œuvre de cette technique puisse être complexe, les résultats obtenus en termes de précision et de stabilité justifient les efforts fournis. En somme, la commande prédictive est une méthode prometteuse pour l'optimisation du contrôle de processus industriels.



Chapitre III

Simulation et interprétation des résultats

III.1 Introduction

Ce chapitre se concentre sur l'étude de la commande de vitesse d'un moteur à courant continu (MCC) en utilisant deux approches de contrôle : le contrôleur PID (Proportionnel, Intégral, Dérivé) et la commande prédictive (MPC). L'objectif est d'évaluer les performances de ces deux méthodes et de déterminer laquelle convient le mieux à notre système. On commencera par présenter les outils de simulation utilisés et procéderons à l'identification du moteur. Ensuite, on passera à la modélisation du système, suivie de la simulation en boucle ouverte et de la simulation en boucle fermée avec le contrôleur PID et la commande prédictive.

III.2 Outils de simulation utilisés

III.2.1 Présentation des logiciels de simulation

Dans le cadre de la simulation et de l'interprétation des résultats de ce travail, on a choisi d'utiliser les logiciels MATLAB / Simulink.

Les logiciels **MATLAB / Simulink** sont des logiciels de simulation qui permettent de simuler le comportement dynamique d'un système qui est représenté par un modèle mathématique. À chaque étape de la simulation du modèle, l'état de chaque partie du système est calculé à l'aide de solveurs basés sur le temps ou sur événement. En règle générale, les logiciels de simulation intègrent également des outils de visualisation, tels que des systèmes d'affichage des données, qui permettent de surveiller la simulation pendant son exécution. [19]

MATLAB est un environnement de calcul numérique et de programmation hautement flexible. Il permet d'effectuer des calculs mathématiques complexes, de manipuler des données, de tracer des graphiques et d'écrire des scripts et des fonctions personnalisés. MATLAB est largement utilisé dans la recherche

scientifique et l'ingénierie pour résoudre des problèmes variés et analyser des données.

Simulink, est une extension de MATLAB dédiée à la modélisation, à la simulation et à la conception de systèmes dynamiques. Il offre une interface graphique conviviale permettant de construire des modèles de systèmes en assemblant des blocs fonctionnels. Avec Simulink, on peut créer des modèles de systèmes complexes en utilisant des bibliothèques de blocs pré-définis et personnaliser le comportement des blocs à l'aide de fonctions et d'algorithmes spécifiques. Alors, Simulink est un environnement de schémas bloc utilisé pour concevoir des systèmes avec des modèles multidomaines, les simuler avant de passer sur du hardware, puis les déployer sans avoir à écrire de code. [20]

L'utilisation de MATLAB et Simulink présente de nombreux avantages pour ce travail de commande prédictive d'un moteur à courant continu :

1. Modélisation précise : On peut créer des modèles détaillés du moteur à courant continu, en prenant en compte les aspects dynamiques, électriques et mécaniques du système. Ces modèles permettent de simuler le comportement du moteur dans des conditions variées.
2. Simulation en temps réel : Simulink permet de simuler le fonctionnement du système en temps réel, ce qui permet d'obtenir des résultats rapides et précis. On peut ajuster les paramètres du modèle et observer instantanément les effets sur le comportement du moteur.
3. Validation du système : On peut tester et valider l'algorithme de commande prédictive en utilisant des scénarios de simulation réalistes. Cela permet de vérifier si le système répond aux spécifications de performance, d'efficacité et de robustesse attendues.
4. Analyse des résultats : MATLAB offre de puissants outils d'analyse de données et de visualisation graphique pour interpréter les résultats de la

5. simulation. On peut tracer des graphiques, calculer des métriques de performance et comparer les performances du système avec les objectifs fixés.

La simulation système permet de détecter et de corriger des problèmes liés au design du système dès la phase de modélisation. [21] Et en utilisant MATLAB et Simulink, on dispose un environnement complet pour la modélisation, la simulation et l'analyse de système de commande prédictive du moteur à courant continu. Ces outils permettent de développer, tester et optimiser l'algorithme de commande de manière efficace et fiable.

III.3 Identification du moteur

III.3.1 Les paramètres du moteur

- Les données nominales du moteur sont
 - La puissance du moteur : 5 HP (Horse Power) = 3728.5 watt.
 - La tension d'excitation : 150 V.
 - La tension du rotor : 240 V .
 - La vitesse nominale : 1750 tr/min.
 - La charge nominale (Couple résistant) :
 - Puissance (watt) = Couple résistant (N.m) * Vitesse (rad/s).
 - Couple résistant = 20.3454 N.m

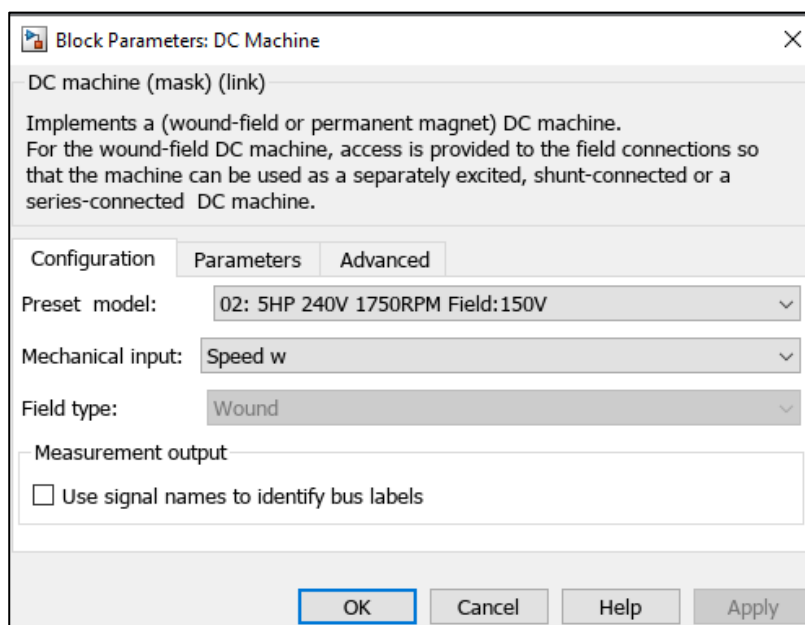


Figure III.1- Paramètre du moteur

III.4 L'essai à vide du moteur

III.4.1 Schéma Simulink de l'essai à vide

Dans la simulation à vide, on cherche à identifier le comportement du moteur à courant continu. Le schéma Simulink de l'essai à vide peut être réalisé de la manière suivante :

1. Alimentation de l'inducteur (stator) : Utiliser un bloc de source de tension fixe avec une valeur de 150 volts pour représenter l'alimentation de l'inducteur.
2. Alimentation de l'induit (rotor) : Utiliser un bloc de source de tension fixe avec une valeur nominale de 240 volts pour représenter l'alimentation de l'induit.
3. Conversion de la vitesse : Après avoir simulé le système, utiliser un bloc approprié pour convertir la vitesse en tr/min à partir de la sortie en rad/s.
4. Visualisation du signal de sortie : Utiliser un bloc d'affichage pour visualiser le signal de sortie, qui représente la vitesse maximale du moteur en tr/min.

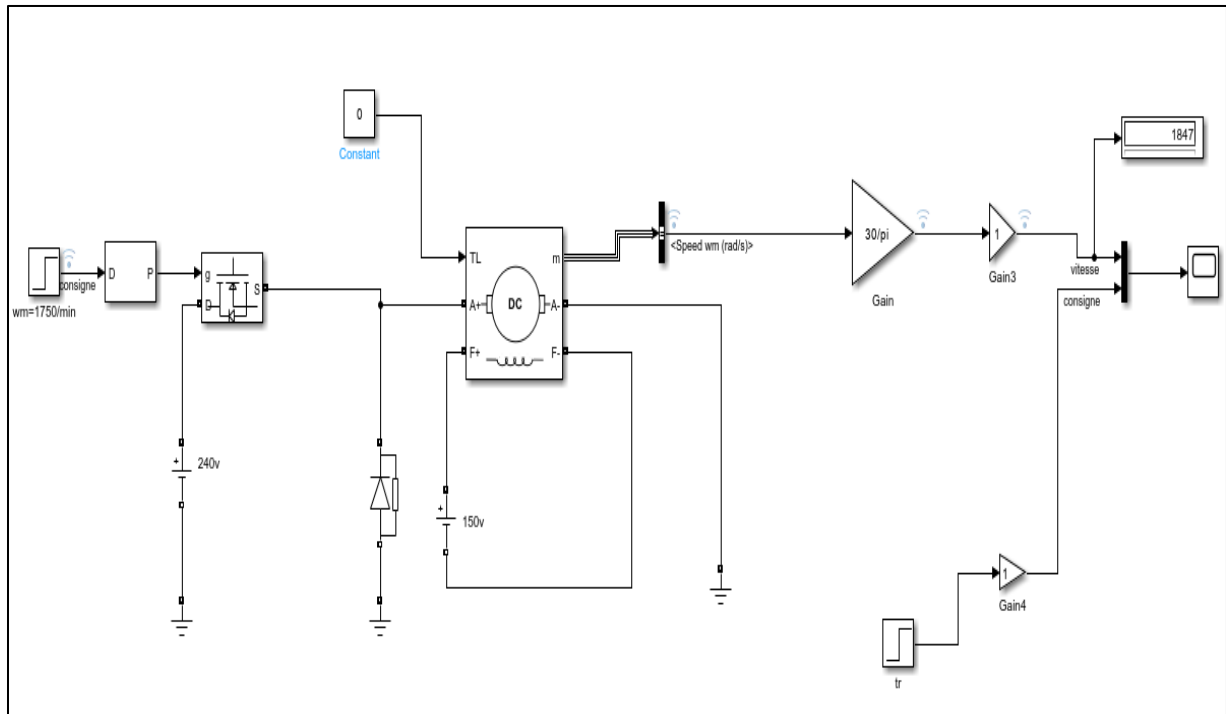


Figure III.2- Schéma bloc du moteur

III.4.2 Caractéristiques statiques du moteur :

- Table de mesure : Le tableau suivant présente les résultats de quelques essais à vide effectués :

Tableau III .1- Les essais à vide du moteur

Tension d'entrée en (volt)	Vitesse du moteur en (tr/min)
0	0
40	307.8
100	769.4
150	1154
200	1539
240	1847

Concernant les caractéristiques statiques du moteur, voici une interprétation de l'essai à vide et les valeurs correspondantes :

- Le graphe de l'essai à vide montre que la vitesse du moteur est proportionnelle à la tension appliquée. Cela indique que le moteur fonctionne dans une gamme linéaire.
- Le gain statique (K) du moteur peut être calculé en utilisant la formule :

$$K = \frac{\Delta N_s}{\Delta U} \dots\dots\dots(III.5)$$

où ΔN_s est la variation de la vitesse en tr/min et ΔU est la variation de la tension en volts.

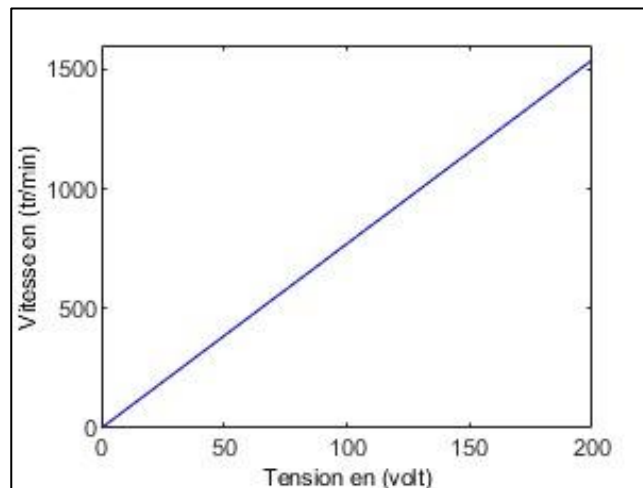


Figure III.3- Graphe de l'essai à vide

III.5 Description du système global

III.5.1 Hacheur

Les hacheurs, également appelés convertisseurs statiques, sont largement utilisés dans la conversion d'énergie électrique. Ils offrent de nombreux avantages tels que la possibilité de contrôler la vitesse du moteur en variant la tension moyenne aux bornes de l'induit.

Les hacheurs utilisent des semi-conducteurs de puissance pour commuter la tension d'alimentation du moteur en une forme pulsée. En contrôlant le rapport cyclique (rapport entre la durée de conduction et la période du signal pulsé), la

tension moyenne appliquée au moteur peut être modulée, ce qui permet de réguler la vitesse de rotation.

Les convertisseurs statiques offrent de nombreux avantages par rapport aux autres méthodes de commande de moteurs, tels que la régulation de la vitesse indépendante de la charge, une meilleure efficacité énergétique, une compacité et une fiabilité accrues.

Dans cette modélisation, on peut utiliser des blocs appropriés dans Simulink pour représenter le hacheur et les composants associés. En configurant correctement ces blocs, vous serez en mesure de simuler le comportement du hacheur et d'analyser son impact sur la commande de vitesse du moteur.

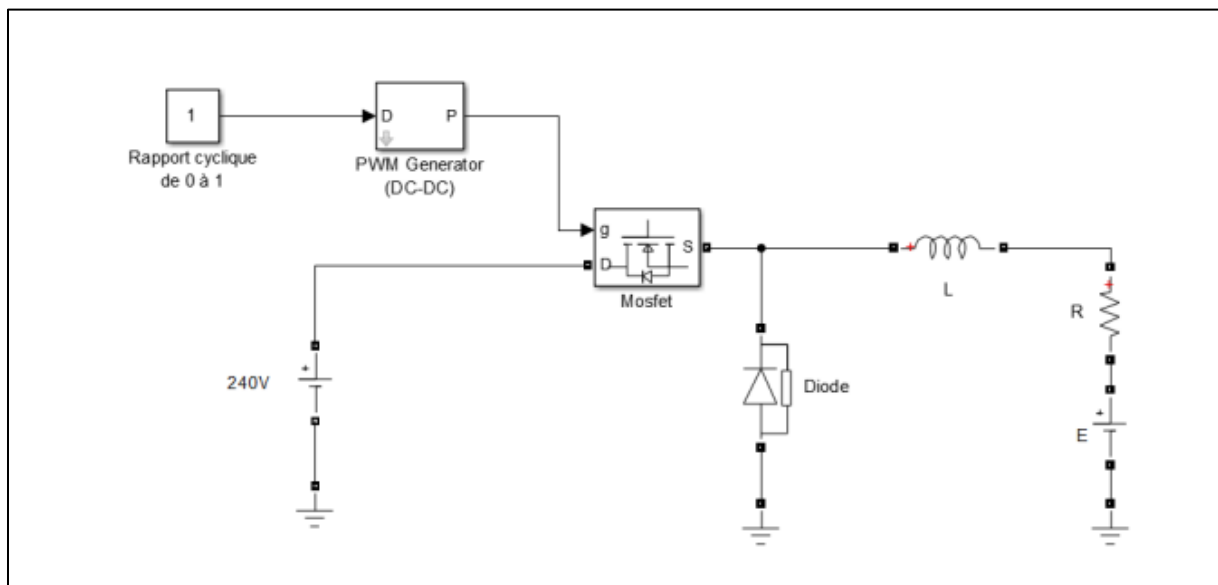


Figure III.4 – Schéma Simulink du hacheur série

III.5.2 Modulation à largeur d'impulsions

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique de commande largement utilisée pour réguler la tension de sortie des hacheurs et d'autres convertisseurs statiques. Elle repose sur l'utilisation de signaux numériques pour manipuler efficacement la puissance appliquée aux charges alimentées sous une tension continue. En utilisant un signal carré, la MLI permet de générer des

impulsions dont la durée, appelée rapport cyclique, peut être ajustée pour contrôler la tension moyenne aux bornes de la charge.

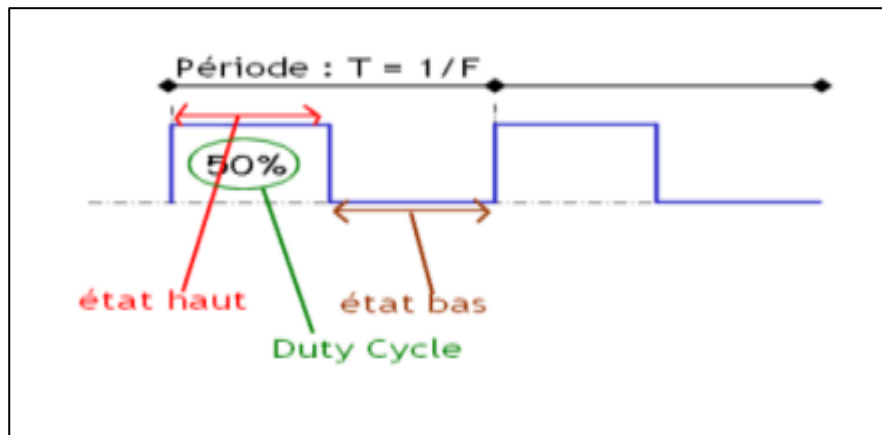


Figure III.5 – rapport cyclique MLI

Dans le cas de la MLI, un signal de référence continu est comparé à un signal de porteuse de haute fréquence. L'intersection de ces deux signaux détermine les moments de commutation des interrupteurs du hacheur. En ajustant la durée des impulsions en fonction du rapport cyclique, on peut contrôler la tension moyenne de sortie du hacheur.

Cette technique présente de nombreux avantages, tels que la flexibilité dans la réalisation des circuits de commande, une bonne efficacité énergétique, et la possibilité d'ajuster la tension de sortie selon les besoins de l'application. De plus, de nombreux microcontrôleurs modernes intègrent des fonctionnalités de génération de signaux PWM, simplifiant ainsi la mise en œuvre de la modulation de largeur d'impulsion dans les systèmes de commande.

III.6 Simulation en boucle ouverte

III.6.1 Configuration de la simulation en boucle ouverte

La simulation en boucle ouverte permet d'analyser le comportement du système sans tenir compte des boucles de rétroaction et des corrections apportées par un

régulateur. La simulation en boucle ouverte est généralement utilisée pour étudier les caractéristiques du moteur et évaluer son comportement dans des conditions idéales.

Une fois la simulation en boucle ouverte lancée, les résultats obtenus, sont analysés pour évaluer les performances du moteur dans les conditions définies. Cette analyse peut révéler des informations sur les performances, la stabilité et d'autres aspects importants du système.

Il convient de noter que la simulation en boucle ouverte offre une première étape pour comprendre le comportement du moteur, mais pour une évaluation plus complète et réaliste, il est souvent nécessaire de passer à une simulation en boucle fermée avec un régulateur pour améliorer la précision et la stabilité du système.

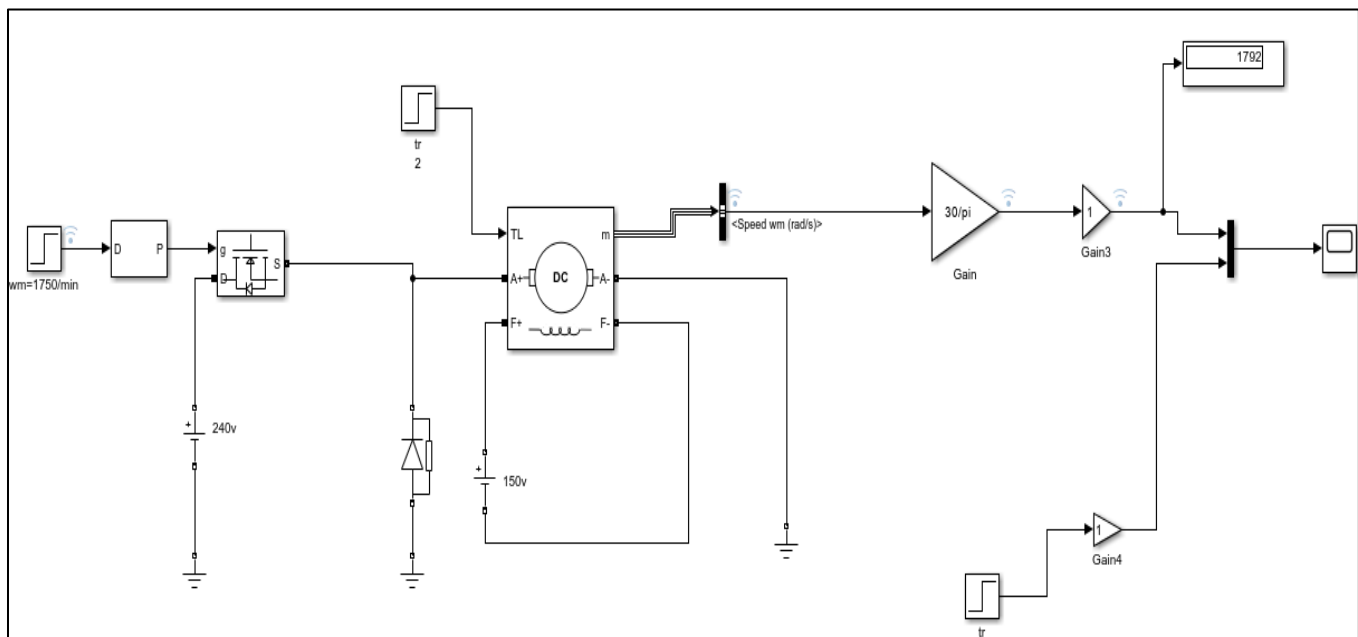


Figure III.6-schéma bloc de la boucle ouverte

III.6.2 Exécution de la simulation et analyse des résultats

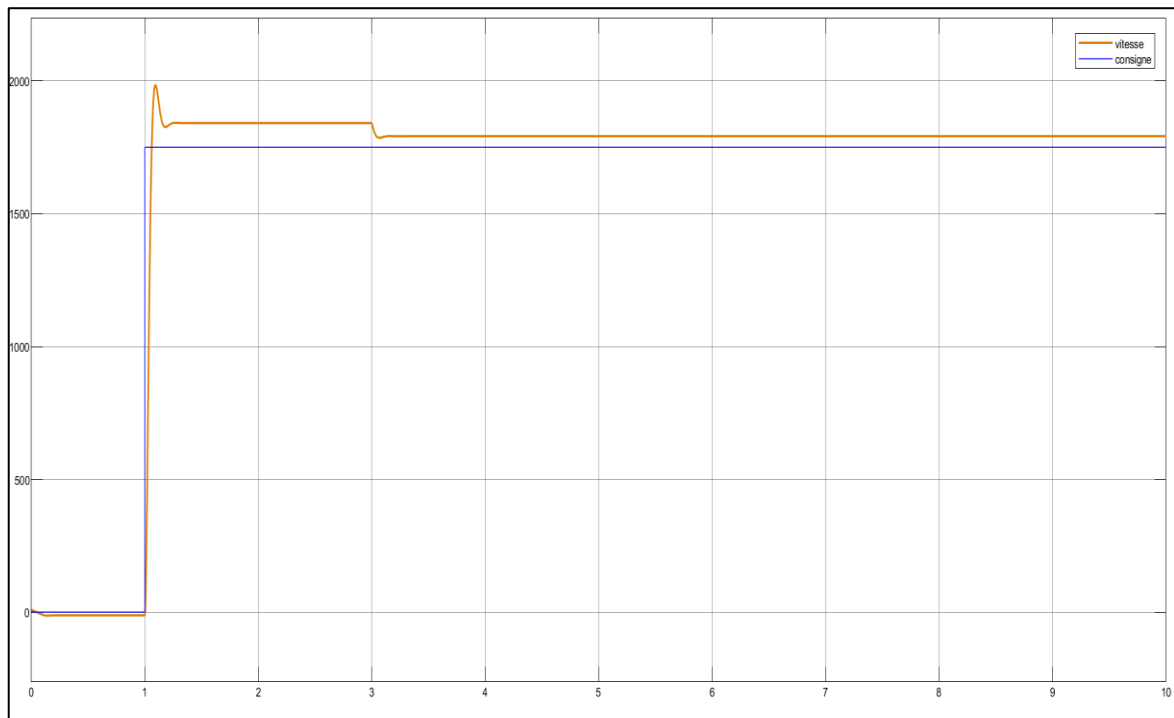


Figure III.7- reponse de systéme en boucle ouverte

- Analyse

L'interprétation des résultats de la simulation en boucle ouverte pour un échelon de commande la suivante :

1. Temps de réponse : Le système réagit rapidement même après l'application du couple résistant. Cela indique une bonne réactivité du système à la perturbation, ce qui est bénéfique pour des applications nécessitant une réponse rapide aux changements de charge.
2. Stabilité : Après le dépassement initial, le système se stabilise autour de la valeur de consigne de 1750 tr/min. Cela indique que le système est capable de maintenir une vitesse constante malgré les variations du couple résistant, ce qui est essentiel pour assurer un fonctionnement stable et fiable.
3. Dépassement : Le système présente un dépassement initial en atteignant une valeur de vitesse de 1985 tr/min avant de se stabiliser autour de la consigne de 1750 tr/min. Le dépassement peut être dû à la réactivité du système et à sa capacité à fournir une réponse rapide aux variations de charge.

les résultats suggèrent que le système présente une réponse rapide aux changements de charge, avec un dépassement initial suivi d'une stabilisation autour de la consigne de 1750 tr/min. Cette capacité de réponse rapide et de maintien de la stabilité est

importante pour garantir un contrôle précis de la vitesse dans des applications exigeantes.

Il est important de noter que ces résultats sont spécifiques à la simulation en boucle ouverte. Lorsque on passe à une boucle fermée, c'est-à-dire en introduisant un contrôleur, la stabilité et la rapidité sont améliorées grâce au réglage adéquat du contrôleur, permettant ainsi d'atteindre une meilleure performance globale du système.

III.7 Simulation en boucle fermée avec PID

III.7.1 Introduction à la commande PID

La commande PID (Proportionnelle-Intégrale-Dérivée) est une technique de commande couramment utilisée dans les systèmes de contrôle pour réguler des processus dynamiques. Elle offre un moyen efficace de maintenir une variable de sortie à une valeur souhaitée (la consigne) en ajustant une variable de commande. La commande PID est largement utilisée dans des domaines tels que l'automatisation industrielle, le contrôle des procédés, la robotique et d'autres applications où la précision et la stabilité sont essentielles. [22]

Le principe fondamental de la commande PID est de mesurer l'écart entre la valeur de consigne et la valeur réelle du système, puis d'utiliser ce signal d'erreur pour calculer une variable de commande appropriée. Le contrôleur PID combine trois termes principaux - le terme proportionnel (P), le terme intégral (I) et le terme dérivé (D) - pour calculer la variable de commande de manière à minimiser l'écart entre la consigne et la valeur réelle du système. [23]

Le terme proportionnel est directement proportionnel à l'erreur actuelle entre la consigne et la valeur réelle. Il agit en ajustant la variable de commande en fonction de l'erreur instantanée. Le terme proportionnel est responsable de la réponse rapide du système et de son action corrective immédiate.

Le terme intégral est basé sur l'intégration de l'erreur accumulée au fil du temps. Il agit pour réduire l'erreur en ajustant la variable de commande en fonction de l'erreur accumulée. Le terme intégral est efficace pour corriger les erreurs persistantes qui ne sont pas corrigées par le terme proportionnel seul.

Le terme dérivé est basé sur la dérivée de l'erreur par rapport au temps. Il prévoit la tendance future de l'erreur en mesurant la variation rapide de l'erreur. Le terme dérivé est utile pour anticiper les variations rapides de l'erreur et ajuster la variable de commande en conséquence, ce qui améliore la stabilité du système.

La commande PID combine ces trois termes en les pondérant avec des coefficients de gain (K_p , K_i et K_d) pour ajuster leur influence relative sur la variable de commande. Ces coefficients doivent être soigneusement réglés pour obtenir un comportement de contrôle optimal, en termes de stabilité, de rapidité de réponse et de rejet des perturbations.

La conception d'un contrôleur PID efficace nécessite une compréhension approfondie des caractéristiques du système à contrôler, ainsi que des techniques d'accord appropriées pour ajuster les coefficients de gain. Il existe différentes méthodes d'accordage de PID, telles que la méthode de Ziegler-Nichols, la méthode de réglage itératif et d'autres approches basées sur des modèles mathématiques.

III.7.2 Intégration du contrôleur PID dans la simulation

L'intégration du contrôleur PID dans la simulation permettra d'évaluer ses performances et de procéder à l'ajustement fin des coefficients de gain pour obtenir un contrôle optimal du système.

Il est important de noter que l'intégration du contrôleur PID dans la simulation est une étape cruciale pour valider son fonctionnement avant de le mettre en œuvre dans un système réel, ce qui contribue à réduire les coûts et les risques associés à la mise en place d'un contrôle en temps réel.

En examinant la figure de simulation, on peut constater si le système régulé suit de près la consigne, si les variations d'erreur sont rapidement corrigées et si le système atteint un état stable sans oscillations excessives. La réponse en boucle fermée démontrera la capacité du contrôleur PID à maintenir la variable de sortie aussi proche que possible de la consigne, même en présence de perturbations.

L'analyse de la simulation permettra d'identifier d'éventuels problèmes ou limitations du contrôleur PID, tels que des dépassements excessifs, une lenteur de réponse ou une instabilité. Ces informations seront utiles pour affiner les paramètres du PID afin d'optimiser les performances du système régulé. Il convient de noter que les réglages du PID peuvent varier en fonction des spécificités du système et des exigences de performance, et des ajustements supplémentaires peuvent être nécessaires pour atteindre les objectifs de contrôle souhaités.

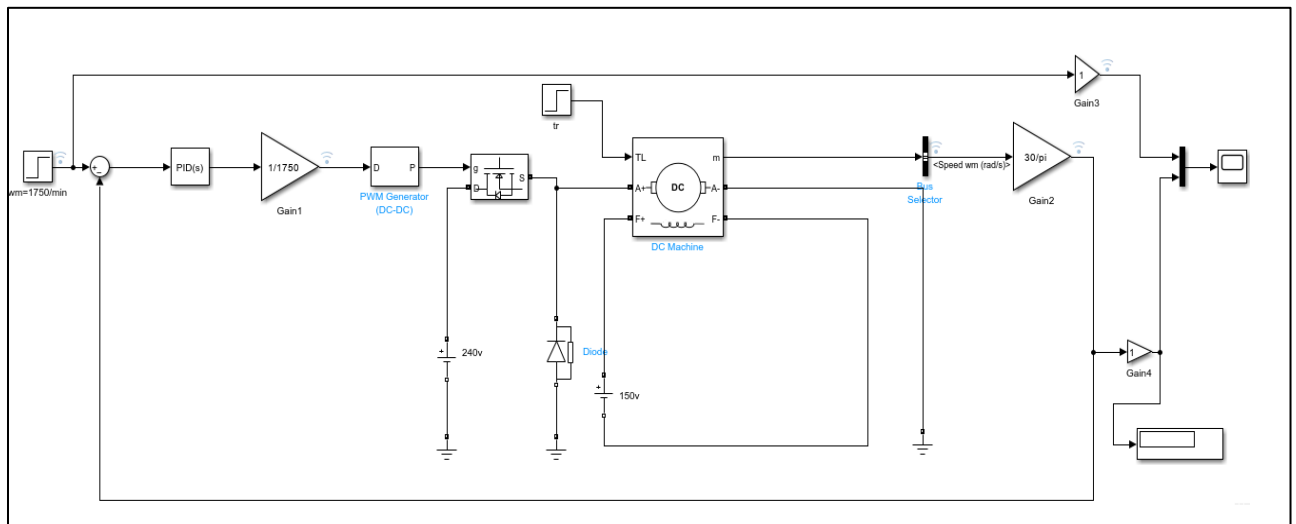


Figure III.7-schéma Simulink de la boucle fermée un contrôleur PID

III.7.3 Exécution de la simulation

Avant d'exécuter la simulation et d'évaluer les performances du système, il est important de définir les critères d'évaluation appropriés. Ces critères peuvent varier en fonction des objectifs spécifiques de contrôle, tels que la précision, la rapidité de réponse ou la robustesse face aux perturbations.

L'évaluation des performances peut se baser sur plusieurs paramètres clés. Tout d'abord, le temps de réponse du système est un indicateur essentiel de sa rapidité à atteindre l'état stable après un changement de consigne. Un temps de réponse court est généralement souhaitable pour une régulation efficace.

Ensuite, le dépassement est un critère qui mesure l'amplitude de la réponse transitoire par rapport à la consigne. Un dépassement excessif peut indiquer une instabilité ou un réglage inapproprié du contrôleur PID.

Le temps de montée est un autre paramètre important qui représente le temps nécessaire au système pour atteindre une certaine valeur proche de la consigne.

De plus, la stabilité du système est un aspect essentiel à évaluer. Un système stable doit être en mesure de maintenir la variable de sortie à proximité de la consigne sans oscillations indésirables.

Enfin, la capacité du système à rejeter les perturbations est un critère de robustesse important. Un bon contrôleur PID devrait être capable de maintenir la stabilité et la précision de la régulation même en présence de perturbations externes.

En prenant en compte ces critères d'évaluation, il sera possible d'analyser les résultats de la simulation de manière approfondie et de déterminer si le contrôleur PID répond aux exigences de performance du système. Des ajustements pourront alors être apportés aux paramètres du PID si nécessaire, afin d'améliorer les performances du système régulé.

La simulation : On choisit une consigne fixe de 1750 tr/min avec un couple résistant variable.

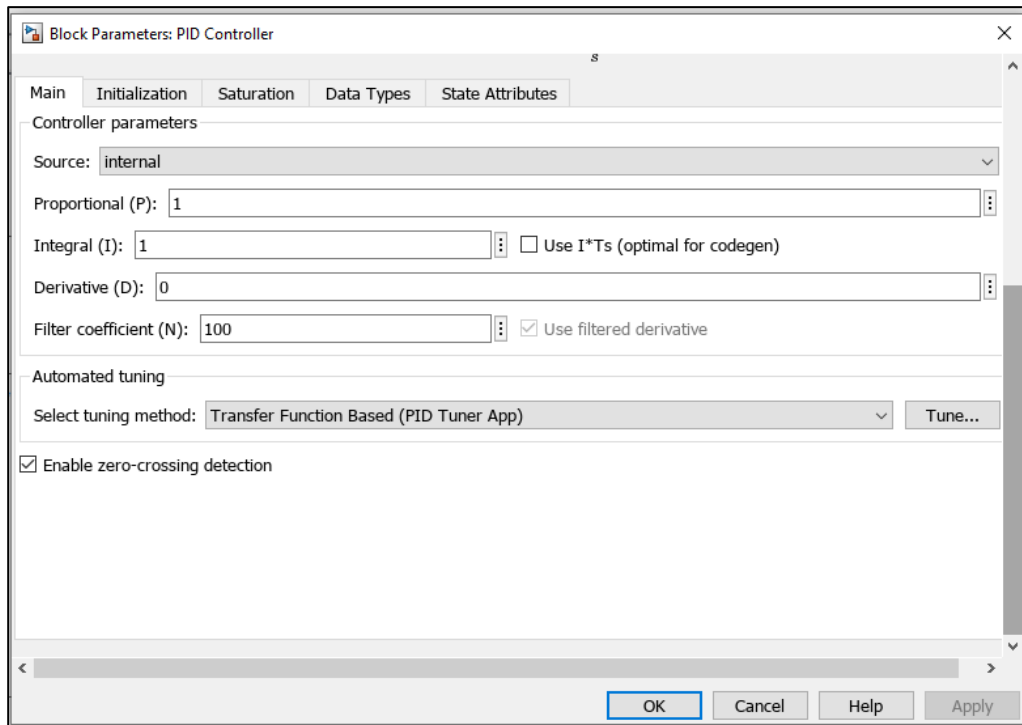


Figure III.8-les paramètres de contrôleur PID

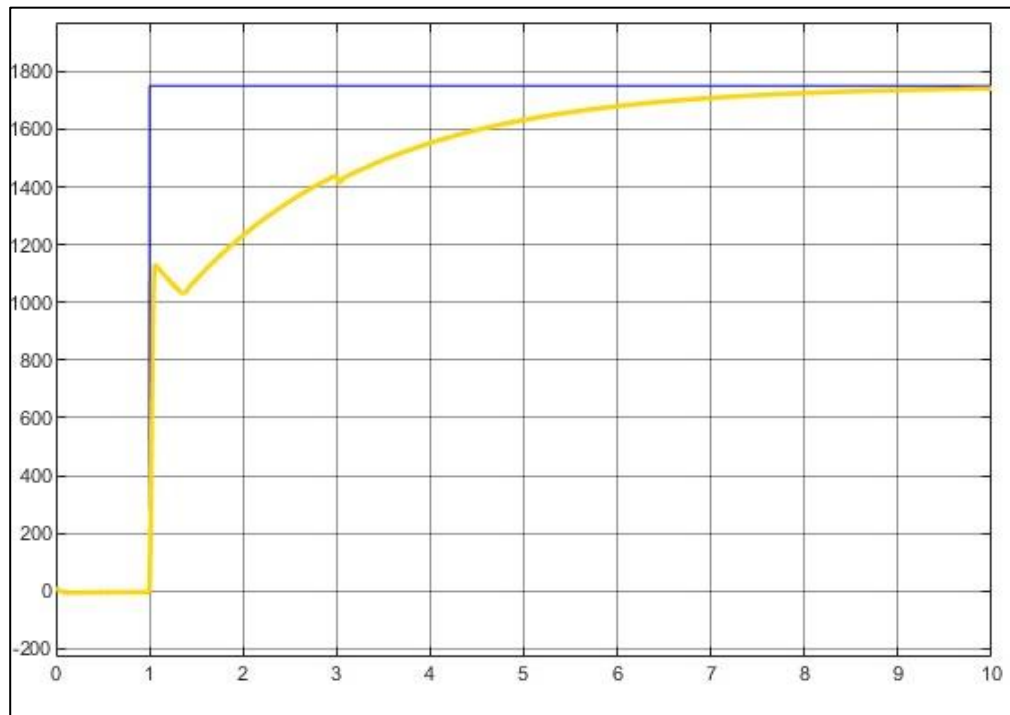


Figure III.9-Réponse de la simulation du système avec un contrôleur PID

- Interprétation de résultat

Le résultat de la simulation indique que le signal atteint sa valeur finale (consigne) après environ 7 secondes. Ce temps de réponse est un indicateur de la rapidité du système à atteindre l'état stable.

Dans ce cas, une valeur de 8 secondes peut être considérée comme relativement lente, en fonction des exigences spécifiques de la régulation.

III.7.4 Optimisation des paramètres PID

L'optimisation des paramètres PID est une étape importante pour maximiser les performances du système de contrôle et assurer un fonctionnement efficace et robuste. On a utilisé MATLAB pour l'optimisation.

D'où $P=2.95$; $I=13.629$; $D=0$; $N=20$

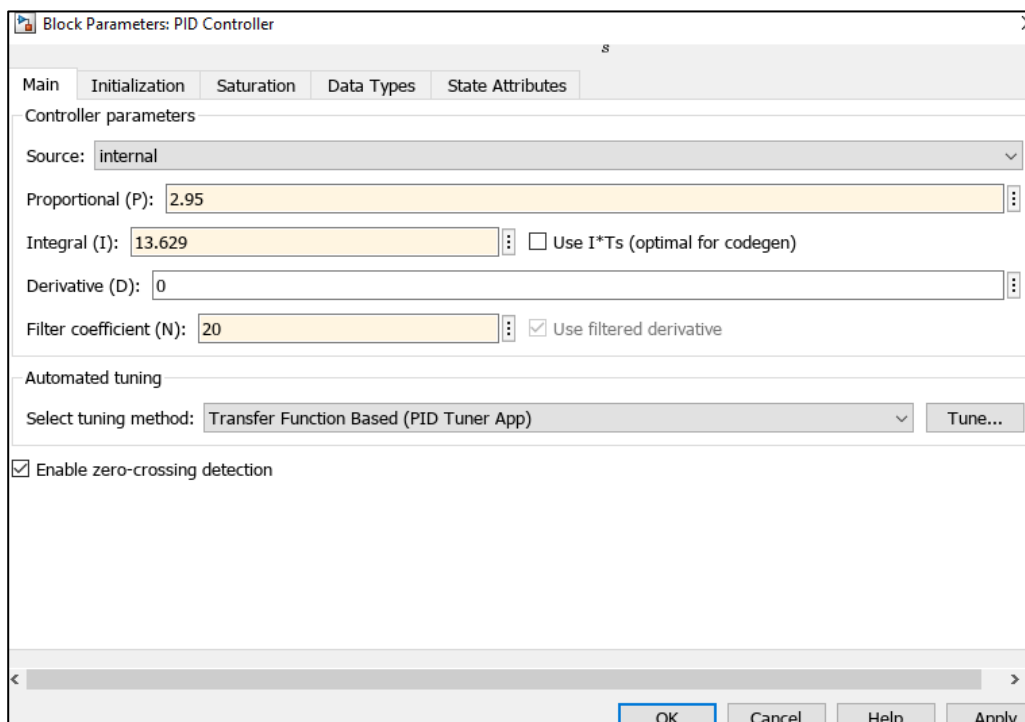


Figure III.10- Optimisation des paramètres PID

III.7.5 Discussion des résultats obtenus

On choisit une consigne fixe de 1750 tr/min avec un couple résistant variable.

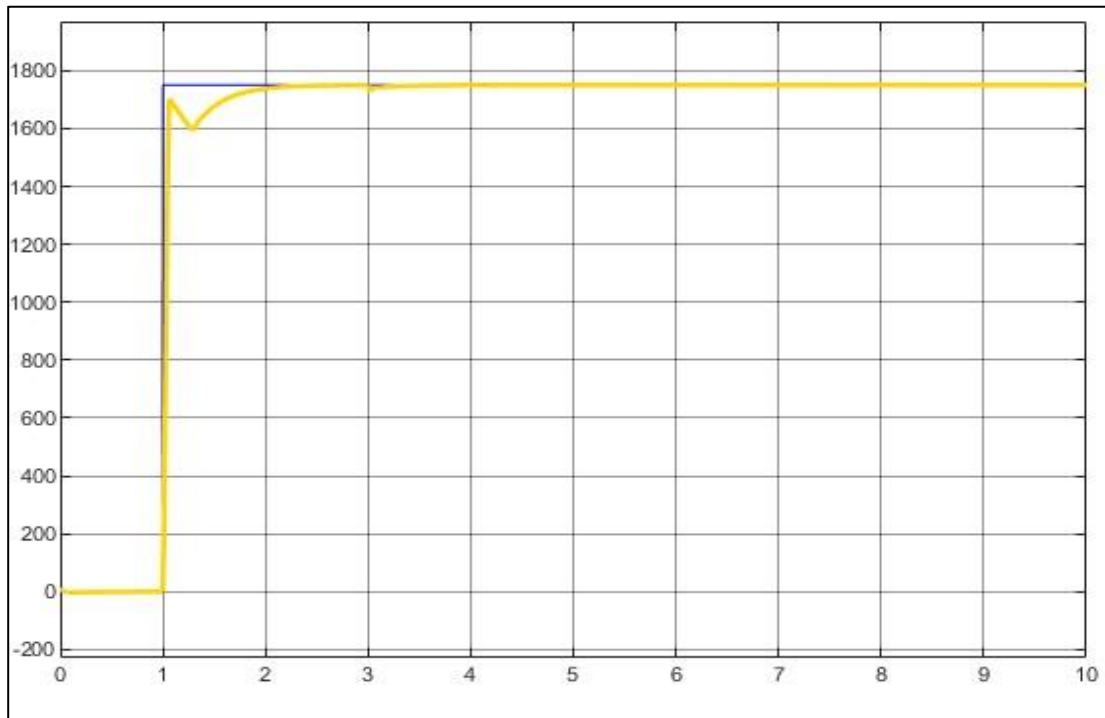


Figure III.11- La simulation du système avec un contrôleur PID avec les nouveaux paramètres

- Interprétation des résultats
 - D'après les résultats de la simulation, avec une consigne fixe de 1750tr/min et un couple résistant variable, le système atteint presque la consigne après environ 2 secondes. Cela indique que le contrôleur PID a réussi à ajuster la vitesse du système pour se rapprocher de la consigne souhaitée.
 - Après l'application du couple résistant variable, le système présente une robustesse satisfaisante, avec peu de variations par rapport à la consigne fixe de 1750 tr/min. Cela indique que le contrôleur PID est capable de maintenir la vitesse du système stable malgré les perturbations causées par le couple résistant variable.

Il convient de noter que la commande PID est une technique classique et largement utilisée, mais elle peut présenter des limitations dans certains cas, tels que

les systèmes non linéaires, les systèmes à retard, les systèmes sujets à des perturbations importantes, etc. Dans de tels cas, des variantes de la commande PID, comme la commande PID floue, la commande PID adaptative, ou d'autres techniques de commande avancées

III.8 Simulation avec commande prédictive (MPC)

La commande prédictive est une technique de contrôle basée sur un modèle mathématique du système et sur des prédictions de son comportement futur.

Lors de la simulation avec commande prédictive, le modèle mathématique du système est utilisé pour prédire son comportement futur en réponse à différentes consignes et perturbations. Le contrôleur MPC utilise ces prédictions pour générer des signaux de commande optimaux qui minimisent l'écart entre la sortie du système et la consigne, tout en respectant les contraintes imposées.

L'analyse des résultats de la simulation met en évidence les avantages potentiels et les inconvénients de la commande prédictive.

III.8.1 Fonction de transfert du système

Pour réaliser cette implémentation dans MATLAB, il est nécessaire de définir le modèle du système, y compris le modèle du processus.

Le modèle mathématique du système est utilisé pour prédire son comportement futur et générer une commande optimale

Pour obtenir la fonction de transfert on simule le programme cité dans l'annex :

On trouve la fonction suivante :

$$\frac{1}{0.012 s^2 + 0.6s + 1.8}$$

III.8.2 Simulation et évaluation des performances du MPC

- Avant de procéder à la simulation et à l'évaluation des performances du MPC, il est nécessaire de configurer la fonction de transfert du système avec le MPC.

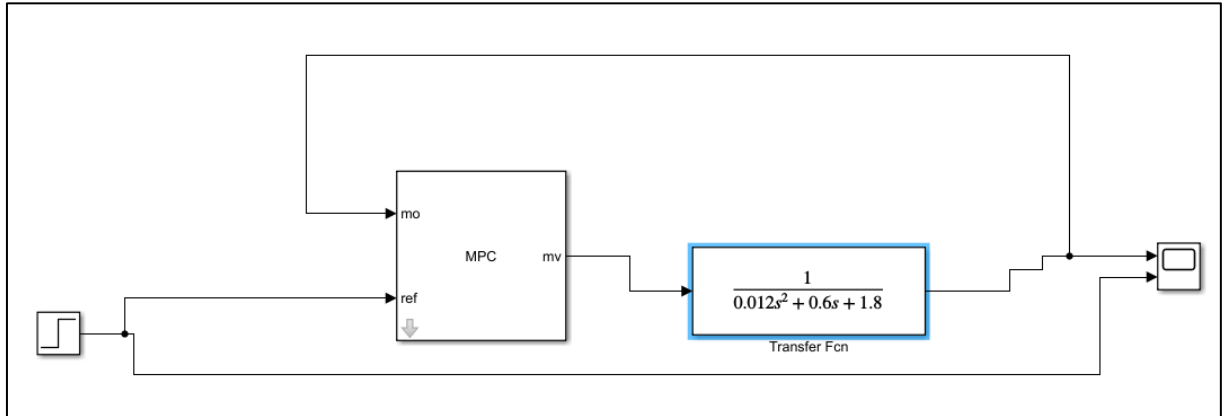


Figure III.12- Schéma bloc de fonction de transfert avec MPC

- Une fois la fonction de transfert, MPC configurée il est nécessaire de paramétrer le contrôleur.

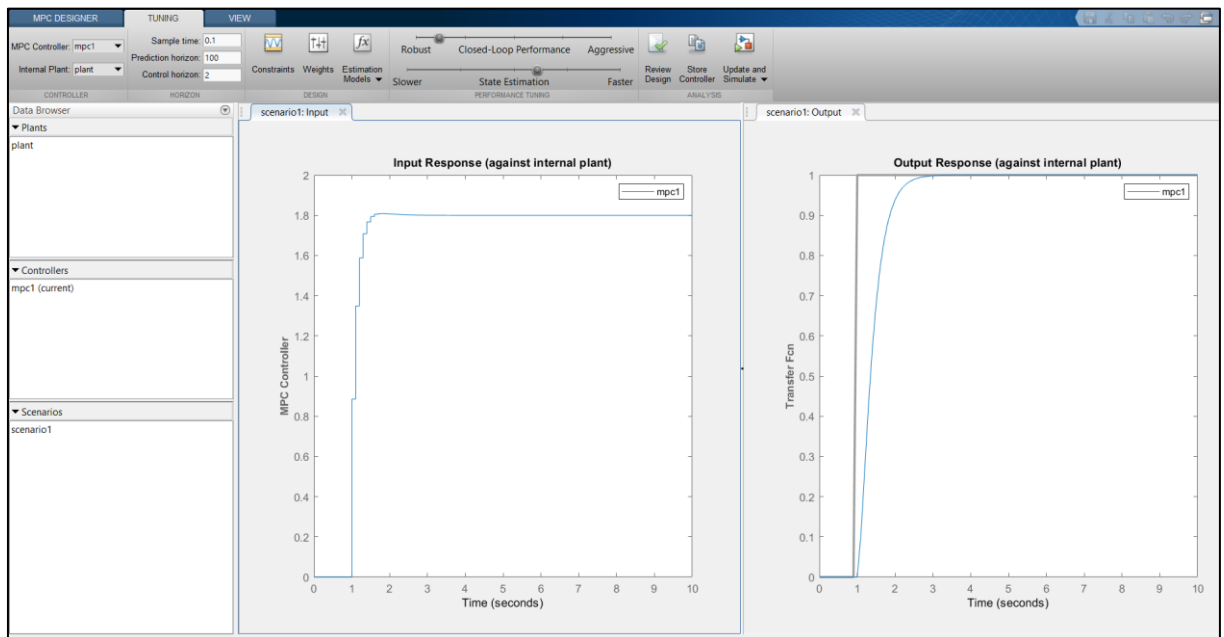


Figure III.13- Paramétrer le contrôleur MPC

- l'implémentation du MPC sur le modèle réel

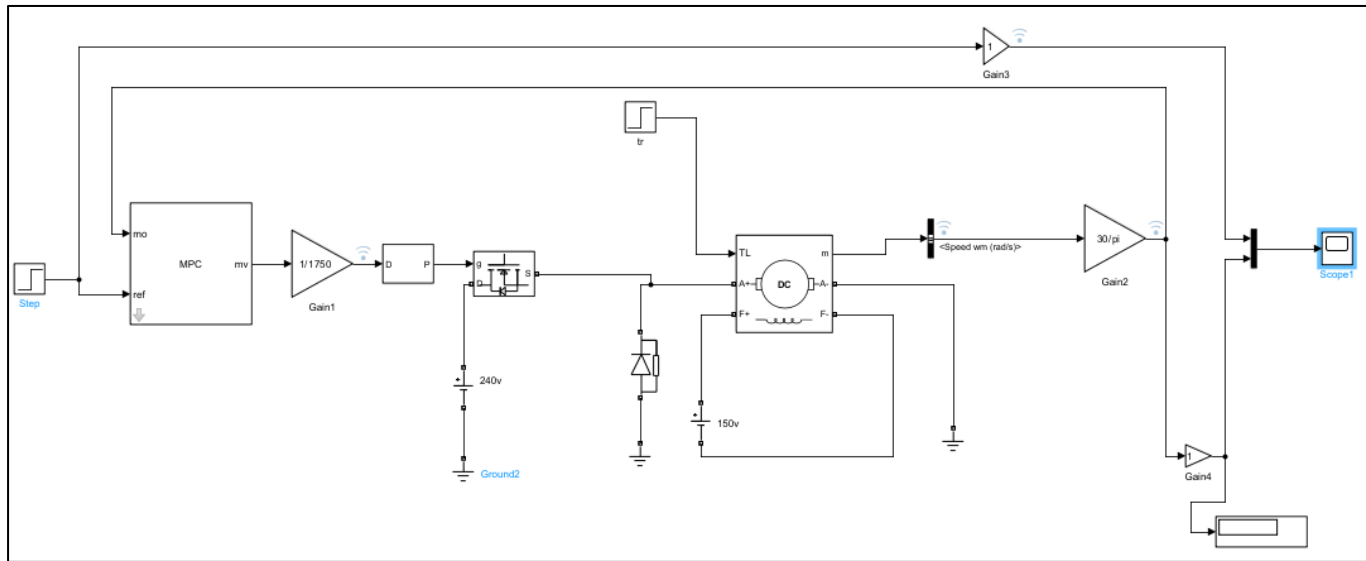


Figure III.14- schéma bloc d'un MCC avec une commande prédictive

III.8.3 Discussion des résultats obtenus

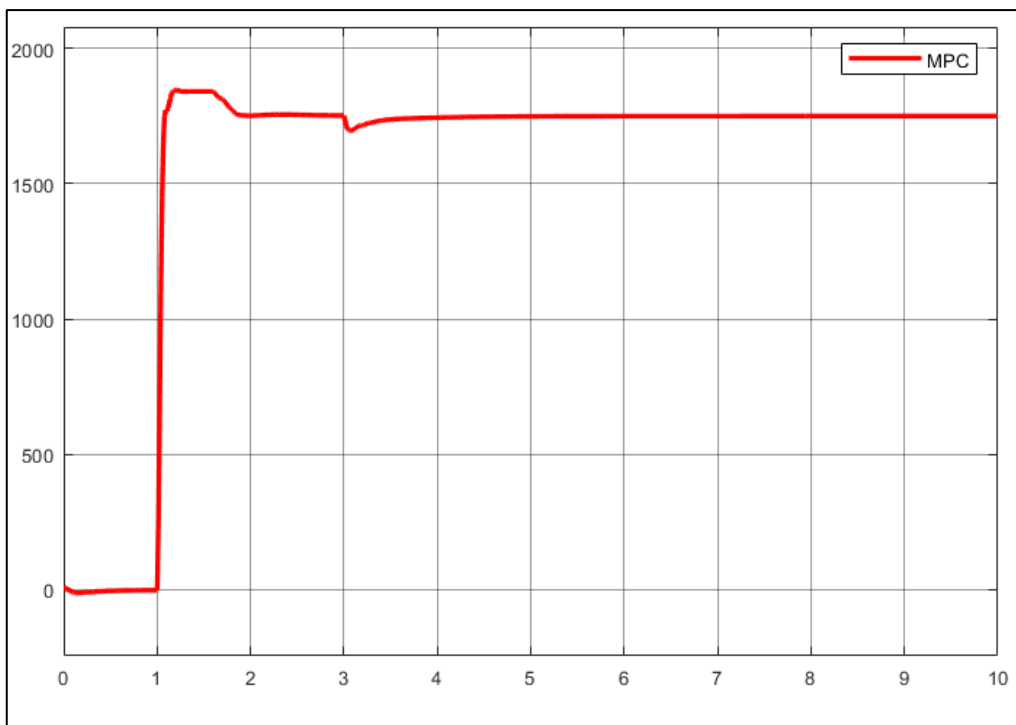


Figure III.15- La simulation du système avec un MPC

- Interprétation des résultats

L'analyse des résultats de la simulation montre que le système réagit rapidement à la consigne fixe de 1750 tr/min, même après l'application du couple résistant. Environ 1.75 secondes après le début de la simulation, le système atteint rapidement et précisément la valeur de consigne de 1750 tr/min.

III.9 Comparaison entre PID et commande prédictive

La simulation ci-dessous montre les résultats de commande du système avec les deux méthode (PID et MPC)

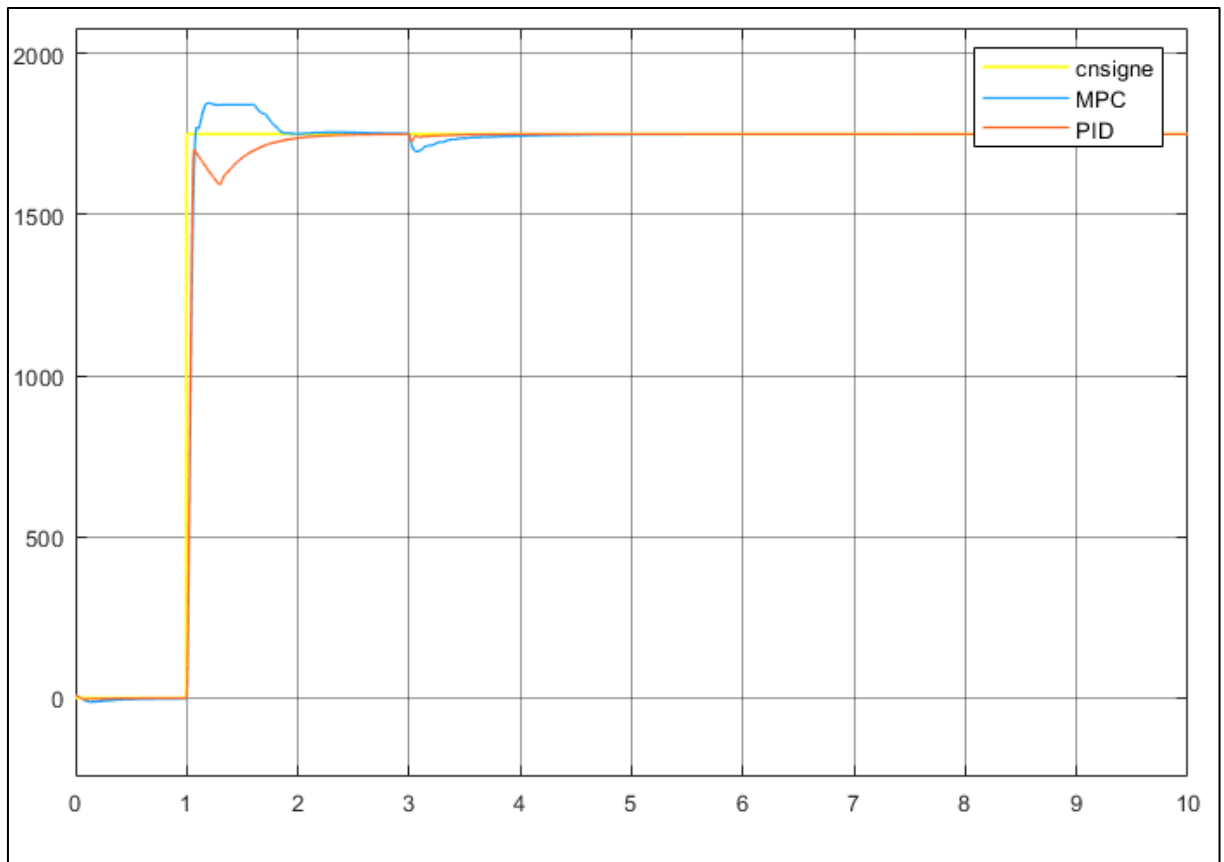


Figure III.16- simulation comparative des deux méthode

- Interprétation des résultats

Les résultats obtenus ont montré que la commande prédictive offre une réponse rapide et précise, tandis que le contrôleur PID permet une meilleure gestion des variations de charge et une plus grande robustesse face aux perturbations.

III.9.1 Analyse comparative des performances des deux méthodes

L'analyse comparative des performances entre les méthodes PID et prédictive permet de mettre en évidence les avantages et les limites de chaque approche de contrôle.

- Suivi de consigne :

Le contrôleur PID est généralement efficace pour le suivi de consigne dans des systèmes simples avec des dynamiques relativement linéaires. Cependant, il peut avoir des difficultés à atteindre une précision élevée lorsqu'il y a des non-linéarités ou des retards importants dans le système.

La commande prédictive, quant à elle, utilise un modèle mathématique du système pour prédire son comportement futur et générer des signaux de commande optimaux. Cela lui permet d'atteindre une précision de suivi de consigne plus élevée, même dans des systèmes complexes avec des non-linéarités et des retards.

- Rejet de perturbations :

Le contrôleur PID peut avoir une certaine capacité à rejeter les perturbations, en ajustant les paramètres proportionnel, intégral et dérivé en fonction de la dynamique du système.

La commande prédictive est capable de prendre en compte les perturbations présentes dans le modèle mathématique du système et de générer des signaux de commande optimaux pour minimiser leur impact. Cela lui confère une meilleure capacité à rejeter les perturbations et à maintenir une meilleure stabilité du système.

- Complexité et ressources computationnelles :

Le contrôleur PID est relativement simple à mettre en œuvre et nécessite moins de ressources computationnelles. Il peut être efficace dans des systèmes simples avec des exigences de contrôle moins complexes.

La commande prédictive est plus complexe à mettre en œuvre et nécessite des ressources computationnelles plus importantes en raison de la nécessité de résoudre

des problèmes d'optimisation. Cependant, elle offre une meilleure performance de contrôle dans des systèmes complexes avec des exigences plus élevées.

III.9 Conclusion

Ce chapitre a permis d'étudier et de comparer deux approches de contrôle, le contrôleur PID et la commande prédictive, pour la commande de vitesse d'un moteur à courant continu. Les résultats obtenus ont montré que la commande prédictive offre une réponse rapide et précise, tandis que le contrôleur PID permet une meilleure gestion des variations de charge et une plus grande robustesse face aux perturbations. Le choix du contrôleur dépendra des exigences spécifiques du système, en termes de rapidité, de précision et de robustesse. Il est important de noter que ces résultats sont spécifiques à ce système et qu'ils peuvent varier en fonction des caractéristiques propres à chaque application.



Conclusion générale

Conclusion générale

En conclusion, ce mémoire a abordé de manière approfondie la commande de vitesse des moteurs à courant continu en utilisant les approches du contrôleur PID et de la commande prédictive. Nous avons examiné la constitution et le fonctionnement des MCC, identifié les avantages et les limites de ces machines, et exploré les principes fondamentaux de la commande prédictive.

L'étude comparative entre le contrôleur PID et la commande prédictive a révélé que le contrôleur PID offre une réponse rapide et précise, tandis que la commande prédictive présente une meilleure gestion des variations de charge et une plus grande robustesse face aux perturbations.

Cependant, le choix du contrôleur dépendra des exigences spécifiques du système, en termes de rapidité, de précision et de robustesse. Il est essentiel de prendre en compte les caractéristiques propres à chaque application pour sélectionner la méthode de commande la plus appropriée.

ANNAXE

Exemple industriel

Depuis 1973, un grand nombre d'applications industrielles de la commande prédictive se sont développées, dans des secteurs très différents, concernant des systèmes rapides du type mécatronique, ou des processus lents dans les industries de production (chimie, énergie, etc.).

1. Echangeur IRA

D'abord un processus pilote, situé à l'Institut de régulation d'Arles, organisme qui manipule et enseigne la régulation industrielle depuis 1967. L'IRA est à même de comparer objectivement toutes techniques de commande de processus. L'unité choisie pour illustrer notre propos est un échangeur thermique industriel, sur lequel il est loisible de faire toutes les expériences et comparaisons que l'on désire, sans être gêné par les contraintes de production. [12]

1.1 Modèle de l'échangeur

Le schéma physique de l'échangeur est représenté à la figure II.8, l'eau froide est ici le produit et l'eau chaude le fluide caloporteur. Les débits d'eau froide Q_p et de caloporteur Q_f sont réglés des régulateurs PI qui compensent ainsi les défauts habituels des vannes.

Les fluides sont à la pression atmosphérique, et les ordres de grandeur des températures et débits sont indiqués à la figure II.8.

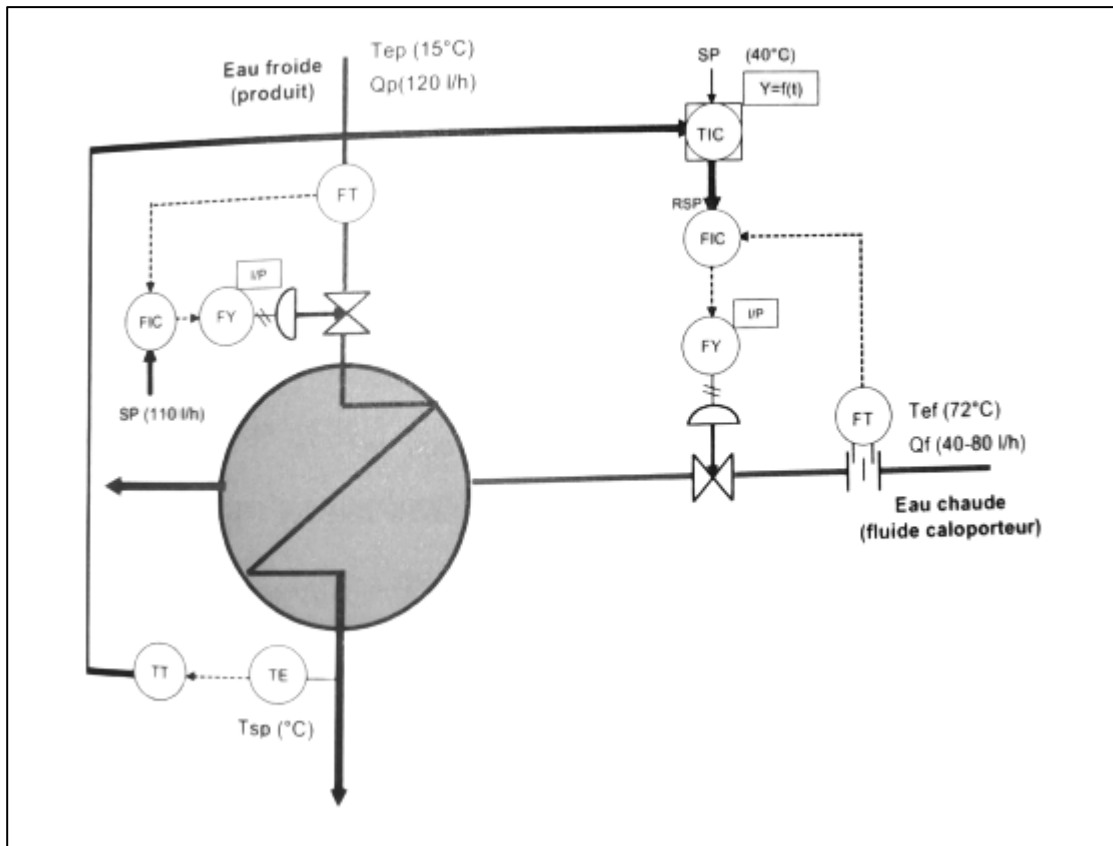


Figure II.8- schéma physique de l'échangeur

Cette variation de U s'exprime en fonction des nombres de Reynolds, de Prandtl et de Nusselt. Ces paramètres dépendent de la chaleur spécifique, et de masse volumique, de la conductivité et de la viscosité dynamique des fluides, qui sont des fonctions de la température et du débit. Ces fonctions sont classiquement tabulées dans la littérature. On peut les représenter par des polynômes de degré 4. Ces relations algébriques simples peuvent être directement implantées dans l'automate de commande.

On peut également réaliser un « modèle de modèle » agrégé, en représentant, pour un débit Q et une température T , variant dans une plage donnée, le coefficient U par une fonction polynomiale du type :

$$U(Q, T) = (k_0 + k_1 \cdot T) Q^{0.8} \dots \dots \dots \text{(II.24)}$$

Les coefficients k_i sont identifiés -hors ligne- à partir des variables U calculées. L'expérience montre que la dynamique est bien approchée par un système d'ordre 1 avec retard pur.

La constante de temps est plus difficile à modéliser; une formulation est approché par une fonction linéaire du débit de produit (eau froide) ; il est pris comme le temps de transit du produit dans l'échangeur.

Il est néanmoins nécessaire d'effectuer un essai de validation du modèle de connaissance, et de réajuster légèrement le coefficient d'échange : le calcul du nombre de Reynolds dépend, de façon complexe, de la forme géométrique de l'échangeur, qui peut, par ailleurs, être plus ou moins encrassé. La température du fluide servant à calculer le coefficient d'échange U est prise, pour simplifier, égale à la moyenne entre les températures d'entrée et de sortie qui sont, soit mesurées (cas rare dans l'industrie), soit calculées par un modèle à l'échantillonnage.

La température de sortie T_{sp} du produit est solution de l'équation :

$$\tau \frac{dT_{sp}}{dt} + T_{sp} = T_{eq}(t - \theta) \dots \dots \dots (II. 25)$$

où $T_{eq}(t)$ est désignée sous le terme de Température équivalente.

$T_{eq}(t)$ est donnée par la relation convexe entre T_{ef} , température d'entrée du fluide et T_{ep} température du produit :

$$T_{eq}(t) = \Gamma(Q_f, Q_p). T_{ef}(t) + [1 - \Gamma(Q_f, Q_p)] T_{ep}(t) \dots \dots \dots (II. 26)$$

avec $\tau = \tau(Q_f, Q_p)$ et $\theta = \theta(Q_p)$.

La figure II.8 présente les variations de Γ en fonction de Q_f pour différentes valeurs de Q_p . Au-delà du point $Q_f = Q_p$ (où $\Gamma = \frac{NUT}{1+NUT}$), Γ varie peu, entre 0,7 et 0,9. Par contre, Γ varie de façon presque linéaire entre $Q_f = 0$ et $Q_f = Q_p$, où se situe l'essentiel du fonctionnement de l'échangeur. Cette caractéristique dépend des diverses températures par l'intermédiaire des coefficients d'échange.

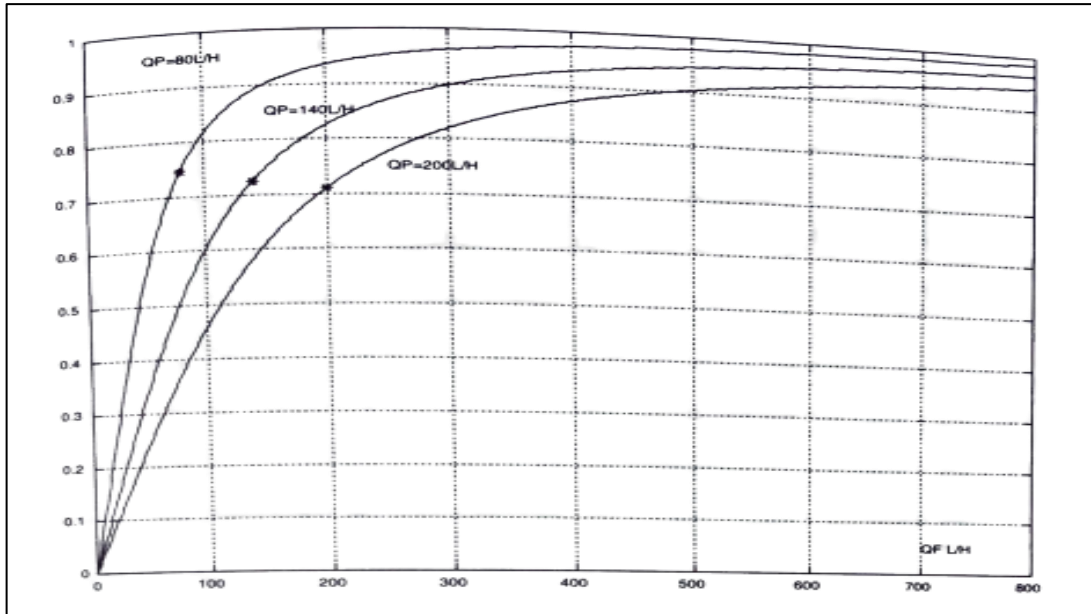


Figure II.9- Variation du coefficient de convexité Γ en fonction des débits Q_f et Q_p

1.2 Commande

On prend donc comme modèle interne, de sortie T_{spm} , un système du premier ordre de gain unitaire, de constante de temps τ et de retard pur θ . τ et θ vont donc varier à chaque instant, en fonction des valeurs des mesures à l'échantillonnage précédent.

L'entrée du modèle est la variable manipulée, c'est-à-dire ici la température équivalente T_{eq} . On est donc devant un problème classique de commande.

Désignant par T_{spm} la sortie du modèle de T_{sp} , et par T_{spred} la sortie prédite à r échantillons, on obtient :

$$T_{spm}(n) = T_{spm}(n - 1).am + bm.T_{eq}(n - 1) \dots \dots \dots (II.27)$$

$$T_{spred} = T_{sp}(n) + T_{spm}(n) - T_{spm}(n - r) \dots \dots \dots (II.28)$$

$$\text{avec } r = \text{entier}\left(\frac{\theta}{T_{ech}}\right),$$

D'où la variable manipulée équivalente :

$$T_{eq} = \frac{[Cons - T_{sp}(n)]lh . bm . T_{spm}(n)}{bm} \dots \dots \dots (II.29)$$

$$\text{avec la signification classique : } am = \exp\left(-\frac{T_{ech}}{\tau}\right) \dots \dots \dots (II.30)$$

$$bm = 1 - am \dots \dots \dots (II.31)$$

$$lh = 1 - \exp\left(-\frac{T_{ech}.3}{TRBF}\right) \dots \dots \dots (II.32)$$

Pour plus de rigueur et pour obtenir une meilleure robustesse, il est recommandé de prendre un modèle interne d'ordre 2 afin de tenir compte de la dynamique de la régulation de débit.

Il s'agit maintenant de réaliser physiquement la commande Q_f à partir de T_{eq} , et de calculer la consigne du PI de niveau 0 (régulateur de débit).

On extrait d'abord de l'équation

$T_{eq}(t) = \Gamma T_{ef}(n) + (1 - \Gamma) \cdot T_{ep}(n) \dots \dots \dots$ (II. 32) le paramètre Γ_s solution :

$$\Gamma_s = \frac{T_{eq}(n) - T_{eq}(n)}{T_{ef}(n) - T_{ep}(n)} \dots \dots \dots \text{ (II. 33)}$$

où T_{ef} et T_{ep} sont des quantités mesurées ou supposée connues.

Par ailleurs, Γ_s et Q_f sont reliés par la fonction non linéaire mais biunivoque (voir figure II.9). où Q_p et en réalité toutes les températures interviennent par l'intermédiaire de U .

$$\Gamma(Q_f) = \frac{1 - \exp\left[-U \cdot A\left(\frac{1}{F_p} - \frac{1}{F_f}\right)\right]}{1 - \frac{F_p}{F_f} \exp\left[-U \cdot A\left(\frac{1}{F_p} - \frac{1}{F_f}\right)\right]} \dots \dots \dots \text{ (II. 34)}$$

Les débits sont des débits calorifiques :

$$F_p = (\rho \cdot Cp)_p \cdot Q_p \dots \dots \dots \text{ (II. 35)} ; \quad F_f = (p \cdot Cp)_f \cdot Q_f \dots \dots \dots \text{ (II. 36)}$$

Le coefficient d'échange global U variable est calculé, à chaque instant, par :

$\frac{1}{U} = \frac{1}{U_f} + \frac{1}{U_p} \dots \dots \dots$ (II. 37) où les U_i sont les coefficients d'échange de chaque compartiment.

$$U = U[Q_f(n - 1) Q_p(n - 1), T_{ep}(n - 1), T_{sp}(n - 1), T_{ef}(n - 1), T_{sf}(n - 1)] \dots \dots \dots \text{ (II. 36)}$$

La technique de résolution proposée pour trouver Q_f à partir de Γ_s est une technique classique de dichotomie, avec interpolation linéaire à la dernière itération, qui - pour un nombre fixe d'itérations, contrainte imposée par l'implantation dans les automates - donne des résultats satisfaisants.

Le seul paramètre de réglage est donc le TRBF, que l'on peut indexer sur τ si l'on veut opérer à robustesse constante ($TRBF = g \cdot \tau$).

On fixe ensuite les contraintes en vitesse sur $Q_f(n)$ et les contraintes absolues de Q_f . Ici, $Q_{fmin} = 0$ et $Q_{fmax} = 200$ l/h.

Il est indispensable de transférer ces contraintes et de calculer le $Teq(n)$ modifié, suivant la procédure habituelle, autrement le modèle interne est faux si l'ouverture de la vanne atteint une valeur limite.

L'implantation a lieu sans difficulté dans le système de commande DeltaV7 de Emerson.

Un exemple de schéma bloc est représenté à la figure II.10

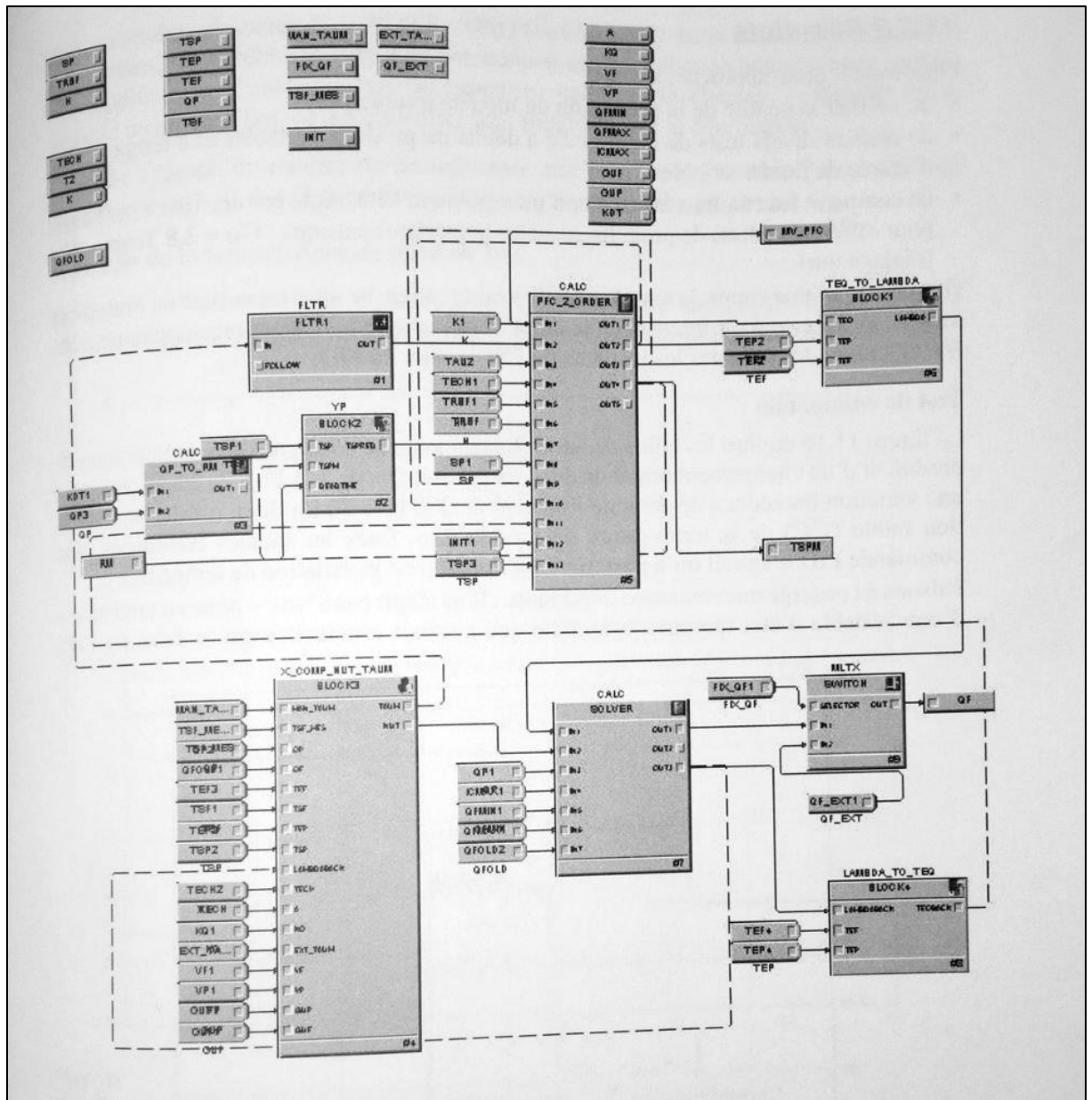


Figure II.10 -Exemple de commande schéma bloc. Implantation dans DeltaV7 Emerson

1.3 Résultats

Pour valider cette approche, il s'agit :

- De vérifier la qualité de la prédiction du modèle interne ;
- De réaliser divers tests de commande à débits de produits variable et à températures d'entrée de fluide variables ;

- De comparer les résultats avec ceux d'un régulateur PID, réglé par une tierce personne, pour différents débits de produits, avec les paramètres suivants :
 $G_p = 2.8$; $T_{rep} = 17s$ (réglage dur).

Dans un deuxième temps, la température T_{sp} est mesurée par un capteur situé en aval sur le tube de sortie, ce qui est fréquent en pratique et qui introduit un retard pur supplémentaire. Il s'agit alors de comparer les résultats du PFC à ceux du PID.

Test de commande

La figure II.11 montre les effets de deux changements de consigne de la température de produit et d'un changement brutal de débit de produit Q_p , de 175 l/h à 75 l/h, provoquant une variation immédiate de débit de fluide q_f , de 200 l/h à 80 l/h. Il en résulte une variation faible (1°C) de la température du produit T_{sp} . Dans les mêmes conditions, une commande PID n'agirait qu'a posteriori, en fonction de la variation de température.

Faisons au passage une remarque importante : Il ne s'agit pas d'une « prise en tendance » d'une variable d'état (perturbation), telle que pourrait éventuellement le faire un PID, dans un schéma classique dit « PID FF » (PID feed-forward), mais d'une auto-adaptation de structure, car le débit Q_p intervient non comme une perturbation additive mais comme une modification d'un paramètre de structure ; celle-ci fait changer l'efficacité de la variable manipulée T_{eq} , ce qui a un effet plus important sur la commande.

La sortie T_{spmp} du modèle de connaissance suit bien la température T_{sp} , et ne s'éloigne que de 3° C dans le transitoire de changement de débit de produit Q_p .

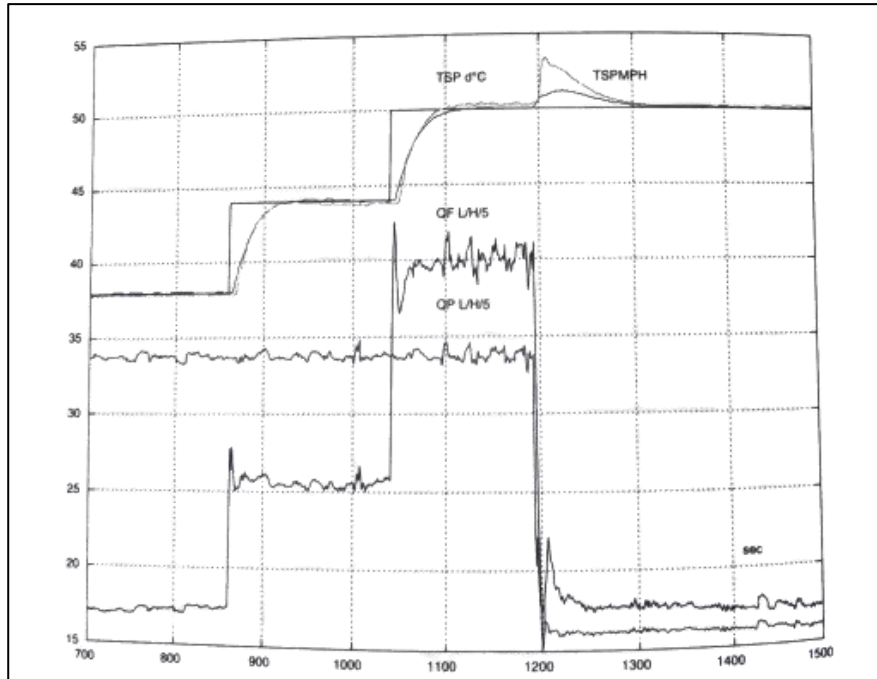


Figure II.11-Commande avec sortie du modèle interne tspmph et variation de qp, exprimés en (litre/heure)/5

Variation de la température de produit T_{ep}

La figure II.11 montre l'effet d'une variation de température mesurée de T_{ep} de 56°C à 45°C , provoquant une variation de Q_f , avec un écart minime de 0.4°C de T_{tsp} .

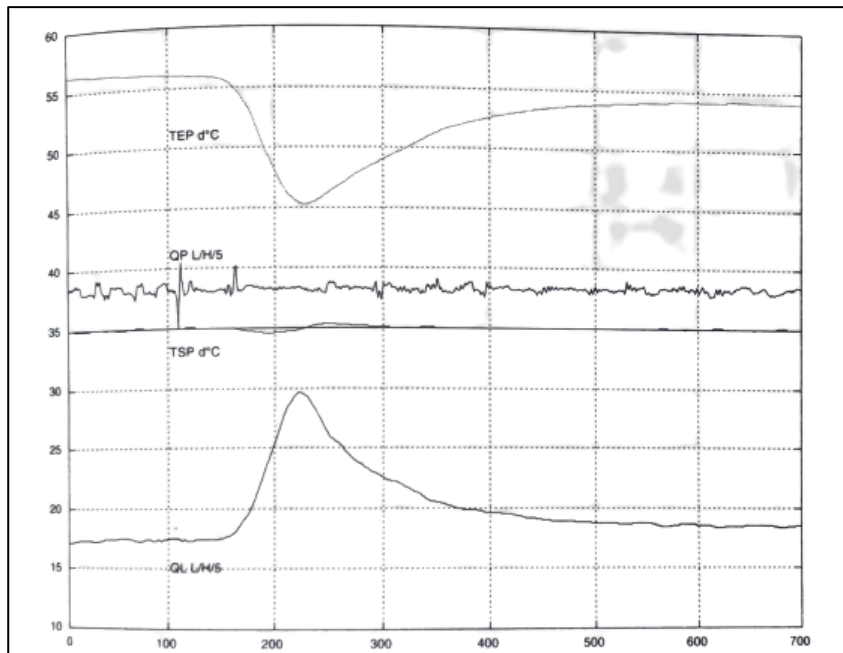


Figure II.12- Variation de température d'entrée T_{ep} du produit, QL débit de fluide (litre/heure) /5

Comparaison PID/PFC (1751/h)

Le test comparatif est réalisé strictement dans les mêmes conditions opératoires, à deux débits de Q_p , 175 l/h et 75 l/h, pour les mêmes consignes allant de 40 °C à 45 °C.

On note les temps de réponse des deux régulateurs, tels qu'ils apparaissent à la figure II.12.

Le régulateur PID, réglé « tendu », par un opérateur indépendant expérimenté, est proche de l'instabilité. Son temps de réponse à 95 % est voisin de 82 s, alors que celui du régulateur prédictif est de 36 s. Les comportements de $Q_f(MV)$ sont très différents.

La pointe initiale de la MV du régulateur PID, étant à haute fréquence, n'a pas d'effet sur la sortie, alors que cette pointe est très atténuée avec le régulateur PFC.

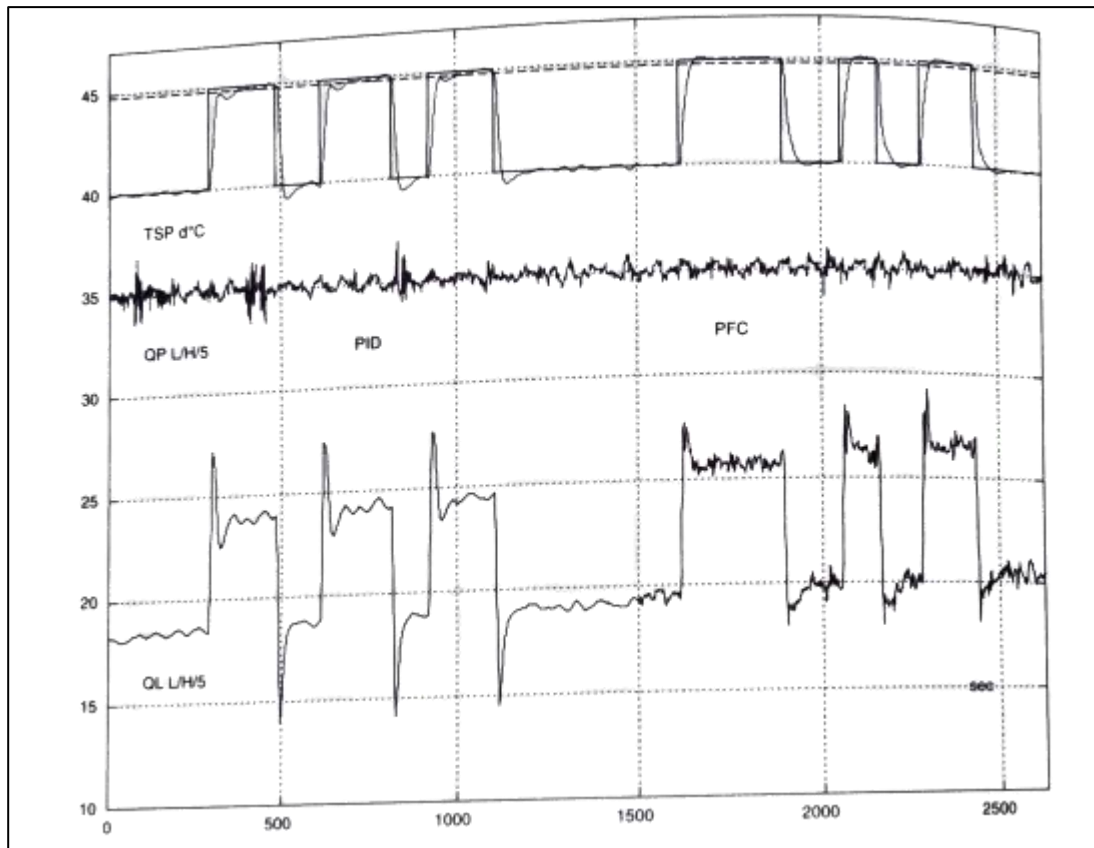


Figure II.13-Comparaison des commandes PID et PFC (175 l/h)

On utilise maintenant le capteur éloigné, qui introduit un temps de retard, avec les mêmes réglages. On voit à la figure II.13 que le régulateur PID est instable non divergent, alors que le comportement de PFC n'a pas varié, puisque le temps de retard est pris en compte dans le modèle interne.

Comparaison PID/PFC (80 l/h)

Le fonctionnement à 80 l/h est plus délicat, car le gain local est plus grand et le processus plus lent. On observe à la figure II.15, qu'avec les mêmes réglages, le régulateur PID à consigne constante, est fortement instable et divergent ($t > 1\ 000$), alors que le fonctionnement du régulateur prédictif est acceptable, son modèle interne étant à structure adaptative.

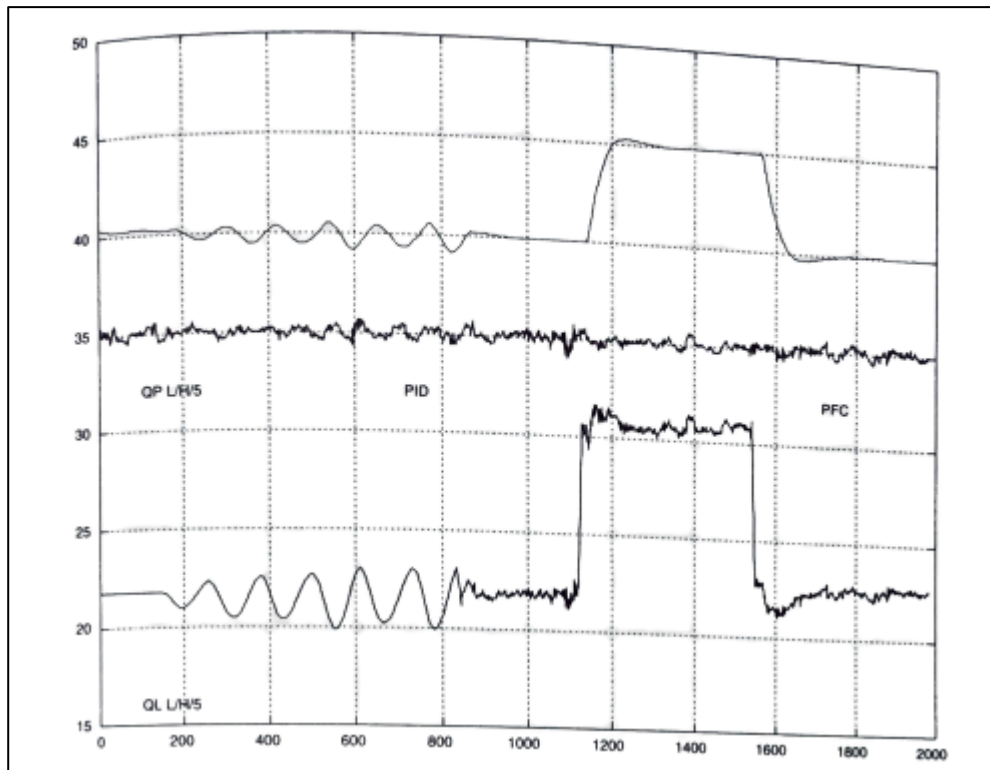


Figure II.14- Comparaison des régulateurs PID et PFC avec retard pur (175 l/h)

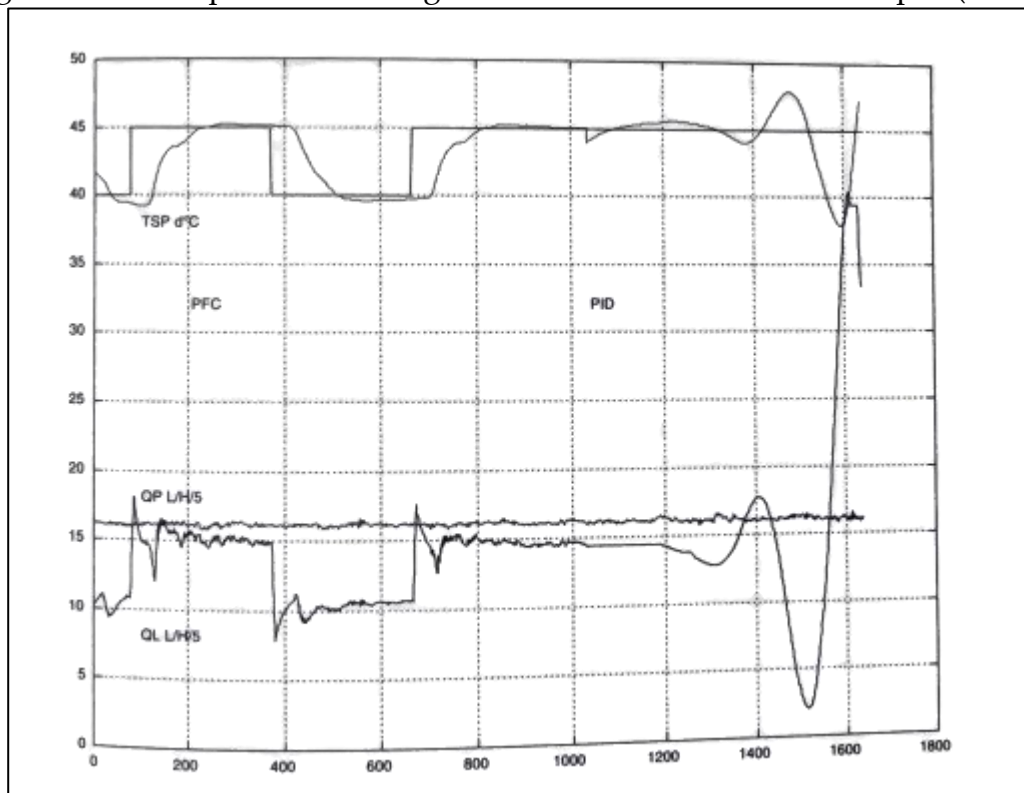


Figure II.15-Comparaison des régulateurs PID et PFC avec retard pur (80 l/h)

Commande PID sur changement de débit Q_p

On reprend les mêmes circonstances que dans le cas de la figure II.12. brutalement le débit Q_p de 170 l/h à 80 l/h. Le débit de fluide évolue uniquement lorsque la température T_{sp} change. L'écart maximal de température est de $4,65^\circ\text{C}$, alors qu'il n'est que de $1,15^\circ\text{C}$ dans le cas de la commande prédictive (voir figure II.15).

Rappelons toutefois que le but de cette étude n'est pas de comparer les régulateurs PFC et PID, qui ont chacun leur domaine d'application, mais de montrer l'intérêt de l'introduction, sous forme de blocs génériques, d'une commande à base de modèle de connaissance.

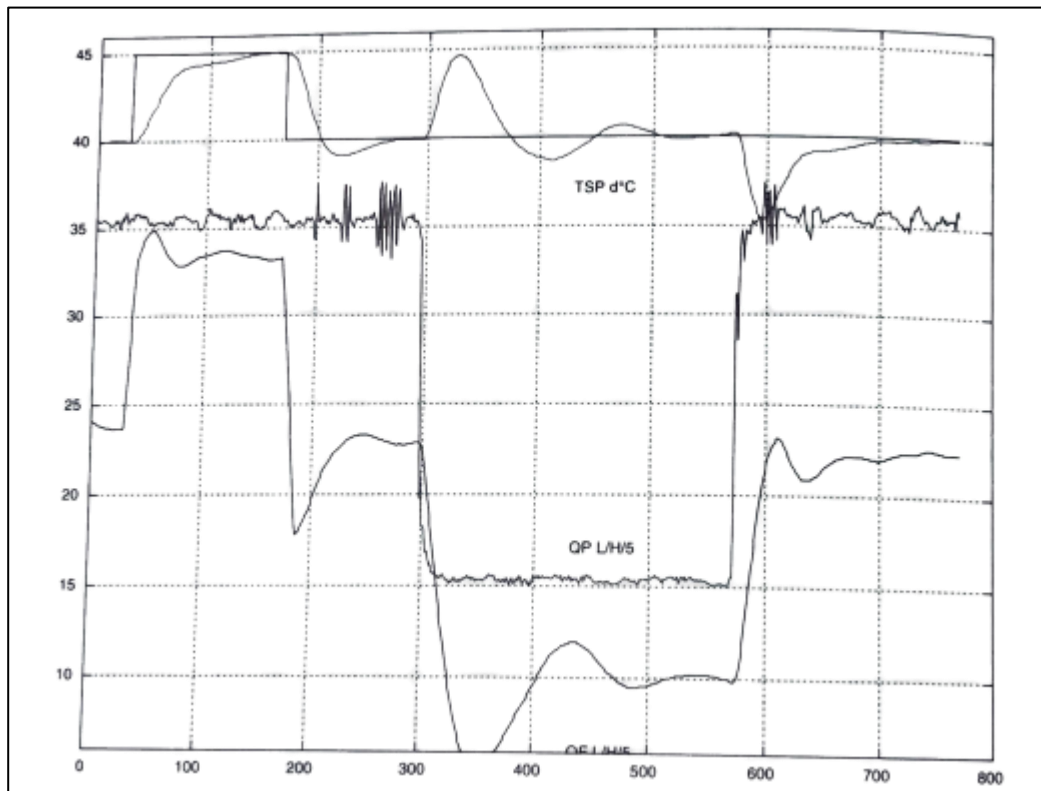


Figure II.16- Commande PID lors d'un changement de débit Q_p

Donc :

L'échangeur thermique peut être approché par un processus d'ordre 1 avec retard pur.

Si le débit de produit, ainsi que les températures d'entrée du produit et du fluide, sont constants, un régulateur PID donne satisfaction, le besoin de régulation dynamique étant faible.

Les variations de débit du produit et de température du fluide interviennent comme des perturbations de structure qui font varier le gain et la dynamique du transfert : la variable manipulée est le débit du fluide ($MV = Q_{\text{fluide}}$), la variable régulée est $CV = \text{température de sortie de l'échangeur}$, alors que la température du produit est une perturbation additive d'état. Si Q_p , T_{ep} et T_{ef} changent, il convient de faire varier les paramètres du modèle en fonction de ces 3 variables ; cela constitue un certain travail si le modèle est de représentation, alors que cela est réalisé implicitement si le modèle est de connaissance.

On objectera qu'il serait également possible, dans le cas d'un régulateur PID, de faire théoriquement changer chaque paramètre de réglage du régulateur, en fonction de ces trois variables ; cela nécessiterait néanmoins un travail considérable (tabulation).

Outre sa facilité de réglage, le régulateur prédictif est donc plus performant, parce qu'il est adaptable, avec un modèle interne de connaissance implanté dans la bibliothèque de commande générique.

C'est pourquoi on est enclin à penser que, dans les cas où l'environnement est constant, le régulateur PID suffit. On passera à une commande à base de modèle uniquement dans les cas où l'environnement est variable. Néanmoins, si le modèle est de connaissance et qu'il est installé dans la bibliothèque de commande de base de l'automate, l'installateur n'a aucun effort particulier à faire ; en choisissant le bloc approprié, il obtient de meilleures performances et un réglage immédiat, à l'aide d'un seul paramètre ayant un sens physique clair (le temps de réponse en boucle fermée). De plus, la maintenance est grandement facilitée. Liberté lui est donc donnée. [12]

Le programme simule pour obtenir la fonction de transfert

Pour obtenir la fonction de transfert du système on simule ce programme :

```
% This program will simulate the Armature controlled DC Motor Transfer
% funcations along with the step out waveform
disp('In order to use the program all motor parameters must be converted to
SI units')
disp('If the maxium operating speed is not given please enter zero')
wmax=input('What is the maximum operating speed, Wmax(rad/s)>');
Imax=input('What is the maximum armature current, Imax(A)>');
Ke=input('What is the Voltage constant, Ke(V*s/rad)>');
Kt=input('What is the Torque constant, Kt(N*m/A)>');
Tf=input('What is the Friction torque, Tf(N*m)>');
R=input('What is the Armature resistance, R(ohms)>');
L=input('What is the Armature inductnace, L(H)>');
Jm=input('What is the Armature moment of inertia, Jm(N*m*s^2/rad)>');
Bm=input('What is the Armature viscous friction, Bm(N*M*s/rad)>');
disp('Does the motor have speed reducers and load specifications?');
ans=input('Enter 1 for YES; Enter 0 for No>')
if ans==1;
    N1=input('How many teeth are on the first(N1) speed reducer>');
    N2=input('How many teeth are on the second(N2) speed reucer>');
    JL=input('What is the Load inertia (JL)>');
    BL=input('What is the Load friction (BL)>');
disp('The Mechanical time constant is (sec)')
Tm=Jm/Bm
pause

disp('The Electrical time constant is (sec)')
Te=L/R
pause
disp('The Voltage-driven Transfer Funcation of the Motor (OhmM(s)/Ea(s)')
X0=(R*Bm)+(Ke*Kt);
X1=(R*Bm*(Tm+Te));
X2=(R*Bm*Tm*Te);
X10=(X0/X2);
X11=(X1/X2);
X12=(X2/X2);
X13=(Kt/X2);
num=[Kt];
den=[X2 X1 X0];
t1=tf(num, den)
step(t1)
pause
disp('The simplified of Above Transfer funcation')
num=[X13];
den=[X12 X11 X10];
t0=tf(num, den)
step(t0)
pause
disp('Therefore the natural damped frequency of the motor is>')
w=sqrt(X10)
pause
disp('Therefore the damping factor is>')
```



```

df=(X11/(2*(w)))
pause
disp('The Simplified gain is (rad/v*s)')
Ks=((Kt)/((R*Bm)+(Ke*Kt)))
pause
disp('The simplified time constant is (s)')
Ts=((R*Jm)/((R*Bm)+(Ke*Kt)))
pause
disp('The simplified velocity Motor transfer function is(ohmM(s)/Ea(s)')
num=[Ks];
den=[Ts 1];
t2=tf(num, den)
step(t2)
pause
disp('The simplified Motor position transfer function is
(thetaM(s)/Ea(s)>')
num=[Ks];
den=[Ts 1 0];
t3=tf(num, den)
step(t3)
pause
disp('The current-driven Motor velocity transfer function is
(ohmM(s)/Ia(s)>')
Kc=Kt/Bm;
num=[Kc];
den=[Tm 1];
t4=tf(num, den)
step(t4)
pause
disp('The current-driven Motor position transfer function is
thetaM(s)/Ia(s)>')
num=[Kc];
den=[Tm 1 0];
t5=tf(num, den)
step(t5)
pause
disp('The inertia of motor and load is, (N*m*s^2/rad)')
Jt=(Jm+(((N1/N2)^2)*JL))
pause
disp('The friction of motor and load is, N*m*s/rad')
Bt=(Bm+(((N1/N2)^2)*BL))
pause
disp('The torque time constant is, (s)')
Tt=Jt/Bt
pause
disp('The velocity transfer function (of Voltage-Driven Motor, speed Reducer
and Load) is ohmL(s)/Ea(s)>')
X3=((R*Bt)+(Ke*Kt));
X4=((R*Bt)*(Tt+Te));
X5=((R*Bt*Tt*Te));
N=(Kt*(N1/N2));
X15=N/X5;
X16=X3/X5;
X17=X4/X5;
X18=X5/X5;
num=[N];

```

```

den=[X5 X4 X3];
t6=tf(num,den)
step(t6)
pause
disp('The simplified of Above Transfer funcation')
num=[X15];
den=[X18 X17 X16];
t00=tf(num,den)
step(t00)
pause
disp('The poistion transfer funcation is thetaL(s)/Ea(s)>')
num=[N];
den=[X5 X4 X3 0];
t7=tf(num,den)
step(t6)
pause
disp('The simplified of Above Transfer funcation')
num=[X15];
den=[X18 X17 X16 0];
t000=tf(num,den)
step(t000)
pause
disp('Thank for using my program')
disp('Program created by Taptej Khachh (Humber College Student)')
else
ans==0;
disp('The Mechanical time constant is (sec)')
Tm=Jm/Bm
pause
disp('The Electrical time constant is (sec)')
Te=L/R
pause
disp('The Voltage-driven Transfer Funcation of the Motor (OhmM(s)/Ea(s)')
X0=(R*Bm)+(Ke*Kt);
X1=(R*Bm*(Tm+Te));
X2=(R*Bm*Tm*Te);
X10=(X0/X2);
X11=(X1/X2);
X12=(X2/X2);
X13=(Kt/X2);
num=[Kt];
den=[X2 X1 X0];
t1=tf(num, den)
step(t1)
pause
disp('The simplifed of Above Transfer Funcation>')
num=[X13];
den=[X12 X11 X10];
t0=tf(num, den)
step(t0)
pause
disp('Therefore the natural damped frequency of the motor is>')
w=sqrt(X10)
pause
disp('Therefore the damping factor is>')
df=(X11/(2*(w)))

```

```

pause
disp('The Simplified gain is (rad/v*s)')
Ks=((Kt)/((R*Bm)+(Ke*Kt)))
pause
disp('The simplified time constantis (s)')
Ts=((R*Jm)/((R*Bm)+(Ke*Kt)))
pause
disp('The simplified Motor velocity transfer function is (ohmM(s)/Ea(s)')
num=[Ks];
den=[Ts 1];
t2=tf(num, den)
step(t2)
pause
disp('The simplified Motor position transfer function is
(thetaM(s)/Ea(s)>')
num=[Ks];
den=[Ts 1 0];
t3=tf(num, den)
step(t3)
pause
disp('The current-driven Motor velocity transfer function is
(ohmsM(s)/Ia(s)>')
Kc=Kt/Bm;
num=[Kc];
den=[Tm 1];
t4=tf(num,den)
step(t4)
pause
disp('The current-driven Motor poistion tranfer function is
thetaM(s)/Ia(s)>')
num=[Kc];
den=[Tm 1 0];
t5=tf(num,den)
step(t5)
pause
end

```



Référence bibliographies

Bibliographie

- [1] «www.techno-science.net,» [En ligne]. Available: <https://www.techno-science.net/definition/3190.html>. [Accès le 19 02 2023].
- [2] T. WILDI, Électrotechnique, 4e édition, Eyrolles, 2005.
- [3] C. CHEVASSU, *MACHINES ÉLECTRIQUES: Cours et Problèmes*, ENSM, 2012.
- [4] C. J. Niard, *Machines électriques : Terminales F1,F2, F4*, Nathan Technique .
- [5] G. Chateigner, M. Boës, D. Bouix, J. Vaillant et D. Verkindère, *Manuel De génie électrique*, DUNOD.
- [6] P. Mayé, *Aide-mémoire électrotechnique*, DUNOD.
- [7] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, McGraw-Hill.
- [8] B. S. Guru et H. R. Hiziroglu, *Electric_Machinery_and_Transformers*, New York Oxford ; OXFORD UNIVERSITY PRESS 2001: Department of Electrical and Computer Engineering .
- [9] T. T. KARA FATMA, *Modélisation et commande en vitesse d'un moteur à courant continu alimenté par un hacheur MLI*, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU, 2015.
- [10] M. Morari, « "Model Predictive Control: Past, Present and Future",» *Computers & Chemical Engineering*, pp. 667-682, May 1999.
- [11] M. Dabo, *Commande prédictive généralisée non linéaire à temps continu des systèmes complexes*, Université de Rouen, 2010.
- [12] G. L. J. M. S. I. d. d. G. D. Jacques Richalet, *La commande prédictive: Mise en oeuvre et applications industrielles*, EYROLLES.
- [13] C. N. STOICA, *Robustification de lois de commande prédictives multivariées*, Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes » .
- [14] A. Benbrahim., « *Commande Prédictive Généralisée D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents* ». *Mémoire De Master.* ,, Université De Batna, 2009.
- [15] B. B. Alaga, *Implémentation de la commande prédictive basée sur le modèle d'état pour le contrôle de la vitesse d'un moteur à courant continu.*, 2021.
- [16] E. C. a. C. Bordons, *Model Predictive Control*, 2nd ed ,Springer, 2007.

- [17] C. R. B. Cutler, «: Dynamic matrix control—a computer control algorithm.» *ISA Transactions* 20(2), 2–11 (1981).
- [18] J. Richalet, « Predictive functional control: Principles and industrial applications. Proceedings of the IFAC Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing,» *Prague, Czechoslovakia*, pp. 57-70, 5-7 September 1978.
- [19] MathWorks, «Simuler le comportement dynamique d'un système,» [En ligne]. Available: <https://fr.mathworks.com/discovery/simulation-software.html>. [Accès le 15 05 2023].
- [20] MathWorks, «Simulink est conçu pour l'approche Model-Based Design,» [En ligne]. Available: <https://fr.mathworks.com/products/simulink.html>. [Accès le 15 05 2023].
- [21] MathWorks, «Simulink pour le design et la simulation de systèmes,» [En ligne]. Available: <https://fr.mathworks.com/solutions/system-design-simulation.html>. [Accès le 15 05 2023].
- [22] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Pearson Education, 2010.
- [23] K. & M. R. Astrom, *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers.*, Princeton University Press., 2008.