



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

Republique Algerienne Democratique Et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi- Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de génie électrique

## MEMOIRE DE MASTER

Présenté par :

ZEGHDOUDI Slimen & CHERIET djawhar

Spécialité : **Électrotechnique industriel**



# Commande CRONE d'une éolienne à base d'une Génératrice Synchrones à Aimant Permanent GSAP

Présenté et soutenu publiquement, le 11-06-2022 devant le jury composé de :

M. AMIEUR Toufik  
Dr. METATLA samir  
M. NEHAL Ouassila

MCA  
MAA  
MAA

Président  
Rapporteur  
Examineur 1

Promotion : 2021/2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

# شكر وعرفان

أتقدم بالشكر الجزيل إلى أبائنا و أمهاتنا، إلى من وكلهم الله بالهيبة

و الوقار و كانوا حافز لنا على مواصلة دراستنا لذا أطرز

من خيوط الشمس الالامعة حروف شكر و ماء الذهب عرفان

لحرصكم الدائم على تشجيعنا و الدعاء لنا

كما نتقدم بالشكر الجزيل إلى الأستاذ الكريم

"مطاطلة سمير" الذي لم يبخل علينا بتوجيهاته و نصائحه

القيمة طيلة إشرافه على هذا العمل المتواضع ،

كما تتسع دائرته شكرنا إلى جميع

أساتذتنا الكرام الذين زودونا بالمعلومات

و النصائح و إلى جميع زملائنا و طلبة ثانية ماستر دفعة 2022

و إلى كل من ساعدنا من قريب أو بعيد في هذا العمل.

# إهداء

أهدي هذا العمل المتواضع إلي كل أفراد أسرتي وركائزها، إلي رمز القوة والصبر إلي رمز الإخلاص  
و المحبة إلي من تعب وشقي لأجلي.

\*\*\* أبي \*\*\*

\*\*\* حفظه الله من كل سوء \*\*\*

إلي رمز الحنان والعطاء

\*\*\* أمي الغالية \*\*\*

\* حفظها ورعاها الله وأطال في عمرها \*

إلى أخوتي: عبد الجليل، فيصل ، أكرم، وأخواتي حفظهم الله جميعا.

إلي كل أحبتي وأصدقائي وأقاربي كل باسمه وفصله:

إلى رفيق دربي وزميلي في المذكرة: زغدودي سليمان

إلى كل من علمني وأثرى رصيد معرفتي، وساعدني في إنهاء هذا العمل.

والحمد لله أولا وأخرا الذي بفضلته تتم الصالحات.

جوهس

# إهداء

أهدي هذا العمل المتواضع إلي كل أفراد أسرتي وركائزها، إلي رمز القوة والصبر إلي رمز الإخلاص  
و المحبة إلي من تعب وشقي لأجلي.

\*\*\* أبي \*\*\*

\*\*\* حفظه الله من كل سوء \*\*\*

إلي رمز الحنان والعطاء

\*\*\* أمي الغالية \*\*\*

\*حفظها ورعاها الله وأطال في عمرها \*

إلى أخوتي: عبد الرحمن، عبد الحق ، العربي، وأخواتي حفظهم الله جميعا.

إلي كل أحبتي وأصدقائي وأقاربي كل باسمه وفصله:

إلى رفيق دربي وزميلي في المذكرة: شريط جواهر

إلى كل من علمني وأثرى رصيد معرفتي، وساعدني في إنهاء هذا العمل.

والحمد لله الذي بفضلته تتم الصالحات.

# سليمان

## Liste des figures

Fig. I.1 : Système de commande à retour unitaire classique.	09
Fig. II.1 : Exemple de structures à stator.	19
Fig. II.2 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.	19
Fig. II.3 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé.	22
Fig. II.4 : Machine équivalente au sens de Park.	24
Fig. II.5 : Schéma de simulation de la GSAP alimentée en tension.	28
Fig. II.6 : la tension $V$ directe dans le repère de Park.	29
Fig. II.7 : la tension $V$ quadratique dans le repère de Park.	29
Fig. II.8 : la vitesse mécanique de rotation qui alimente le GSAP.	29
Fig. II. 9: la tension statorique de GSAP.	30
Fig. II.10: le courant statorique de GSAP.	30
Fig. II.11 : le couple électromagnétique.	30
Fig. III.1 : présente le schéma utilisé pour la synthèse de la commande.	34
Fig.III.2 : Schéma fonctionnel de la commande CRONE.	34
Fig.III.3 : Groupe de : (a) oiseux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles.	38
Fig. III.4: Organigramme général de la méthode PSO.	40
Fig. III.5: Structure de simulation.	40
Fig. III.6: La vitesse mécanique de référence.	41
Fig. III.5: Le couple de référence.	41
Fig. III.7: Le courant statorique $I_s$ .	41
Fig. III.5: Le couple électromagnétique.	42
Fig. IV.1 : Principe de conversion de l'énergie éolienne.	45
Fig. IV.2 : Structure générale de la chaîne de conversion.	46

Fig. IV.3 : Optimisation de l'énergie extraite grâce à la variation de la vitesse l'éolienne.	46
Fig. IV.4 : Configuration d'une éolienne.	47
Fig. IV.5 : Modèle simplifié de la turbine.	48
Fig. IV.6 : Schéma bloc du modèle de la turbine.	50
Fig. IV.7 : Logique de la MPPT.	50
Fig. IV.8 : Principe de la MPPT dans le plan ( $\Omega$ , P).	51
Fig. IV.9 : Commande indirect de la vitesse.	51
Fig. IV.10: Structure globale de simulation.	52
Fig. IV.11 : la vitesse du vent.	52
Fig. IV.12 : le coefficient de puissance $C_p$ de la modèle turbine.	52
Fig. IV.13 : le courant statorique $I_s$ .	53
Fig. IV.14 : la tension statorique $V_s$ .	53
Fig. IV.15 : la puissance active résultant du modèle.	53
Fig. IV.16 : les couples électromagnétique mesurée et référence.	54

**Table des matières**

INTRODUCTION GÉNÉRALE .....	4
CHAPITRE I GÉNÉRALITÉS SUR LE CALCULE D'ORDRE FRACTIONNAIRE.....	6
I.1. INTRODUCTION .....	7
I.2. HISTORIQUE .....	7
I.3. LE BUT DE LA MODELISATION D'ORDRE FRACTIONNAIRE.....	8
I.4. LA COMMANDE D'ORDRE FRACTIONNAIRE .....	8
I.4.1. Correcteur PID .....	9
I.4.2. Correcteur d'ordre fractionnaire $PI\alpha D\beta$ .....	10
I.4.3. Correcteur d'ordre fractionnaire TID.....	10
I.4.4. Commande CRONE.....	11
I.5. OPERATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE.....	12
I.5.1. Définitions fondamentales.....	12
I.6. D'APPROXIMATION DES OPÉRATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRES .....	14
I.6.1. Méthode d'Oustaloup.....	14
I.6.2. La méthode de Matsuda .....	14
I.6.3. La méthode de Carlson.....	14
I.7. TRANSFORMÉE DE LAPLACE DES OPÉRATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE .....	15
I.7.1. Éléments de base de la Transformée de Laplace.....	15
I.7.2. Transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire.....	16
I.7.3. Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire .....	16
I.8. CONCLUSION.....	16
CHAPITRE II MODÉLISATION ET COMMANDE DE LA MSAPError! Bookmark not defined.	
II.1. INTRODUCTION .....	19
II.2. MACHINES SYNCHRONES .....	19
II.2.1. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents .....	20



## **TABLE DES MATIÈRES**

---

II.2.2. Les aimants permanents utilisés pour la MSAP.....	21
II.3. PRÉSENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS .....	21
II.4. LES AVANTAGES ET LES INCONVÉNIENTS DE LA MSAP .....	22
II.4.1. Les avantages .....	22
II.4.2. Les inconvénients :.....	22
II.5. MODÉLISATION DE LA MSAP.....	22
II.5.1. Les équations électriques des machines synchrones à aimants permanents .....	23
II.5.2. Équations de tensions et flux.....	23
II.5.3. Transformation de Park.....	25
II.5.4. Expression de la puissance et du couple électromagnétique.....	26
II.5.5. L'équation de mouvement de la machine .....	27
II.6. COMMANDE DES COUPLES DE GSAP.....	27
II.6.1. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents .....	27
II.7. SIMULATION DU GSAP .....	29
II.7.1. Bloc de simulation du GSAP .....	29
II.7.2. Résultats de simulation.....	30
II.8. CONCLUSION.....	32
CHAPITRE III DIMENSIONNEMENT DU CONTRÔLEUR CRONE.....	33
III.1. INTRODUCTION .....	34
III.2. COMMANDE CRONE.....	34
III.2.1. Schéma de commande et données pour la synthèse :.....	34
III.2.2. Principes et développements de la commande CRONE .....	35
III.3. LES STRATEGIES DE LA COMMANDE CRONE .....	36
III.3.1. Stratégie CRONE de première génération .....	36
III.3.2. Stratégie CRONE de deuxième génération.....	37
III.3.3. Stratégie CRONE de troisième génération : .....	37

III.4. TECHNIQUE DE L'OPTIMISATION (PSO).....	38
III.4.1. Optimisation par Essaim Particulaire (PSO).....	38
III.4.2. Principe de fonctionnement de PSO.....	39
III.4.3. Formulation mathématique du PSO .....	39
III.5. SIMULATION DE LA COMMANDE CRONE DE GSAP.....	41
III.5.1. Les résultats de simulation .....	42
III.6. CONCLUSION.....	43
CHAPITRE IV COMMANDE CRONE D'UNE EOLIENNE A BASE D'UNE GSAP.....	44
IV.1. INTRODUCTION .....	45
IV.2. DÉFINITION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE.....	45
IV.3. SYSTÈMES DE CONVERSION D'ÉNERGIE ÉOLIENNE.....	46
IV.3.1. Structure générale de la chaîne de conversion .....	46
IV.4. OPTIMISATION DE L'ÉNERGIE EXTRAITE .....	47
IV.5. MODÉLISATION DE LA TURBINE ÉOLIENNE .....	47
IV.5.1. Modélisation du vent.....	47
IV.5.2. L'équation dynamique de la turbine.....	48
IV.5.3. Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine .....	49
IV.5.4. La structure dynamique de l'arbre.....	49
IV.6. PRINCIPE DE LA MPPT .....	51
IV.6.1. Commande indirecte de vitesse.....	52
IV.7. SIMULATION DE L'ASSOCIATION (GSAP-COMMANDE-TURBINE) .....	53
IV.7.1. Bloc de simulation.....	53
IV.7.2. Les résultats de simulation .....	53
IV.8. CONCLUSION.....	55

### INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le monde industriel connaît actuellement un énorme développement technologique sous l'influence de la concurrence et des exigences de plus en plus élevées en matière de qualité et de performance. Une grande partie de ce progrès technologique et industriel est due au grand saut qualitatif que l'outil logiciel et matériel a connu, notamment depuis l'apparition des microprocesseurs, qui a permis d'appliquer des méthodes et des techniques qui étaient auparavant considérées comme purement théoriques. Cela est également dû au développement de la recherche fondamentale dans divers domaines, tels que l'analyse numérique et la théorie des systèmes. Tout cela a permis la mise en œuvre de méthodes et d'approches très complexes pour identifier et contrôler les systèmes.

Les contrôleurs basés sur des calculs d'ordre fractionnaire suscitent de plus en plus d'intérêt dans la communauté scientifique intéressée par les systèmes de contrôle. Ce type de contrôle peut intégrer des opérateurs et/ou des systèmes d'ordres fractionnaires dans sa structure ou sa mise en œuvre. Ils ont été introduits dans les boucles de commande afin d'améliorer en permanence la qualité des performances et la robustesse des systèmes servocommandes.

Parmi les techniques de la commande d'ordre fractionnaire il y'a la régulateur CRONE, actuellement appliquées dans l'industrie où ses qualités de correction s'appliquent à de multiples grandeurs physiques. C'est un bon outil de contrôle et c'est l'objet de notre sujet dans cette thèse.

Cette thèse a pour objectif principal d'étudier une technique de contrôle à base d'un contrôleur CRONE d'une éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent.

- **Le premier chapitre** présente une base théorique du calcul fractionnaire nécessaire pour le développement des chapitres qui suivent. Les concepts de base et les principales propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire.
- **Le deuxième chapitre** porte une Présentation de la machine synchrone à aimants permanents MSAP et sa modélisation dans le référentiel de Park. De plus, une simulation de la MSAP alimentée par une source de tension triphasée.
- **le troisième chapitre** est consacré pour identifier de la commande CRONE tous les générations, puis choix de la première génération de celles-ci à utiliser comme régulateur pour un système d'éolienne à base d'un générateur synchrone.

- **Le quatrième chapitre** est consacré à pour identifier de l'énergie éolienne et Nous avons également traité et Nous avons également traité le système de travail des turbines avec leur modélisation mathématique et en les reliant au générateur synchrone par simulation. En fin le travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives d'avenir.

# **CHAPITRE I**

## **GÉNÉRALITÉS SUR LE CALCULE D'ORDRE FRACTIONNAIRE**

## I.1. INTRODUCTION

Le calcul fractionnaire est un domaine des mathématiques qui a pour objet d'étendre les définitions des intégrales et des dérivées traditionnelles à des ordres non entiers. L'intégrale et la dérivée fractionnaires représentent respectivement la généralisation à des ordres non entiers de l'intégrale et de la dérivée, tout comme la fonction puissance à exposant réel qui correspond à la « prolongation » de la fonction puissance à exposant entier. Plusieurs définitions ont été [1] Dans plusieurs domaines des sciences appliquées et de l'ingénierie, les systèmes d'ordre fractionnaire ont reçu un intérêt considérable et se sont généralement décrits par des équations différentielles d'ordre fractionnaire. Dans le domaine fréquentiel, ils sont représentés par des fonctions de transfert irrationnelles, A cause de ces derniers, les systèmes d'ordre fractionnaire ont été secondairement étudiés, Comme ils n'ont pas de solutions analytiques exactes, les techniques numériques et d'approximation sont largement utilisées pour leur résolution, analyse et implémentation [2].

Dans ce chapitre, nous allons donner des définitions du calcul fractionnaire et des opérateurs d'ordre fractionnaires, quelque propriétés principales et aussi la transformée de Laplace des dérivées et intégrales ordre fractionnaire. Nous allons en particulier présenter quelques méthodes d'approximation des opérateurs et transferts d'ordre fractionnaire.

## I.2. HISTORIQUE

Le système d'ordre fractionnaire marque son début au XVIIème siècle, après quelques travaux de Gottfried Wilhelm Leibniz (1697) et Leonhard Euler (1730). Cent ans plus tard il recommence à être étudié par un grand nombre de mathématiciens célèbres comme P. S. Laplace (1812), J. B. J. Fourier (1822), N. H. Abel (1823-1826), J. Liouville (1832-1873), B. Riemann (1847), H. Holmgren (1865-67), A. K. Grünwald (1867-1872) ou A.V. Letnikov (1868-1872) [3]. Bien qu'il ne soit pas nouveau, le calcul infinitésimal d'ordre fractionnaire est redevenu un sujet d'étude dans la deuxième moitié du XXème siècle. Le formalisme mathématique de la dérivation non entière associé au développement des outils informatiques a permis d'envisager des applications dans le domaine des sciences de l'ingénieur du FOD (ang. Fractional Order Differential) [4].

Aujourd'hui, l'approche fractionnaire est ainsi appliquée pour la modélisation des dispositifs électriques [5].Le calcul d'ordre fractionnaire est le domine des mathématiques qui traite étude et application des intégraux et dérivées ordres arbitraire [1]. Aujourd'hui, l'intérêt

du calcul d'ordre fractionnaire et ces applications ne cesse de grandir, dans plusieurs domaines.

### **I.3. LE BUT DE LA MODELISATION D'ORDRE FRACTIONNAIRE**

La modélisation permet en effet de formaliser le comportement des processus étudié à l'aide d'une représentation appelée « modèle ». Les modèles basés sur des opérateurs d'ordre fractionnaire sont souvent plus adéquats que les modèles d'ordre entier utiliser précédemment, ceci a été démontré notamment par Caputo [2] Nonnenmacher et Glöckle [6], Friedrich et Westerlund. La théorie physique en faveur de l'utilisation des modèles basés sur des intégrales et des dérivées d'ordre non entier, par ce qu'offrant en plus un puissant instrument pour la description des effets héréditaires de diverses substances. Ceci l'avantage le plus significatif des modèles d'ordre fractionnaire en comparaison avec les modèles d'ordre entier [2], la modélisation d'ordre fractionnaire consiste à décrire les phénomènes physiques associés à des dispositifs dont le comportement peut être régi par des équations aux dérivées partielles. Bien qu'il ne soit pas nouveau, le calcul infinitésimal d'ordre fractionnaire est redevenu un sujet d'étude dans la deuxième moitié du XXème siècle. Le formalisme mathématique de la dérivation non entière associé au développement des outils informatiques a permis d'envisager des applications dans le domaine des sciences de l'ingénieur du FOD (Fractional Order Differential). Aujourd'hui, l'approche fractionnaire est ainsi appliquée pour la modélisation des dispositifs électriques, pour la modélisation des conséquences des désastres naturels ou pour la synthèse de la commande. La modélisation d'ordre fractionnaire est aussi présente dans le domaine des sciences biologiques ou même des sciences humaines et sociales [7].

### **I.4. LACOMMANDE D'ORDRE FRACTIONNAIRE**

En automatique, ce n'est qu'au début des années 1990 que le régulateur CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) était proposé par Oustaloup. En profitant des propriétés avantageuses des systèmes d'ordre fractionnaire, ce régulateur permettait d'assurer la robustesse de la commande dans une bande de fréquences donnée. Il a été remarqué qu'un tel phénomène physique est robuste au sens de l'automaticien. En effet, une observation attentive de la relaxation montre que son amortissement est indépendant de la nature de la digue, fluvial ou côtière, donc d'un certain nombre de paramètres, entre autres la masse d'eau en mouvement. Ce résultat est aussi remarquable que paradoxale dans l'approche entière de la mécanique où toute relaxation présente un amortissement lié à la masse transportée [8]. En

théorie du contrôle, l'utilisation du calcul fractionnaire a gagné beaucoup de succès non seulement pour la conception de contrôleurs d'ordre fractionnaire pour les systèmes rationnels mais aussi pour les systèmes d'ordre fractionnaire, Il existe de nombreuses variantes de contrôleurs d'ordre fractionnaire et ils ont été utilisés dans différentes applications en fonction des exigences de l'application spécifiques la plus courante est la famille des contrôleurs PID d'ordre fractionnaire et Il ya des autres comme : le régulateur CRONE, Commande avec référence la fonction de Bode idéale et Podlubny a proposé le régulateur  $PI^\alpha D^\beta$ . ...etc. [9].

#### I.4.1. Correcteur PID

Aujourd'hui, le correcteur PID est la structure de commande la plus utilisée dans les boucles de rétroaction. Plus de 90% des boucles d'asservissement sont des correcteurs PID. Généralement, le correcteur PID classique est implémenté dans des systèmes de commande à retour unitaire classique donné par Figure (I.1).

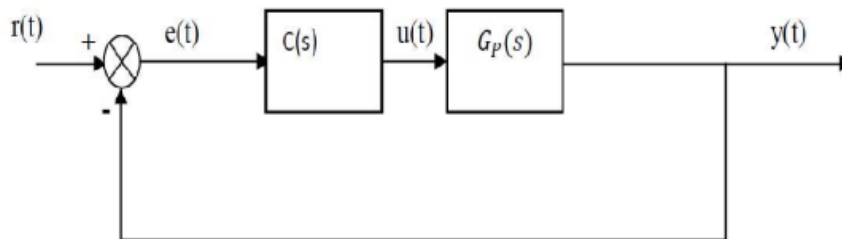


Fig. (I.1) Système de commande à retour unitaire classique.

Où :

- $u(t)$  : le signal de commande.
- $e(t)$  : l'écart résultant de la différence entre la consigne  $r(t)$ .
- $y(t)$  : la grandeur à commander.
- $C(s)$ : la fonction de transfert du correcteur.
- $G_p(s)$  : est la fonction de transfert de système.

Le comportement du correcteur proportionnel intégral dérivé (PID) classique est décrit par l'équation suivante :

$$u(t) = k_p \left( e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (I.1)$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation (I.1) avec les conditions initiales nulles la fonction de transfert de ce correcteur peut être exprimé par :

$$C(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (I.2)$$

Les paramètres du correcteur associés à ces différents termes sont : le gain proportionnel  $K_p$ , la constante d'intégration  $T_I$  et la constante de dérivation  $T_D$ .



### I.4.2. Correcteur d'ordre fractionnaire $PI^\alpha D^\beta$

Afin d'améliorer les performances des systèmes asservis linéaires, Poudlubny [10] a proposé une généralisation du correcteur PID classique à la forme  $PI^\alpha D^\beta$  nommé le PID fractionnaire [9] Où  $\beta$  et  $\alpha$  sont des réels positifs tel que :  $0 < \alpha < 1, 0 < \beta < 1$

L'équation de sortie du correcteur  $PI^\alpha D^\beta$  d'ordre fractionnaire dans le domaine de temps est donnée sous la forme :

$$e(t) = K_e \left( e(t) + \frac{1}{T_I} D^{-\alpha}(e(t)) + T_D D^\beta e(t) \right) \quad (I.3)$$

L'expression analytique du PID fractionnaire est donnée par l'équation suivante :

$$C(s) = k_p + \frac{k_I}{s^\alpha} + k_D s^\beta \quad (I.4)$$

Avec :

- $k_p$  Représente l'action proportionnelle.
- $k_I = \frac{k_p}{T_I}$
- $k_D = T_D k_p$
- $T_I$  : La constante d'intégration
- $T_D$  : La constante de dérivation
- $\frac{k_I}{s^\alpha}$ : représente l'action intégrale d'ordre fractionnaire.
- $K_D s^\beta$  : représente l'action dérivation d'ordre fractionnaire

On note que pour  $\alpha = \beta = 1$  le correcteur d'ordre fractionnaire  $PI^\alpha D^\beta$  devient le correcteur PID classique, si  $\alpha = 0$  et  $\beta = 1$  devient le correcteur  $PD^\beta$ , ...etc, En d'autres termes, tous ces types de correcteurs sont des cas spéciaux du correcteur  $PI^\alpha D^\beta$  fractionnaire.

L'avantage le plus important du correcteur  $PI^\alpha D^\beta$  d'ordre fractionnaire est sa possibilité de bien commander la dynamique des systèmes d'ordre fractionnaire. Un autre avantage se trouve dans le fait que les correcteurs  $PI^\alpha D^\beta$  d'ordre fractionnaire sont moins sensibles aux changements des paramètres d'un système commandé.

### I.4.3. Correcteur d'ordre fractionnaire TID

Le correcteur TID a une structure semblable à un correcteur PID classique, mais la composante proportionnelle P est remplacée par une composante ayant une fonction de transfert  $Ts^{-\alpha}$  où T est une constante et  $\alpha \in R$ , qui permet des options de réglage plus larges

et un meilleur comportement de contrôle par rapport à le contrôleur PID entier. Sa fonction de transfert est donnée par [9] :

$$C(s) = Ts^{-\alpha} + \frac{I}{s}Ds \quad (I.5)$$

#### I.4.4. Commande CRONE

Il a été proposé par Oustaloup au début des années 1990 [11]. Oustaloup a étudié les algorithmes d'ordre fractionnaire pour la commande des systèmes dynamiques et a montré la supériorité des performances de la commande CRONE sur le PID.

L'idée développée pour la synthèse du contrôleur CRONE dans le domaine fréquentiel, Ce correcteur permettait d'assurer la robustesse de la commande dans une bande de fréquence donnée. Trois stratégies bien distinctes assurant d'excellentes performances de robustesse ont fait l'objet de développements théoriques et technologiques importants. Chacune d'elles définit une généralisation de la commande CRONE [9].

La fonction de transfert idéale du correcteur CRONE de la première génération est représentée par la fonction d'ordre fractionnaire suivante [12] :

$$C_a(s) = C_0 \left( \frac{1 + \frac{s}{w_b}}{1 + \frac{s}{w_h}} \right)^\alpha \quad (I.6)$$

Avec  $C_a$ ,  $w_b$ ,  $w_h$  et  $a \in \mathfrak{R}^*$

L'utilisation de la seconde génération est indispensable pour satisfaire cette propriété. La seconde génération consiste à rendre le système en boucle ouverte équivalent à un intégrateur d'ordre fractionnaire comme suit :

$$T(s) = \left( \frac{w_u}{s} \right)^a \quad (I.7)$$

$T(s)$  est la fonction idéale de Bode avec  $a \in [1,2]$  et  $w_u \in \mathfrak{R}^{*+}$ .

La fonction de transfert du correcteur CRONE de la seconde génération est donnée par :

$$C_2 = \frac{T(s)}{G_p(s)} \quad (I.8)$$

Lorsque la propriété de robustesse ne peut être vérifiée à l'aide du correcteur CRONE de la seconde génération, un intégrateur fractionnaire d'ordre complexe est considéré dans la troisième génération [12].

La troisième stratégie (commande CRONE de 3ème génération) de la commande CRONE est la plus évoluée et présente une approche optimale. Si, lors d'une

reparamétrisation du procédé, le gabarit vertical du système ne glisse plus sur lui-même, c'est-à-dire si on n'assure plus la robustesse désirée, il faut le généraliser [13].

## I.5. OPERATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE

Le calcul d'ordre fractionnaire (intégration et différentiation d'ordre fractionnaire) est un vieux concept qui date de l'époque de Cauchy, Riemann Liouville et Leitnikov au 19ème siècle. Il a été utilisé en mécanique depuis les années 1930 et en électrochimie depuis les années 1960. Dans le domaine de la commande, des travaux intéressants ont été réalisés par I.A. Brin [14], et plus tard plusieurs mathématiciens et physiciens ont étudié les opérateurs différentiels et les systèmes d'ordre fractionnaire [15]. L'opérateur intégro-différentiel  $cD_t^m$  ou  $m$  et  $t$  sont les limites de l'opération est défini ainsi :

$$cD_t^m = \begin{cases} \frac{d^m}{dt^m} & \Re(\alpha) > 0 \\ 1 & \Re(\alpha) = 0 \\ \int_c^t (d\tau)^{-m} & \Re(\alpha) < 0 \end{cases} \quad (I.9)$$

Où  $m$  et l'ordre l'opération généralement  $m \in R$

### I.5.1. Définitions fondamentales

Il existe plusieurs définitions mathématiques pour l'intégration et la dérivation d'ordre fractionnaire. Ces définitions ne mènent pas toujours à des résultats identiques mais sont équivalentes pour une large gamme de fonctions [16].

#### I.5.1.1. Définition de Riemann-Liouville

**Définition 1** Soient  $C$  et  $\Re$  les anneaux des nombres complexes et réels respectivement,  $\Re(\cdot)$  Symbolise la partie réelle d'un nombre complexe.

Soient  $\alpha \in C$  avec  $\Re(\alpha) > 0$ .  $t_0 \in \Re$  et  $f$  une fonction localement intégrable définie sur  $[t_0, +\infty[$

L'intégrale d'ordre  $\alpha$  de  $f$  de borne inférieure  $t_0$  est définie par :

$$\frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_{t_0}^t (t - \xi)^{\alpha-1} f(\xi) d(\xi) \quad (I.10)$$

Avec  $\Gamma(x) = \int_0^\infty e^{-t} t^{x-1} dt$  est la fonction gamma d'Euler.

**Définition 2** Soient  $\alpha \in C$  avec  $\Re(\alpha) > 0$ ,  $n$  un entier positif,  $t_0 \in \Re$  et  $f$  une fonction localement intégrable définie sur  $[t_0, +\infty[$ . La dérivée d'ordre fractionnaire  $\alpha$  de la fonction de  $f$  borne inférieure  $t_0$  est définie par :

$$D_{t_0}^\alpha f(\tau) = \frac{1}{\Gamma(n - \alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_{t_0}^t (t - \tau)^{n-\alpha-1} f(\tau) d \quad (I.11)$$

Où le nombre entier  $n$  est tel que  $(n - 1) < \alpha < n$ .

**Remarque :** pour simplifier l'écriture, on notera dans la suite  $I^\alpha$  pour  $I_0^\alpha$  et  $D^\alpha$  pour  $D_0^\alpha$

### 1.5.1.2. Définition de Caputo

La solution de ce problème a été proposée par M.Caputo (dans les années soixante) dans sa définition qu'il a adapté avec Mainardi dans la structure de la théorie de viscoélastiques [15].Caputo a introduit une autre formulation de la dérivée d'ordre fractionnaire définie par :

$${}_c D_{t_0}^\alpha f(\tau) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{n-\alpha-1} f^{(n)}(\tau) d\tau \quad (I. 12)$$

Où le nombre entier  $n$  est tel que  $(n - 1) < \alpha < n$  et  $f^{(n)}(\tau)$  est la dérivée d'ordre entier  $n$  de la fonction  $f(\tau)$ .

### 1.5.1.3. Définition de Grünwald-Leitnikov

En général la dérivée d'une fonction constante au sens de Grünwald-Leitnikov n'est pas nulle ni constante [14]. La dérivée d'ordre fractionnaire d'ordre  $\mu > 0$  de Grünwald-Leitnikov(G-L) est donnée par :

$$D^\mu f(t) = \frac{d^\mu}{dt^\mu} f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\mu} \sum_{j=0}^k (-1)^j \binom{\mu}{j} f(kh - jh) \quad (I. 13)$$

Où  $h$  est la période d'échantillonnage et les coefficients

$$\begin{aligned} \omega_j^{(\mu)} &= \binom{\mu}{j} \\ &= \frac{(\mu + 1)}{(j + 1)(\mu - j + 1)} \end{aligned} \quad (I. 14)$$

Avec  $\omega_0^{(\mu)} = \binom{\mu}{0} = 1$ , sont les coefficients du binôme suivant :

$$(1 - Z)^\mu = \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j \binom{\mu}{j} Z^j = \sum_{j=0}^{\infty} \omega_j^{(\mu)} Z^j \quad (I. 15)$$

La définition de Grünwald-Leitnikov de l'intégrale d'ordre fractionnaire est formulée comme suit :

$$\begin{aligned} I^\lambda f(t) &= D^{-\lambda} f(t) \\ &= \lim_{h \rightarrow 0} h^\lambda \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j \binom{-\lambda}{j} f(kh - jh) \end{aligned} \quad (I. 16)$$

Où  $h$  est la période d'échantillonnage et les coefficients  $\omega_j^{(-\lambda)}$  avec  $\omega_j^{(-\lambda)} \binom{-\lambda}{j} = 1$ , sont les coefficients du binôme suivant :

$$(1 - Z)^{-\lambda} = \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j \binom{-\lambda}{j} Z^j = \sum_{j=0}^{\infty} \omega_j^{(-\lambda)} Z^j \quad (I. 17)$$

## I.6. D'APPROXIMATION DES OPÉRATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRES

La simulation d'un système d'ordre fractionnaire est dans la plupart des cas très compliquée. Il existe plusieurs méthodes d'approximation analogique des systèmes d'ordre fractionnaire parmi ces méthodes [9] :

- La méthode de Carlson.
- La méthode de Matsuda.
- La méthode d'Oustaloup

### I.6.1. Méthode d'Oustaloup

L'approximation par la méthode d'Oustaloup de l'opérateur fractionnaire  $s^\alpha$  sur la bande de fréquence  $[w_b, w_h]$  est donnée par :

$$H(s) = s^\alpha = K \prod_{k=-N}^N \frac{1 + w'_k}{1 + w_k} \quad (\text{I.18})$$

Avec :

$$w'_k = w_b \left( \frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{k+N+\frac{1(1-\alpha)}{2}}{2N+1}} ; w_k = w_b \left( \frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{k+N\frac{1}{2}(1-\alpha)}{2N+1}} \text{ et } k = w_h^\alpha$$

Cette approximation, attrayante par son caractère systématique [17].

### I.6.2. La méthode de Matsuda

La méthode proposée dans est basée sur l'approximation d'une fonction irrationnelle par une fonction rationnelle, obtenue par EFC et l'ajustement de la fonction d'origine dans un ensemble de points espacés logarithmiquement. En supposant que les points sélectionnés sont  $k=0,1,2,\dots,L$  l'approximation prend la forme [9]:

$$H(s) = a_0 + \frac{s - s_0}{a_1 +} \frac{s - s_1}{a_2 +} \frac{s - s_2}{a_3 +} \quad (\text{I.19})$$

$$\text{Avec : } a_i = v_i(s_i) ; v_0(s) = H(s) ; v_{i+1}(s) = \frac{s - s_i}{v_i(s) - a_i}$$

### I.6.3. La méthode de Carlson

Cette méthode se base sur l'hypothèse suivante :

$$(H(s))^{1/\alpha} = s \quad (\text{I.20})$$

La méthode itérative de Newton mènera à une séquence d'approximations  $H(s)$ ; que commence par la valeur initiale  $H_0(s) = 1$  [8].

La fonction rationnelle approximant  $H(s) = s^\alpha$  est obtenue sous la forme suivante [18]:

$$H_i(s) = H_{i-1}(s) \frac{\left(\frac{1}{\alpha} - 1\right) (H_{i-1}(s))^{1/\alpha} + \left(\frac{1}{\alpha} + 1\right) s}{\left(\frac{1}{\alpha} + 1\right) (H_{i-1}(s))^{1/\alpha} + \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right) s} \quad (\text{I. 21})$$

Les méthodes de Charef et d'Oustaloup sont les plus utilisées dans la littérature. La méthode de Charef dite méthode de la fonction de singularité est plus utile et plus pratique pour les approximations des fonctions de transferts d'ordre fractionnaire [19].

## I.7. TRANSFORMÉE DE LAPLACE DES OPÉRATEURS D'ORDRE FRACTIONNAIRE

### I.7.1. Éléments de base de la Transformée de Laplace

La fonction  $F(s)$  de la variable complexe  $s$  définie par :

$$F(s) = \mathcal{L}\{f(t); s\} = \int_0^{\infty} e^{st} f(t) dt \quad (\text{I. 22})$$

Appelée la transformée de Laplace de la fonction  $f(t)$ , qui s'appellera l'originale. Pour l'existence de l'intégrale (I.14) la fonction  $f(t)$  doit être d'ordre exponentiel  $\alpha$ , ce qui veut dire qu'il existe deux constantes positives  $M$  et  $T$  telles que :

$$e^{-\alpha t} |f(t)| \leq M \quad (\text{I. 23})$$

La fonction originale  $f(t)$  peut être retrouvée à partir de la transformée de Laplace  $F(s)$  avec la transformée inverse de Laplace :

$$f(t) = \mathcal{L}^{-1}\{F(s); t\} = \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{st} F(s) ds \quad (\text{I. 24})$$

La transformée de Laplace de la convolution des deux fonctions  $f(t)$  et  $h(t)$ , qui sont nulles pour  $t < 0$ , est égale au produit de la transformée de Laplace des deux fonctions :

$$\mathcal{L}\{f(t) * h(t); s\} = F(s)H(s) \quad (\text{I. 25})$$

Sous l'hypothèse que  $f(s)$  et  $H(s)$  existent. On utilisera la propriété (I.18) pour l'évaluation de la transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire de Riemann-Liouville. Une autre propriété très utile dont nous aurons besoin est la formule de la transformée de Laplace de la dérivée d'un ordre entier  $n$  de la fonction  $f(t)$  :

$$\mathcal{L}\{f^n(t); s\} = s^n F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k f^{(n-k-1)} \quad (\text{I. 26})$$

Dans la partie suivante nous considérons la limite inférieure  $\alpha = 0$ .

### I.7.2. Transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire

Nous commencerons par la transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire de Riemann-Liouville d'ordre  $\lambda > 0$ , qu'on peut écrire comme une convolution Des fonctions  $g(t) = t^{\lambda-1}$  et  $f(t)$ .

$$I^\lambda f(t) = D^{-\lambda} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\lambda)} \int_0^t (t-\tau)^{\lambda-1} f(\tau) d\tau = t^{\lambda-1} * f \quad (I.27)$$

La transformée de Laplace de la fonction  $t^{\lambda-1}$  est :

$$G(s) = \mathcal{L}\{t^{\lambda-1}; s\} = \Gamma(\lambda) s^{-\lambda} \quad (I.28)$$

En utilisant la formule de la transformée de Laplace de la convolution (I.21) on obtient la transformée de Laplace de l'intégrale de Riemann-Liouville et celle de Grünwald-Leitnikov

$$\mathcal{L}\{I^\lambda f(t)\} = s^{-\lambda} F(s) \quad (I.29)$$

### I.7.3. Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire

Nous citons dans ce qui suit la transformée de Laplace des différentes définitions de la Dérivée.

Dérivée de Riemann-Liouville :

$$\mathcal{L}\{D^\mu f(t)\} = s^\mu F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k [D^{\mu-k-1} f(t)]_{t=0} \quad (I.30)$$

Avec  $-1 < \mu < n$ . Cette transformée de Laplace de la dérivée de Riemann-Liouville

#### I.7.3.1. Dérivée de Caputo

$$\mathcal{L}\{D^\mu f(t)\} = s^\mu F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\mu-k-1} f(0) \quad (I.31)$$

Avec  $n-1 < \mu < n$

#### I.7.3.2. Dérivée de Grünwald-Leitnikov :

$$\mathcal{L}\{D^\mu f(t)\} = s^\mu F(s) \quad (I.32)$$

Remarque :

La résolution des équations différentielles d'ordre fractionnaire avec la transformée de Laplace se fait de la même manière qu'avec les équations différentielles d'ordre entier.

## I.8. CONCLUSION

Dans Ce chapitre Nous avons présenté une introduction aux éléments de base du calcul fractionnaire. Et quelques définitions mathématiques des opérateurs fractionnaires avec leurs

propriétés et leur transformées de Laplace. Nous avons présenté aussi quelques classes de méthodes d'approximation de la dérivée et l'intégrale avec la commande d'ordre fractionnaire et différents régulateurs de cette commande.



## **CHAPITRE II**

# **MODÉLISATION ET COMMANDE DE LA MSAP**

## II.1.INTRODUCTION

Le mot « synchrone » en grec se compose d'un préfixe « syn », qui signifie « avec » et « chronique », et indique l'heure à laquelle une machine synchrone fonctionne de manière synchrone avec l'alimentation électrique [20]. Les variateurs de vitesse utilisant des machines électriques sont de plus en plus courants dans l'industrie. Afin de répondre aux exigences industrielles, la recherche a été orientée dans deux directions principales. Le premier est de modifier les structures de la machine, et le second vise à remplacer les alimentations fixes par des alimentations commandées en amplitude et en fréquence par des convertisseurs de puissance pour former des unités à vitesse variable flexibles et diversifiées [21]. L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. Parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont un couple volumique élevé et une inertie très faible. L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances [22].

Dans ce chapitre on présentera la constitution et la modélisation et la commande des couples d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par une source de tension triphasée.

## II.2.MACHINES SYNCHRONES

L'utilisation des machines synchrones autopilotées dans les entraînements à vitesse variable a fortement augmenté ces dernières années, car ces machines ont des caractéristiques similaires à celles des machines à courant continu, sans présenter les inconvénients liés à la présence du collecteur mécanique (entretien, limitation des vitesses de variation du courant, impossibilité de travailler dans les milieux corrosifs ou explosifs), ce qui exclut l'utilisation de celle-ci pour des gammes de puissance élevée [21]. Le grand avantage de la machine synchrone est l'élimination des pertes par glissement. En particulier pour les moyennes et petites puissances, la machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications, comme les machines à outils, la robotique et les véhicules électriques. Cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants. Ce sont des moteurs qui peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électronique, ils trouvent leur place dans

certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple) [22].

### II.2.1. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

#### II.2.1.1. Le stator

Représente la partie fixe de la machine le stator est constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoidalement [20], destiné à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constituée d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5 mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statoriques triphasé bobiné en fil de cuivre isolé. Les trois bobines sont disposées de telle façon qu'elles constituent un ensemble triphasé couplé soit en étoile ou en triangle [22]. Il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor [20].



Fig. (II.1) Exemple de structures à stator.

#### II.2.1.2. Le rotor

Représente la partie mobile de la machine formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur [21], Le flux inducteur balaye les enroulements statorique et induit des forces électromotrices (f.é.m.) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone [25]

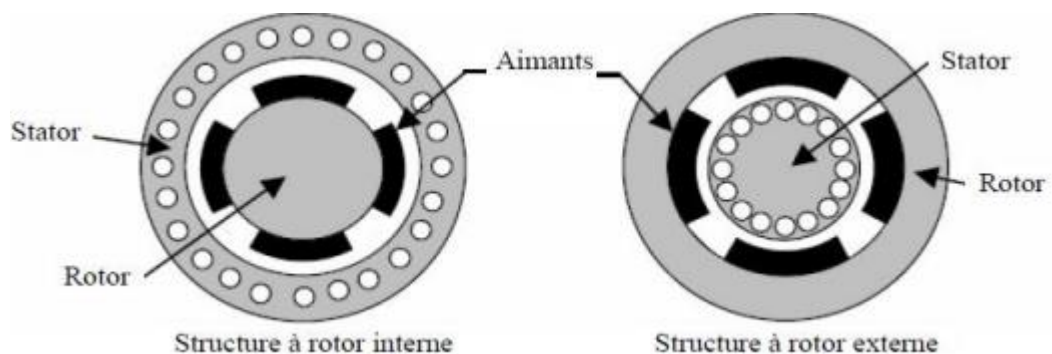


Fig. (II.2) Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

### II.2.2. Les aimants permanents utilisés pour la MSAP

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimants permanents. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique qu'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient [21].

- **Les ferrites** : aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques [23]. Sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût [21], c'est le composant le plus ancien et le moins cher. Ses performances modestes le cantonnent cependant dans les machines de faible puissance massique [24].
- **Le samarium cobalt (SmCo<sub>5</sub>, Sm<sub>2</sub>Co<sub>17</sub>)**: ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones [23], autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais il est très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition [21].
- **Les aimants alnico** sont des aimants métalliques principalement composés d'aluminium, de nickel, de cobalt et de fer. Ils sont obtenus par fonderie. Densité magnétiquement les Alnico sont caractérisés par une induction rémanente élevée mais un champ coercitif et un  $B_H$  max. faibles [26].

### II.3. PRÉSENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

- Les machines synchrones à rotor bobiné

- Les machines synchrones à réluctance
- Les machines synchrones à aimants permanents.

Nous intérêt va plus particulièrement vers cette dernière catégorie, en effet avec l'apparition d'aimants permanents de plus en plus performants (faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande, induction de saturation et champ coercitif plus élevé). La machine synchrone à aimant permanent est devenue compétitive par rapport a la machine asynchrone, même dans le domaine de la moyenne puissance.

#### **II.4.LES AVANTAGES ET LES INCONVÉNIENTS DE LA MSAP**

La MSAP a plusieurs avantages, mais aussi elle a quelques inconvénients [29] :

##### **II.4.1. Les avantages**

- ❖ L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- ❖ Le couple volumique et la puissance massique importante permettent une meilleure compacité.
- ❖ L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- ❖ La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.
- ❖ Très bon rendement et un facteur de puissance élevé (proche de l'unité)
- ❖ Grande fiabilité.
- ❖ Fonctionnement à très haute vitesses.

##### **II.4.2. Les inconvénients :**

- ❖ Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- ❖ Problème de tenue en température des aimants
- ❖ Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- ❖ Impossibilité de régler l'excitation.
- ❖ Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.

#### **II.5.MODÉLISATION DE LA MSAP**

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est

remplacée par le flux de l'aimant. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique. [24], La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles [21]. Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses à savoir que :

Le moteur possède une armature symétrique non saturée, les inductances propre et mutuelle sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.

- La distribution des forces électromotrices, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air

L'excitation étant faite par un aimant permanent, telle que le flux d'excitation est considéré comme constant, par ailleurs, l'aimant est considéré comme un enroulement sans résistance ni inductance propre et mutuelle, mais comme source de flux [23].

### II.5.1. Les équations électriques des machines synchrones à aimants permanents

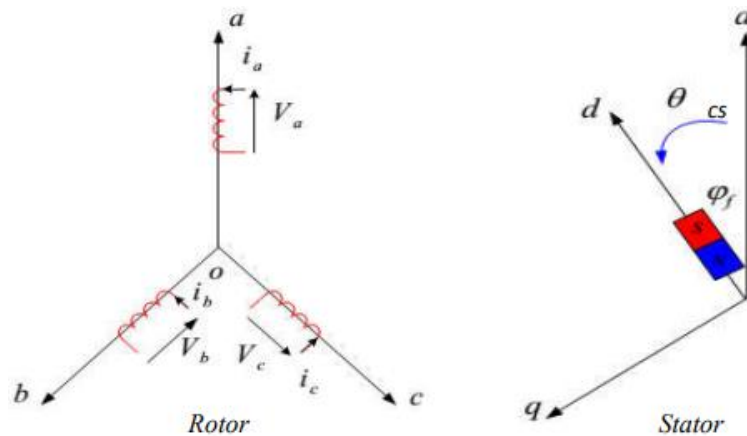


Fig. (II.3) Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents

### II.5.2. Équations de tensions et flux

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes  $[V_S]$ ,  $[\Phi_S]$ ,  $[I_S]$  respectivement. L'équation tension dans le référentiel du stator s'écrit [20, 29, 32] :

$$[V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt} [\Phi] \quad (\text{II. 1})$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T, [I_s] = [I_{as} I_{bs} I_{cs}]^T, [\Phi_s] = [\Phi_{as} \Phi_{bs} \Phi_{cs}]^T$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$R_s$  : Est la résistance des enroulements statoriques.

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\Phi_f] \quad (\text{II. 2})$$

$$\text{Et } [\Phi_f] = \Phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Où  $\Phi_{sf}$  est la valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques.  $\Phi_{sf}$

$\theta$  : Position absolue du rotor en degré électrique.

$[L_{ss}]$  Étant la matrice des inductances statoriques.

Dans la machine à pôles saillants, la matrice des inductances propres statoriques  $[L_{ss}]$  fonction de la position. Elle contient deux termes :  $[L_{s0}]$  qui est constant, et  $[L_{s2}(\theta)]$  qui est en fonction de l'angle  $\theta = p\theta_m$ ,  $\theta$  étant l'angle électrique et  $\theta_m$  ; est la position mécanique du rotor par rapport au stator.

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{II. 3})$$

Le terme  $[L_{s0}]$  à pour expression :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

Le terme  $[L_{s2}(\theta)]$  s'écrit, dans le cadre de la théorie du premier harmonique :

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Les inductances propres et mutuelle  $L_{s0}$ ,  $M_{s0}$  et  $L_{s2}$  sont des constantes. En introduisant (II.2) dans (II.1) on aura :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}][I_s] + [\Phi_f]) \quad (\text{II. 4})$$

On remarque que l'équation (II.4) est non linéaire et couplée pour supprimer ce problème on adopte des changements de variable et des transformations qui réduisent la

complexité du système. Dans ce cas nous procédons à la Transformation de Park, qui consiste à transformer les enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tourne avec le rotor.

**II.5.3. Transformation de Park**

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statoriques réelles (tension, flux, courant) à leurs composantes fictives appelés les composantes d-q.

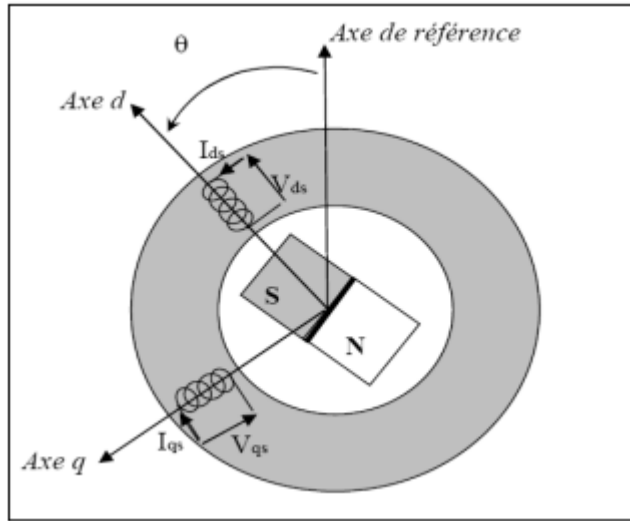


Fig. (II. 4) Machine équivalente au sens de Park [8,9].

Dans le système d'équations (I.6) effectuons le changement de la variable suivant [27,28]:

$$\begin{cases} [P(\theta)][V_{dqhs}] = [V_s] \\ [P(\theta)][I_{dqhs}] = [I_s] \end{cases} \tag{II. 5}$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin(\theta) \\ \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$[P(\theta)]$  Étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statorique  $[V_s]$ ,  $[\Phi_s]$  et  $[I_s]$  à leurs composantes relatives  $[V_{dqhs}]$  et  $[I_{dqhs}]$ .

L'application de la transformation de Park à l'équation (I.8) donne :

$$[P(\theta)][V_{dqhs}] = [R_s][P(\theta)][I_{dqhs}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}][P(\theta)][I_{dqhs}]) + \frac{d\Phi_f}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \tag{II. 6}$$

Avec :  $\frac{d}{dt} = s$

Si on prémultiplie tous ces termes par  $[P(\theta)]^{-1}$  et en sachant que :



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

On peut :

Écrire les équations simplifiées des tensions :

$$[V_{dqhs}] = [R_s][I_{dqhs}] + [P(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{dt} ([L_{ss}][P(\theta)][I_{dqhs}]) + \frac{d\Phi_f}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \right\} \quad (\text{II. 7})$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Les équations électriques dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} - \omega \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_{qs} = L_d I_d \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

En introduisant (I.13) dans (I.12) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} - \omega L_{ds} I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

#### II.5.4. Expression de la puissance et du couple électromagnétique

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$P(t) = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (\text{II. 11})$$

En remplaçant  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  par leurs expressions il vient :

$$\begin{aligned} P(t) = \frac{2}{3} [R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) - \left( I_{ds} \frac{d}{dt} \Phi_{ds} + I_{qs} \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \right) \\ + \frac{d}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \end{aligned} \quad (\text{II. 12})$$

D'où :

- Le 1er terme représente la chute de tension Ohmiques (pertes par effet joule).
- Le 2ème terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

- Le 3ème terme représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \Omega \quad (\text{II.13})$$

D'où :

$$C_e = \frac{3}{2} p [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (\text{II.14})$$

En remplaçant  $\Phi_{ds}$  et  $\Phi_{qs}$  par leur expressions il vient :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}] \quad (\text{II.15})$$

Avec :  $P$  : Nombre de pair de pôles.

### II.5.5. L'équation de mouvement de la machine

$$C_e - C_r = f \Omega = J \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$J$ : Le couple d'inertie des masses tournantes.

$C_r$ : Couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique

$C_e$ : Couple électromagnétique

$\Omega$  : vitesse mécanique de rotation

$f$ : Coefficients des frottements visqueux.

$\Phi_f$ : Flux des aimants permanents.

## II.6.COMMANDE DES COUPLES DE GSAP

### II.6.1. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

Le contrôle vectoriel est une méthode qui traite d'une technologie alternative de commande de machine. Son principe est d'éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit en divisant le courant statorique en deux composantes ( $I_{ds}, I_{qs}$ ) en quadrature dans un référentiel associé au champ tournant, de sorte que l'un des composants  $I_{qs}$  commande le couple et l'autre  $I_{ds}$  commande le flux qui permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu, avec excitation séparée. La commande de la génératrice est basée sur un pilotage vectoriel classique avec capteur de position. Le champ magnétique d'excitation dans une machine synchrone est produit par le rotor. Ce champ magnétique tourne avec une vitesse angulaire égale à la vitesse de rotation électrique  $p\Omega$ . Un autre champ

magnétique tournant est appelé la réaction de l'induit est produit par les enroulements de stator [31]. La vitesse de rotation est liée à la pulsation du champ tournant par la relation :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{II.17})$$

Où  $p$  est le nombre de paires de pôles de la machine. Si on suppose un fonctionnement de la machine à vide et sans pertes, seul le flux magnétique d'excitation apparaît. La commande vectorielle classique consiste à aligner un des deux axes du repère de Park, généralement l'axe direct (d) selon ce vecteur tournant composé par le champ d'excitation [32]. Lorsque la machine est chargée, il y a une réaction de l'induit qui déplace le courant d'excitation. Par conséquent, le couple électromagnétique et la vitesse dépendent des courants statoriques et du flux magnétique, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de stationnement est donné par les équations différentielles

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega \psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega \psi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_f \\ \psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$T_{em} = \frac{3}{2} P [\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}] \quad (\text{II.20})$$

Pour une machine synchrone à pôles lisse on a :

$$L_{sd} = L_{sq} = L_s \quad (\text{II.21})$$

En passant en écriture complexe on a :

$$\underline{v}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + L_s \cdot \frac{d \underline{i}_s}{dt} + j \left( \omega \underline{\psi}_s \right) \quad (\text{II.22})$$

A vide, les courants sont nuls :

$$\underline{i}_s = \underline{i}_{sd} = \underline{i}_{sq} = 0 \quad (\text{II.23})$$

Donc :

$$\underline{v}_s = j \left( \omega \underline{\psi}_s \right) \quad (\text{II.24})$$

Et :

$$\underline{\psi}_s = \underline{\psi}_{sd} = \underline{\psi}_f \quad (\text{II.25})$$

Alors :

$$\underline{v}_s = \underline{E}_0 = \underline{v}_{sq} \tag{II.26}$$

La force électromotrice de la génératrice est donnée par :

$$E_0 = \omega \psi_f = p \cdot \Omega \cdot \psi_f \tag{II.27}$$

Parmi les stratégies de commande vectorielle appliquées à une machine synchrone, celle qui consiste à imposer une référence du courant direct ( $I_{sd}$ ) à zéro est la plus répandue. Ce choix est justifié dans le but d'éviter la démagnétisation des aimants permanents due à la réaction d'armature selon l'axe (d) [30].

Le couple électromagnétique est donné donc par l'expression :

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \psi_f i_{sq} \tag{II.28}$$

L'expression du courant de référence  $I_{sq}$  est donnée donc par :

$$i_{sq-ref} = \frac{2}{3 \cdot p \cdot \psi_f} C_{em-ref} = \beta \cdot C_{cm-ref} \tag{II.29}$$

$\beta$  est un constant donné par :

$$\beta = \frac{2}{3 \cdot p \cdot \psi_f} \tag{II.30}$$

A flux d'excitation émis par les aimants, il est donc possible de réguler le couple électromagnétique en contrôlant le courant  $i_{sq}$  tandis que le courant  $i_{sd}$  est asservi à zéro.

## II.7. SIMULATION DUGSAP

### II.7.1. Bloc de simulation du GSAP

La simulation a été effectuée par le logiciel Simulink sous MATLAB, la structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :

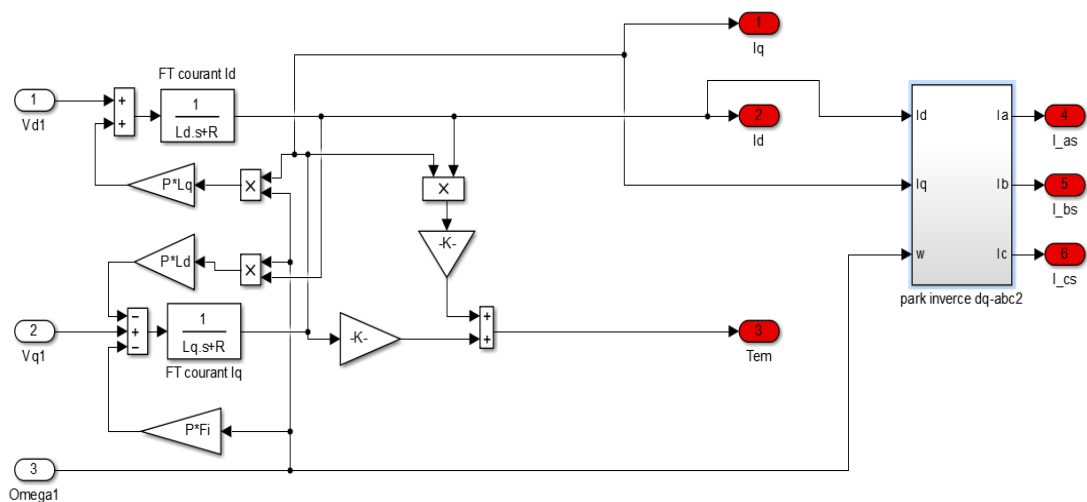


Fig. (II.5) Schéma de simulation de la GSAP alimentée en tension.

## II.7.2. Résultats de simulation

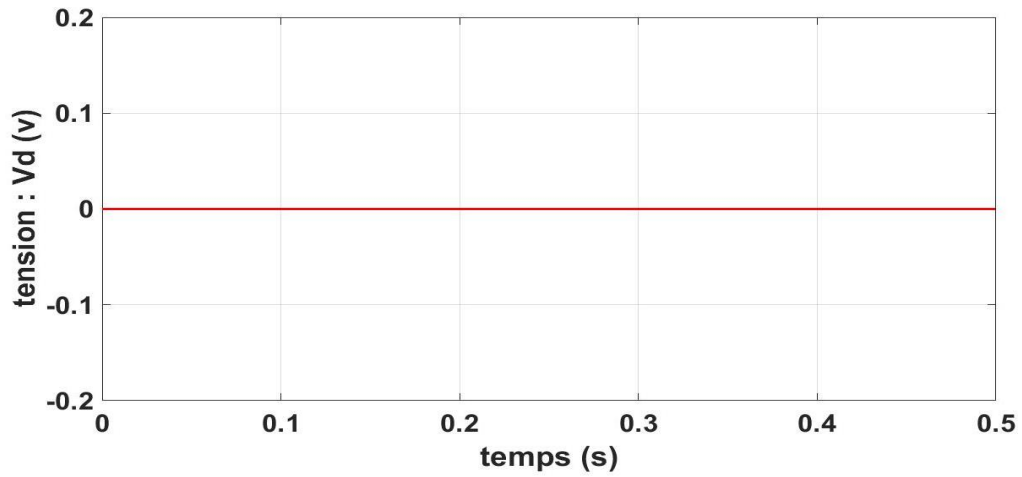


Fig. (II. 6) La tension  $V$  directe dans le repère de Park.

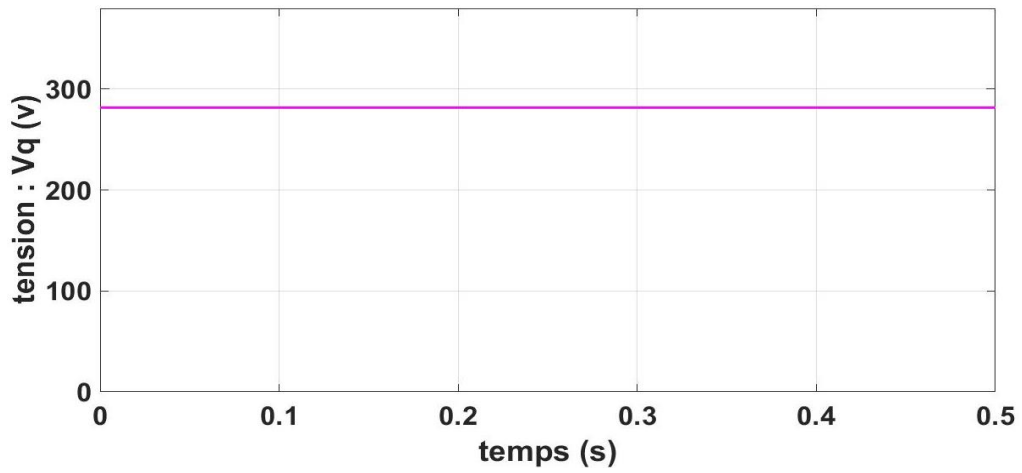


Fig. (II. 7) La tension  $V$  quadratique dans le repère de Park.

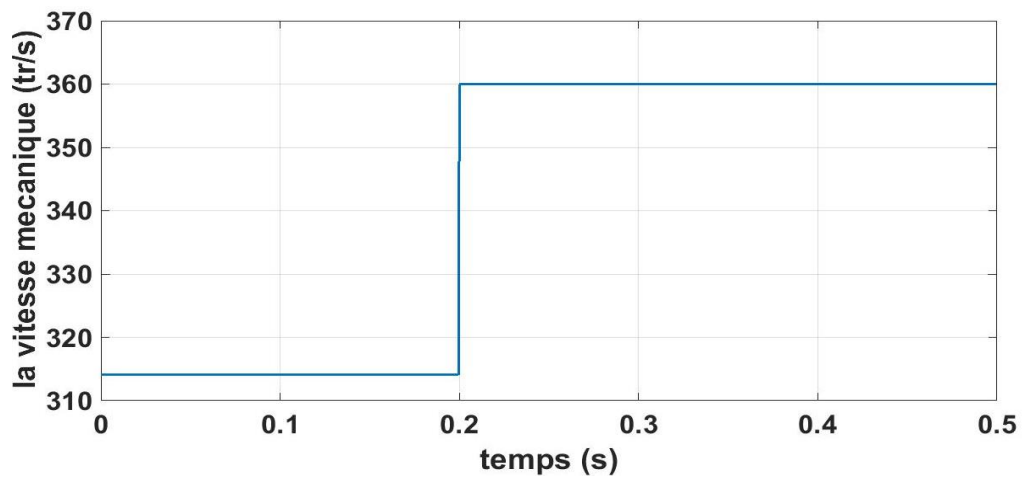


Fig. (II. 8) La vitesse mécanique de rotation qui alimente le GSAP.

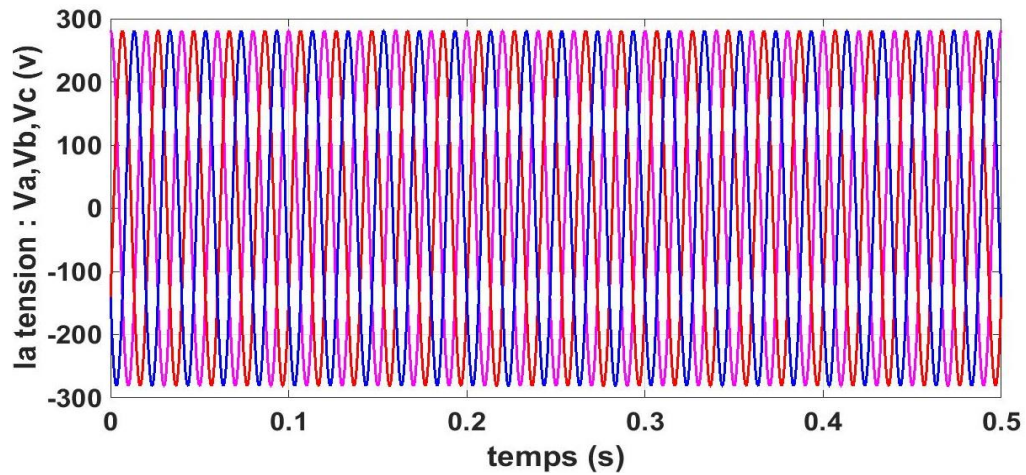


Fig. (II. 9) La tension statorique de GSAP

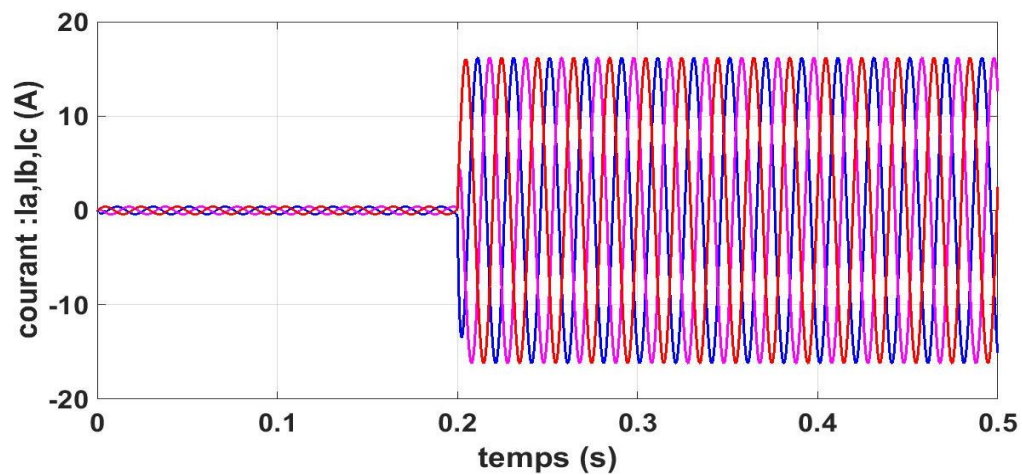


Fig. (II.10) Le courant statorique de GSAP.

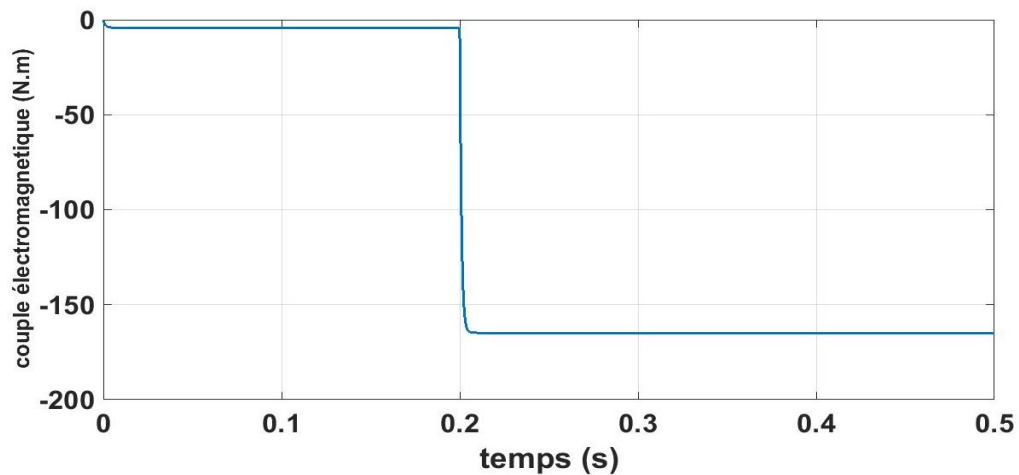


Fig. (II.11) Le couple électromagnétique.

Ce modèle a été validé par des résultats de simulation, où il produit un courant et une tension sinusoïdal d'une valeur raisonnable, On remarque que lorsque la vitesse du rotor est élevée en 0,2 s, la valeur de lecourant augmente aussi et c'est logique. Et pour le couple électromagnétique elle est négative par ce que le modèle d'un mode génératrice.

**II.8.CONCLUSION**

Ce chapitre a été consacré à la présentation et à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et contient en même temps les équations mathématiques des grandeurs, et Nous avons fait une simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink avec l'analyse des résultats. Présentée aussi le principe de la commande des couples de GSAP à l'aide du la commande vectorielle et leurs différentes équations.

## **CHAPITRE III**

### **Dimensionnement du contrôleur CRONE**



### III.1. INTRODUCTION

La commande CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) (Oustaloup, 1991) est une méthode de synthèse de fréquence de commande robuste (SFCR) basée sur le concept de dérivation non entière. Depuis les années 1980, il est possible d'assurer les performances et la robustesse du niveau de stabilité de l'ensemble de la boucle de régulation. Les niveaux de bruit présents dans les signaux de mesure ou tolérés dans les signaux de commande pouvant être pris en compte, l'utilisation de la commande CRONE multi variable doit permettre de s'affranchir du filtre de valeur de moyenne mobile précité. La méthodologie CRONE permet également d'assurer un bon rejet de perturbation en prenant en compte tous les phénomènes de couplage du système [33].

Dans ce chapitre, nous allons présenter et découvrir La commande crone, Cela concerne sa nature, son principe de fonctionnement, sa date d'émission et les étapes de son développement, ainsi que ses trois générations, et l'utiliser pour contrôler l'éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimants permanents.

### III.2. COMMANDECRONE

L'approche CRONE multi variable est une méthode de synthèse de lois de commande basée sur un dérivé non entier. Trois générations de commandes ont été développées (CRONE Group, 2005) sur la base de la réponse en fréquence incertaine du système de commande multi variable. L'avantage par rapport à la synthèse  $H_\infty$  est que les incertitudes du processus sont prises en compte sans distinction de nature, qu'elles soient endogènes (incertitudes du modèle) ou exogènes (perturbations)[34].

#### III.2.1.Schéma de commande et données pour la synthèse :

La dynamique d'un système peut être modélisée par une fonction de transfert ou par une représentation d'état. Dans cette thèse, les matrices de transfert sont utilisées pour modéliser la dynamique du banc d'essai moteur. Ces fonctions de transferts sont déterminées par la méthode d'identification fréquentielle [33].

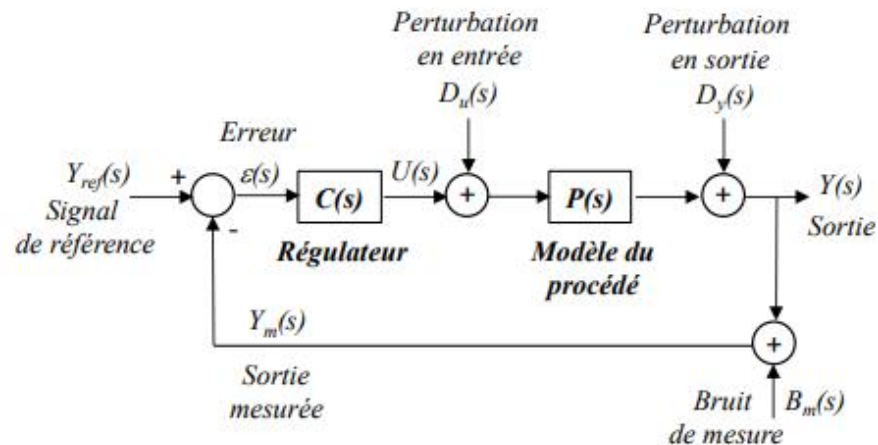


Fig. III.1 : présente le schéma utilisé pour la synthèse de la commande.

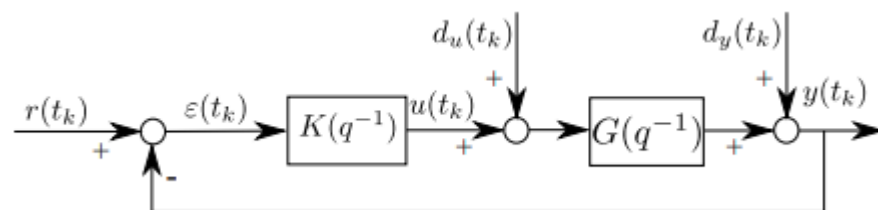


Fig.III.2: Schéma fonctionnel de la commande CRONE [35].

Les différents éléments de ce schéma sont :

- $G(q^{-1})$  est l'ensemble de modèles à temps discret du procédé d'entrée  $u$  et de sortie  $y$ .

Cet ensemble de modèles contient le modèle nominal  $G_{nom}(q^{-1})$  et ses incertitudes paramétriques :

$K(q^{-1})$  est le régulateur robuste ;

- $d_u(t_k)$  est la perturbation agissant au niveau de la commande ;
- $d_y(t_k)$  est la perturbation agissant au niveau de la sortie du procédé ;

**Remarque :** l'opérateur de retard  $q^{-1}$  est utilisé dans le domaine temporel, tandis que  $z^{-1}$  est utilisé dans le domaine fréquentiel [35].

### III.2.2.Principes et développements de la commande CRONE

La commande CRONE de première génération est maintenant présentée comme un régulateur PID classique, dans lequel une séquence de dérivation fractionnaire autre que 1 permet facilement une robustesse supplémentaire par rapport à une incertitude de gain du système à contrôler. Le système de contrôle CRONE de deuxième génération est introduit en tant que réalisation d'un principe défini par Bode pour stabiliser les systèmes dont le comportement dynamique présentait des fluctuations de gain. Les mathématiques utilisées par la commande CRONE de troisième génération pouvant rendre son utilisation inabordable,

nous avons estimé qu'il était nécessaire dès le début de développer des outils logiciels aussi intuitifs que possible. Afin d'augmenter l'utilisation de la méthodologie CRONE, nous avons également pensé qu'il était conseillé de mettre une version générique de ses outils à la disposition du plus grand nombre de personnes possible. De même, lorsqu'il s'est agi de proposer une extension de la méthodologie CRONE à la commande robuste des systèmes multi variables, c'est finalement vers les règles de mise en œuvre les plus simples possibles que nous avons convergée [36]

### III.3. LES STRATEGIES DE LA COMMANDE CRONE

#### III.3.1. Stratégie CRONE de première génération

La première stratégie repose sur une phase constante du régulateur  $K$  (en cascade avec le procédé) autour de la pulsation au gain unité en boucle ouverte  $\omega_u$  dans une plage de fréquence  $[\omega_A, \omega_B]$ . Les variations de la marge de phase résultant des variations additives de la phase du procédé et du régulateur autour de la pulsation au gain unité en boucle ouverte désirée  $\omega_u$ , dans cette stratégie, le régulateur présente le mérite de ne pas contribuer aux variations de la marge de phase. Celles-ci se réduisent donc aux variations de la phase du procédé

Autour de la pulsation  $\omega_u$ , le régulateur fractionnaire CRONE est alors défini par la transmittance d'ordre non entier réel bornée en fréquence comme suit :

$$K_F(s) = C_0 \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_l}}{1 + \frac{s}{\omega_h}} \right)^n \quad (\text{III.1})$$

Pour  $C_0, \omega_l, \omega_h$  Et  $n \in R$

Avec :

$C_0$  : Gain ;

$\omega_l$  : Pulsation basse fréquences ;

$\omega_h$  : Pulsation haute fréquences ;

$n$  : Ordre de régulateur.

L'équation (III.1) peut être approximée par une distribution de pôles et de zéros récursive, soit :

$$K_R(s) = C_0 \prod_{l=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega_l'}}{1 + \omega_l} \quad (\text{III.2})$$

Pour  $C_0, \omega_l, \omega_l'$ , et  $N \in N^*$

Avec

$$\frac{\omega_{l+1}'}{\omega_{l'}} = \frac{\omega_{i+1}}{\omega_l} \alpha \eta, \text{(III.3)}$$

$$\frac{\omega_l}{\omega_{l'}} = \alpha \text{ et } \frac{\omega_{l+1}'}{\omega_l} = \eta, n = \frac{\log \alpha}{\log \alpha \eta}, N = \frac{\omega_h}{\alpha \eta \omega_{l'}}$$

Ou :  $\omega_{l'}$  : Zéros,  $\omega_l$  : Pôles et  $N$  : nombre de poles et de zéros.

Le régulateur d'ordre fractionnaire (III.1) est complété par des termes intégraux et de filtrage pour des performances de précision et de sensibilité de l'entrée de commande.

### III.3.2.Stratégie CRONE de deuxième génération

La deuxième génération de la commande CRONE a pour but d'annuler les variations de la marge de phase de la réponse fréquentielle en boucle ouverte, et non plus uniquement de les réduire. Elle repose sur une phase constante en boucle ouverte autour de  $\omega_u$ . Pour la commande CRONE de deuxième génération, le blocage de phase désiré est ainsi obtenu avec une fonction de transfert définie au voisinage de  $\omega_u$  [37]

$$\beta(s) = \left( \frac{\omega_u}{\omega_l} \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{1 + \frac{s}{\omega_l}} \right)^n \text{(III.4)}$$

Avec  $\omega_l < \omega_h$

Afin de prendre en compte les spécifications de précision aux basses fréquences, le gabarit vertical au voisinage de la fréquence  $\omega_u$  et les spécifications sur les sensibilités de l'entrée aux hautes fréquences, la boucle ouverte fractionnaire (III.5) est augmentée d'un intégrateur borné d'ordre  $n_l$  et d'un filtre basse bas d'ordre  $n_h$

$$\beta(s) = K_{\Omega} \left( \frac{\omega_l}{s} + 1 \right)^{n_l} \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_h}}{1 + \frac{s}{\omega_l}} \right)^n \left( 1 + \frac{s}{\omega_h} \right)^{-n_h} \text{(III.5)}$$

Avec  $\omega_{l'} < \omega_l < \omega_u < \omega_h < \omega_{h'}$

- $K_{\Omega}$  Permet d'assurer un gain unité de la boucle ouverte à la fréquence  $\omega_u$ .
- L'ordre  $n_l$  permet de garantir un niveau de précision au régime permanent, il annule l'erreur statique en boucle fermée.
- L'ordre  $n_h$  permet de satisfaire aux spécifications en haute fréquence, il permet par exemple d'y fixer le niveau du signal de commande.

### III.3.3.Stratégie CRONE de troisième génération :

La commande CRONE de troisième génération est utilisée lorsque la réponse en fréquence de la méthode présente des incertitudes de différents types. Observez un locus de Nichols nominal en boucle ouverte défini comme un segment de droite de direction arbitraire appelé modèle généralisé. Au voisinage de la pulsation au gain unité, ce gabarit est décrit par une transmittance fondée sur celle d'un intégrateur non entier complexe de la forme  $n =$

$a + ib$  définie sur deux plans complexes indépendants,  $PC_i$  (pour l'ordre complexe) et  $PC_j$  (pour la variable opérationnelle), de la forme suivante [35].

$$\beta(s) = \left(\frac{w_u}{s}\right)^a \left(\cosh\left(b\frac{\pi}{2}\right)\right)^{\text{signe}(b)} \left(\text{Re}/i\left(\frac{w_u}{s}\right)^{ib}\right)^{-\text{signe}(b)} \quad (\text{III.6})$$

Avec  $n = a + ib \in PC_i$  et  $s = \sigma + j\omega \in PC_j$

La partie réelle  $a$  de l'ordre complexe  $n$  détermine le placement en phase du gabarit et la partie imaginaire  $b$  détermine ensuite son inclinaison par rapport à la verticale. Un facteur réel détermine son placement en gain. Le terme puissance ( $\text{signe}(b)$ ) est utilisé dans l'équation précédente afin que l'ordre imaginaire d'intégration  $b$  agisse non seulement sur la valeur absolue de la pente de lieu de Nichols de  $\beta(s)$  à la fréquence au gain unité mais aussi sur son signe. Le nombre " $i$ " ne doit pas être confondu avec le nombre imaginaire " $j$ " utilisé dans la variable de Laplace. " $i$ " est un nombre imaginaire authentique sans signification physique, tandis que " $j$ " est utilisé pour modéliser un comportement dynamique. Ainsi,  $\text{Re}/i$  signifie que seule la partie réelle par rapport au nombre imaginaire " $i$ " est prise en compte.

### III.4. TECHNIQUE DE L'OPTIMISATION (PSO)

#### III.4.1. Optimisation par Essaim Particulaire (PSO)

L'optimisation par essaim particulaire (OEP), ou Particle Swarm Optimization (PSO) en anglais, est un algorithme évolutionnaire qui utilise une population de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Cet algorithme a été proposé par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995 [38]. L'optimisation d'essaim de particules (PSO) est une technique stochastique. Il s'inspire à l'origine du monde du vivant et le comportement social des oiseaux s'assemblant ou le banc de poissons. PSO est initialisée avec une population des solutions aléatoires et recherche des optimums en mettant à jour des générations. PSO n'a aucun opérateur d'évolution tel que le croisement et la mutation. Au PSO, les solutions potentielles, appelées les particules, volent par l'espace de problème en suivant les particules optimums courantes [39].

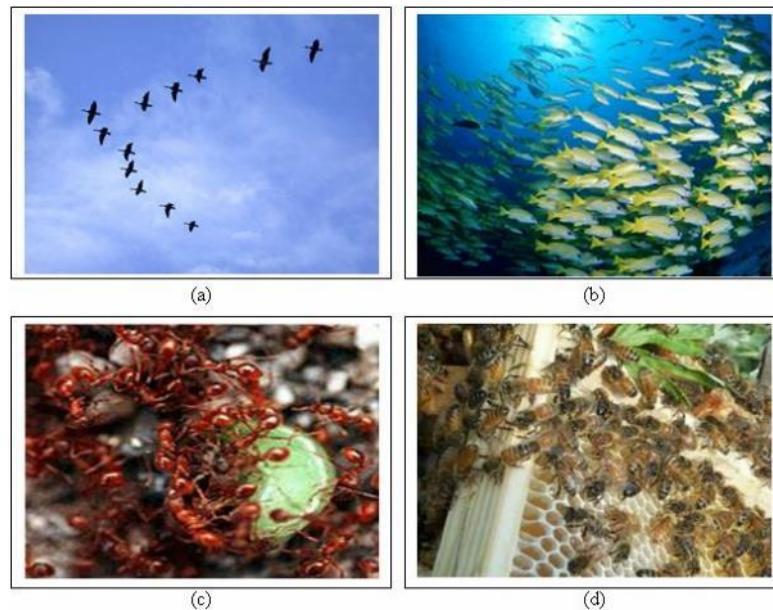


Fig.III.3 : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles.

### III.4.2.Principe de fonctionnement de PSO

Dans cet algorithme, les solutions candidates d'une population, appelées des particules, coexistent et évoluent simultanément en se basant sur le partage des connaissances avec les particules voisines. Le principe de l'OEP est de déplacer l'ensemble de particules pour trouver la solution optimale [40]. L'évolution d'une particule à une autre est fondée sur la communication et l'interaction entre elles sans éliminer aucune solution quitte à dégrader la performance [41].

Le déplacement d'une particule est influencé par trois composantes :

- **Une composante d'inertie** : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement.
- **Une composante cognitive** : la particule tend à se fier à sa propre expérience et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée.
- **Une composante sociale** : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères [38].

### III.4.3.Formulation mathématique du PSO

L'essaim de particules est constitué de  $n$  particules et la position de chaque particule représente une solution dans l'espace de recherche. Les particules changent d'état selon les trois principes suivants :

- Garder son inertie
- Changer d'état en fonction de sa position la plus optimiste

- Changer d'état selon la position la plus optimiste du groupe.

La position de chaque particule est affectée à la fois par la position la plus optimiste lors de son mouvement (expérience individuelle) et la position de la particule la plus optimiste dans ses environs (expérience globale). La mise à jour de la position  $x_i(t)$  et la vitesse  $v_i(t)$  d'une particule  $p_i$  est représentée par les équations (III.9) et (III.10)

$$v_i(t + 1) = \omega v_i(t) + c_1 r_1 [xp_i(t) - x_i(t)] + c_2 r_2 [g(t) - x_i(t)] \quad (\text{III.7})$$

$$x_i(t + 1) = x_i(t) + v_i(t + 1) \quad (\text{III.8})$$

Où  $\omega$  est l'inertie,  $c_1$  et  $c_2$  sont des coefficients constants fixés par l'utilisateur,  $r_1$  et  $r_2$  sont des nombres aléatoires dans la plage  $[0 \ 1]$ , tirés à chaque itération,  $g(t)$  est la meilleure solution trouvée jusqu'à l'instant  $t$  et  $xp_i(t)$  est la meilleure solution trouvée par la particule  $p_i$ . Soit  $f(x)$  la fonction objective à optimiser (fitness) et  $n$  le nombre de particules [42]

L'algorithme PSO se déroule suivant les étapes suivantes :

1- Initialisation aléatoire de la population et des vitesses des particules.

2- Trouver la meilleure valeur de fitness  $f$  à  $t=0$ .

3- Traitement

Répéter jusqu'à fin d'itération.

Répéter pour chaque particule.

Générer la nouvelle valeur de la vitesse en utilisant l'équation (III.7).

Calculer la nouvelle position en utilisant l'équation (III.8).

Evaluation de la valeur de fitness.

Trouver la meilleure position pour chaque particule.

Fin.

Trouver la meilleure position globale

4- Fin

En général le critère d'arrêt peut être un nombre d'itérations fixe ou bien en fonction de la fonction objective (fitness) ou bien lorsque les vitesses des particules tendent vers 0 [42].

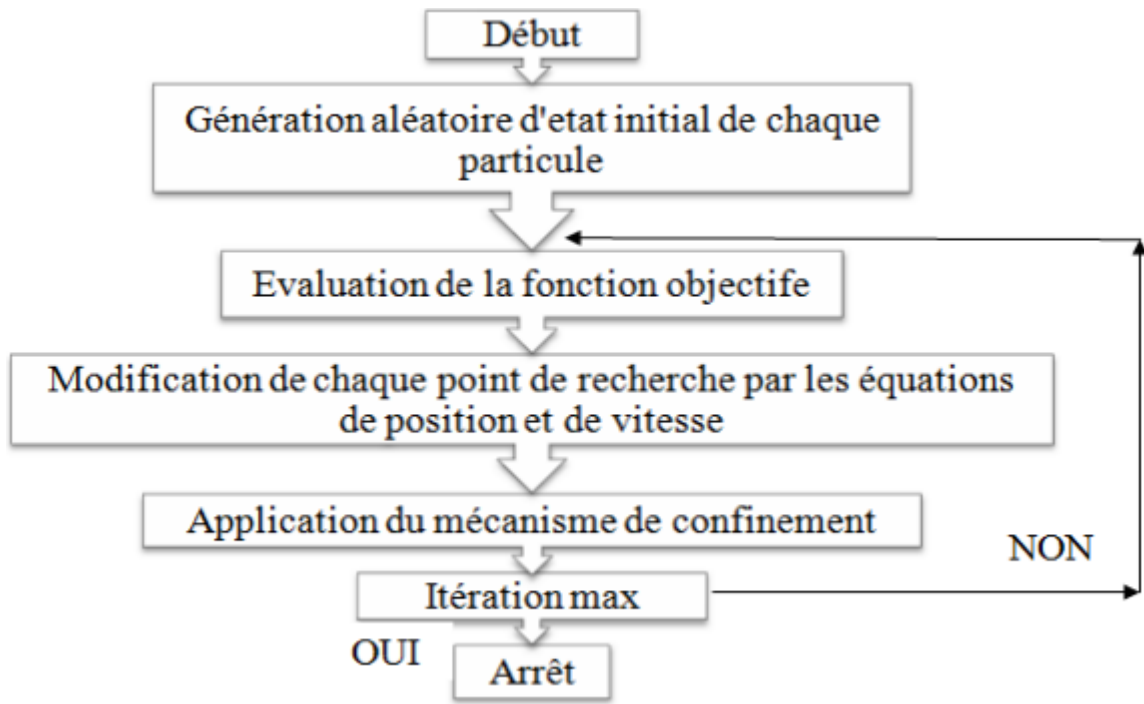


Fig. III.4: Organigramme général de la méthode PSO.

III.5. SIMULATION DE LA COMMANDE CRONE DE GSAP

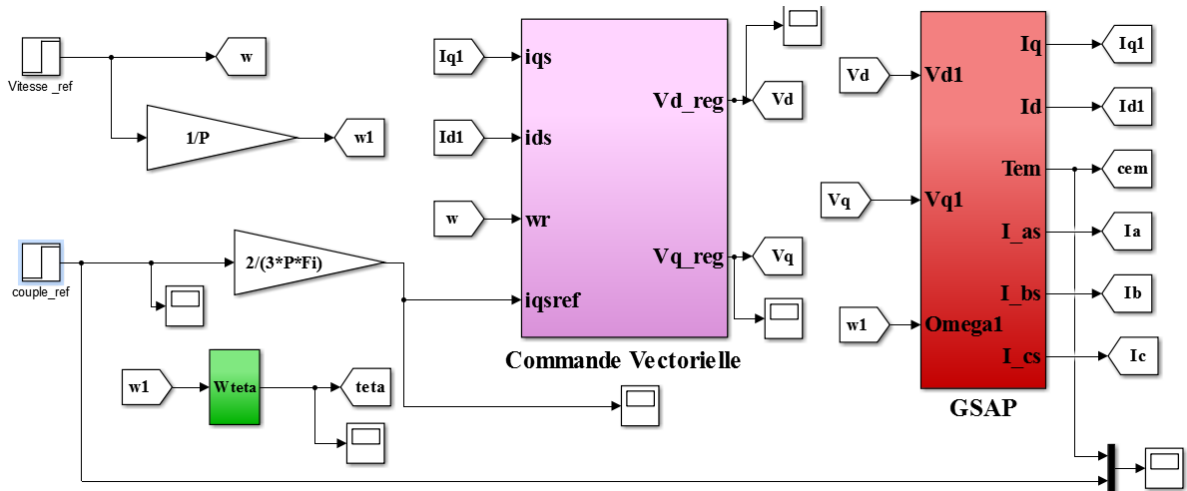


Fig. III.5: Structure de simulation.



III.5.1. Les résultats de simulation

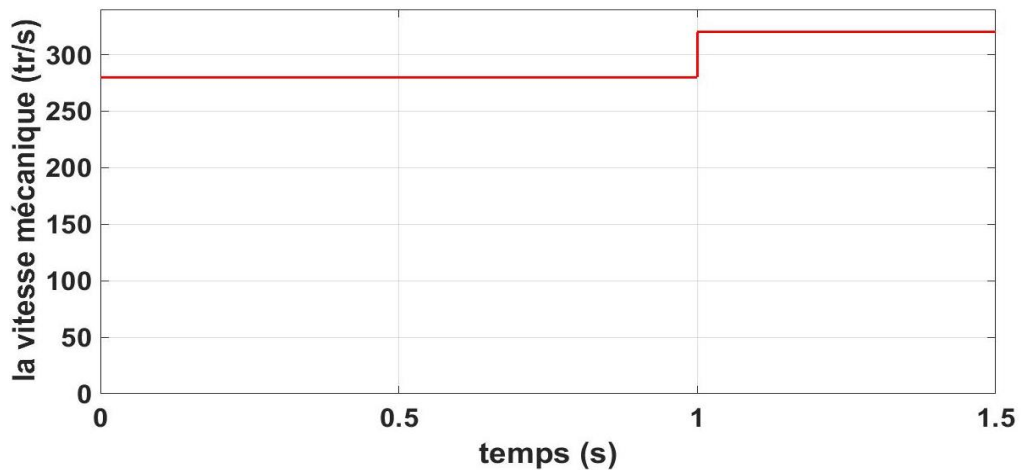


Fig. III.6: La vitesse mécanique de référence.

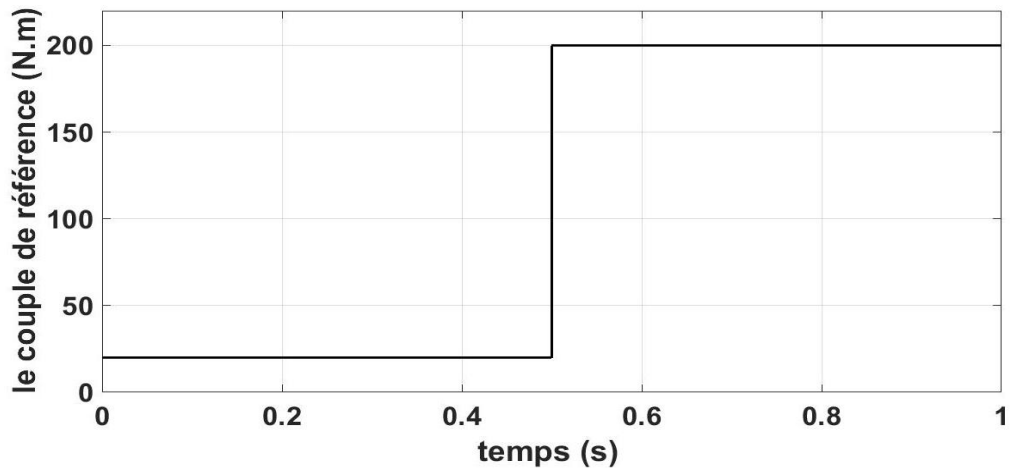


Fig. III.5: Le couple de référence.

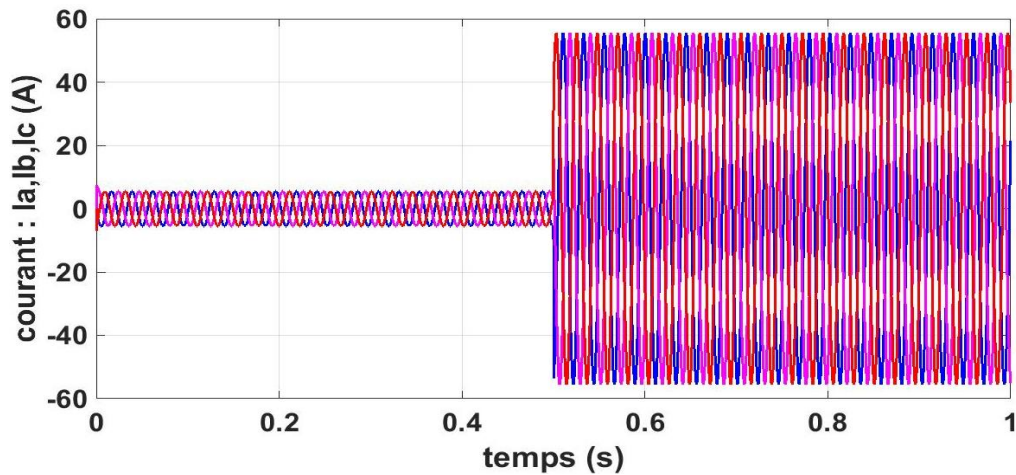


Fig. III.7: Le courant statorique  $I_s$ .

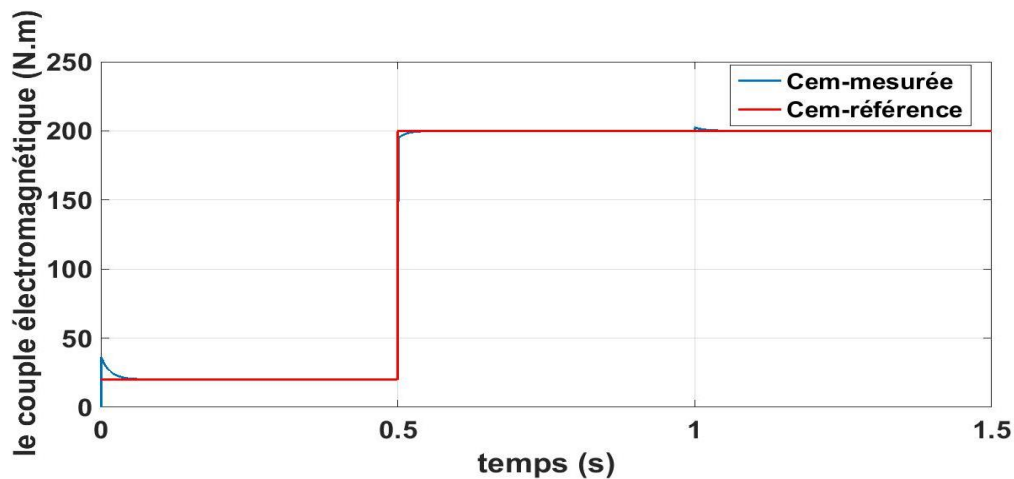


Fig. III.5: Le couple électromagnétique.

Après avoir fait la simulation et examiné ses résultats, nous remarquons que le courant statorique sinusoïdal avec une valeur raisonnable donc il est bon, et sa valeur change en 0.5 seconde, C'est le moment où le courant de référence a diminué. On note également que le couple électromagnétique mesurée suit sa référence et exactement sa référence, ce qui démontre l'efficacité de la commande CRONE.

### III.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande crone en forme semi-détail en présentant les différents principes de travail de ses trois générations, et l'utilisation de la première génération dans le contrôle des éoliennes basées sur une génératrice synchrone à aimants permanents, et l'utilisation aussi de la technique pso pour extraire les paramètres optimaux pour cette commande, et tout cela dans une simulation sur logiciel Matlab/Simulink.

## **CHAPITRE IV**

# **COMMANDE CRONE D'UNE EOLIENNE A BASE D'UNE GSAP**

### **IV.1. INTRODUCTION**

L'utilisation de l'énergie éolienne pour compléter l'énergie humaine ou animale n'a rien de nouveau. Des traces des ancêtres des éoliennes modernes peuvent également être trouvées dans l'ancienne Perse. Dans les environs, certains pays ont largement utilisé ce type d'énergie depuis le Moyen Âge par le biais de moulins à vent (moulins à vent néerlandais) ou d'éoliennes dites américaines. Au fil des siècles, la technologie des broyeurs a évolué avec l'émergence de toits pivotants qui ont permis une utilisation plus intensive, puis de broyeurs complets montés sur pivot. Enfin, le dernier développement significatif a été l'utilisation de profils similaires à des ailes d'avion au lieu de toiles tendues sur une structure en bois, au sens des phénomènes aérodynamiques, acoustiques et aéroélastiques. Dans le même temps, les avancées technologiques dans les domaines de l'électricité, de l'électronique et des matériaux permettent désormais de disposer de machines offrant des performances incroyables en termes de production d'énergie, tout en limitant l'impact sur l'environnement.

La nécessité de contrôler les éoliennes remonte à leur utilisation prévue. L'objectif principal était de limiter la puissance et la vitesse afin de protéger les turbines des vents violents. De nos jours, les éoliennes ont augmenté en taille et en puissance, les spécifications de commande sont plus sophistiquées et les mécanismes de commande plus sophistiqués. En outre, on s'attendait à ce que les systèmes de commande maintiennent la turbine dans sa plage de fonctionnement sûre, mais améliorent également l'efficacité et la qualité de la conversion d'énergie, permettant une modélisation plus précise et plus sophistiquée et différentes techniques de contrôle pour chaque plage de vitesse du vent, de faible à faible, permettent une haute.

Dans ce chapitre, nous allons donner des définitions de l'énergie éolienne et son importance dans la production d'énergie basée à des éoliennes avec un modèle mathématique de la turbine, puis connectées à un générateur synchrone dans le but de produire de l'énergie électrique et de contrôler ce système avec de la commande établie dans le chapitre III.

### **IV.2. DÉFINITION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE**

Une éolienne, mieux connue sous le nom d'éolienne, est un dispositif qui convertit une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission, puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'un générateur (Figure «IV.1 »). L'énergie éolienne est une énergie « renouvelable » (non dégradée), distribuée géographiquement et surtout corrélée de façon saisonnière (l'électricité est beaucoup plus

demandée en hiver et les vitesses moyennes du vent sont généralement plus élevées pendant cette période).

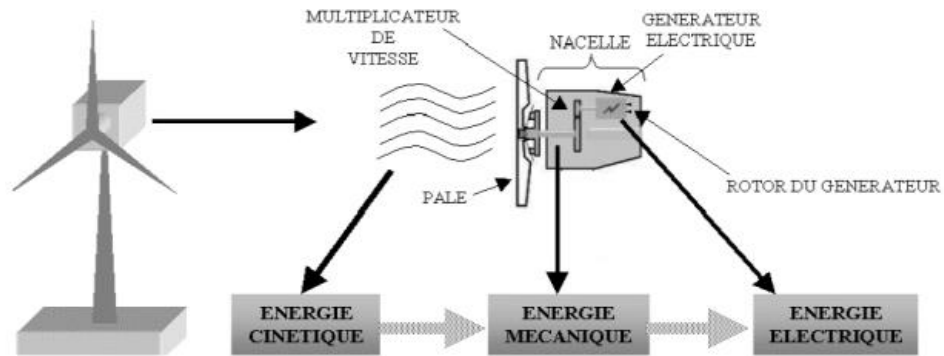


Fig. IV.1 Principe de conversion de l'énergie éolienne [43].

### IV.3. SYSTÈME DE CONVERSION D'ÉNERGIE ÉOLIENNE

L'énergie éolienne est une énergie constamment renouvelable qui est utilisée pour générer de grandes quantités d'énergie électrique basée sur l'utilisation d'éoliennes, plus connues sous le nom d'éoliennes, qui convertissent une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur l'arbre d'entraînement, puis en énergie électrique. Il alimente un générateur électromagnétique couplé à l'éolienne. L'accouplement mécanique peut être réalisé directement si la turbine et le générateur ont la même valeur de vitesse de rotation, ou bien au moyen d'un multiplicateur (Fig. IV.1).

#### IV.3.1. Structure générale de la chaîne de conversion

La structure générale de la chaîne de conversion (Figure IV2) se compose de deux parties :

- Une partie qui comprend la turbine et le générateur, qui est commandée par un onduleur côté générateur.
- L'autre partie fait référence à la connexion au réseau électrique, qui se fait par l'intermédiaire d'un onduleur, joue le rôle du convertisseur.

Cette structure nous permet de contrôler le couple du générateur, de contrôler la puissance réactive et de tout synchroniser avec le réseau. Toutes les machines dont la vitesse de rotation sur l'arbre du rotor correspond à la vitesse du champ de rotation sont regroupées sous le nom de machine synchrone. Pour obtenir le fonctionnement du moteur ou du générateur, le champ magnétique du rotor est généré par des aimants permanents.

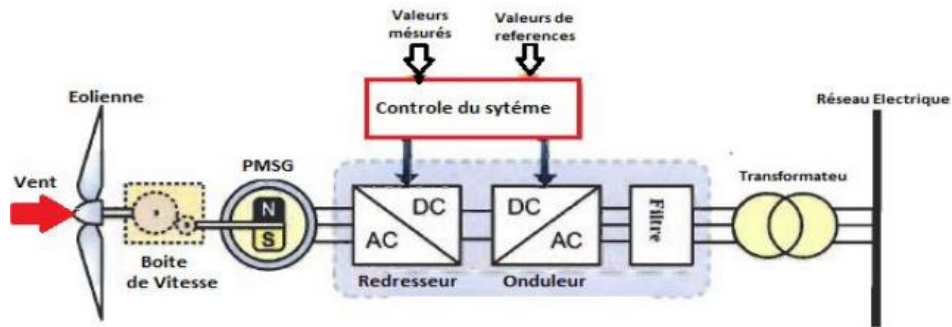


Fig.IV. 2 Structure générale de la chaîne de conversion.

#### IV.4. OPTIMISATION DE L'ÉNERGIE EXTRAITE

Nous avons vu qu'il est important de réguler l'énergie éolienne et que les caractéristiques des pales des éoliennes ne sont pas linéaires, en particulier pour les ailes de type Savonius, dont la forme en cloche est très « pointue ». Pour l'énergie éolienne, elle résulte de la vitesse de rotation de l'axe mécanique de l'éolienne et de la vitesse du vent (c'est-à-dire de la vitesse réduite) et de la courbe caractéristique  $C_p(\lambda)$ . Il peut être optimisé pour maximiser l'énergie absorbée par l'éolienne.

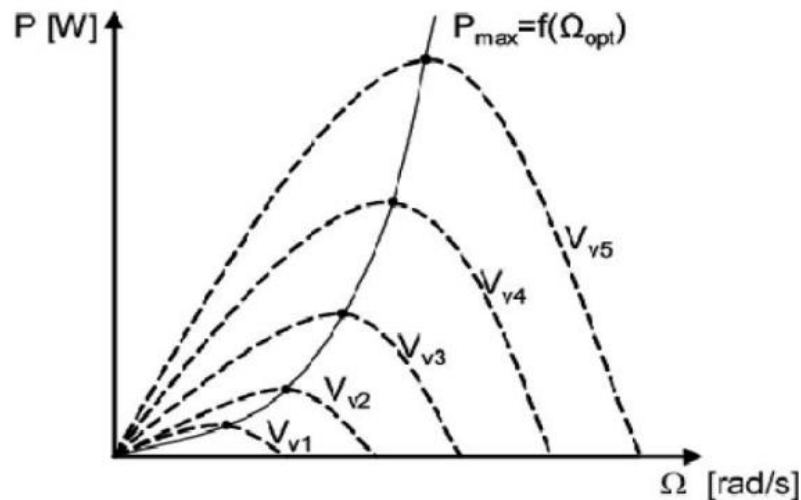


Fig.IV.3 Optimisation de l'énergie extraite grâce à la variation de la vitesse l'éolienne [44].

#### IV.5. MODÉLISATION DE LA TURBINE ÉOLIENNE

##### IV.5.1. Modélisation du vent

Le vent est la principale source d'énergie pour faire fonctionner une éolienne, il est donc nécessaire de connaître son modèle mathématique. Il peut s'agir d'une simple loi exponentielle ou d'utiliser des distributions spectrales et spatiales très complexes qui sont responsables de sa phénoménologie turbulente. La modélisation du vent est importante, soit

- Définir les conditions de fonctionnement de l'éolienne ;

- Définir les sollicitations qui s'appliquent sur les pales ;
- Développer et affiner la modélisation du rotor ;
- D'évaluer le potentiel d'énergie utilisable ;
- Fournir une aide pour l'implantation des machines

La définition du modèle de vent nécessite des données climatiques et géographiques du site en question, ainsi que la période de l'année concernée par l'étude. Le modèle de vent est donné par une représentation de la série de Fourier, qui représente le vent comme un signal constitué d'une superposition de plusieurs harmoniques [45].

$$v_v(t) = A + \sum_{k=1}^i a_k \sin(\omega_k t) \quad (\text{IV. 1})$$

Avec

$V_0$  : la valeur moyenne de la vitesse du vent ;

$a_k$  : amplitude de l'harmonique de l'ordre  $k$  ;

$w_k$  : pulsation de l'harmonique de l'ordre  $k$  ;

$i$  : le rang du dernier harmonique retenu dans le calcul du profil du vent ;

### IV.5.2. La structure dynamique de la turbine

L'énergie captée par la turbine est transmise à la génératrice. Dans le cas où cette génératrice est une machine asynchrone (structures MAS, MASDA), un multiplicateur de vitesse est inséré dans la transmission afin d'effectuer l'adaptation de vitesse.

Le système mécanique complet comprend donc les éléments suivants :

- Un moyeu sur lequel sont reliées les pales ;
- L'axe lent.
- Le multiplicateur de vitesse.
- L'axe rapide (rotor de la génératrice).

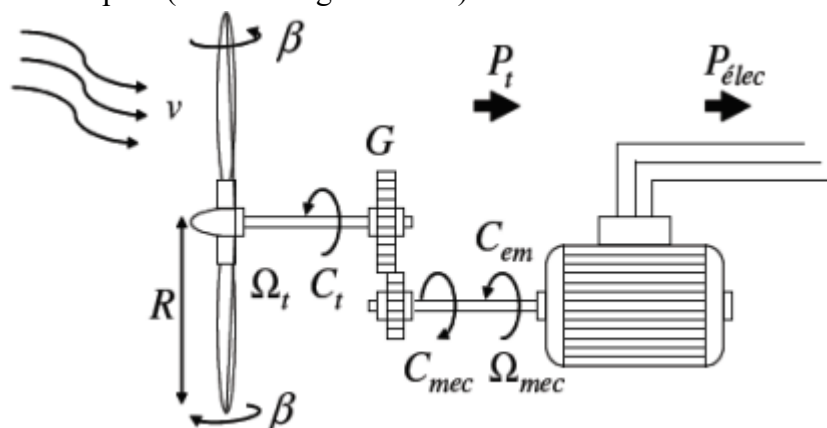


Fig. IV.4 Configuration d'une éolienne.

**IV.5.3. Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine**

La voiture de la turbine comprend trois pales de longueur  $R_T$  chaque une, supposées identiques, attachées au moyeu. L'ensemble peut être considéré comme une seule masse d'une inertie  $J_T$ .

L'inertie du multiplicateur de vitesse est négligeable devant celle de la turbine et celle du générateur, ce qui nous permet de le considérer comme un gain de vitesse égale à  $G$  ou un gain de couple égale à  $1/G$ .

Les arbres de transmission sont parfaitement rigides.

Ces hypothèses nous permettent de considérer le modèle simplifié à deux masses suivantes.

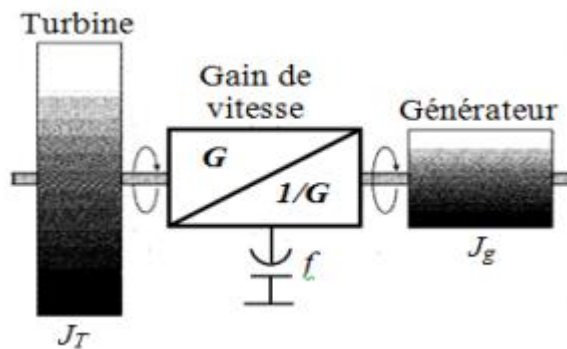


Fig. IV.5 Modèle simplifié de la turbine.

**IV.5.4. Équation dynamique de l'arbre**

La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie notée  $j=j_{turbine}$  et comprend la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale  $J$  constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice et de l'inertie de cette dernière [46].

$$j = j_{turbine} + j_{génératrice} \text{ (IV.2)}$$

Il est à noter que l'inertie du rotor de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée par cet axe. L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total  $C_{mec}$  appliqué au rotor :

$$j \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \text{ (IV.3)}$$

$$C_{mec} = -C_{em} - C_{vis} \text{ (IV.4)}$$

$J$  : l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice.

$C_{mec}$ : le couple mécanique,



## CHAPITRE IV COMMANDE CRONE D'UNE ÉOLIENNE A BASE D'UNE GSAP

$C_{em}$ : le couple électromagnétique produit par la génératrice,

$C_{vis}$ : le couple des frottements visqueux.

Le couple résistant dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux  $f_m$

tel que :

$$C_{vis} = f_m \cdot \Omega_{mec} \text{ (IV.5)}$$

La modélisation d'une turbine éolienne revient à connaître le couple qu'elle développe au niveau du rotor, et qu'elle extrait de la puissance éolienne, suivant ces équations [47] :

$$P_{éol} = \frac{1}{2} C_p(\lambda) \cdot \rho \cdot S \cdot v_v^2 \text{ (IV.6)}$$

$$\lambda = \frac{R \Omega_{mec}}{v_v} \text{ (IV.7)}$$

$$C_{éol} = \frac{1}{2} \rho \cdot \pi \cdot R^3 \cdot v_v^2 \cdot \frac{C_p(\lambda)}{\lambda} \text{ (IV.8)}$$

Afin d'obtenir la vitesse de rotation de la turbine, on utilise l'équation mécanique de l'arbre de la turbine solidairement lié à celui de la machine synchrone utilisée.

$$(J_t + J_m) \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{éol} - C_{em} - f_m \Omega_{mec} \text{ (IV.9)}$$

$P_{éol}$ : la puissance éolienne,

$\lambda$ : la vitesse relative de la turbine,

$\Omega_{mec}$ : la vitesse de rotation,

$v_v$ : la vitesse du vent,

$\rho$ : la densité de l'air,

$C_p$ : le coefficient de puissance,

$C_{éol}$ : le couple éolien,

$J_t$ : inertie de la turbine,

$J_m$ : inertie de la machine,

$C_{em}$ : couple électromagnétique,

$f_m$ : coefficient de frottements visqueux dans la machine.

**Remarque :** le coefficient de frottements visqueux dans la turbine est négligeable

Ainsi, nous pouvons établir le modèle de la turbine dont le schéma bloc est donné sur la figure ci-dessous.

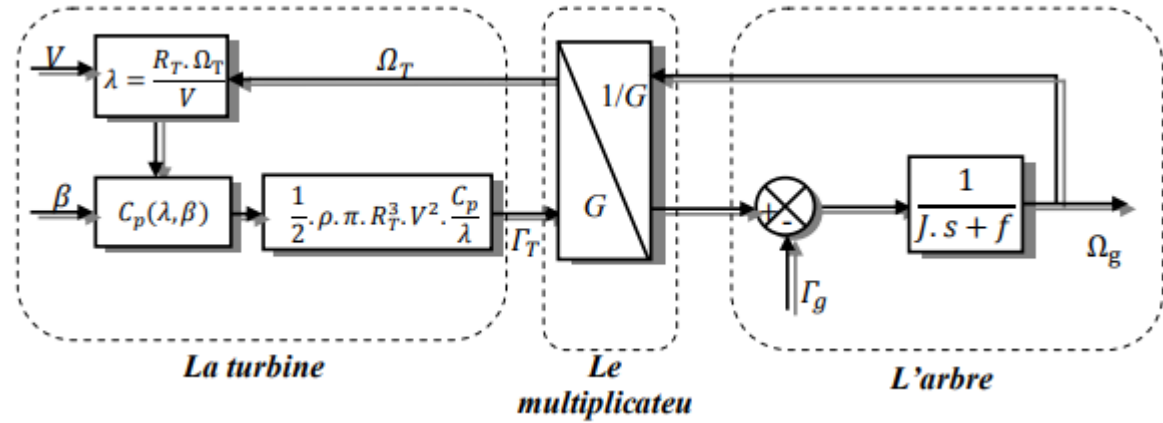


Fig. IV.6 : Schéma bloc du modèle de la turbine.

**IV.6. PRINCIPE DE LA MPPT**

Le MPPT (suivi du point de puissance maximale) est une méthode de contrôle très fiable, robuste et facile à mettre en œuvre. Elle consiste à déterminer la vitesse de la turbine, ce qui permet d'obtenir la puissance maximale produite. Pour influencer la vitesse de la turbine  $\Omega_t$ , on s'intéresse au sens de variation de la grandeur  $\frac{dP}{d\Omega_t}$ . Ce gradient vaut zéro lorsque l'on a atteint le maximum de la puissance, point que l'on recherche. On le déduit à partir de l'équation :

$$\frac{dP}{d\Omega_T} = \frac{dP}{dt} \left( \frac{d\Omega_r}{dt} \right)^{-1} \tag{IV.10}$$

Cette technique est résumée sur le figure IV.7 et la figure IV.8 ci-dessous.

$\frac{dP}{dt}$	< 0	> 0
	$\frac{d\Omega_T}{dt}$	
< 0	I - $\Omega \nearrow$	II - $\Omega \searrow$
> 0	III - $\Omega \searrow$	IV - $\Omega \nearrow$

Fig. IV.7 : Logique de la MPPT.

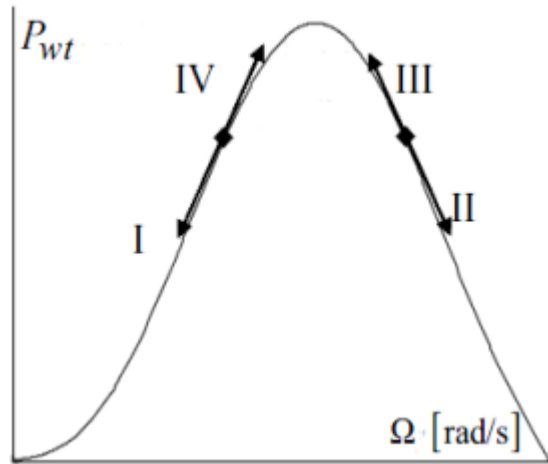


Fig. IV.8 : Principe de la MPPT dans le plan( $\Omega, P$ ).

**IV.6.1. Commande indirecte de vitesse**

L'équation du couple optimale à imposer à la génératrice, comme l'optimisation de la puissance n'est pas l'objectif dans cette zone, le coefficient de puissance, donc la vitesse spécifique  $\lambda$ , n'est plus égale à sa valeur optimale. L'important dans cette zone de fonctionnement est de régler à une valeur qui donne une vitesse de rotation constante égale à la vitesse nominale  $\Omega_{nom}$ . On écrit alors :

$$\lambda_{\Omega_{nom}} = \frac{R_T \cdot \Omega_{nom}}{V} \quad (IV.11)$$

Ainsi, on obtient la nouvelle expression du couple à imposer à la génératrice.

$$\Gamma_{g\Omega_{nom}} = \frac{1}{2G} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^3 \cdot V^2 \frac{C_p(\lambda_{\Omega_{nom}})}{\lambda_{\Omega_{nom}}} \quad (IV.12)$$

&Ce nouveau couple est proportionnel au carré de la vitesse du vent. On doit obtenir une vitesse de rotation constante en imposant ce couple à la génératrice électrique.

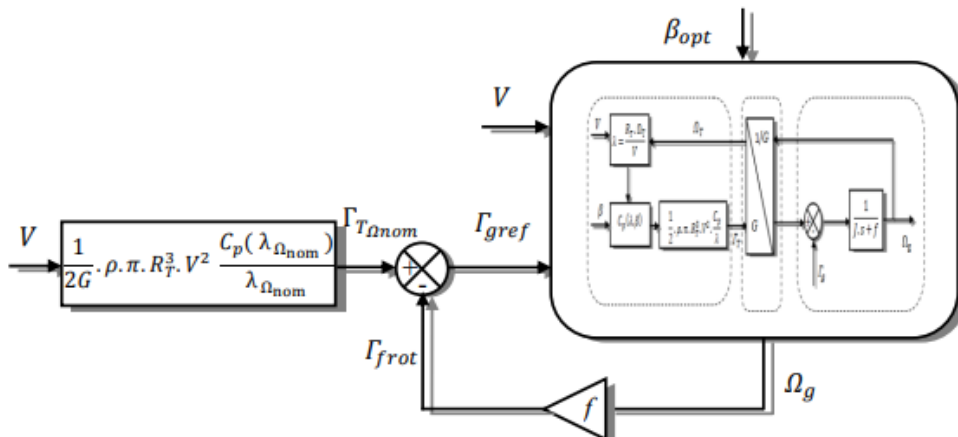
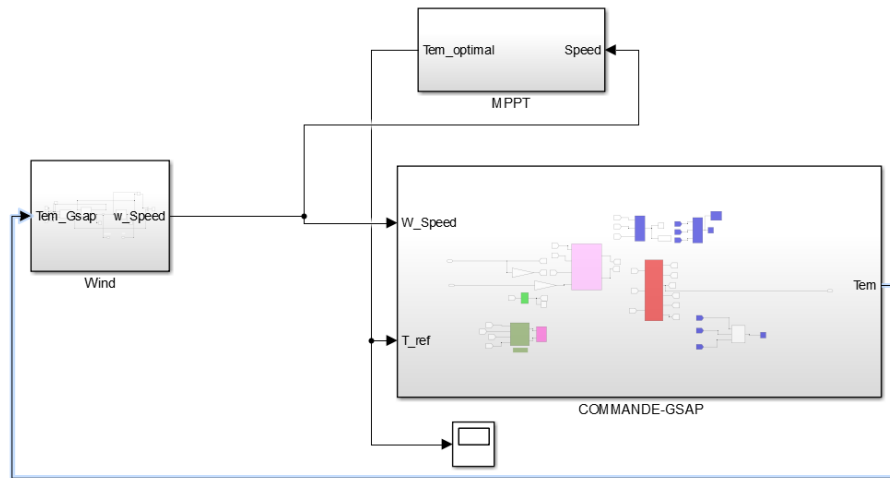


Fig. IV.9 : Commande indirect de la vitesse.

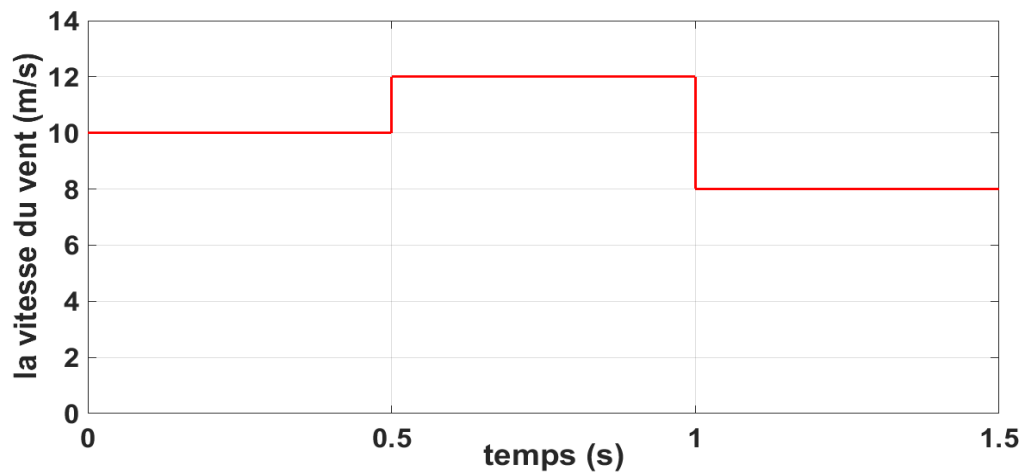
**IV.7. SIMULATION DE L'ASSOCIATION (GSAP-COMMANDE-TURBINE)**

**IV.7.1. Bloc de simulation**

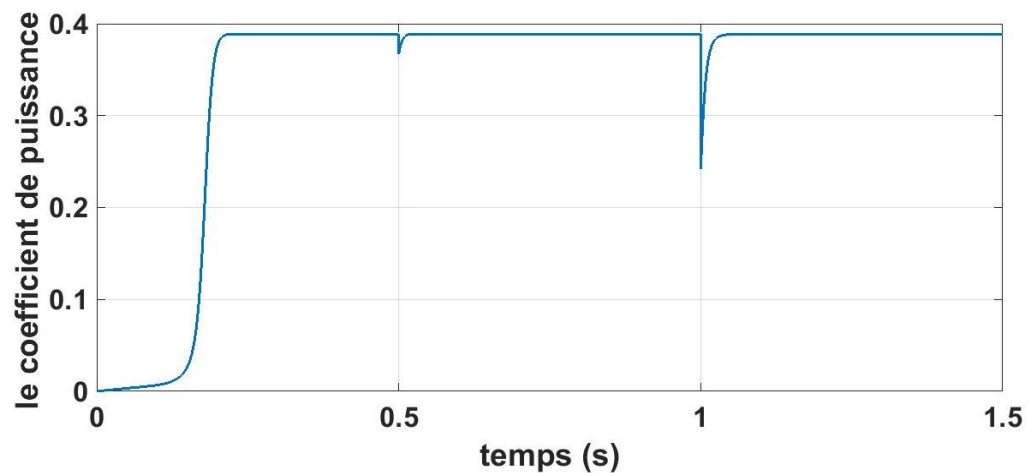


*Fig. IV.10: Structure globale de simulation.*

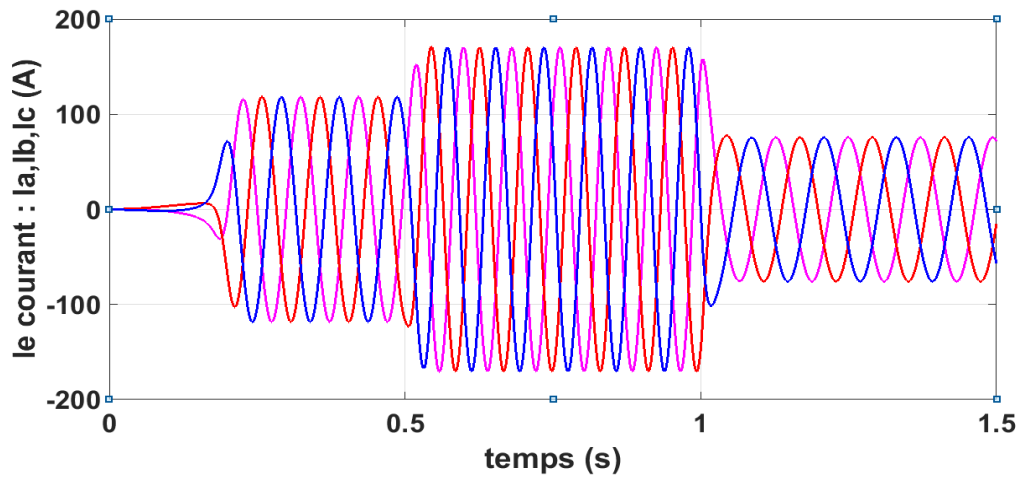
**IV.7.2. Les résultats de simulation**



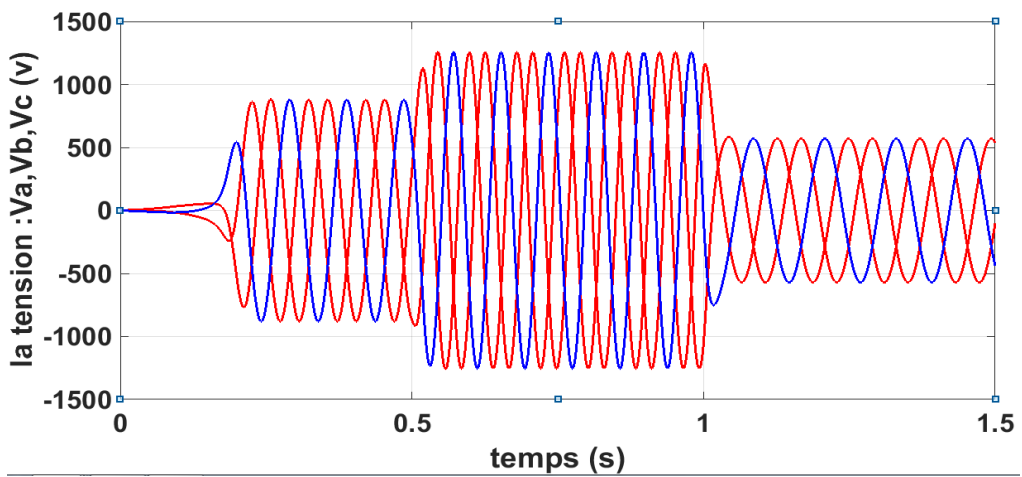
*Fig. IV.11 : la vitesse du vent.*



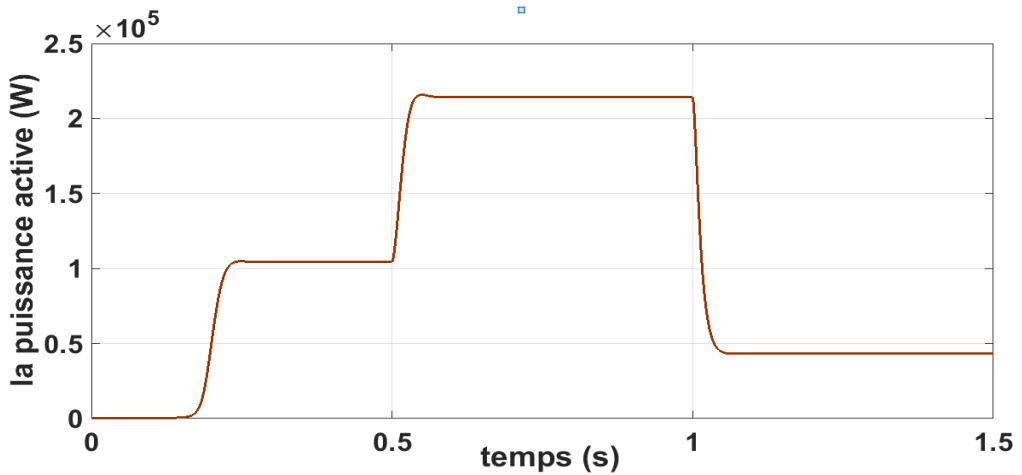
*Fig. IV.12 : Le coefficient de puissance  $C_p$  de la modèle turbine.*



*Fig. IV.13 : Le courant statorique  $I_s$ .*



*Fig. IV.14 : La tension statorique  $V_s$ .*



*Fig. IV.15 : La puissance active résultant du modèle.*

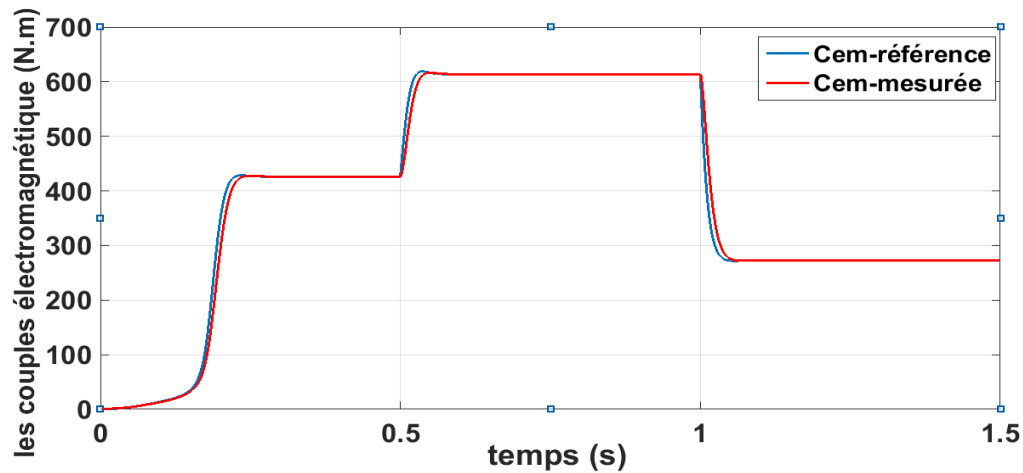


Fig. IV.16 : Les couples électromagnétique mesurée et référence.

On remarque lorsque la vitesse de vent est augmentée la puissance active augmente aussi alors que le coefficient de puissance reste a sa valeur optimale ce que justifier pour la commande MPPT est efficace, on remarque aussi la couple électromagnétique suit par faite ment sa référence et exactement sa référence ce qui prouve l'efficacité de la commande établir dans le chapitre III.

### IV.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre au début, nous avons présenté une Définition générale sur l'énergie éolienne et la possibilité de produire de l'électricité en convertissant cette énergie mécanique en énergie électrique. Nous avons également traité de la structuration de la chaîne de cette transformation puis de la modélisation mathématique avec simulation de la turbine éolienne Et être contrôlé par le contrôleur MPPT qui assure la stabilité du coefficient de puissance et donc meilleure productivité de l'énergie électrique.

CONCLUSION GENERALE

## **CONCLUSION GÉNÉRALE**

## CONCLUSION GENERALE

### **CONCLUSION GENERALE**

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'utilisation de la commande CRONE d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimant permanent.

Le premier chapitre a traité des généralités sur le calcul d'ordre fractionnaire. Puis nous avons parlé des différents types de la commande d'ordre fractionnaire avec quelques. Nous avons également traité les méthodes d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaires.

Dans le deuxième chapitre, nous avons parlé des composants de la machines synchrones à aimants permanents en mode générateur et de sa modélisation et simulation sur Matlab. Les résultats étaient très bons et conformes à la réalité. Nous avons aussi parlé du contrôle de couple de la GSAP basé à la commande vectorielle.

Dans le chapitre trois nous avons présenté les techniques de dimensionnement du régulateur CRONE de la première génération en utilisant la méthode d'optimisation PSO pour la synthèse des paramètres contrôler CRONE. Des résultats de simulation ont été présentés et qui ont montrés les bonnes performances de la commande proposée.

Dans le chapitre quatre nous avons parlé sur l'énergie éolienne et la turbine, théoriquement et modélisation. Et fait, une simulation globale composée de l'association de la turbine et la commande MPPT a été présentée pour valider la robustesse de la commande fractionnaire proposée. Les résultats de simulation montrent un bon suivi de la consigne sur le couple électromagnétique par la génératrice synchrone à aimant permanent ainsi qu'un coefficient de puissance optimal ce qui justifier la robustesse de la commande d'ordre fractionnaire de type CRONE.



## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Alina Krasnobrizha. Modélisation des mécanismes d'hystérésis des composites tissés à l'aide d'un modèle collaboratif élasto-plastique endommageable à dérivées fractionnaires. Matériaux composites et construction, thèse de doctorat. Université Bretagne Loire; Institut de Recherche en Génie Civil et Mécanique, 2015. Français.
- [2] DJEMAI Hadjila TAMSAOUETE Tassadit. Commande adaptative à modèle interne Des systèmes d'ordre fractionnaire. Thèse de master. UNIVERSITE AKLI MOUHAND OULHADJ-BOUIRA.2019
- [3] CALAS, Guillaume. Optimisation par essaim particulière, 2009, (online) disponible en : [http://guillaume.calas.free.fr/data/Publications/PSO-Overview\\_v2.pdf](http://guillaume.calas.free.fr/data/Publications/PSO-Overview_v2.pdf), (Cité : 28/08/2020).
- [4] Szymon Racewicz. Identification et modélisation d'ordre fractionnaire des machines synchrones fonctionnant comme générateur thèse de doctorat. L'Université Technologique de Gdansk.2010.
- [5] DJEMAI Hadjila. TAMSAOUETE Tassadit, " Commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire thèse de master, 2018/2019.
- [6] M. Vidyasagar, "Control System Synthesis: A Factorization Approach "MIT Press, Cambridge Conference: Decision and Control, 2005, European
- [7] Yassine BENSAFIA. Utilisation des filtres fractionnaires pour la conception de régulateurs adaptatifs robustes. Thèse de doctorat. Université du 20 Août 1955 Skikda.2016.
- [8] REZGUI Ahlem.HAMERLAINE Ratiba. Commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire de systèmes linéaires. Thèse de master, Université de Bouira.2016.
- [9] Khelil Amel. Contrôle d'ordre fractionnaire pour le contrôle de vitesse d'un moteur DC, thèse de master, Université Mohamed Khider de Biskra, 2020- 2021.
- [10] N'Doye,I. "Généralisation du lemme de Gronwall-Bellman pour la stabilisation des systèmes fractionnaires", Thèse de doctorat, l'université Henri Poincaré- Nancy 1 et de l'Université Hassan II AÏN Chock ,Casablanca, février 2011.
- [11] Oustaloup A., La dérivation non entière : théorie, synthèse et applications, Hermès, Paris, 1995.
- [12] Fergani, N. Contribution au Réglage de Correcteurs  $[[PI]]^{\alpha} D^{\beta}$  d'Ordre Fractionnaire thèse de doctorat, université de Constantine 1, Algérie, 2016.
- [13] Oustaloup A., Mathieu B., La commande CRONE: Du scalaire au multivariable, Hermès science publications, Paris 1999

- [14] BelakroumKheireddine. Existence et positivité de la solution d'un problème aux limites fractionnaire thèse de magister.2013. جامعة باجي مختار عنابة
- [15] Djelloul ziani.Méthode combinée des perturbation HPM et VIM pour la résolution des équations différentielle ordinaires et EDP d'ordre fractionnaire, thèse de doctorat. Université ORAN.2016
- [16] Medjekal Hamza. Etude d'une équation différentielle fractionnaire impulsive, thèse de doctorat. univ-annaba.
- [17] A. Ben Messaoud, S. Talmoudi Ben Aoun, and M. Lahmari Ksouri. "Modélisation des systèmes d'ordre fractionnaire par des modèles extrêmes d'ordre entier, Conference: Conférence Internationale des Energies Renouvelables (CIER2016), 2016.
- [18] Moze, M. Commande CRONE des systèmes linéaires à paramètres variants. Thèse de doctorat, Université de Bordeaux 1, France, 2007.
- [19] ASSABAA, M, Contribution à la Commande d'Ordre Fractionnaire. Thèse de doctorat, Université des Frères Mentouri, Constantine, Algérie, 2015.
- [20] ROBAI Toufik, BENSALAH Ahmed Rafiq. Contribution à l'Etude d'un Moteur Synchrone à Aimant Monté Sur la Surface Rotorique, thèse de master. Univ : MOHAMED BOUDIAF - M'SILA.2016/2017
- [21] Saeed Afsharnia. Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple thèse de doctorat. Autre. Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995. Français
- [22] Mr Zegueb Boubaker. Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse Thèse de Magister. univ de batna.2008
- [23] BARDADI BENDAHA Mansour. Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel, thèse de magister.univ Oran .2015
- [24] Ssemenda Denis. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.thèse de master univ : SAAD DAHLAB de BLIDA.2016
- [25] KADRI Nadjib. Conception et commande d'un moteur synchrone à aimants permanents. Thèse de master Univ : KASDI MERBAH OUARGLA.2019
- [26] REMHA Soufiane-MOUMEN SAD Mohammed Seddik. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP, thèse de master .univ : Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued.2018
- [27] Benbrahim Amel, «Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de Magistère à université de Batna, juin 2009.

- [28] F. Khatounian " Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrones à Aimants Permanents " Thèse de Doctorat, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006
- [29] N. SENHADJI, A. CHALABI, « Commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping », Mémoire de Master, Université de Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, 2015.
- [30] M. HEMMAMI, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », Mémoire de Magister, Université de Mohamed Khider Biskra, 2013
- [31] MAYOUF Messaoude. Contrôle d'un générateur synchrone à aimants permanents dédié à la conversion de l'énergie éolienne par mode glissant. Mémoire de Magister. UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA. 2018-2019
- [32] W. Kaewjinda<sup>1</sup>, M. Konghirun<sup>2</sup>, « Vector Control Drive of Permanent Magnet synchronous Motor Using Resolver Sensor », ECTI Transactions on Electrical Eng, Electronics, and Communications vol.5, no.1 February 2007
- [33] Abderrahim Lamara. Approche CRONE multivariable : développement et application à la régulation de bancs d'essai moteur haut dynamique. Physique [physics]. THÈSE PRÉSENTÉE POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR Université de Bordeaux, 2015. Français.
- [34] Fady CHRISTOPHY. Etude de la régulation de température d'un milieu fini homogène diffusif et incertain à l'aide des trois générations de la commande CRONE. POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR. L'UNIVERSITÉ de BORDEAUX
- [35] Asma Achnib. Développement de la commande CRONE avec effet anticipatif robuste. Systèmes et contrôle [cs.SY]. DOCTEUR. Université de Bordeaux; Université de Gabès (Tunisie), 2019. Français.
- [36] Patrick Lanusse. Méthodologie de synthèse de commandes robustes CRONE . Thèse de doctora Université de Bordeaux, 2018.
- [37] Feytout, B. (2013). Commande crone appliquée a l'optimisation de la production d'une éolienne. Thèse de doctorat, Université Sciences et Technologies Bordeaux I.
- [38] CHALANE Idir. OUARI Tarek. Optimisation des paramètres d'un PID par essais particuliers (PSO). Master en Automatique. 2017, Université abderrahmane Mira-Bejaia
- [39] M. BAZI Smail. Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO « Particle Swarm Optimization ». Mémoire Magister en Electrotechnique. Université de Batna. 2009

[40] BENHABIB Wafaa, Contribution de l'Optimisation à Essaim Particulaire à la classification des images, thèse de Magister, Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf –Oran

satellitaires“Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'optimisation par essaim

[41] Maroua NOUIRI. Implémentation d'une méta-heuristique embarquée pour résoudre le problème d'ordonnancement dans un atelier exible de production. DOCTORAT. Université de Carthage École Polytechnique de Tunisie.2017

[42] BELLOUMI Rabie. Optimisation par Essaim de Particules Application à un système complexe. Mémoire magister en Électronique. Université Batna 2.

[43] A. Bouhedda, Contribution à l'étude de systèmes de commande d'une éolienne, Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri – Tizi-Ouazou (2011).

[44] Boyette, << Contrôle – commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne >>, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 2006.

[45] Achour OUSDIDENE, Analyse de l'hybridation des centrales électriques des réseaux isolés du sud avec des éoliennes, thèse de master, Université Akli Mohand Oulhadj (Bouira), 2019/2020

[46] S. El Aimani, << Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension >>, Thèse de Doctorat d'Etat en Electronique et Génie Electrique. Ecole Centrale de Lille (ECL), 2005.

[47] HARITZA CAMBLONG «Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable » thèse de doctorat de l'école nationale supérieure d'arts et métiers, 2003.

## ملخص :

العمل المقدم في اطار هذه الأطروحة يعالج الدراسة والتحكم في نظام تحويل طاقة الرياح إلى طاقة كهربائية يعتمد على مولد تزامني ذو مغناطيس دائم لأجل التشغيل السليم للنظام وضمان متانته تجاه مشاكل ارتياب قيم عناصر النظام ومن اجل استخراج الطاقة القصوى للرياح تم الأخذ بعين الاعتبار تقنيات تحكم من بين هذه التقنيات المصحح الكسري (CRONE) وكذلك تم إجراء دراسة شاملة ومفصلة للسلوك الديناميكي للمولد التزامني. قمنا باستعمال تقنية التحكم للعزم من خلال المقارنة بين العزم الدوار الكهرومغناطيسي المقاس والعزم المرجعي من اجل تمييز الخيار الأفضل تجاه متانة النظام ضد الاضطرابات الناجمة سالفه الذكر.

**كلمات مفتاحية:** نظم تحويل طاقة الرياح؛ مولدة متزامنة ذات مغناطيس دائم؛ العزم الدوار الكهرومغناطيسي المقاس؛ العزم المرجعي، المصحح الكسري

## Résumé:

Le travail présenté dans cette thèse traite l'étude de la commande de systèmes de conversion d'énergie éolienne, basé sur une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP). Pour garantir un bon fonctionnement du système et assurer la robustesse vis-à-vis d'incertitudes paramétriques permettant l'extraction maximale de l'énergie du vent, nous avons utilisé la commande robuste d'ordre non entier (CRONE). Aussi, une étude approfondie et compréhensive du comportement dynamique de la génératrice synchrone à aimants permanents, nous avons utilisé la stratégie du control du couple électromagnétique basée sur la commande vectorielle. Une étude globale du système de conversion d'énergie éolienne a été présentée avec des résultats de simulations pour evaluer l'efficacité de la technique de commande de type CRONE.

**Mots clés :** Système de Conversion d'Energie Eolienne ; Génératrice Synchrone à Aimants Permanents ; Commande Robuste d'Ordre Non Entier (CRONE); contrôle Vectorielle.

## Abstract:

The work presented in this thesis deals with the study of the control of wind energy conversion systems, based on a synchronous generator with permanent magnets (PMSG). To guarantee a good functioning of the system and ensure the robustness vis-à-vis parametric uncertainties allowing the maximum extraction of the energy of the wind, there are control techniques among these techniques the robust control of non-integer order (CRONE). Also, a thorough and comprehensive study of the dynamic behavior of the permanent magnet synchronous generator. We used the vector control strategy, among the vector control strategies applied to a synchronous machine the electromagnetic torque control, such as making a comparison between the measured and reference torques to choose how to guide the reference in order to discern the best option for the robustness of the systems against the aforementioned disturbances.

**Keywords:** Wind Energy Conversion System; Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) ;Commande Robust d'Ordre Non Entier (CRONE); The Vector Control Strategy ; Theelectromagnetic Torque Control.