

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de
MASTER

Spécialité : Energie Renouvelable en Electrotechnique

THEME

**Contrôle d'un générateur synchrone à
aimants permanents dédié à la conversion
de l' énergie éolienne, par mode glissant**

Proposé et dirigé par :

MAYOUF Messaoude

Présenté par :

**AZZOUZ Khaled
TITRAOUI Akram**

Année Universitaire 2018-2019



اهداء

قال تعالى (وَقُلْ اغْمضُوا فَنَسِيْرِي اللّٰهَ عَمَلَكُمْ وَرَسُولُهُ وَالْمُؤْمِنُونَ)

سورة التوبة

الهي لا يطيب الليل الا بشكرك...ولا يطيب النهار الا بطاعتك...ولا تطيب اللحظات الا
بذكرك...ولا تطيب الاخرة الا بعفوك.

الى من كلله الله بالهبة والوقار...الى من علمني العطاء بدون انتظار...اليك والدي العزيز
الى من كان دعاؤها سر نجاحي... وحنانها بلسم جراحي الى اعلى الحبايب...اليك امي
العزيزة.

الى من اظهروا لي ما هو اجمل من الحياة الى اخوتي جميعهم و تحية خاصة كذلك الى
اصدقائي في الدراسة الى من سربنا سويا و نحن نشق الطريق معا نحو النجاح و الابداع و
الى كل من يعرف **خالد عزوز** من قريب او بعيد والى من يجمع بين سعادتي وحزني الى
من لم اعرفهم ولم يعرفوني الى من اتمنى ان اذكرهم اذا ذكروني الى من اتمنى ان تبقى
صورهم في عيون...

خالد عزوز.





اهداء

قال تعالى (وَقُلْ اغْمِلُوا فَسْتَرِيَّ اللَّهُ عَمَلَكُمْ وَرَسُولُهُ وَالْمُؤْمِنُونَ)

سورة التوبة

الهي لا يطيب الليل الا بشكرك... ولا يطيب النهار الا بطاعتك... ولا تطيب اللحظات الا
بذكرك... ولا تطيب الاخرة الا بعفوك.

الى من كلله الله بالهبة والوقار... الى من علمني العطاء بدون انتظار... اليك والدي العزيز
الى من كان دعاؤها سر نجاحي... وحنانها بلسم جراحي الى اغلى الحبايب... اليك امي
العزيزة.

الى من اظهروا لي ما هو اجمل من الحياة الى اخوتي جميعهم و تحية خاصة كذلك الى
اصدقائي في الدراسة الى من سربنا سويا و نحن نشق الطريق معا نحو النجاح و الابداع و
الى كل من يعرف **اكرم تيطراوي** من قريب او بعيد والى من يجمع بين سعادتي و حزني الى
من لم اعرفهم ولم يعرفوني الى من اتمنى ان اذكرهم اذا ذكروني الى من اتمنى ان تبقى
صورهم في عيون...

اكرم تيطراوي.



شكر و عرفان

كن عالما ... فان لم تستطع فكن متعلما، فان لم تستطع فاحب العلماء،
فان لم تستطع فلا تبغضهم.

بعد رحلة بحث وجهد واجتهاد تكلفت لنا بإنجاز هذا البحث، نحمد الله عز وجل
على نعمة التي منا بها علينا فهو العلي القدير، كما لا يسعنا الا ان نخص بأسمى
عبارات الشكر والتقدير للأستاذ "**مسعود معيوف**" لما قدمه لنا من جهد ونصح
ومعرفة طيلة انجاز هذا البحث.

كما نتقدم بجزيل الشكر و الامتنان إلى كل من ساعدنا قريب أو بعيد.

كما لا يفوتنا أن أتقدم بالشكر و التقدير إلى السادة أعضاء اللجنة على قبولهم
مناقشة هذه المذكرة.



GLITTERGRAPHICSNOW.COM

Table des matières

Dédicace

Remerciement

Table des matières

Liste des Figures

Notations et Symboles

INTRODUCTION GENERALE..... 1

Chapitre I : Modélisation et simulation de la génératrice synchrone à aimants permanents

I.1.Introduction..... 3

I.2.Présentation de la machine synchrone a aimants permanents 4

I.3. Types des machines synchrones 5

I.3.1. Machines à pôles lisses 5

I.3.2. Machine à pôles saillants 6

I.4. Les rotors des machines synchrones à aimants permanents 6

I.5. Principe de fonctionnement d'une génératrice synchrone 6

I.5.1. Domaine d'application de MSAP 7

I.5.2. Avantages de la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) 7

I.6. Modélisation de la MSAP 7

I.6.1. Hypothèses simplificatrices 8

I.6.2 Equations de la machine électrique généralisée triphasée 8

I.6.3. Passage au repère de Park 8

I.6.4. Equations magnétiques	10
I.6.5. Equation mécanique	12
I.7. Simulation de la génératrice synchrone à aimants permanents	13
I.7.1. Simulation de la GSAP à vide	13
I.7.1.1. Schémas bloc de la GSAP à vide	13
I.7.1.2. Résultats de simulation du GSAP à vide	14
I.7.2. Simulation de la GSAP en charge	15
I.7.2.1. Equation d'état.....	15
I.7.2.2. Schémas bloc de GSAP en charge	16
I.7.2.3. Résultats de simulation du GSAP en charge	16
I.7.3. L'influence d'une charge réelle sur une source parfaite	18
I.7.3.1. Equation d'état	18
I.7.3.2. Schéma bloc de la GSAP	18
I.7.3.3. Résultats de simulation du GSAP	19
I.8. Conclusion	20

Chapitre II : L'association aérogénérateur - Redresseur triphasé à commande par MLI
--

II.1. Introduction	21
II.2. Modélisation du système de conversion de l'énergie éolienne	21
II.2.1. Description du système étudié	21

II.2.2. Modélisation de l'association Aérogénérateur - Redresseur triphasé à commande par ML.....	22
II.2.2.1.Introduction	22
II.2.2.2. Stratégie de commande de la génératrice synchrone à aimants Permanents.....	23
II.3. Calcul du couple électromagnétique de référence	24
II.4.Commande en couple de la GSAP	25
II.4.1. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents	25
II.4.2.Synthèse des correcteurs PI des courants Id Iq	27
II.4.3.Conception du régulateur PI de la tension Vdc	29
II.5.Modèle continu équivalent du convertisseur de puissance	31
II.6.Limites de fonctionnement du convertisseur MLI	32
II.7. Résultats de simulation.....	33
II.8. Conclusion	36
Chapitre III : Commande par mode glissant de la GSAP	
III.1. Introduction	37
III.2. Théorie de la commande par mode glissant	37
III.2.1. Régime glissant idéal	38
III.2.2. Régime glissant réel	39
III.3. Conception de la commande par mode glissant	40
III.3.1. Choix de la surface	40

Table des matières

III.3.2. Condition d'existence et de convergence	41
III.3.2.1. Fonction directe de commutation	41
III.3.2.2. Fonction de Lyapunov	41
III.3.3. Détermination de la loi de commande	41
III.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant	43
III.5. Stratégies du réglages de la tension à trois surface	44
III.5.1. Première surface	44
III.5.2. Deuxième surface	45
III.5.3. Troisième surface	46
III.6. Résultats de simulation	47
III.7. Conclusion	48
CONCLUSION GÉNÉRALE	49
Référence bibliographique	50
Annexes	51

Liste des Figures

Chapitre I : Modélisation et simulation de la génératrice synchrone à aimants permanents

Figure.I.1: Machine synchrone à aimants permanents.....	3
Figure.I.2.a: stator d'une machine synchrone.....	3
Figure.I.2.b: Photographie d'un rotor MSAP.....	3
Figure.I.3: Rotor à pôles lisses.....	4
Figure.I.4: Rotor à pôles saillants.....	5
Figure.I.5: Représentation de la génératrice à aimants permanents sur l'axe (d,q).....	8
Figure.I.6: Passage de Repère naturel du stator au repère (d, q) de Park.....	8
Figure.I.7: circuit équivalent de MSAP –convention moteur-.....	10
Figure.I.8: Modèle de PARK pour la GSAP.....	10
Figure.I.9: Schéma bloc de la génératrice à aimants permanents à vide.....	12
Figure.I.10: Résultats de simulation de la génératrice à aimants permanents à vide.....	13
Figure.I.11: Schémas bloc de la génératrice à aimants permanents en charge.....	15
Figure.I.12: Résultats de simulation de la génératrice à aimants permanents en charge....	16
Figure.I.13: Schéma bloc de la GSAP d'une charge réelle sur une source parfaite.....	18
Figure.I.14: Résultats de simulation de la GSAP d'une charge réelle sur une source Parfaite	19

Chapitre II : L'association aérogénérateur - Redresseur triphasé à commande par MLI

Figure.II.1: Aérogénérateur synchrone à aimants permanents débitant sur une batterie	21
Figure.II.2: Structure de la chaîne éolienne associée à un Redresseur à commande par MLI	22
Figure.II.3: Commande de la génératrice synchrone à aimants permanents.....	23
Figure.II.4: Boucle de régulation du courant.....	27
Figure.II.5: stratégies de commande en couple de GSAP.....	28
Figure.II.6: stratégies de commande en tension de GSAP.....	29
Figure.II.7: Schéma complet de commande vectorielle de GSAP associée au convertisseur MLI	32
Figure.II.8: vitesse de rotation.....	33
Figure.II.9: Charge appliquée.....	34
Figure.II.10: Tension Vdc.....	34
Figure.II.11: Courant Id.....	35
Figure.II.12: Courant Iq.....	35
 Chapitre III : Commande par mode glissant de la GSAP	
Figure.III.1 : Différents mode pour la trajectoire dans le plant de Phase.....	37
Figure.III.2 : Glissement idéal.....	38
Figure.III.3: Glissement réel.....	38
Figure.III.4: Représentation de la fonction « sign ».....	42

Liste des Figures

Figure.III.5: Illustration du phénomène de broutement.....	43
Figure.III.6 : Schéma complet de GSAP par mode glissant.....	45
Figure.III.7 : Courant I_d	46
Figure.III.8 : Courant I_q	47
Figure.III.9 : Tension V_d	47

<u><i>Notations des Symboles</i></u>	
MS	Machine synchrone
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
GSAP	Génératrice synchrone à aimants permanents
(d, q)	Indice du repère de Park lié au rotor
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park.
MLI	Modulation de largeur d'Impulsion
CSV	Commande à Structure Variable.
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
V_a, V_b, V_c	Tension aux phases a, b et c
I_a, I_b, I_c	Courant aux phases a, b et c
Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c	flux aux phases a, b et c
R_s	Résistance de chaque enroulement du stator
Ψ_f	Flux des aimants permanents
$(V_{sd} \ V_{sq})$	Composantes de la tension au stator dans le repère de Park
$(I_{sd} \cdot I_{sq})$	Composantes du courant statorique dans le repère de Park
Ψ_d	Flux selon l'axe d

Notations des Symboles

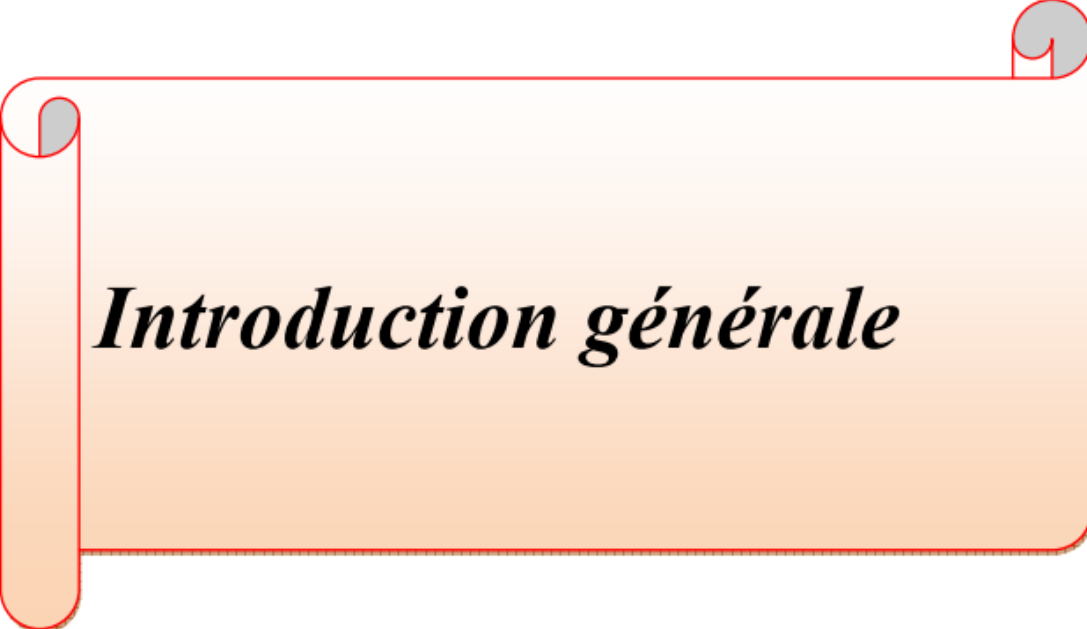
Ψ_q	Flux selon l'axe q
ω	Vitesse de rotation électrique ($\omega = p.\Omega$)
L_d	Inductance statorique selon l'axe d
L_q	Inductance statorique selon l'axe q
C_{em}	Couple électromagnétique
W_e	Energie emmagasinée dans le circuit magnétique
θ_{geo}	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)
P	Nombre de paire de pôle
$e_d e_q$	Termes de découplages.
C_m	Le couple moteur appliqué sur la génératrice
J	Moment d'inertie total de la machine
f	Coefficient de frottement visqueux
R_{ch}	Résistance de charge
L_{ch}	Inductance de charge
S	Opérateur dérive de Laplace
I_{sd}, I_{sq}	Composant direct du stator dans le repère Park
C_{em-ref}	Couple électromagnétique de référence
V_{dc}	Tension en aval du pont redresseur

Notations des Symboles

U_{bat}	Tension aux bornes de la batterie
I_{dc}	Courant de charge de la batterie
R_{bat}	Résistance interne de la batterie
U_{sabc}	Tensions aux phases a, b et c du stator
I_{sabc}	Courants aux enroulements a, b et c du stator
V_s	Vecteur tension statorique triphasée
I_s	Vecteur courant statorique triphasé
L_s	Inductance d'une phase statorique.
(udw, uqw)	Composantes de la tension de réglage du redresseur MLI
Te	Constante de temps de la boucle ouverte de régulation de courant
T_f	Constante de temps de la boucle fermée de régulation de courant
K_{CP}	Gain proportionnel de la boucle de régulation de courant.
K_{Ci}	Gain intégral de la boucle de régulation de courant.
K_P	Gain proportionnel de la boucle de régulation de tension.
K_i	Gain intégral de la boucle de régulation de tension.
I_{sd-ref}	Courant de référence selon l'axe direct
I_{sq-ref}	Courant de référence selon l'axe en quadrature
P_{ref}	Puissance active de référence

Notations des Symboles

$s_d(I_d)$	La surface de glissant du courant I_d [A]
$s_d(I_q)$	La surface de glissant du courant I_q [A]
$s_d(V_{dc})$	La surface de glissant du courant V_{dc} [V]
$K_d \ K_q \ K_{Vdc}$	Les Paramètres de la commande par mode glissant



Introduction générale

Introduction générale

Sachant que la grande partie du parc éolien actuel est constitué de systèmes raccordés aux réseaux publics, ce qui rend les méthodes conventionnelles de fourniture d'énergie électrique comme l'extension des réseaux et l'utilisation de générateurs diesel trop coûteux et difficiles à implémenter; les technologies renouvelables demeurent capables de générer l'électricité sur place, grâce aux architectures spécifiques de petites éoliennes destinées spécialement aux sites isolés comme l'aérogénérateur synchrone à aimants permanents dépourvu de système d'excitation.

La régulation de charge des batteries dans les applications de L'énergie éolienne représente le déficit le plus important dans les systèmes électriques autonomes dédiés souvent aux sites isolés. Ceci est dû à la nature aléatoire et stochastique des sources des énergies renouvelables d'une part, et l'utilisation irrégulière de l'électricité de l'autre part.

Dans ce cadre, l'apport envisagé par ce mémoire est d'utiliser des techniques et stratégies de contrôle pour maintenir la tension des batteries de charge dans les plages de tensions conçues, en dépit et la puissance demandée et les grandeurs météorologiques (vent, température ambiante, ...).

Etant donné que le calcul judicieux des régulateurs classiques de type PID utilisés dans ce mode d'applications dépend des grandeurs extérieures, et nécessite une connaissance instantanée et précise de la charge demandée. Ceci influe sur ce mode d'exploitation autonome, notamment, en régimes transitoires, à cause des limites techniques des systèmes renouvelables. Pour remédier à ces contraintes, et améliorer ainsi le mode d'exploitation des systèmes électriques en termes de qualité de tension, on va utiliser à travers ce projet, la technique de contrôle par mode glissant.

❖ Structure du mémoire :

Le premier chapitre sera consacré à la description et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Un modèle de la génératrice synchrone à aimants permanents sera établi et appliqué pour différents modes de fonctionnement.

Le deuxième chapitre décrit et modélise l'association aérogénérateur - Redresseur triphasé à commande par MLI débitant sur une charge de type batterie. Le convertisseur utilisé dans cette chaîne de conversion d'énergie éolienne est le redresseur triphasé à modulation de largeur des impulsions MLI, parce qu'il offre un control totalement réversible de la puissance

INTRODUCTION GENERALE

instantanée. Dans ce chapitre, on va utiliser en premier lieu des régulateurs classiques de type **PI**.

En vue de remédier aux anomalies des régulateurs précédents et améliorer ainsi la qualité de tension de charge, on va consacrer le troisième chapitre pour le contrôle du système étudié par mode glissant.

Chapitre I :

Modélisation et simulation de la génératrice synchrone à aimants permanents

I.1.Introduction :

Jusque ‘aux années 1950-1960, les machines synchrones étaient essentiellement utilisées pour la production d’énergie électrique à partir de l’énergie mécanique en provenance de sources diverses, sous la forme d’alternateurs travaillant dans une gamme de puissance allant de quelques watts jusqu’à quelques centaines de mégawatts . A partir des années 1950-1960, deux évolutions technologiques, initiées depuis quelques années, allaient effectivement s’appliquer dans le domaine des machines électriques et modifier progressivement et inéluctablement cette classification. La première évolution concerne le développement des semi-conducteurs de puissance qui autorisait la mise au point de convertisseurs statiques permettant d’alimenter les machines à fréquence variable quel que soit la nature et les caractéristiques de la source de puissance électrique. La seconde évolution était relative à l’apparition sur le marché d’aimants permanents performants capable de résister à la désaimantation des champs de réactions d’induit présents dans les machines électriques et possédant des inductions rémanentes suffisantes, [1]. L’évolution des aimants permanents modernes qu’ils soient à base d’alliages métalliques ou à terres rares (par exemple du type manioc, samarium cobalt, néodyme fer bore...) leur a permis d’être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d’avantages ; induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines, [2]. Dans ce chapitre on va donner des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), et par la suite la modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents pour différents mode de fonctionnement (à vide, en charge et d’une charge réelle sur une source parfaite) ainsi que les résultats de simulation et leurs interprétations.

I.2.Présentation de la machine synchrone a aimants permanents :

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor [3],[4].



Figure.I.1: Machine synchrone à aimants permanents.



Figure.I.2.a:stator d'une machine synchrone. **Figure.I.2.b:**Photographie d'un rotor MSAP

➤ Le stator est une partie fixe induit où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $2\pi/3$ Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor (vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ statorique tournant), d'où le nom des MSAP. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques[5]:

$$\omega_r = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I-01})$$

ω_r : La vitesse de rotation de la machine (rad/s).

ω : La pulsation des courants statoriques (rad/s).

p : Le nombre de pair de pôles de la machine.

Le rotor est une partie mobile « inducteur » qui est monté sur l'axe de rotation, c'est un noyau de fer sur lequel sont disposés des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente.

I.3. Types des machines synchrones :

Le rotor d'une machine synchrone se présente sous deux formes distinctes définissant ainsi deux familles de machines, à pôles lisses et à pôles saillants.

I.3.1. Machines à pôles lisses :

Ce type de machines est caractérisé par un bobinage inducteur réparti dans des encoches fraisées dans la masse du rotor cylindrique, ces machines sont destinées à fonctionner à grande vitesse de rotation, elles sont à entrefer constant.

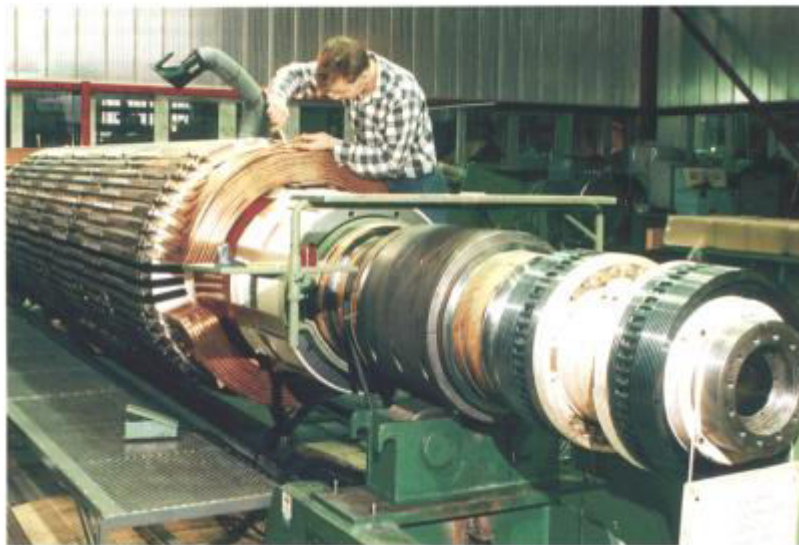


Figure.I.3: Rotor à pôles lisses.

I.3.2. Machine à pôles saillants

Cette forme d'exécution est réalisable pour toute vitesse de rotation synchrone et toute puissance, ce type de machines comporte souvent hormis l'enroulement inducteur placé sur les pôles. Un enroulement logé dans des encoches circulaires semi-fermées disposées à la surface de l'épanouissement polaire, cet enroulement est appelé amortisseur.

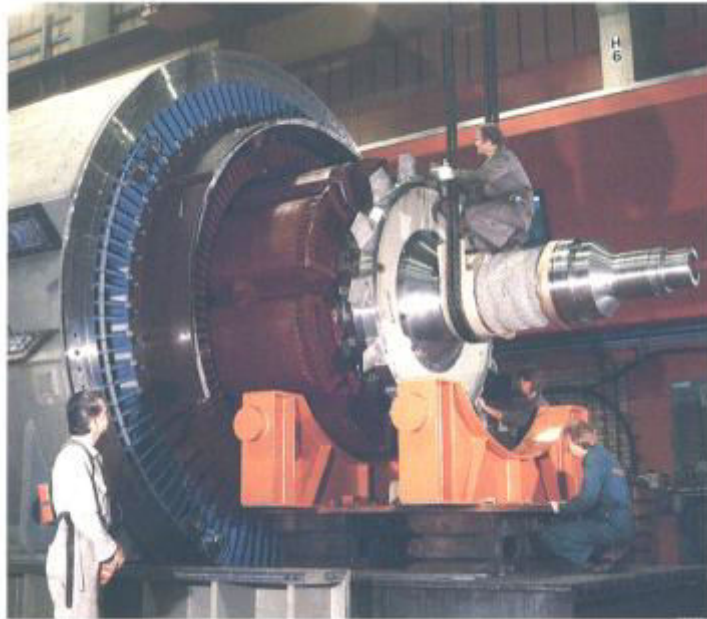


Figure.I.4: Rotor à pôles saillants.

I.4. Les rotors des machines synchrones à aimants permanents :

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est la suivante [6]:

- Aimants en surface
- Aimants insérés
- Aimants enterrés
- Aimants à concentration de flux

I.5. Principe de fonctionnement d'une génératrice synchrone :

L'inducteur de la génératrice synchrone, entraîné mécaniquement, crée un champ à répartition spatiale variable dans les bobinages statoriques. Les f.e.m induites dans ces bobinages

provoquent la circulation de courants induits qui créent à leur tour un champ statorique dans l'entrefer, qui tourne à la même vitesse que celle du champ inducteur.

I.5.1. Domaine d'application de MSAP :

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines à outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique, [2], avec une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction, [7].

- Elle fonctionne comme compensateur synchrone.
- Elle est utilisée pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance. L'association (machine à aimants convertisseur de puissance) a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...), [7].

I.5.2. Avantages de la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) :

La génératrice synchrone à aimants permanents offre un grand nombre d'avantages[8]:

- Une haute efficacité énergétique.
- Une grande fiabilité.
- Une simplicité de mise en œuvre.

1.6. Modélisation de la MSAP :

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictif, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. [9] , Le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application. La figure (II.2) présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park) :

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit à certaines hypothèses simplificatrices[2] :

I.6.1. Hypothèses simplificatrices :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique
- .-La distribution sinusoïdale de le FMM crée par les enroulements du stator
- .- L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

I.6.2 Equations de la machine électrique généralisée triphasée:

Les équations électriques des machines électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$[V_{abc}]_s = [R_s][I_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}]_s \quad (\text{I-2})$$

$[V_{abc}]_s = [V_a V_b V_c]^T$: Vecteur tension de phases statoriques.

$[I_{abc}]_s = [I_a I_b I_c]^T$: Vecteur courant de phases statoriques.

$[\Psi_{abc}]_s = [\Psi_a \Psi_b \Psi_c]^T$: Vecteur des flux totaux traversant les bobines statoriques.

R_s : la résistance des phases statoriques.

Les enroulements statoriques de la machine synchrone considérée sont connectés en étoile à neutre isolé, d'où la somme instantanée des courants statoriques est nulle, et il n'y a pas de courant homopolaire. Par conséquent, s'il existe une composante homopolaire de tension ou flux, elle n'intervient pas dans le couple [10]. Le comportement de la machine est donc représenté par deux variables indépendantes.

I.6.3. Passage au repère de Park :

Afin de simplifier le modèle dynamique de la machine, on applique un changement de repère. Cette transformation mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor (Figure. I.6).

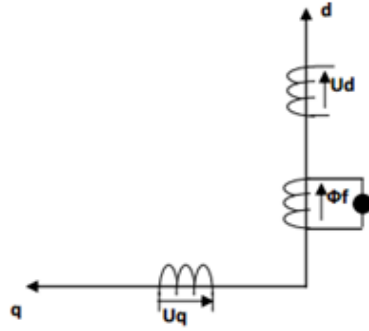


Figure.I.5:Représentation de la génératrice à aimants permanents sur l'axe (d,q).

Les deux bobines d et q, tournent avec le rotor, produisant le même effet que les trois bobines fixes. Les variations exprimées dans ce nouveau repère (d, q), nous permettent de passer de repère naturel au repère de Park, et d'avoir ainsi un modèle relativement simple de la machine[11].

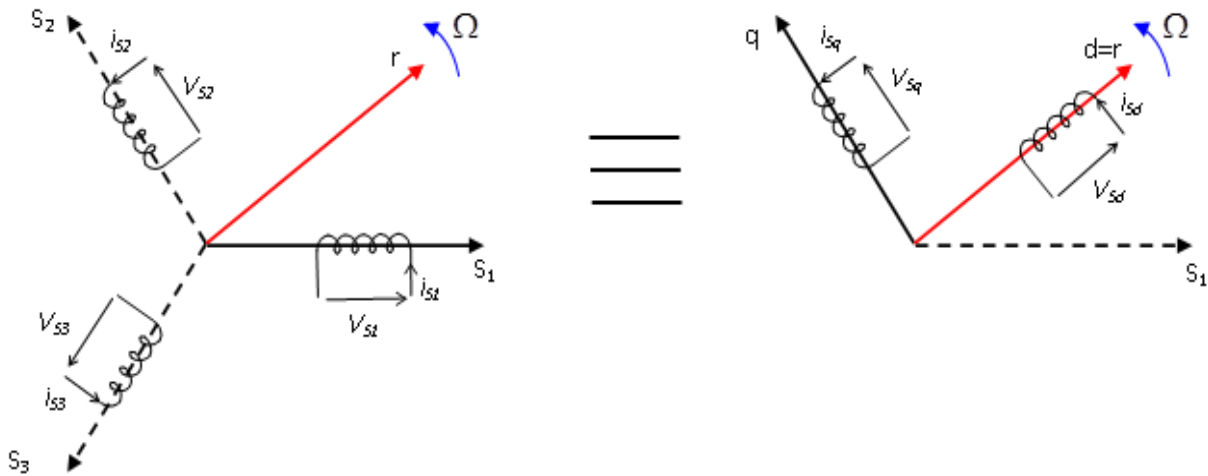


Figure.I.6:Passage de Repère naturel du stator au repère (d, q) de Park

En appliquant la transformation de Concordia T_{32} défini par (I-3):

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{32}^t \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{Avec:} \quad T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

Le variable x peut être v , i ou ψ .

On obtient:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

En appliquant la transformation de Park au système d'équations (3-18), on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Si θ est l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator, nous avons :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \dot{\theta} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

$$\text{Où : } \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P(-\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-6})$$

v_d, v_q, i_d et i_q sont les composantes directe et en quadrature de tension et de courant.

ψ_d et ψ_q sont les composantes directe et en quadrature du flux.

I.6.4. Equations magnétiques :

Dans les machines synchrones à répartition sinusoïdale des conducteurs, ψ_d et ψ_q sont fonctions linéaires des courants i_d et i_q :

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d I_d + \Psi_f \\ \Psi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I-7})$$

Ψ_d et Ψ_q sont les composantes directe et en quadrature du flux. L_d et L_q sont les inductances directe et en quadrature, et elles sont supposées indépendantes de θ . Ψ_f représente le flux des aimants. En remplaçant les expressions des flux dans l'équation (I-5), on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \omega_p \left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

V_d, V_q, I_d et I_q sont les composantes directe et en quadrature de tension et de courant. Où $\omega = p\Omega$, p étant le nombre de paires de pôles et Ω la vitesse angulaire du rotor. e_d et e_q sont les composantes directe et en quadrature de f.é.m. données par :

$$\begin{cases} e_d = 0 \\ e_q = p\Psi_f\Omega \end{cases} \quad (\text{I-9})$$

Les circuits électriques équivalents de la MSAP peuvent être représentés comme suit [12]:

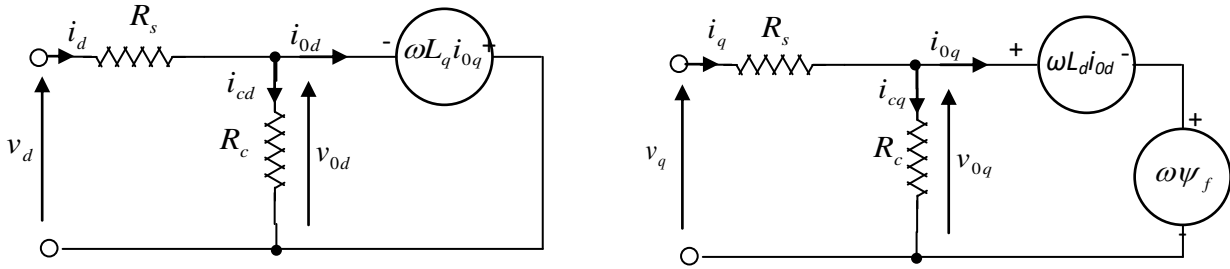


Figure.I.7:circuit équivalent de MSAP –convention moteur-

En utilisant la convention génératrice; on inverse le sens des courant i_d et i_q dans les repères de Park (Figure.I.8) , et le modèle de la génératrice synchrone à aimants permanents ainsi obtenu peut s'écrire sous la forme [13]:

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

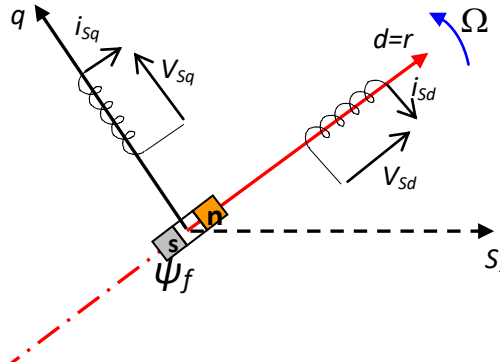


Figure.I.8:Modèle de PARK pour la GSAP

Le couple électromagnétique C_{em} est exprimé par la dérivée de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique du rotation du rotor, [2].

$$C_{em} = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dW_e}{d\theta_e} \quad (\text{I-11})$$

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique. θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator). P : Nombre de pair de pôle.

L'expression de la puissance transmise dans le repère de Park est donnée par, [2] :

$$P(t) = \frac{2}{3} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (I-12)$$

En remplaçant V_d et V_q par leurs expressions, on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[-R_s (I_d^2 - I_q^2) - \left(I_d \frac{d\Psi_d}{dt} + I_q \frac{d\Psi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d) \right] \quad (I-13)$$

Le terme $\frac{3}{2} [-R_s (I_d^2 - I_q^2)]$: Représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator, [2].

Le terme $\frac{3}{2} \left(I_d \frac{d\Psi_d}{dt} + I_q \frac{d\Psi_q}{dt} \right)$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator, [2].

Le terme $\frac{3}{2} \left[\frac{d\theta}{dt} (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d) \right]$: Représente la puissance électromagnétique, [2].

$$\text{Sachant que : } p\Omega = w \text{ et } P_e = C_{em} \cdot \Omega \quad (I-14)$$

L'expression du couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\Psi_d I_q - \Psi_q I_d] \quad (I-15)$$

Après affectation des opérations nécessaires, on peut écrire, [2]:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_q I_d + \Psi_f I_q] \quad (I-16)$$

I.6.5. Equation mécanique :

La dynamique de la machine est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_m - C_{em} - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I-17)$$

C_m : Le couple moteur appliqué sur la génératrice.

$f\Omega$: Le couple de frottement.

J : Moment d'inertie total de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

I.7. Simulation de la génératrice synchrone à aimants permanents :

I.7.1. Simulation de la GSAP à vide :

Le fonctionnement à vide est caractérisé par des courants nuls :

$$\begin{cases} I_d = 0 \\ I_q = 0 \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

Les expressions des tensions et celle du couple deviennent :

$$\begin{cases} V_d = 0 \\ V_q = \omega \Psi_f \\ C_{em} = 0 \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

I.7.1.1. Schémas bloc de la GSAP à vide :

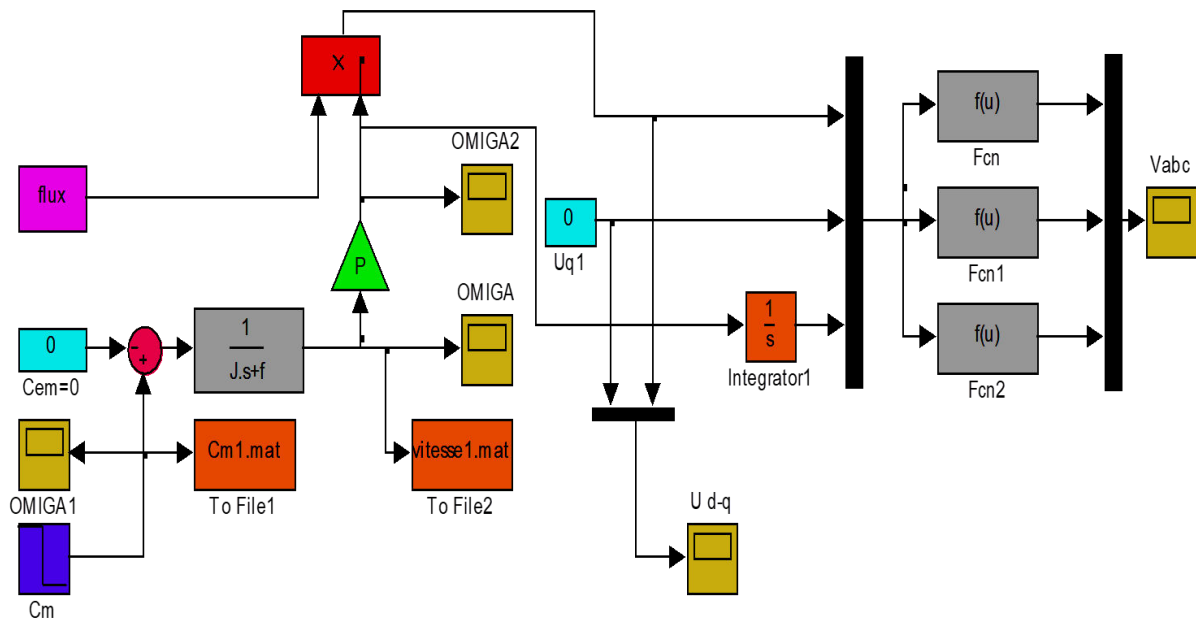
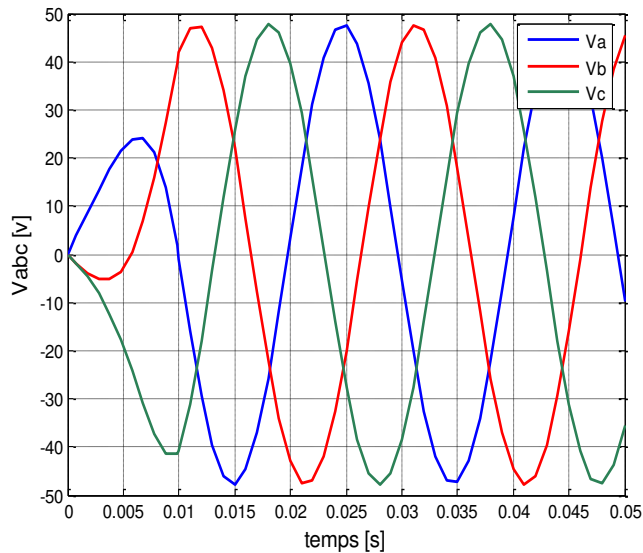


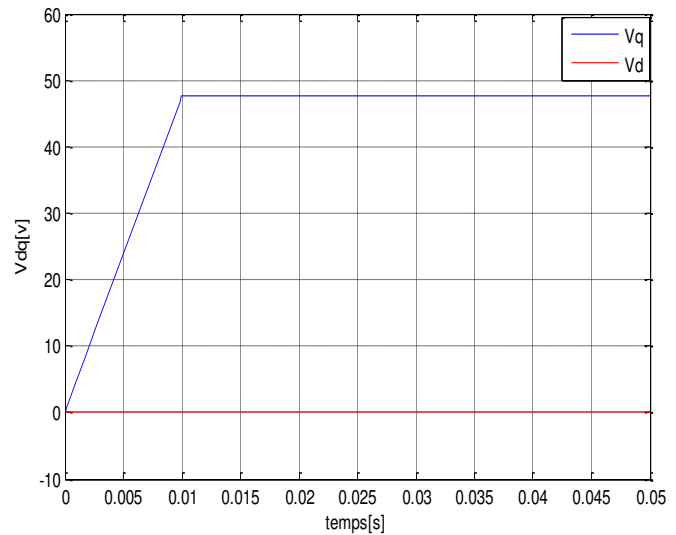
Figure.I.9:Schéma bloc de la génératrice à aimants permanents à vide.

I.7.1.2. Résultats de simulation du GSAP à vide :

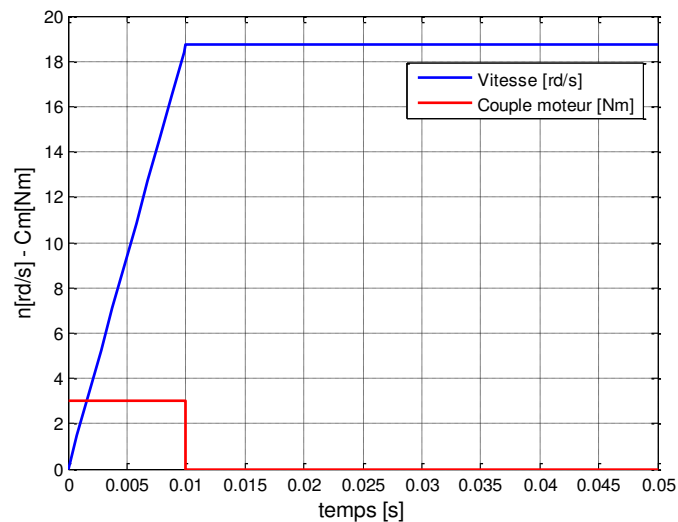
On fait lancer la génératrice par un couple moteur égale à 3.0Nm pour une durée de 10(ms), puis, on la laisse tourner librement. Etant donné que le frottement considéré dans ce cas est nul ,on constate sur la (Figure.I.10) que la vitesse est stabilisée à une valeur de 18.75 (rad/s), alors que les tensions des phases sont parfaitement sinusoïdales en régime stable, avec une valeur crête de 47.6 (V) et une fréquence de 50(HZ).



a: Tensions statoriques



b: Composantes de tensions Vd et Vq



C: vitesse de rotation et couple moteur

Figure.I.10: Résultats de simulation de la génératrice à aimants permanents à vide.

I.7.2.Simulation de la GSAP en charge :

La génératrice alimente une charge électrique (R_{ch} - L_{ch}). Pour avoir les tensions et les courants résultats de l'application de cette charge sur la génératrice, on applique d'une part, les équations données par (I-10); et d'autre part, l'application des tensions V_d et V_q sur la charge donne :

$$\begin{cases} V_d = R_{ch}I_d + L_{ch} \frac{dI_d}{dt} - \omega L_{ch}I_q \\ V_q = R_{ch}I_q + L_{ch} \frac{dI_q}{dt} + \omega L_{ch}I_d \end{cases} \quad (I-20)$$

En remplaçant les expressions de V_d et V_q dans (I-10), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} 0 = -(R_s + R_{ch})I_d - (L_d + L_{ch}) \frac{dI_d}{dt} + \omega(L_q + L_{ch})I_q \\ 0 = -(R_s + R_{ch})I_q - (L_q + L_{ch}) \frac{dI_q}{dt} + \omega(L_d + L_{ch})I_d + \omega\Psi_f \end{cases} \quad (I-21)$$

En introduisant la transformée de LAPLACE dans les équations ci-dessus, elles deviennent :

$$\begin{cases} SI_d = \frac{1}{(L_d + L_{ch})} [-(R_s + R_{ch}) + \omega(L_q + L_{ch})I_q] \\ SI_q = \frac{1}{(L_q + L_{ch})} [-(R_s + R_{ch}) - \omega(L_d + L_{ch})I_d + \omega\Psi_f] \end{cases} \quad (I-22)$$

Considérons le flux d'excitation Ψ_f comme grandeur de commande, et les courants I_d , I_q comme variables d'états.

I.7.2.1. Equation d'état :

On cherche à obtenir un système d'équation sous forme d'équation d'état :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][v] \quad (I-23)$$

$$[X] = [I_d I_q]^t [v] = [0 \Psi_f]^t \quad (I-24)$$

Les équations (I-22), peuvent s'écrire sous la forme matricielle (I-25) :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s + R_{ch}}{L_d + L_{ch}} & -\omega \frac{L_q + L_{ch}}{L_d + L_{ch}} \\ -\omega \frac{L_d + L_{ch}}{L_q + L_{ch}} & -\frac{R_s + R_{ch}}{L_q + L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \frac{\Psi_f}{L_q + L_{ch}} \end{bmatrix} \quad (I-25)$$

On peut écrire les matrices $[A]$ et $[B]$ sous la forme :

$$[A] = [A_1] + \omega[A_2] \begin{bmatrix} \frac{R_s+R_{ch}}{L_d+L_{ch}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s+R_{ch}}{L_q+L_{ch}} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q+L_{ch}}{L_d+L_{ch}} \\ -\frac{L_d+L_{ch}}{L_q+L_{ch}} & 0 \end{bmatrix} \quad (I-26)$$

$$[B][V] = \omega \frac{1}{L_q + L_{ch}} \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_f \end{bmatrix} \quad (I-27)$$

I.7.2.2.Schémas bloc de la GSAP en charge :

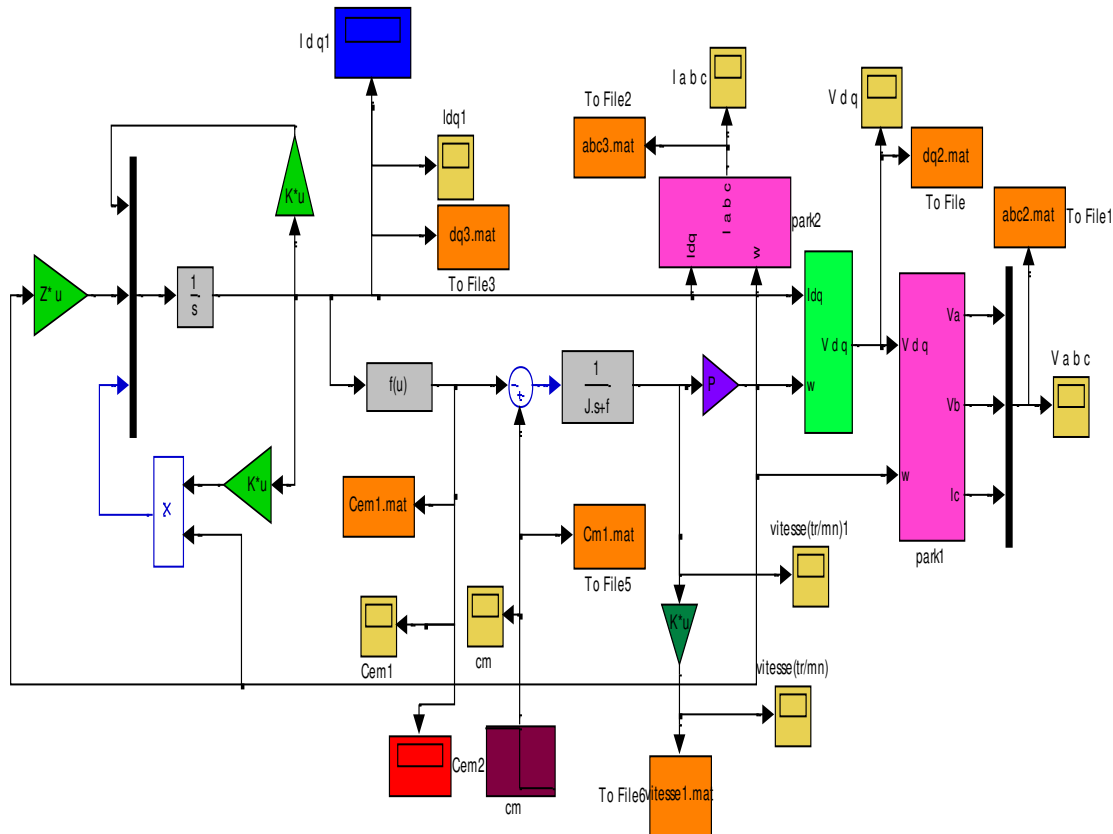


Figure.I.11:Schémas bloc de la génératrice à aimants permanents en charge.

I.7.2.3. Résultats de simulation du GSAP en charge :

Pour déduire l'effet de la charge électrique sur le comportement de la génératrice en fonction de la puissance mécanique fournie, deux couples moteurs différents sont appliqués (Figure.I.12.e). On constate sur la (Figure.I.12.f) que l'allure de la vitesse de rotation suit parfaitement celle du couple. La fréquence élevée des tensions et courants représentés sur les (Figure.I.12.a), et (Figure.I.12.b) nous déduit l'effet du grand nombre de paires de pôles de la génératrice et le couple moteur suffisant y appliqué. En diminuant le couple moteur de 6.28 (Nm), à 3.6 (Nm), la vitesse mécanique varie de 319(tr/mn) jusqu'à 182(tr/mn) ; la tension et le courant diminuent respectivement de 83.3 (V), à 47.3 (V), et de 1.72 (A), à 0.96 (A). Il est clair

donc, que la puissance électrique de la charge est directement liée à la puissance mécanique fournie

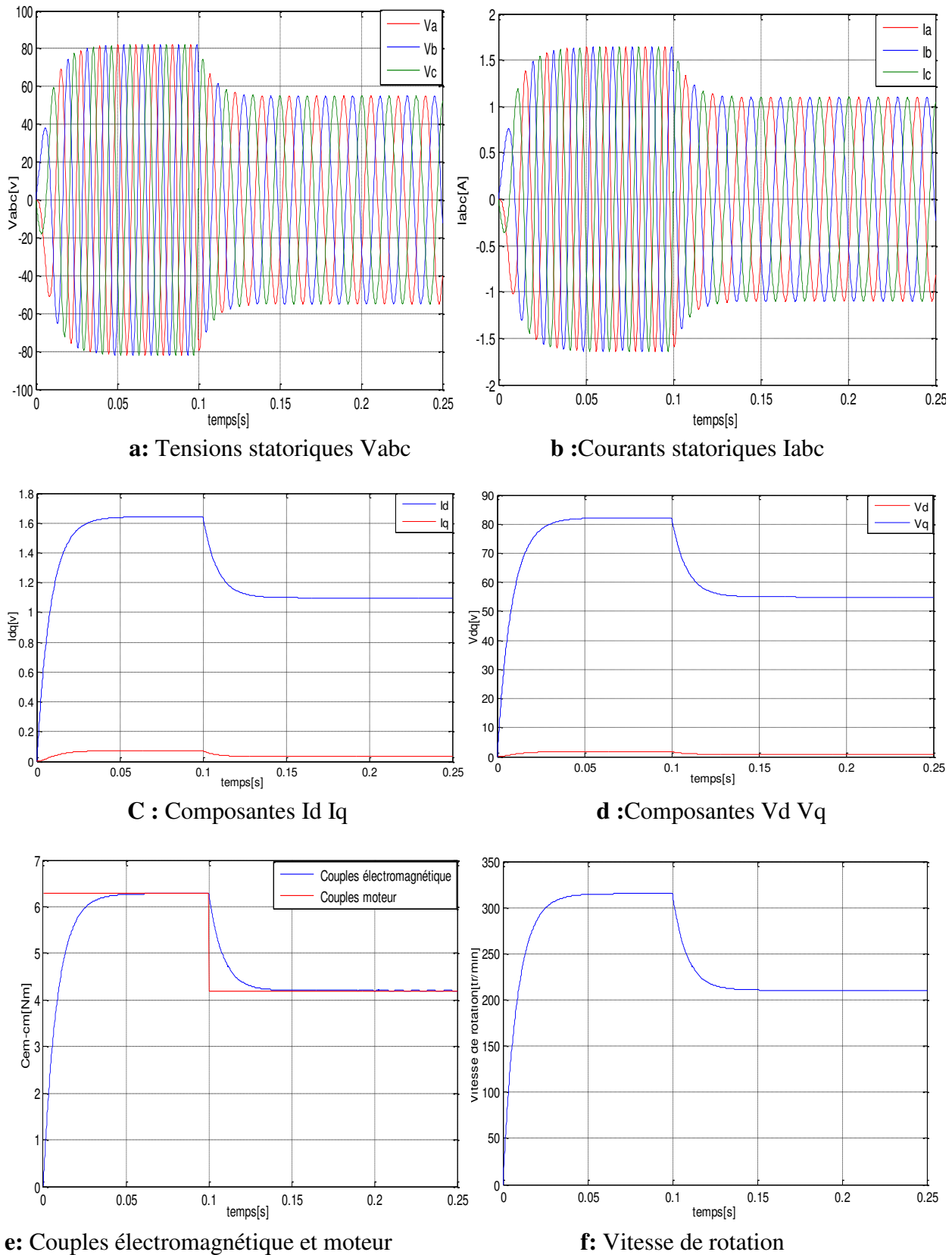


Figure.I.12: Résultats de simulation de la génératrice à aimants permanents en charge.

I.7.3. L'influence d'une charge réelle sur une source parfaite :

Considérons les tensions V_d , V_q et le flux d'excitation Ψ_f comme grandeurs de commande, les courants I_d , I_q comme variables d'états.

I.7.3.1. Equation d'état :

On cherche à obtenir un système d'équations sous forme d'équation d'état :

$$\frac{d}{dt}[x] = [A][x] + [B][v] \quad (I-28)$$

$$\frac{d}{dt}[y] = [C][x] + [D][v] \quad (I-29)$$

Avec :

$$[X] = [I_d I_q]^t \cdot [v] = [V_d V_q \Psi_f]^t \quad (I-30)$$

Les équations (I-22), peuvent s'écrire sous la forme matricielle (I-31) :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & \omega \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Psi_f \end{bmatrix} \quad (I-31)$$

On peut écrire les matrices $[A]$ et $[B]$ sous la forme :

$$[A] = [A_1] + \omega [A_2] \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (I-32)$$

$$[B] = [B_1] + \omega [B_2] \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (I-33)$$

I.7.3.2. Schéma bloc de la GSAP d'une charge réelle sur une source parfaite :

A partir des équations ((I-31) à (I-33), et (I-17)), on construit le bloc de simulation de la génératrice.

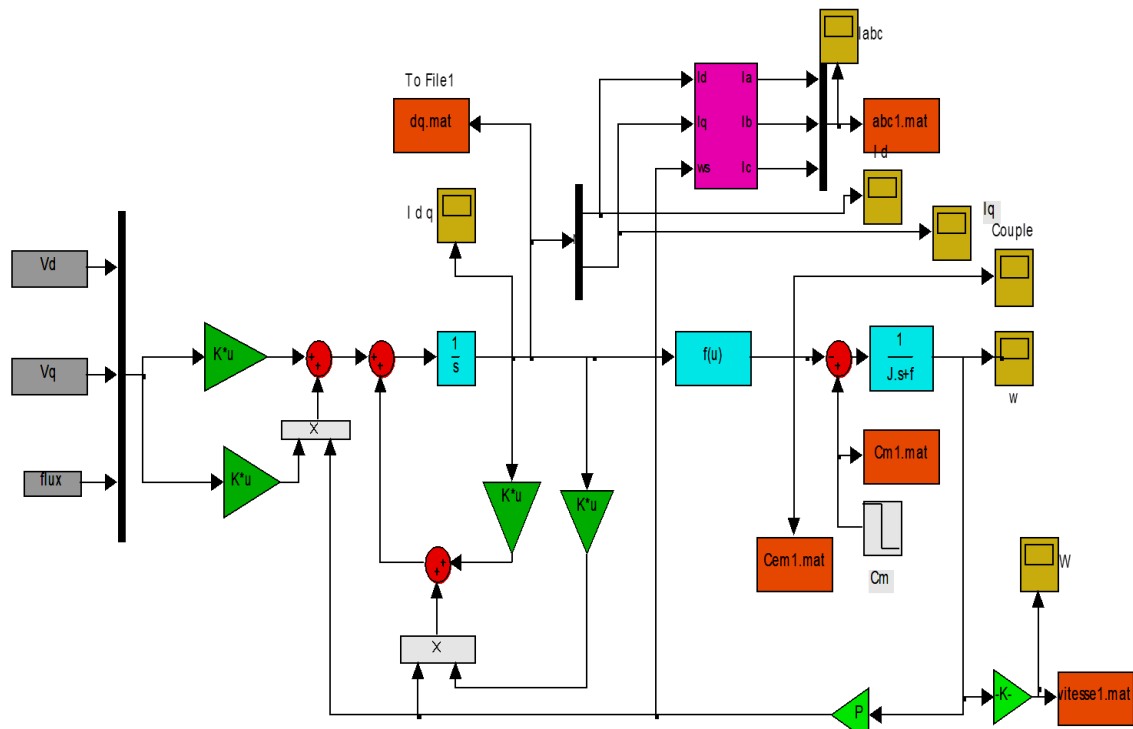
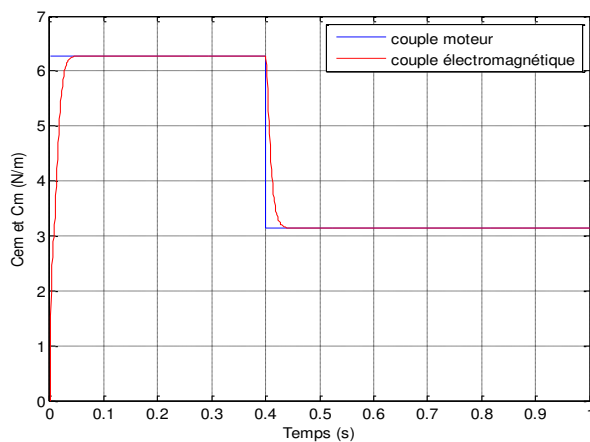


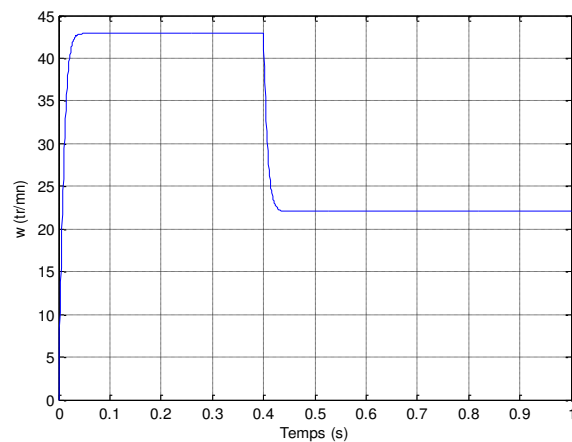
Figure.I.13:Schéma bloc de la GSAP.

I.7.3.3. Résultats de simulation du GSAP d'une charge réelle sur une source parfaite :

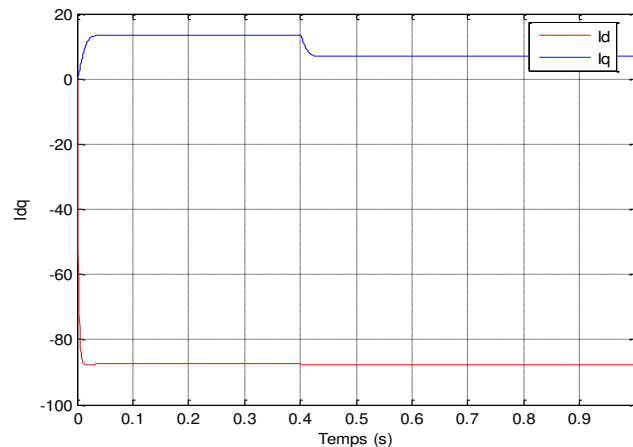
On applique à la génératrice un couple moteur de 6.28 Nm à l'instant $t=0$ s, et on la connecte à une source de tension de valeur efficace de 100 V. Après un instant de 0.4 s, on diminue ce couple jusqu'à 3.2 Nm. L'allure du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements pendant un intervalle de temps très court, l'allure coïncide avec celle du couple moteur pour tendre finalement à une valeur qui annule le couple moteur.



a: couples électromagnétique et moteur



b: vitesse de rotation



c: composantes Id et Iq

Figure .I.14:Résultats de simulation de la GSAP .

I.8.Conclusion :

Ce chapitre est consacré à la modélisation et la simulation de la génératrice synchrone à aimants permanents sous l'environnement Matlab-Simulink. Après avoir présenté les types des aimants permanents, les caractéristiques des matériaux utilisés, la description de la machine synchrone à aimants permanents et les différentes structures rencontrées, nous avons établie, en premier lieu, les différentes équations de la machine électrique triphasée dans sa structure générale, avant d'arriver à un modèle définitif de la génératrice synchrone à aimants permanents utilisée au cours de ce travail. Ce modèle a été validé par des résultats de simulation à vide, avec une charge séparée et encore connectée à une source de tension parfaite .Ces résultats montrent que la puissance mécanique fournie, la vitesse et la charge ont une influence directe sur les courants et les tensions de la machine.

Chapitre II :

L'association aérogénérateur - Redresseur triphasé à commande par MLI

II.1.Introduction :

La production de l'énergie électrique par les éoliennes a pour un seul objectif c'est de générer une tension de valeur efficace et fréquence fixes quel que soit la vitesse du vent et/ou la charge connectée. Pour arriver à atteindre notre objectif qui est de maintenir la tension constante à la sortie du redresseur, il existe plusieurs techniques de commande afin de pouvoir résoudre le problème. Dans ce chapitre on s'intéressera à la commande classique qui consiste à ramener le comportement de la génératrice synchrone à aimant permanents à un comportement similaire à celui de la machine à courant continu qui est considéré comme étant la machine la plus simple à commander, où nous allons détailler la méthode de commande vectorielle.

II.2. Modélisation du système de conversion de l'énergie éolienne :

II.2.1.Description du système étudié :

La structure du système étudié est illustré sur la (figure.II.1.) Elle est composée de l'association aérogénérateur - Redresseur triphasé à commande par MLI débitant sur une charge de type batterie.

Le convertisseur utilisé dans cette chaîne de conversion d'énergie éolienne est le redresseur triphasé à modulation de largeur des impulsions MLI, parce qu'il offre un control totalement réversible de la puissance instantanée. L'association du redresseur à commande par MLI avec l'aérogénérateur synchrone à aimants permanent permet un autopilotage direct du générateur en contrôlant les grandeurs électromécaniques tel que le couple ou la vitesse de rotation de la génératrice.

R : Représente la résistance de charge considérée.

i_R : Le courant consommé par de la charge.

i_{dc} : Le courant sortant du redresseur commandé.

i_c : Le courant de charge de la batterie.

Le chargeur de batterie composé par le redresseur à commande par MLI et le système de contrôle, fonctionne pour maintenir en permanence la tension de batterie constante en dépit de la vitesse de vent et la charge actuelle.

Comme le chargeur de batterie avec son système de contrôle sont situés en aval de la génératrice, la turbine éolienne ne sera pas considérée dans ce travail. L'image de la vitesse du vent est donc estimée en imposant la vitesse de rotation de la génératrice.

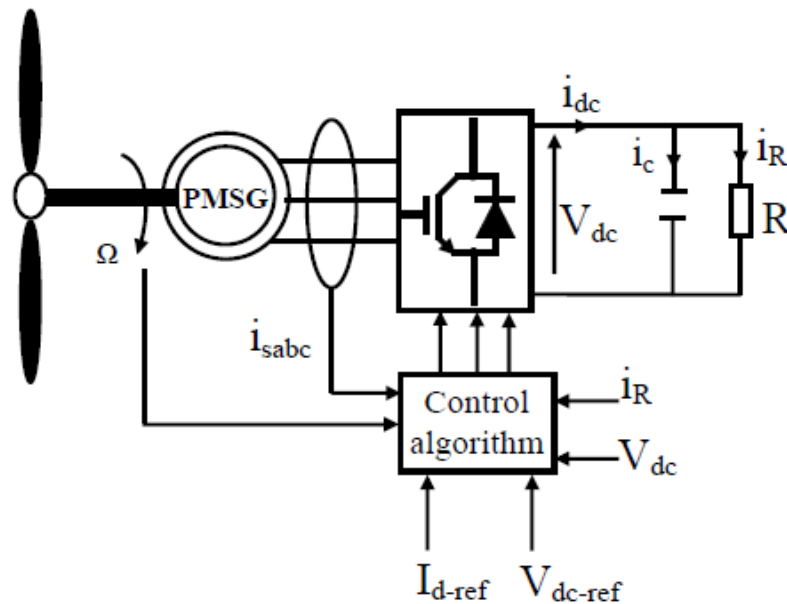


Figure.II.1: Aérogénérateur synchrone à aimants permanents débitant sur une batterie

II.2.2. Modélisation de l'association Aérogénérateur - Redresseur triphasé à commande par MLI :

II.2.2.1.Introduction :

Parmi les convertisseurs les plus utilisés dans les chaînes de conversion d'énergie éolienne est le redresseur triphasé à modulation de largeur des impulsions MLI, parce qu'il offre un control totalement réversible de la puissance instantanée. L'association du redresseur à commande par MLI avec l'aérogénérateur synchrone à aimants permanent permet un autopilotage direct du générateur en contrôlant les grandeurs électromécaniques tel que le couple C_{em} ou la vitesse de rotation de la génératrice Ω [14], [15].

Les inconvénients de cette structure reposent sur la complexité du montage qui comporte trois bras complets donc six interrupteurs et la commande nécessitant généralement un capteur mécanique de position. De plus, ce montage est survolteur et la tension du bus continu

doit être supérieure à la tension composée de la génératrice obtenue à vitesse de rotation (vent) maximale [16], [14].

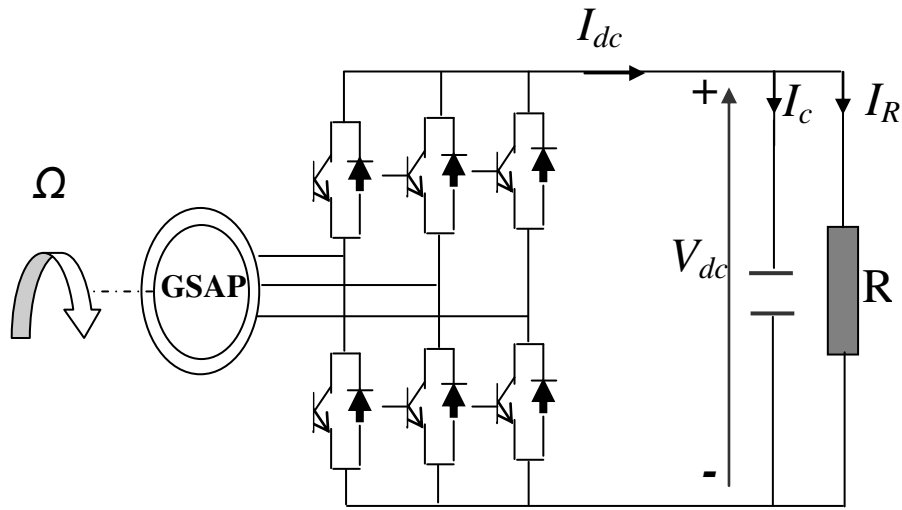


Figure.II.2: Structure de la chaîne éolienne associée à un Redresseur à commande par MLI

II.2.2.2. Stratégie de commande de la génératrice synchrone à aimants permanents :

La (figure.II.3) illustre les fonctions de la commande de la **GSAP** qui sont:

- 1- Calcule du couple électromagnétique de référence
- 2- Commande vectorielle de la GSAP
- 3- Conception des régulateurs
- 4- Contrôle du convertisseur MLI.

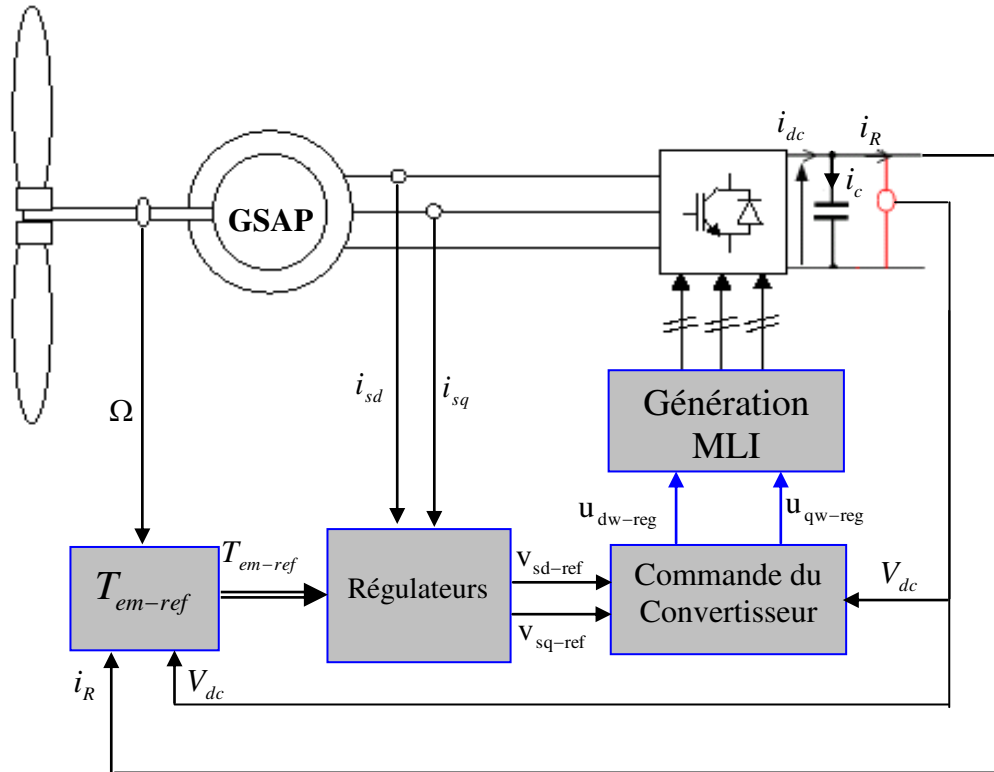


Figure.II.3: Commande de la génératrice synchrone à aimants permanents

II.3. Calcule du couple électromagnétique de référence :

L'objectif des régulateurs utilisés est de contrôler la tension de la batterie V_{dc} . En considérant la tension de référence de la batterie, et puisque le condensateur associé ne consomme pas du réactif, le courant i_c n'a qu'une composante inductive. Il est possible d'exprimer la puissance active de référence par la formule :

$$P_{ref} = V_{dc} \cdot i_{dc} = V_{dc} \cdot i_R = \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (II-01)$$

En négligeant les différentes pertes, l'expression du couple électromagnétique de référence peut s'écrire sous la forme :

$$T_{em-ref} = \frac{P_{ref}}{\Omega} \quad (II-02)$$

II.4. Commande en couple de la GSAP :

II.4.1. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents :

La commande vectorielle est une méthode qui traite la technique de contrôle des machines alternatif. Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit en dissociant le courant statorique en deux composantes (I_{ds} , I_{qs}) en quadrature dans un référentiel lié au champs tournant de façon que l'une des composantes (I_{qs}) commande le couple et l'autre (I_{ds}) commande le flux, ce qui permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu, à excitation séparée [17].

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.

La vitesse de rotation est liée à la pulsation du champ tournant par la relation:

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{II-03})$$

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 [18].

Lorsque la machine est chargée, une réaction d'induit apparaît et déplace le flux d'excitation. Le couple électromagnétique et la vitesse de rotation dépendent donc des courants statoriques et du flux magnétique. Comme nous avons vu dans le chapitre 1, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park est donné par les équations différentielles:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega \psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega \psi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II-04})$$

Avec:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_f \\ \psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-05})$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$T_{em} = \frac{3}{2} P [\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}] \quad (\text{II-06})$$

Pour une machine synchrone à pôles lisse on a :

$$L_{sd} = L_{sq} = L_s \quad (\text{II-07})$$

En passant en écriture complexe on a :

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + L_s \frac{d\underline{i}_s}{dt} + j(\omega \underline{\psi}_s) \quad (\text{II-08})$$

A vide, les courants sont nuls:

$$i_s = i_{sd} = i_{sq} = 0 \quad (\text{II-09})$$

Donc:

$$\underline{v}_s = j(\omega \underline{\psi}_s) \quad (\text{II-10})$$

Et:

$$\psi_s = \psi_{sd} = \psi_f \quad (\text{II-11})$$

Alors:

$$\underline{v}_s = \underline{E}_0 = \underline{v}_{sq} \quad (\text{II-12})$$

La force électromotrice de la génératrice est donnée par :

$$E_0 = \omega \psi_f = p \Omega \psi_f \quad (\text{II-13})$$

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) [13].

Le couple électromagnétique est donné donc par l'expression :

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \psi_f i_{sq} \quad (\text{II-14})$$

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

$$i_{sq-ref} = \frac{2}{3 \cdot p \cdot \psi_f} C_{em-ref} = \beta \cdot C_{em-ref} \quad (\text{II-15})$$

β est un constant donné par :

$$\beta = \frac{2}{3 \cdot p \cdot \psi_f} \quad (\text{II-16})$$

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.4.2.Synthèse de correcteurs PI des courants Id Iq :

On propose de mettre en œuvre en premier lieu des régulateurs de type PI dans la structure de commande. Les équations du modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents peuvent être écrites par la forme :

$$\begin{cases} V_{sd}(p) = R_s \cdot I_{sd}(p) + P \cdot L_s \cdot I_{sd}(p) - \omega \cdot \psi_{sq}(p) \\ V_{sq}(p) = R_s \cdot I_{sq}(p) + P \cdot L_s \cdot I_{sq}(p) + \omega \cdot \psi_{sd}(p) \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

Les termes de couplage en $E_{dq} = \omega \cdot \psi_{sdq}$ sont considérés comme des perturbations mesurables. La fonction de transfert de la machine peut s'écrire sous la forme :

$$G_s(p) = \frac{1}{R_s + L_s p} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_e \cdot p} \quad (\text{II-18})$$

$$G_s(p) = \frac{I_{sd,q}(p)}{V_{sd,q}(p) + E_{d,q}(p)} \quad (\text{II-19})$$

Avec la constante de temps électrique:

$$T_e = \frac{L_s}{R_s} \quad (\text{II-20})$$

Les boucles de régulation se présentent alors sous la forme du schéma donné sur la (figure.II.4), (Le schéma est identique pour la boucle de courant dans l'axe(q)).

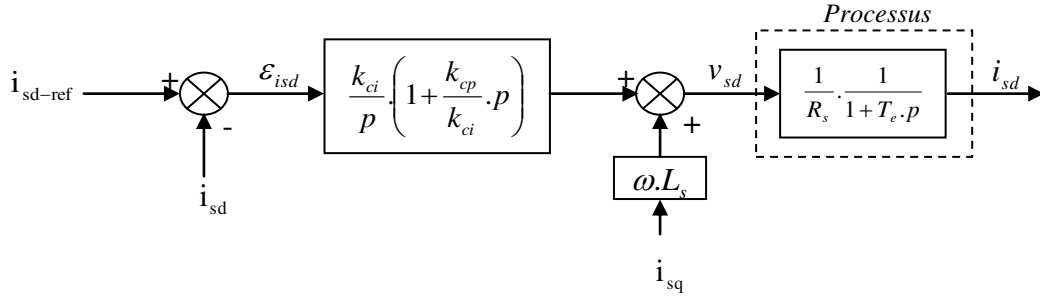


Figure.II.4: Boucle de régulation de courant.

En boucle ouverte la fonction de transfert est donnée par :

$$G_o(p) = \frac{k_{ci}}{p} \left(1 + \frac{k_{cp}}{k_{ci}} \cdot p \right) \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_e \cdot p} \quad (\text{II-21})$$

Les paramètres du régulateur sont déterminés par la méthode de la compensation du pôle en boucle ouverte. Ainsi, les constantes de temps sont égales à :

$$T_0 = T_e = \frac{k_{cp}}{k_{ci}} \quad (\text{II-22})$$

En boucle fermée, la fonction de transfert devient :

$$G(p) = \frac{G_o(p)}{1 + G_o(p)} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{k_{ci}} \cdot p} = \frac{1}{1 + T_f \cdot p} \quad (\text{II-23})$$

En boucle fermée la constante de temps T_f est donc égale à:

$$T_f = \frac{R_s}{k_{ci}} \quad (\text{II-24})$$

Alors:

$$k_{ci} = \frac{R_s}{T_f} \quad (\text{II-25})$$

Le coefficient proportionnel k_{cp} se déduit donc des expressions précédentes:

$$k_{cp} = \frac{L_s}{T_f} \quad (\text{II-26})$$

La (figure.II.5) illustre la stratégie de commande en couple, elle comporte les boucles de régulation de courants et le découplage des tensions.

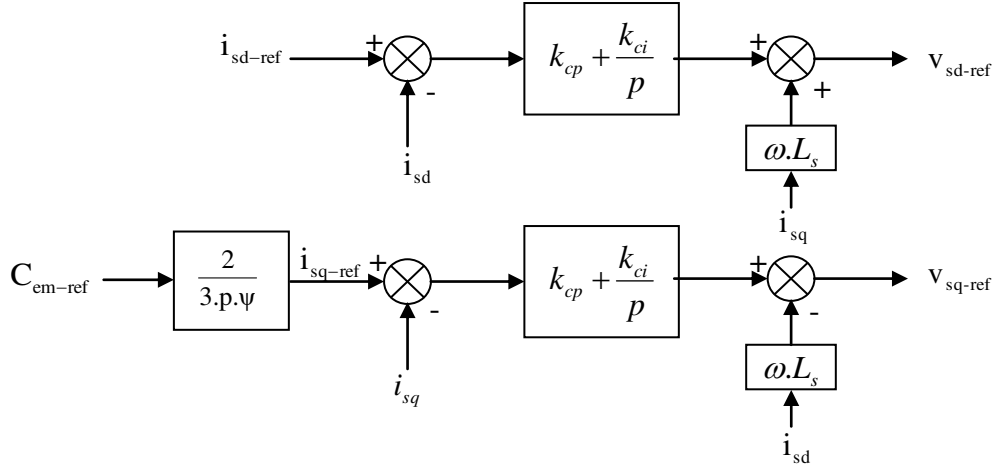


Figure.II.5: stratégies de commande en couple de GSAP.

Les tensions de références générées v_{sd} , v_{sq} sont utilisées en suite dans la modélisation du redresseur à commande par MLI.

II.4.3.Conception du régulateur PI de la tension Vdc :

$$I_{dc} = I_c + I_R \quad (II-27)$$

$$I_{dc} = C \frac{dV_c}{dt} + I_R \quad (II-28)$$

$$I_{dc} = C \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_{dc}}{R} \quad (II-29)$$

$$I_{dc}(s) = c(s + \frac{1}{RC})V_{dc}(s) \quad (II-31)$$

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_{dc}(s)} = \frac{1}{c(s + \frac{1}{RC})} \quad (II-32)$$

$$F.T.B.O = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) * \left(\frac{1}{c(s + \frac{1}{RC})}\right) \quad (II-33)$$

$$= \left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right) * \left(\frac{1}{c(s + \frac{1}{RC})}\right) \quad (II-34)$$

$$= \frac{K_p(s + \frac{K_i}{K_p})}{cs(s + \frac{1}{RC})} \quad (II-35)$$

En utilisant la méthode de compensation du pole, on aura :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{1}{Rc} \quad (\text{II-36})$$

La fonction de transfert n boucle fermée est donc :

$$F.T.B.F = \frac{\frac{K_p}{cs}}{\frac{K_p}{cs} + 1} = \frac{K_p}{K_p + cs} = \frac{1}{1 + \frac{c}{K_p}s} = \frac{1}{1 + T_f s} \quad (\text{II-37})$$

Alors:

$$\frac{c}{K_p} = T_f \quad (\text{II-38})$$

$$\begin{cases} K_p = \frac{c}{T_f} \\ \frac{K_i}{K_p} = \frac{1}{Rc} \end{cases} \quad (\text{II-39})$$

$$K_i = \frac{1}{Rc} * K_p \quad (\text{II-40})$$

$$K_i = \frac{1}{Rc} * \frac{c}{T_f} \quad (\text{II-41})$$

$$K_i = \frac{1}{R.T_f} \quad (\text{II-42})$$

La boucle de régulation de la tension Vdc :

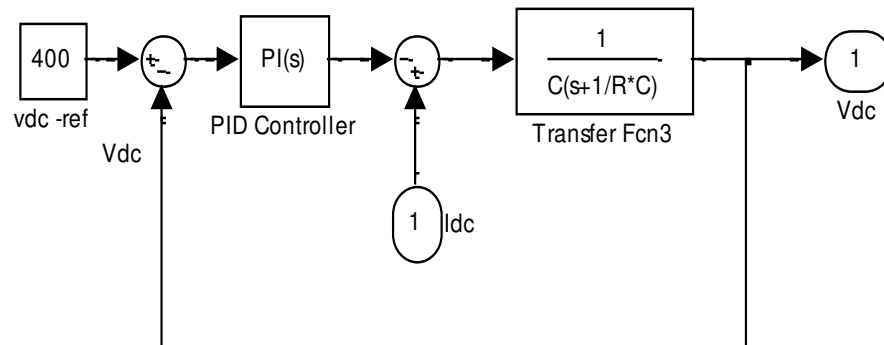


Figure.II.6: La boucle de régulation de la tension Vdc par régulateur PI

II.5.Modèle continu équivalent du convertisseur de puissance :

Les éléments du système global étudié étant de natures différentes. La génératrice et le réseau sont des systèmes continus, tandis que les convertisseurs sont de natures discrètes. Pour tels systèmes, le développement de modèle continu équivalent est plus pratique pour l'analyse du comportement dynamique et la synthèse des régulateurs [19].

L'utilité essentielle de cette modélisation réside dans la limitation du temps de simulation, ce qui permet d'étudier le comportement dynamique global des éoliennes en considérant les fluctuations du vent sur une grande période. Cependant, le modèle continu équivalent ne permet pas de prédire les harmoniques de courant et de tension, puisque la fréquence de commutation des semi-conducteurs n'est pas prise en compte [20].

Les tensions simples modulées par le redresseur à commande par MLI dans le repère de Park (v_{sd} et v_{sq}) dépendent des tensions de réglage du convertisseur u_{dw-reg} et u_{qw-reg} par les relations[2]:

$$v_{sd} = u_{dw-reg} \cdot \frac{u_{bat}}{2} \quad (II-43)$$

$$v_{sq} = u_{qw-reg} \cdot \frac{u_{bat}}{2} \quad (II-44)$$

u_{dw-reg} et u_{qw-reg} sont les composantes : directe et quadrature des tensions de réglage du convertisseur.

Les tensions simples modulées sont données par [2]:

$$\begin{pmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{pmatrix} = P[(\psi)]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} \quad (II-45)$$

$P[(\psi)]^{-1}$ est la matrice transposée de la matrice de Park en deux dimensions définie par :

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(p.\psi) & \cos(p.\psi - \frac{2.\pi}{3}) \\ -\sin(p.\psi) & -\sin(p.\psi - \frac{2.\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (II-46)$$

Le courant modulé par le convertisseur a pour expression [21] [2]:

$$i_{dc} = \frac{1}{2} \cdot (u_{dw-reg} \cdot i_{sd} + u_{qw-reg} \cdot i_{sq}) \quad (II-47)$$

i_{sd} et i_{sq} sont les composantes directe et en quadrature des courants à l'entrée du redresseur [2]:

$$\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} = P[(\psi)] \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{pmatrix} \quad (\text{II-48})$$

II.6.Limites de fonctionnement du convertisseur MLI :

Le redresseur à commande par MLI étant de nature survolteur, son bus continu doit être de tension suffisamment haute pour assurer le pilotage de la génératrice à vitesse (F_{em}) maximale. L'association machine synchrone – redresseur MLI à six interrupteurs – batterie, doit satisfaire un niveau de tension du bus continu suffisamment élevé pour que la commande de la machine puisse être réalisée. Dans le cas des fortes valeurs de la vitesse du vent, la tension aux bornes de la génératrice devient élevée selon la vitesse de rotation comme l'indique l'équation (II-49).

$$E_{ab}^{max} = \sqrt{3} p . \Omega . \psi_f \quad (\text{II-49})$$

La condition de commandabilité du redresseur définie par la relation (II-50), impose le minimum de la tension du côté du bus continu en fonction de la tension composée maximale aux bornes de la machine[2].

$$U_{bat} \geq E_{ab}^{max} \quad (\text{II-50})$$

Alors:

$$U_{bat} \geq \sqrt{3} p . \Omega . \psi_f \quad (\text{II-51})$$

En supposant que le système travaille au point optimal, alors la vitesse optimale de rotation en fonction de la vitesse du vent est définie par l'équation (II-52). La tension minimale du bus continu peut être ainsi déterminée en fonction de la vitesse du vent[2] :

$$U_{bat} \geq \sqrt{3} p . \psi_f . \frac{\lambda_{opt}}{R} . V_v \quad (\text{II-52})$$

Cette tension qui fait l'hypothèse d'un fonctionnement à l'optimum ($\lambda = \lambda_{opt}$), doit être dimensionnée au-delà de cette valeur calculée pour avoir une marge de manœuvre dans le cas de dépassements temporaires de la vitesse du vent, et pour tenir compte des chutes de tension dans les interrupteurs du convertisseur. La tension de batterie choisie dans notre cas est 300v.

Le schéma complet de commande vectorielle de GSAP associée au convertisseur MLI est représenté sur la (figure.II.7)

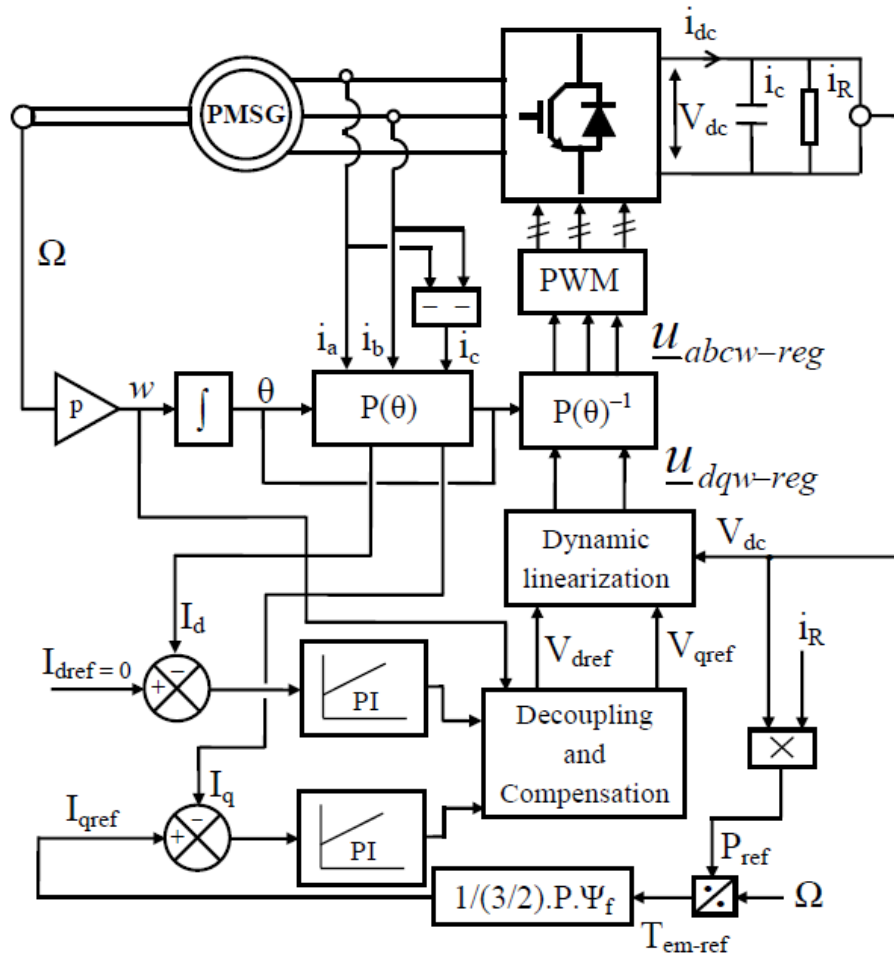


Figure.II.7: Schéma complet de commande vectorielle de GSAP associée au convertisseur MLI.

II.7. Résultats de simulation:

Pour évaluer les performances des deux régulateurs utilisés, le modèle de simulation est soumis aux variations instantanées des deux paramètres :

- ❖ La vitesse de rotation du générateur qui reflète la vitesse du vent actionnant la turbine éolienne.
- ❖ La charge

❖ Influence de la variation de la vitesse :

Dans un premier temps, la génératrice est entraînée à la vitesse de 120rad/s soit 1146 tr/min. Entre l'instant $t=2s$ et l'instant $t=4s$, la vitesse de synchronisme (157rad/s) soit (1500tr/min) est appliquée. Les résultats de simulation sont obtenus en fixant la charge à 200 Ohm sont présentés sur les figures ci-dessous. On remarque que la tension redressée s'écarte légèrement de la valeur de référence quand la vitesse varie.

❖ Influence de la variation de la charge :

Dans ce cas, le GSAP est entraîné par une vitesse réduite et constante égale à 100 rd/s soit 955 tr/min entre l'instant 4s et l'instant 10s. Les simulations sont menées pour la charge initiale précédente $R1=200\Omega$ entre l'instant $t=4s$ et l'instant $t=6s$. A l'instant $t=6s$, la charge est augmentée à une grande valeur $R2=10000\Omega$. On remarque que cette variation de charge affecte nettement la tension redressée avec des dépassements avoisinants les 40% (560 v) qu'on trouve excessif par rapport aux résultats obtenus dans le cas de la variation de la vitesse, une variation de charge affecte la valeur de la puissance demandée, directement liée à la tension Vdc, et donc les composante des courants statoriques .

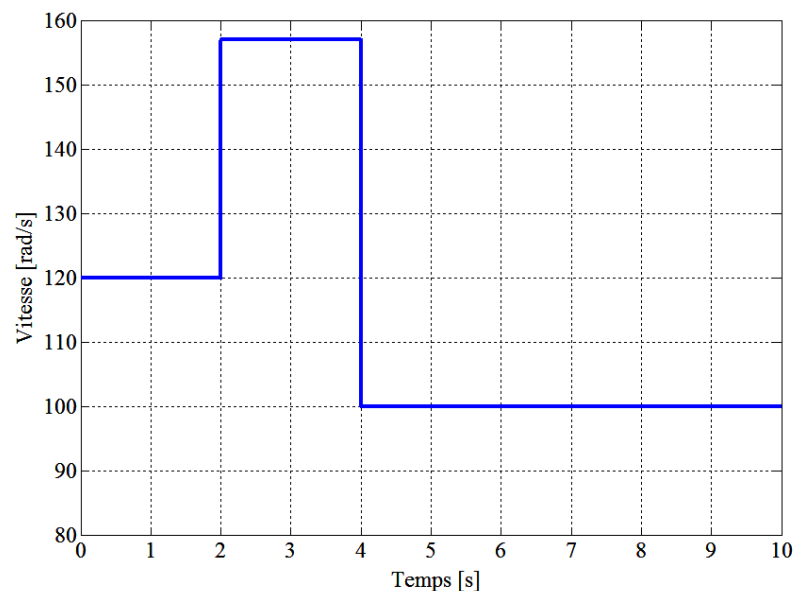
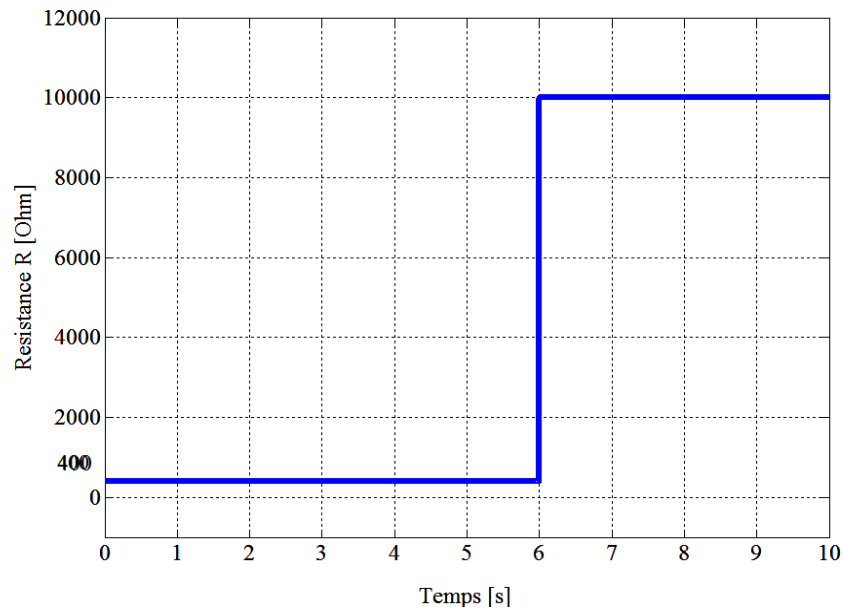
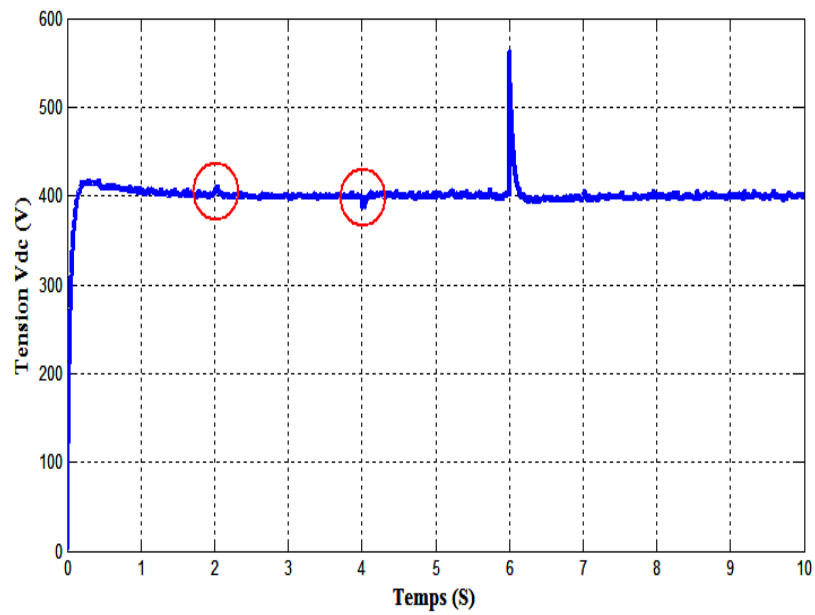


Figure.II.8: vitesse de rotation.

**Figure.II.9:**charge appliquées.**Figure.II.10:** tension V_{dc}.

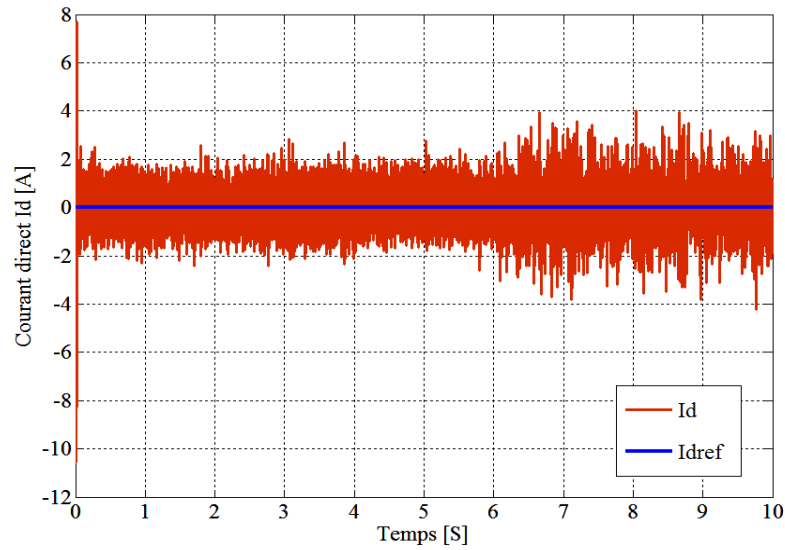


Figure.II.11: Courant Id.

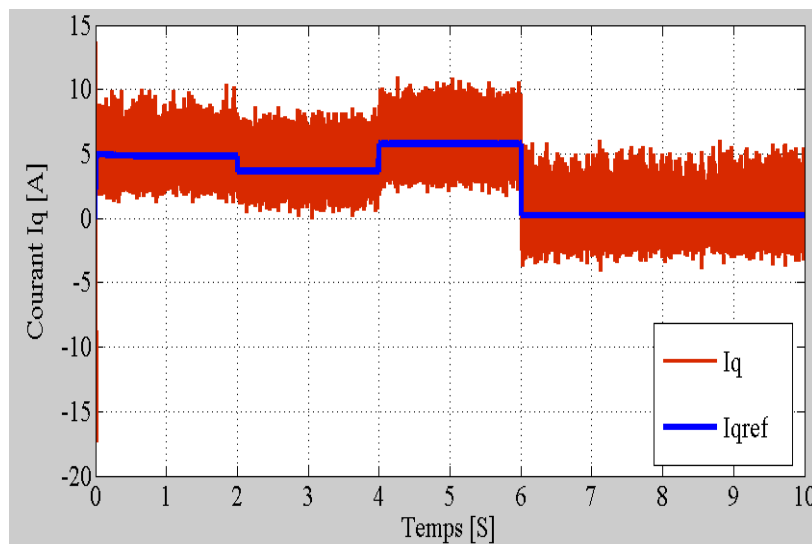


Figure.II.12: Courant Iq.

II.8. Conclusion :

Dans ce chapitre on a étudié l'influence de la variation de la vitesse et de la charge, en appliquant la commande vectorielle sur la génératrice synchrone à aimants permanents en utilisant des régulateurs classiques de type PI. On a d'abord présenté le principe de cette commande et sa description. Puis, on a élaboré et appliqué le modèle de la commande vectorielle. Enfin, on a présenté et discuté les résultats de la simulation. On a conclu que cette dernière est peu sensible à la variation de la vitesse contrairement à la variation de la charge où elle est très influencée.

Chapitre III :

Commande par mode glissant de la GSAP

III.1. Introduction :

Dans le chapitre précédent nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs PI classiques, donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [22]. Pour cela on utilise le réglage par mode de glissement. C'est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), et très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes [23]. Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode de glissement et le choix de la surface. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur la GSAP.

III.2. Théorie de la commande par mode glissant:

La commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60. Elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [24]. La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [25].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, (Figure.III.1) [24]:

❖ Le mode de convergence (MC):

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence [26].

❖ Le mode de glissement (MG):

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plant de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $S(x) = 0$ [26].

❖ Le mode du régime permanent (MRP):

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plant de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [26].

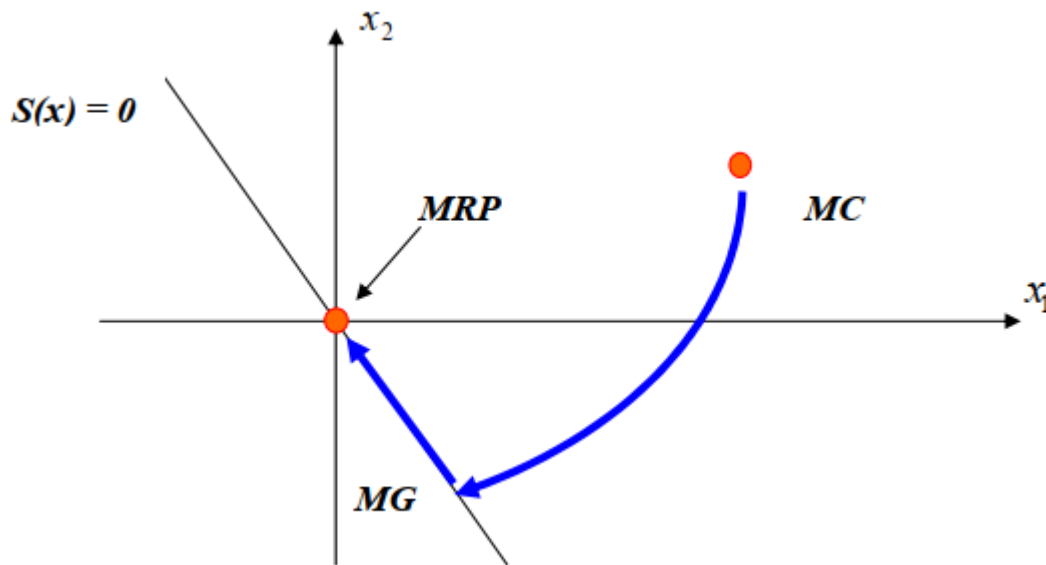


Figure.III.1 : Différents mode pour la trajectoire dans le plant de Phase.

III.2.1. Régime glissant idéal :

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x)=0$. Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation(Figure.III.2).

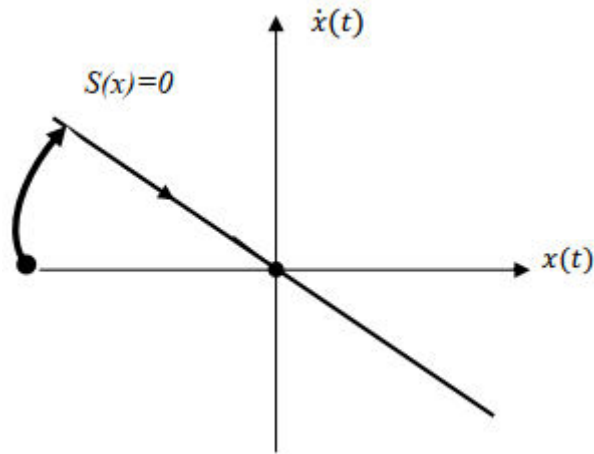


Figure.III.2 : Glissement idéal

III.2.2. Régime glissant réel :

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (Figure.III.3).

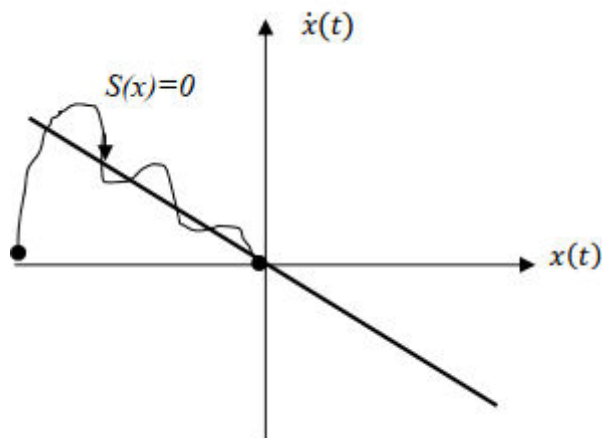


Figure.III.3: Glissement réel

III.3. Conception de la commande par mode glissant :

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une à l'autre [27] :

- ✓ Le choix de la surface,
- ✓ L'établissement des conditions d'existence de la convergence,
- ✓ La détermination de la loi de commande.

III.3.1. Choix de la surface :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [28] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = c^t x \end{cases} \quad y \in R^m \quad (\text{III-01})$$

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [29]

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III-02})$$

Avec:

$e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande

Pour $r=1$, $S(x) = e(x)$

Pour $r=2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r=3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [28]

III.3.2. Condition d'existence et de convergence:

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

III.3.2.1. Fonction directe de commutation :

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [30]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III-03})$$

III.3.2.2. Fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [28]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{III-04})$$

La dérive de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) \quad (\text{III-05})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III-06})$$

III.3.3. Détermination de la loi de commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte u_{eq} et une deuxième stabilisante u_N . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode glissant, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (\text{III-07})$$

- u_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$, La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x) = 0$.

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{III-08})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ -\frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ u_N = 0 \end{cases} \quad (\text{III-09})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left\{ \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (\text{III-10})$$

- u_N : Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(x)S(x) < 0$ Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans(III-08), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{III-11})$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$\dot{S}(x)S(x) = S(x) \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (\text{III-12})$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais (Figure.III.4.). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III-13})$$

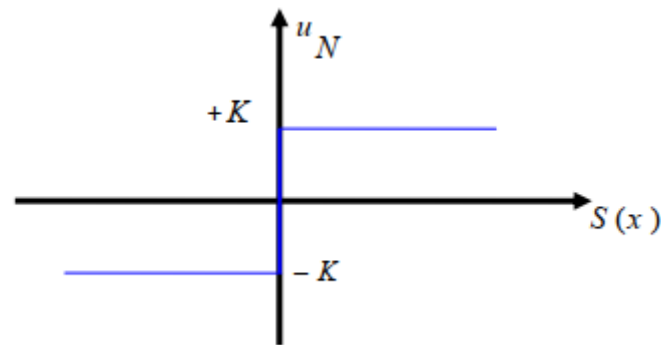


Figure.III.4: Représentation de la fonction « **sign** »

En remplaçant l'expression (III.13) dans (III.12), on obtient :

$$\dot{S}(x)S(x) = \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)K \quad (\text{III-14})$$

Où le facteur $\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.14)

III.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant :

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes. Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande. De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système comme la (Figure.III.5)représente ce phénomène.

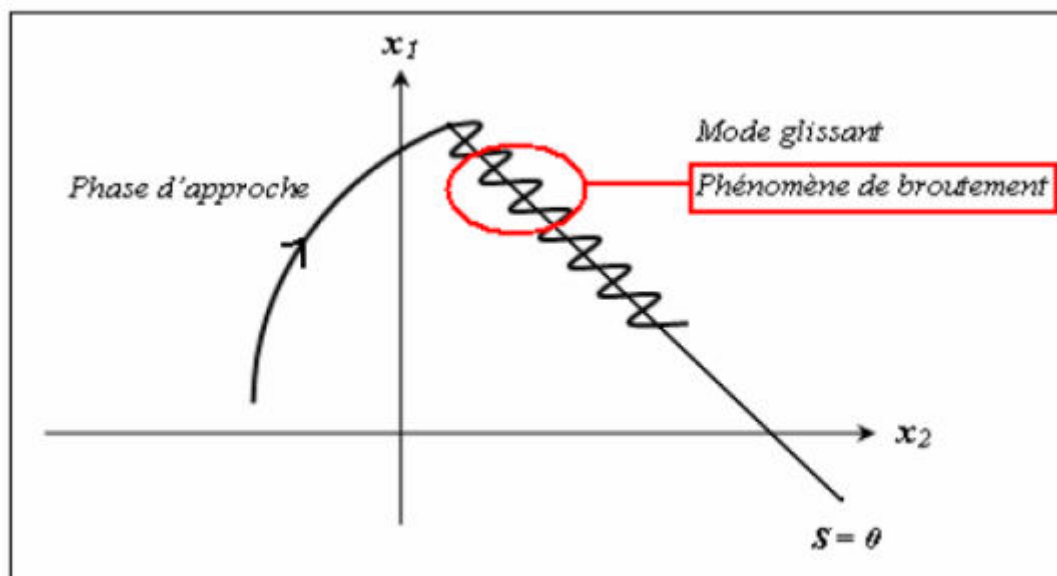


Figure.III.5: Illustration du phénomène de broutement

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. On peut citer : La première c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence [31]. La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur [32], cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini [33] etc..

III.5. Stratégies de la réglages de la tension à trois surface :

Nous définissons les trois surfaces suivantes :

III.5.1. Premier surface :

La première surface est celle du courant direct I_d :

$$s_d(t) = I_{dref} - I_d = 0 \quad (III-15)$$

$$\dot{s}_d(t) = \dot{I}_{dref} - \dot{I}_d = 0 \quad (III-16)$$

Pour assurer le contrôle du courant direct on doit assurer le condition convergence suivante :

$$s_d(t) \cdot \dot{s}_d(t) < 0 \quad (III-17)$$

A partir de équation (III-31) (III-15) (III-16) :

L'inégalité (III-18) devient :

$$\frac{s_d(t)}{L_d} \left[-R_s \cdot I_d(t) + p\Omega L_q \cdot I_q(t) - L_d \frac{dI_{dref}}{dt} \right] < 0 \quad (III-18)$$

Sachant que la loi de contrôle du courant I_d est la suivant :

$$V_{dref} = V_{d-eq} + V_{d-N} \quad (III-19)$$

La tension de contrôle équivalent est donc donnée par :

$$V_{d-eq} = L_d \left(\frac{R_s}{L_d} \cdot I_d + p\Omega \frac{L_q}{L_d} \cdot I_q(t) - \dot{I}_{dref} \right) \quad (III-20)$$

Avec :

$$V_{d-N} = -K_d \cdot \text{sign}(s_d(t)) \quad (III-21)$$

III.5.2. deuxième surface :

La deuxième surface est celle du courants direct I_d :

$$s_q(t) = I_{qref} - I_q = 0 \quad (III-22)$$

$$\dot{s}_q(t) = \dot{I}_{qref} - \dot{I}_q = 0 \quad (III-23)$$

Pour assurer le contrôle du courant direct on doit assurer le condition convergence suivants :

$$s_q(t) \cdot \dot{s}_q(t) < 0 \quad (III-24)$$

A partir de équation (III-31) (III-22) (III-23) :

L'inégalité (III-25) devient :

$$\frac{s_q(t)}{L_q} \left[-R_s \cdot I_q(t) + p \cdot (L_d I_d(t) - \Psi_f) \cdot \Omega - V_q(t) - L_q \frac{dI_{qref}}{dt} \right] < 0 \quad (III-25)$$

Sachant que la loi de contrôle du courant I_d est la suivant :

$$V_{qref} = V_{q-eq} + V_{q-N} \quad (III-26)$$

La tension de contrôle équivalent est donc donnée par :

$$V_{q-eq} = L_q \left(\frac{R_s}{L_q} \cdot I_q + p \cdot \Omega (L_d \cdot I_q(t) - \Psi_f) - \dot{I}_{qref} \right) \quad (III-27)$$

Avec :

$$V_{q-N} = -K_q \cdot \text{sign}(s_q(t)) \quad (\text{III-28})$$

III.5.3. troisième surface :

La troisième surface est celle de la tension Vdc :

$$S_{VDC}(t) = V_{DCref} - V_{DC} = 0 \quad (\text{III-29})$$

$$\dot{S}_{VDC}(t) = \dot{V}_{DCref} - \dot{V}_{DC} = 0 \quad (\text{III-30})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p I_q \Psi_f \quad (\text{III-31})$$

$$I_{qref} = I_{q-eq} + I_{q-N} \quad (\text{III-32})$$

$$I_{q-eq} = \frac{2}{3} \frac{P_{ref}}{p \cdot \Omega \cdot \Psi_f} \quad (\text{III-33})$$

$$I_{q-N} = -K_{VDC} \cdot \text{sign}(S_{VDC}) \quad (\text{III-34})$$

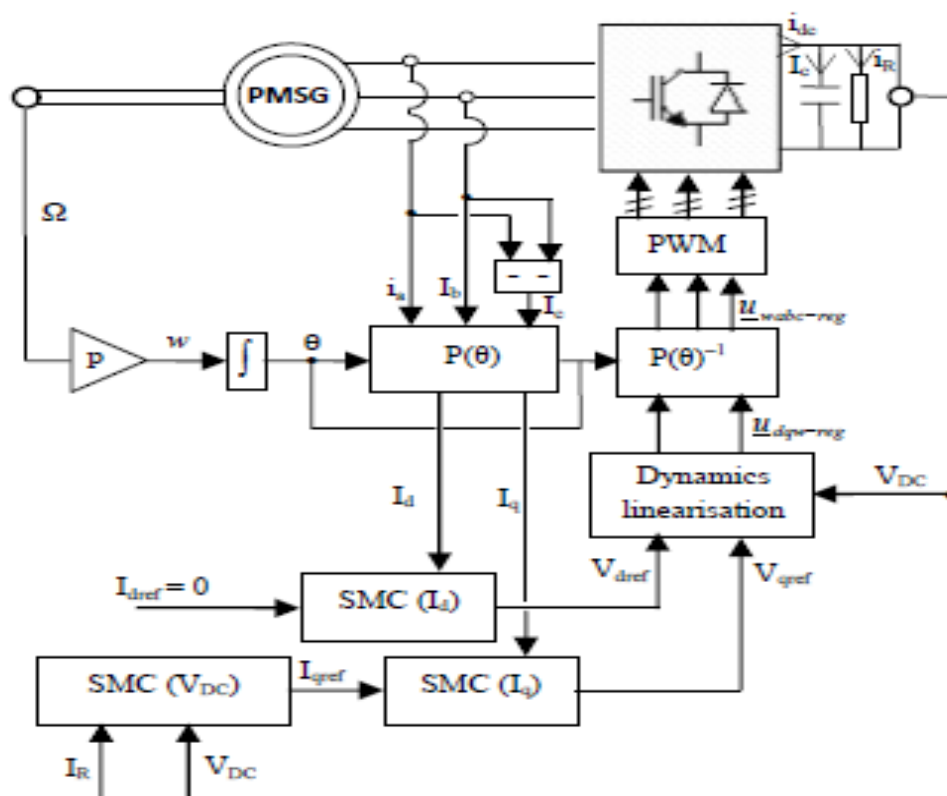


Figure.III.6 : Schéma complet de GSAP par mode glissant.

III.6. Résultats de simulation :

Afin de pouvoir comparer entre les deux stratégies de commande (commande vectorielle et le mode glissant) et de tirer une conclusion sur les performances de chacune d'elles, on a fait subir au système étudié par mode glissant les mêmes variations de la charge et de la vitesse d'entraînement appliquées au système commandé par la commande vectorielle.

➤ Influence de la variation de la vitesse et de la charge

Les résultats de simulation sont donnés dans les figures ci-dessous. Avec cette stratégie de commande on constate que les tensions V_{dc} est bien contrôlés comme le montre la figure(III.9) La tension V_{dc} dans cas est insensible aux variations de la vitesse et de la charge contrairement à la technique de commande par le régulateur classique PI étudiée dans le chapitre 2 où on a trouve que la tension V_{dc} est sensible aux variations paramétriques.

Sur le figure (III.9) et (III.7) et (III.8) on a montré un zoom des allures V_d et I_d et I_q pour illustrer le phénomène de chattering.

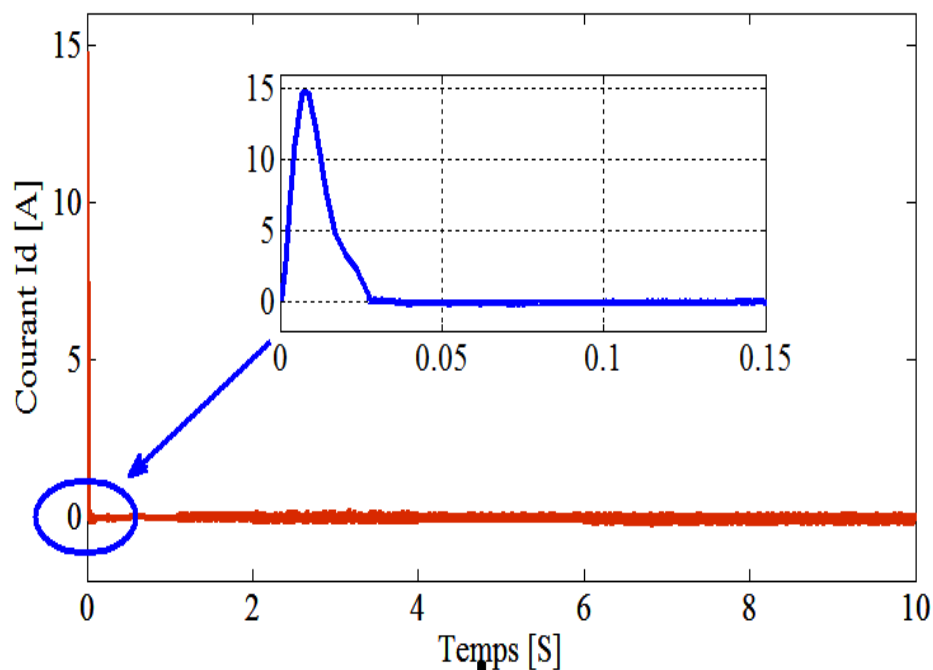
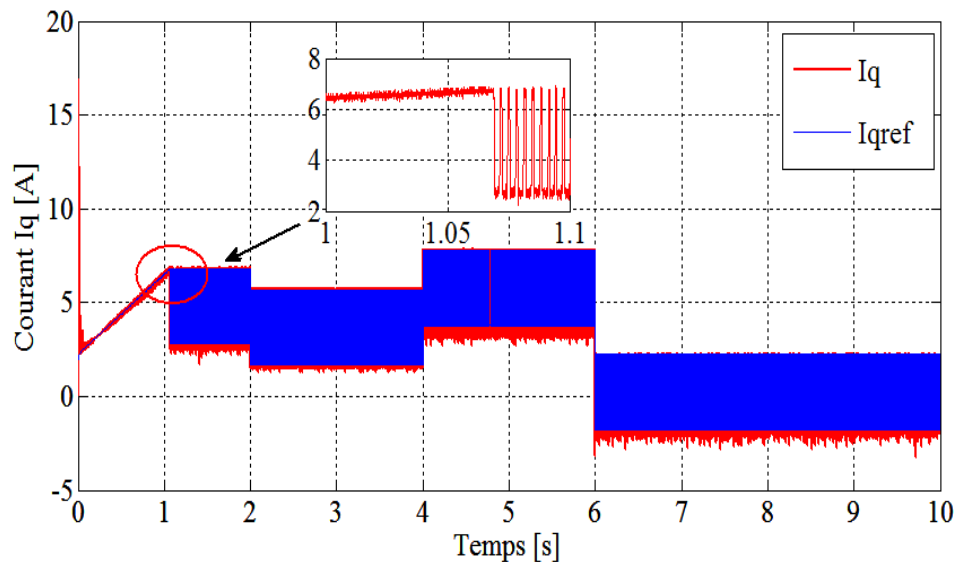
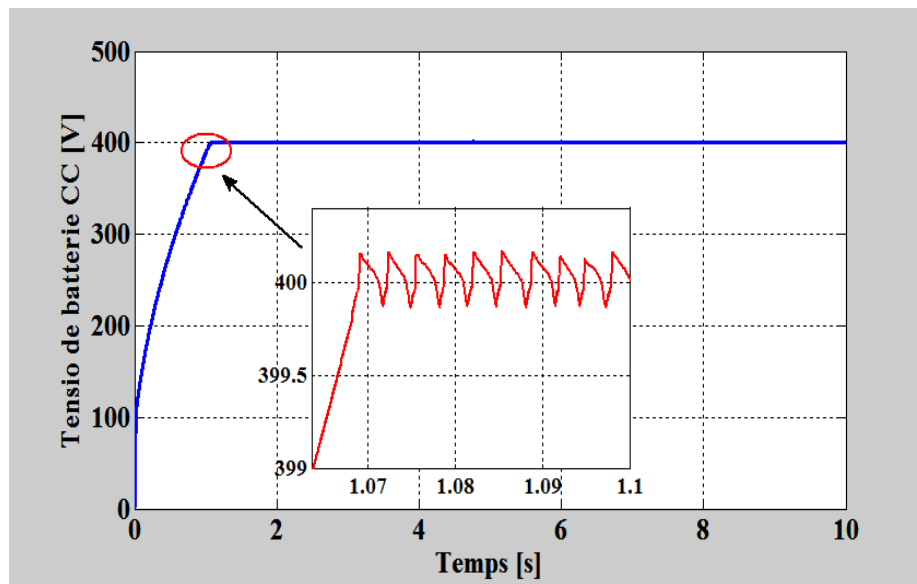
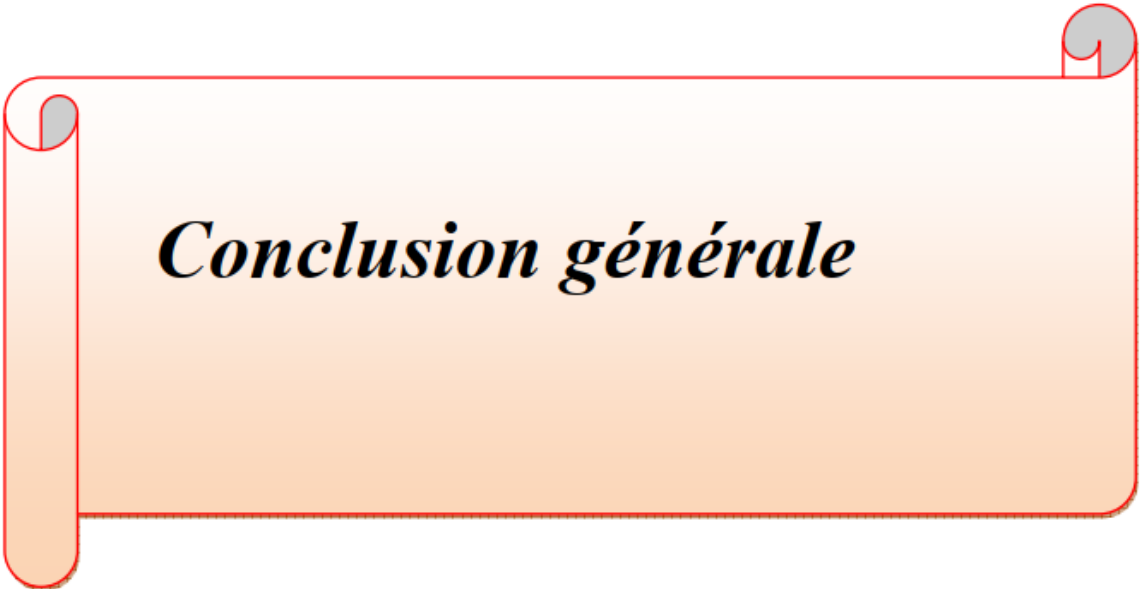


Figure.III.7 :Courant Id

Figure.III.8 : Courant I_q Figure.III.9 :Tension V_d

III.7.Conclusion :

Dans ce chapitre on a étudié l'influence de la variation de la vitesse et de la charge, en appliquant la commande par mode glissant sur la génératrice synchrone à aimants permanents. On a d'abord présenté le principe de cette commande et sa description. Puis, on a élaboré et appliqué le modèle de la commande par mode glissant. Enfin, on a présenté et discuté les résultats de la simulation. On a conclu que la commande par mode glissant est insensible et robuste vis-à-vis de la variation de la charge et de la vitesse.



Conclusion générale

Conclusion Générale:

L'objectif de ce mémoire était d'étudier les éoliennes autonomes, dans le cas de l'alimentation des sites isolés. Plus précisément, maintenir la tension à la sortie du redresseur MLI constante vis-à-vis de la variation de la vitesse d'entraînement et de la charge. Face à cet objectif, nous avons réalisé une étude consistant à établir deux commandes (commande vectorielle, commande par mode glissant), afin d'établir un bilan sur les performances de ces commandes. On a fait subir aux deux commandes les mêmes contraintes afin de comparer entre elles. Les deux techniques de commande appliquées dans le cas de l'influence de la variation de la vitesse et de la charge ont montré une bonne régulation de la tension redressée ainsi qu'une bonne robustesse vis-à-vis de ces variations. Globalement, les résultats obtenus par la commande par mode glissant en terme de régulation de la tension redressée sont meilleurs que ceux obtenus par la commande vectorielle. Surtout lors des tests de variation de la charge.

REFERENCE

BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] **M. Marty, D. Dixneuf, D. Garcia Gilbert**, «Principes d'électrotechnique», Dunod, Paris, 2005
- [2] **M. Mayouf**, «Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimants permanents », thèse de magistère de l'université de Al Hadj Lakhdar Batna, option énergies renouvelables, 2007.
- [3] **FAROOQ Jawad Ahmed**, Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort, MONTBELIARD, France. année 2008.
- [4] **BENBRAHIM Amel**, Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents, mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, année 2009.
- [5] **BENCHABANE Fateh**, Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering, mémoire de magister, Université Mohamed khider de Biskra, Algérie, année 2005.
- [6] **Annane Adel** « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable » thème magister en électrotechnique, Université BADJI MOKHTAR- ANNABA, Faculté des sciences de l'ingénieur Département d'électromécanique 2009/2010
- [7] **A. Ben Brahim**, « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », thèse magistères de l'université de El Hadj Lakhdar –Batna, option électricité industrielle/ commande robuste, 18 juin 2009.
- [8] **DUC-HOAN TRAN**, « Conception optimale intégrée d'une chaine éolienne «passive »: Analyse de robustesse, validation expérimentale », thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 27 septembre 2010.
- [9] **MERZOUG Med Salah**, Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents, mémoire de magister, Université de Batna, Algérie.
- [10] **B. N. Mobarkah**, « Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification 'en ligne' des paramètres », thèse de doctorat de l'Université de Téhéran, Iran. Décembre 2001
- [11] **R.Abdessemed, M.Kadjoudj**, « Modélisation des Machines Electriques », Presses de l'Université de Batna 1997.
- [12] **T. Nakamura, S.Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda**, « Optimum Control of IPMSG for Wind Generation System », 0-7803-7 156-9/ 2002 IEEE.

- [13] **Gabriel-Octavian Cimuca**, «Système inertiel de stockage d'énergie associé à des générateur éoliens »,Thèse doctorat de l'école nationale supérieure d'arts et métiers,centre de Lille,France, N°ordre: 2005-27
- [14] **S. Vijayalakshmi, Saikumar.S, Saravanan.S,R.V.Sandip, V. Sridhar**, «Modelling and control of a Wind Turbine using Permanent Magnet Synchronous Generator», International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST), Vol. 3 No. 3 March 2011
- [15] **M.Yin, G. Li, M. Zhou, C. Zhao**, «Modeling of the Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator for Integration» 1-4244-1298-6/07/2007 IEEE.
- [16] **M.Adem**, « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance ». thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse. Avril 2005.
- [17] **A. Cimpoeu**, «Encoderless Vector Control of PMSG for Wind Turbine Applications» Thèse de Master, 2010,Université d' Aalborg , Institut des Technologies d'Energie.
- [18] **W. Kaewjinda1, M. Konghirun2**, «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
- [19] **S. El Aimani, B. Francois, B. Robyns**, « Modélisation de générateurs éoliens à vitesse variable Connectés à un bus continu commun» Forum International sur les Energies Renouvelables, FIER 2002, T'etouan, Maroc, 8-10 mai 2002.
- [20] **S. El Aimani**, « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », thèse de doctorat de l'école centrale de Lille (ECL) , 2005.
- [21] **D.Morales, J.C. Vannier**, «Unit Sizing of Small Hybrid Renewable Energy Conversion Systems under Uncertainty», Proc. of the International Conference on Electric Machines, Poland, 2004
- [22] **F. Benchabane**, “Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering”, Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [23] **A. Massoum**, “ Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV); commande neuro-floue”, Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbès, 2007.
- [24] **R. Sadouni**, “ Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile”, Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [25] **F. Betin** , “ Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques ”, Habilitation à Diriger le Recherches, Université de Picardie Jules Verne, France, 2003.

- [26] : U. Paul-ETIENNE VIDAL " Commande non linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation ", Thèse l'institut national polytechnique de Toulouse, 14 décembre 2004.
- [27] A. Aberbour. « Contribution à l'amélioration des performances d'une chaîne de conversion éolienne autonome », Thèse Doctorat Université de A-MIRA Bejaia Algérie Novembre, 2016.
- [28]. **R. Sadouni**, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [29]. **F. Benchabane**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [30]. **V.I. Utkin**, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [31]. **G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin**, "Sliding modes in systems with asymptotic state observers", Automation and remote control, vol. 46, no. 6, pp. 679-684, 1985.
- [32]. **S. V Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant**, "Higher sliding modes in the binary control systems", Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986.
- [33]. **Levant**, "Siding order and sliding accuracy in sliding mode control," International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.

• Schémas blocs de simulation :

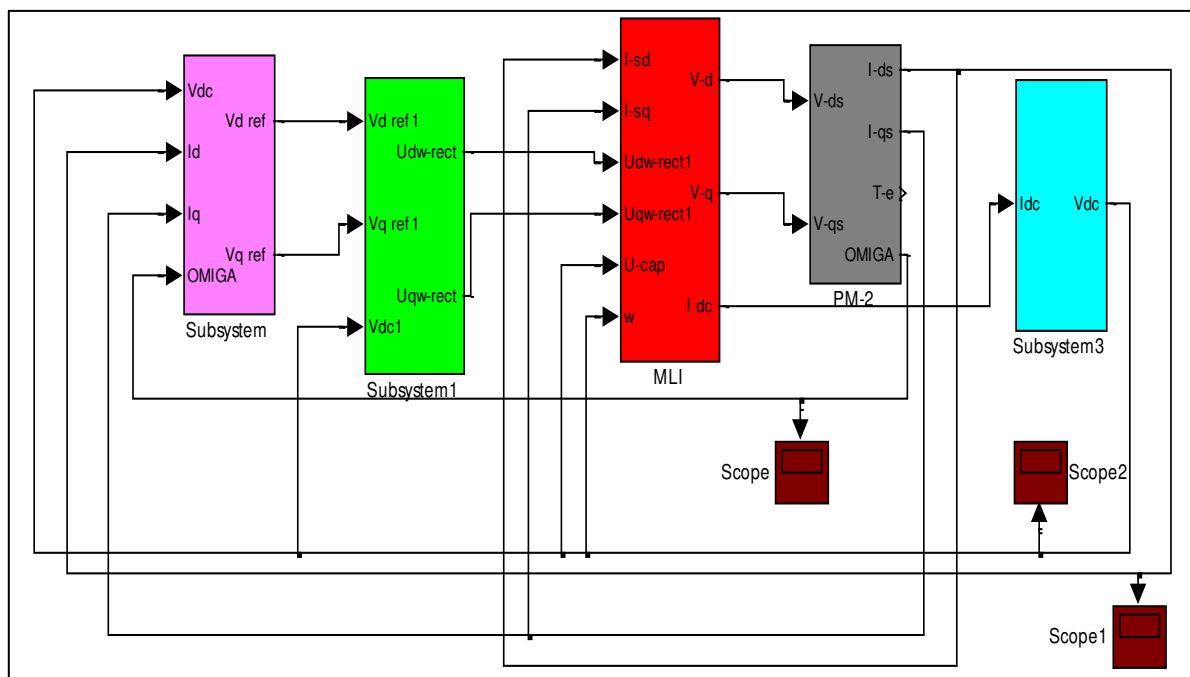


Figure A-1: Schéma bloc globale de simulation

• Paramètres de simulation :

Paramètres de générateur synchrone à aimants permanents	
Paramètres	Valeurs
Résistance par phase	$R_s=1.4 \text{ ohm}$
Inductance cyclique sur l'axe direct	$L_d=0.0066 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse	$L_q=0.0058 \text{ H}$
Nombre de pair de pole	$P=3$
Flux des aimants permanents	$\text{Flux}=0.1546 \text{ Wb}$
Moment d'inertie	$J=0.00176 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$F=0.00038818 \text{ N.m/rd/s}$
Condensateur	$C=33e^{-4}$

Annexes

- **Mode glissant :**

<i>Mode glissant</i>	
K_d	200
K_q	200
K_{Vdc}	3.7

- **Fréquence de découpage du redresseur MLI :**

f_{copur}	3000 HZ
-------------	---------

Résumé :

Ce mémoire présente une contribution au contrôle d'un générateur synchrone à aimants permanents dans le contexte de la conversion de l'énergie éolienne dans les sites isolés. L'objectif des techniques de contrôle utilisées est de maintenir une tension constante à la sortie d'un redresseur à commande par MLI pour des charges et des vitesses variables.

Dans la topologie étudiée, le générateur synchrone à aimants permanents à attaque directe est lié à la batterie à travers un redresseur à commande par MLI. La technique de contrôle utilisée est celle avec mode glissant dont ces performances de robustesse et de stabilité sont évaluées et comparées avec celles avec régulateurs classiques PI.

Abstract :

This thesis presents a contribution to the control of a permanent magnet synchronous generator in the context of wind energy conversion in isolated sites. The purpose of the control techniques used is to maintain a constant voltage at the output of a PWM rectifier for varying loads and speeds.

In the studied topology, the direct drive permanent magnet synchronous generator is linked to the battery through a PWM rectifier. The control technique used is that with sliding mode, these performances of robustness and stability are evaluated and compared with those with conventional regulators PI.

ملخص:

تقدم هذه المذكرة مساهمة في التحكم في مولد متزامن ذو مغناطيسية دائمة و ذلك في سياق تحويل طاقة الرياح في المواقع المعزولة. الغرض من تقنيات التحكم المستخدمة هو الحفاظ على جهد ثابت عند مخرج مقوم كهربائي مضبوط يتم التحكم فيه بواسطة تعديل عرض النبض من أجل أحمال وسرعات متغيرة.

في إطار البنية المدروسة ، يتم توصيل المولد المتزامن ذي المغناطيسية الدائمة مباشرة بالبطارية بواسطة المقوم الكهربائي المعدل وباستخدام تقنية التحكم بواسطة النمط الانزلاقي حيث يتم تقييم كفاءة هذه التقنية بمقارنتها مع طريقة التحكم الكلاسيكية .