

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche
Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

Commande vectorielle d'un générateur synchrone a aimant permanent GSAP autonome connecté aux DC micro réseaux sans système de stockage

Devant le jury composé de :

Présenté par :

.....

Président

- CHENI Nour el islam

.....

Examineur

- BAOUIAMoufid

.....

Examineur

- ATOUSSi Ali

.....

Encadreur

2024-2025

Remerciements

الحمد لله حمداً كثيراً ونستعين به اللهم لك الحمد حتى ترضى ولك الحمد إذا رضيت ولك الحمد بعد الرضى على نعمة الهداية والإنشاد والتوفيق.
يشرفنا أن نتقدم بأسمى العبارات الشكر والعرفان والتقدير للأستاذ المشرف على هذا العمل الدكتور "محمد ساسي شعباني" على النصائح والتوجيهات القيمة وإسهامه في إضفاء النور عليها فجزاه الله خير الجزاء

كما نوجه بالشكر والتقدير إلى الأساتذة الكرام ما درسونا وأعطوا كل ما عندهم من أجل اسعادنا وتعليمنا حق المعرفة ولم يبخلوا عنا كما نوجه شكرنا إلى كل من كان له الفضل و المساهمة من قريب أو بعيد في

إنجاز هذا العمل

وشكراً

Dédicace

اللهم لك الحمد كما ينبغي لجلال وجهك وعظيم سلطانك واللهم لك الحمد حتى ترضى ولك الحمد إذا ررضيت لك

الحمد بعد الرضا

اللهم لك الحمد على توفيقك ونجاحي ، فلك الفضل أولاً وآخراً ، ظاهراً وبطناً

الحمد لله الذي علم الإنسان ما لم يعلمه وسهل لي دروب العلم والفهم اللهم لك الحمد على هذا النجاح في مجال الحياة ،
.. اجعله علماً نافعا وعملاً صالحاً و انفعني به وأنفع به واجعلني سبباً في شفاء ونفع لعبادك يا رب العالمين

أهدي تخرجي

إلى أسرتي الكريمة التي كانت دعماً مستمراً وحافزاً لا ينضب في كل خطوة خطوتها و الصدر الحنون الذي احتواني
في أوقات الشدة والفرح شكراً لكم على دعمكم الغير محدود و تشجيعكم المستمر وصبركم اللامتناهي في تحقيق

لهذا الإنجاز

وأسأل الله أن يبارك فيكم ويمجزيكم خير الجزاء

إلى أصدقائي الأعزاء الذين كانوا رفقة الدرب وعونا في مسيرتي العلمية فيكم كانت الأيام أسهل والتحديات أهونا
شكراً لصدقكم ولد عمكم وللحظات الصداقة التي لا تنسى

إلى أساتذتي الكرام الذين كانوا مشاعل نور على طريق العلم والمعرفة لكم مني كل التقدير والامتنان على ما بذلتموه
من جهد وما منحتموني من علم وما غرستموه من قيم لقد كنتم مثالا

في العطاء والإخلاص

عتوسي علي

Dédicace

لم تكن الرحلة سهلة ولا الطريق مخوفاً بالتسهيلات ولكن من قال أنا لها نالها ، وأنا لها إن أبت مرغماً عنها اتيت بها .

الحمد لله الذي يسر لنا البدايات وبلغنا النهايات بفضلته وكرمه ، الحمد لله الذي ما ضيع لي تعب ولا خيب لي سعي ولا نقص لي مجهود ولا ثبط لي

حلم . كان الله معي ولا يزال معي في كل سعي ومراء النجاح

أهدي هذا النجاح لنفسى الطموحة أولاً ، ابتدأت بطموح وانتهت بنجاح ثم إلى كل من سعى معي لإتمام مسيرتي الجامعية .

أهدي ثمرة تخرجي :

- إلى من كلال العرق جبينه و علمني أن النجاح لا يأتي إلا بالصبر ، إلى من دعمني بلا حدود وأعطاني بلا مقابل ، إلى من أكرمني الله به بين صفوف

الرجال أبالي و مرادني به شرفاً . (أبي العزيمر)

. وأهدي هذه الثمرة كذلك :

إلى أنيسة العمر و حبيبة الروح وأعظم نعم الله علي . إلى من جعل الله الجنة تحت أقدامها و سهلت لي الشدائد بدعائها . إلى من علمتني الأخلاق قبل

الحروف و أضاءت بالحب دربي و أنارت بالود طريقي و كانت سببا في ما أنا عليه اليوم

(أمي الحبيبة)

. إلى من شددت عضدي هم فكأنوا ينايغ أمرتوي منها . إلى ظلعي الثابت و أمان أيامي و سندي و الكتف الذي استند عليه دائما لظالمًا كانت

الظل لهذا النجاح

(أخي رحمه الله و أخواتي)

إلى من آمنوا بقدماتي و مرهتوا على نجاحي و كانوا لأحلامي سندا و لآمالي عوناً و لحياتي نوراً و سروراً . إلى مرافقائي عامة و ذمراعي

الأمين خاصة و لأصحاب الشدائد و الانزمات

(اصدقائي و أحبائي)

و أخيراً و ليس آخر ما كنت لأفعل هذا لولا توفيق من الله ما هو اليوم عظيم هنا . اليوم اجريت سنوات الدراسة الشاقّة حالمًا فيها حتى توات

بمنه و كرمه لفرحة التمام . الحمد لله به خيرا و الذي أغرقني سروراً و فرحاً ينسيني مشقتي .

شني نور الإسلام

Dédicace

بسم الله الرحمن الرحيم

والصلاة والسلام على اشرف الانبياء والمرسلين في البداية نشكر الله عز وجل أولاً وأخيراً له الحمد وله الفضل، ما كنا نفعل لولا فضل الله، فالحمد لله عند البدء وعند الختام، الحمد لله ما انتهى درب ولا ختم سعى إلا بفضل الله على التمام وعلى اذة الانجاز ها هي السنين قد انطوت وتعب الأيام قد زال وها نحن اليوم أمام حلمنا تقف بكل شموخ ونعبر بإنجازنا وفخرنا بأنفسنا وها أنا اليوم أهدى نجاحي الى كل من سعى معي لا تمام هذه المسيرة إلى من علمني الدنيا كفاح...وسلاحها العلم والمعرفة الى الذي لم ييخل عني بأي شيء الى من سعى لأجل راحتي ونجاحي الى أعظم وأعز رجل في الكون

(أبي الغالي)

إلى من كانت الداعم الأول للتحقيق طموحي الى من كانت يدي اليمنى في هذه المرحلة الى من حملتني في بطنها وهنأ على وهن ولازالت تحمليني برعايتها وحنانها الى من الجنة تحت أقدامها الى الرمز الصمود والصبر والعطاء بغير حساب الى من بسهرها ودعائها فتحت الأبواب الى من علمتني كيف أكون قوياً في وجه المتاعب الصعاب

(أمي جنتي)

الى من قال الله فيهم(سنشد عضدك بأخيك)

الى نبراس ايامي الى الشموع التي تنير لي الطريق وانتظروا هذه اللحظة كثيراً ليفخروا بي كما أفخر بهم وبوجودهم (أخواتي)

الى الأيادي الطاهرة التي أزلت من طريقي الأشواك الفشل الى من رسموا لي المستقبل بحظوظ من الثقة والحب (الاقارب)

الى الداعمين في أحلك الظروف الى رفقاء دربي الأوفياء ولأصحاب الشدائد (اصدقائي وأحبائي)

إلى أخي الذي لم تنجبه امي الذي وقف معي في أصعب المحن (نور الاسلام شني)

باوية مفيد



La table des matières

LA TABLE DES MATIERES

<i>Remerciements</i>	2
<i>Dédicace</i>	3
LA TABLE DES MATIERES	I
LISTE DES FIGURES	IV
NOTATIONS ET ABREVIATIONS.....	VI
INTRODUCTION GENERALE.....	1
I. Chapitre I : Etat de l'art de la machine synchrone	3
I.1. Introduction.....	3
I.2. Présentation de la machine synchrone	3
I.2.1. Machines Synchrones à rotors bobinés.....	4
I.2.2. Machines synchrone à aimants permanents	5
I.2.3. Constitution de la MSAP [5]:	6
I.2.4. Avantages et inconvénients des MSAP	7
I.2.5. Domaines d'application du MSAP	7
I.2.6. types d'alimentation.....	8
I.2.7. Commande des MSAP existent	9
I.3. Eolienne à base (GSAP).....	13
I.3.1. Connecté au réseau [11].....	13
I.3.2. Les éoliennes à base de la G S A P autonome [11]	13
I.4. DC Micro-réseaux.....	16
I.4.1. Topologies de système de stockage d'énergie électrique basent sur GSAP autonome	17
I.5. Points positifs des éoliennes à base des MSAP par rapport aux autres types de machines[13]	18
I.6. Conclusion	19

II. Chapitre II Modélisation de l'association MSAP-Redresseur triphasé.....	20
II.1. Introduction	20
II.2. Modélisation de la MSAP.....	20
II.3. Les équations de la MSAP dans le référentiel (a, b, c).....	22
II.3.1. Equations électriques:.....	22
II.3.2. Equations magnétiques:.....	23
II.3.3. Equation mécanique	24
II.4. Expressions du couple électromagnétique.....	25
II.5. Transformation de Park	26
II.5.1. Passage direct : triphasé au diphasé :.....	26
II.5.2. Passage inverse : diphasé au triphasé :	27
II.6. Modélisation de la MSAP dans le repère de d,q.....	27
II.7. L'état de la MSAP.....	30
II.8. Écriture matricielle du modèle du redresseur triphasé	30
II.9. Conclusion	33
III. Chapitre III: Commande vectorielle de la GSAP autonome avec régulateurs PI	34
III.1. Introduction	34
III.2. Diagramme vectoriel de la MSAP	34
III.3. Principe de la commande vectorielle	36
III.4. Méthode d'orientation de flux.....	37
III.5. Structure de commande vectorielle de la MSAP	39
III.6. Modèle du redresseur MLI.....	40
III.7. Association redresseur –MSAP.....	41
III.8. Modulation par onde sinus-triangle :[20] :.....	42
III.9. Commande par MLI.....	44

III.9.2. Synthèse de correcteurs	47
III.10. Résultats de simulation.....	50
III.10.1. Première expérience :	50
III.10.2. La deuxième expérience.....	53
III.11. conclusion.....	56
Conclusion générale	57
LES REFERENCE.....	VIII
Annexe	2



LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

Figure I-1: <i>rotors bobinés à pôles lisses</i> [4]	4
Figure I-2: <i>rotors bobinés à pôles saillants</i> [4]	5
Figure I-3: <i>Le moteur synchrone à aimants permanents</i> [4].....	6
Figure I-4: <i>Quelques techniques de contrôle</i>	9
Figure I-5: <i>Schéma classique de la commande</i>	10
Figure I-6: <i>Commande vectorielle de la MSAP</i>	11
Figure I-7: <i>Schéma synoptique de la commande DTC selon I. TAKAHASHI</i>	12
Figure I-8: <i>Système de fréquence variable MSAP</i> [12].....	13
Figure I-9: <i>MS avec redresseur à diodes</i> [12]	14
Figure I-10: <i>MS connectée à un redresseur à diodes et hacheur dévolteur</i> [12].....	14
Figure I-11: <i>Machine synchrone avec convertisseur à diodes et hacheur en pont</i> [12].....	15
Figure I-12: <i>Machine synchrone connectée à un redresseur à MLI</i> [12]	15
Figure I-13: <i>system d'un DC</i>	16
Figure 14 : <i>Block diagram of the wind energy conversion system</i>	18
Figure II-1: <i>Représentation schématique de la machine synchrone à aimants</i>	21
Figure II-2: <i>Schéma de la MSAP dans le repère abc</i> . [14]	22
Figure II-3: <i>Différents couples qui agissent sur le rotor</i> [14].....	24
Figure II-4: <i>Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)</i> [14].	26
Figure II-5: <i>Schéma fonctionnel du modèle de Park</i> [14].....	29
Figure II-6: <i>Chronogrammes des tensions V_{ao}, V_{bo}, V_{co} pour une commande à 180°</i>	32
Figure II-7: <i>Chronogrammes des tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn}</i>	32
Figure III-1: <i>Diagramme vectoriel de la MSAP</i>	35
Figure III-2: <i>Principe de la commande victorielle</i>	36
Figure III-3: <i>Commande vectorielle dans le référentiel (d q)</i> [.....	38
Figure III-4 <i>Schéma bloc de la structure de découplage</i>	39

Figure III-5 Schéma de l'association MSAP – Redresseur MLI	41
Figure III-6: Synoptique de la commande du redresseur et de la machine synchrone [19]	42
Figure III-7: Schéma de principe de MLI sinus_triangle	43
Figure III-8: Principe de la commande par M.L.I sinus_triangle	44
Figure III-9: Boucle de régulation de courant	45
Figure III-10: Modèle pour la boucle de tension	46
Figure III-11: Modèle complet en boucle fermée pour la régulation de tension	46
Figure III-12: Boucle de régulation de couran	47
Figure III-13: Stratégies de commande en couple de GSAP	49
Figure III-14: Courbe de tension et Vitesse de rotation	50
Figure III-15: Courbe de courant I_d, I_q et I_q^* et I_d^*	50
Figure III-16: courbe de La puissance et la couple électromagnétique	50
Figure III-17: courbe de Courant I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	51
Figure III-18: Courbe de tension et Vitesse de rotation	53
Figure III-19: courbe de courant I_d, I_q et I_q^* et I_d^*	53
Figure III-20: Courbe La puissance et la couple électromagnétique	53
Figure III-21: courbe de Courant I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	54



NOTATIONS
ET
ABREVIATIONS

NOTATIONS ET ABRÉVIATIONS

M.S.A.P Machine synchrone à aimant permanent

GSAP Génératrice synchrone à aimants permanents

DTC Direct Torque Control

FOC Field Oriented Control

MLI Modulation de largeur d'impulsion

(abc)Modèle réelle de la machine triphasé

(d-q)Modèle de Park

φ_f et φ_{fs} flux engendré par les aimants

R_s Résistance statorique

Xa, b, c Composantes réelles dans le repère abc

Ia, b, c Courants suivants les phases triphasées

M Mutuelle inductance entre phases du stator.

L Inductance propre d'une phase statorique.

L_s Matrice inductance du stator.

$p(\theta)$ La matrice de passage direct de Park.

X Vecteur d'état.

U Vecteur de commande.

A Matrice fondamentale qui caractérise le système.

S Opérateur de Laplace.

K_p Gain proportionnel

K_I Gain intégral

X_d Composante longitudinale suivant l'axe d.

X_q Composante transversale suivant l'axe q.

I_d Courant de l'axe d.

I_q Courant de l'axe q.

ed et eq Termes de découplages.

θ Angle électrique.

ω_r Vitesse de rotation électrique..

p Nombre de paires de pôles.

ω Vitesse de rotation mécanique.

C_{em} Couple électromagnétique.

Cr Couple résistant.

J Moment d'inertie.

f Coefficient de frottement.

T_r Temps de réponse imposé.

ω_n Pulsation propre du système.

ξ Facteur d'amortissement



**INTRODUCTION
GENERALE**

INTRODUCTION GENERALE

Le secteur de l'énergie connaît une évolution radicale vers l'adoption de sources d'énergie renouvelables pour répondre à la demande croissante d'énergie et réduire la dépendance aux combustibles fossiles, à la lumière des défis environnementaux et économiques actuels. Les micro-réseaux CC apparaissent comme une solution prometteuse pour intégrer ces sources renouvelables et distribuer l'énergie de manière efficace, en particulier dans les zones reculées ou les applications qui nécessitent une qualité d'énergie élevée.

Parmi les sources d'énergie renouvelables qui gagnent en importance, on trouve les générateurs synchrones à aimants permanents (PMSG), qui se caractérisent par leur rendement élevé, leur petite taille et leurs faibles besoins de maintenance. Lorsqu'un générateur synchrone à aimant permanent fonctionne de manière autonome et est connecté à un micro-réseau CC sans système de stockage d'énergie, un contrôle efficace de ses performances devient essentiel pour garantir la stabilité du réseau et la qualité de l'énergie.

Dans ce contexte, la technologie de contrôle vectoriel ou de contrôle orienté champ (FOC) apparaît comme l'une des stratégies de contrôle les plus avancées et les plus efficaces pour réguler le fonctionnement des générateurs synchrones à aimants permanents. Le contrôle vectoriel permet de séparer le flux de champ et le contrôle du couple (et donc la puissance active et passive dans le contexte du courant alternatif d'origine du générateur), offrant une grande précision dans le contrôle de la tension, du courant et de la puissance transférés au micro-réseau CC.

Cependant, l'exploitation d'un générateur synchrone à aimant permanent autonome connecté à un micro-réseau CC sans système de stockage d'énergie pose des défis particuliers. L'absence de stockage signifie que tout déséquilibre de capacité entre la production et la consommation aura un impact direct et immédiat sur la stabilité de la tension du réseau. Par conséquent, la conception et la mise en œuvre d'un système de contrôle vectoriel avec une réponse dynamique rapide et une grande précision deviennent impératives pour assurer le fonctionnement stable et fiable du micro-réseau.

Ce mémorandum vise à étudier et analyser les défis et les opportunités de l'application de la technologie de contrôle vectoriel à un générateur synchrone à aimant permanent autonome connecté à un micro-réseau CC sans système de stockage d'énergie. Un accent particulier sera mis sur la conception de stratégies de contrôle qui garantissent la stabilité de la tension du

réseau et optimisent les performances du générateur dans diverses conditions de fonctionnement et fluctuations de charge.

Grâce à cette étude, nous souhaitons apporter une contribution scientifique et pratique à la conception et à l'exploitation de micro-réseaux CC basés sur des sources d'énergie renouvelables sans unités de stockage, ouvrant ainsi de nouveaux horizons pour des applications durables et économes en énergie. Selon le plan suivant :

- ✚ Chapitre un : État de l'art de la machine synchrone
- ✚ Chapitre deux : Modélisation de l'association MSAP-Redresseur triphasé
- ✚ Chapitre trois : Commande vectorielle de la GSAP autonome avec régulateurs PI



**Chapitre I :
Etat de l'art de la
machine synchrone**

Chapitre I : Etat de l'art de la machine synchrone

I.1. Introduction

Les machines synchrones occupent une position fondamentale dans le domaine de la conversion électromécanique de l'énergie. En raison de leur fonctionnement stable et de leur efficacité énergétique, ils sont largement utilisés dans diverses applications industrielles et domestiques.

Parmi ces machines, on distingue principalement les machines synchrones à rotor bobiné et celles à aimants permanents. Le premier nécessite une source d'énergie externe pour l'excitation, tandis que le second utilise des aimants permanents pour générer le champ magnétique, ce qui leur confère des avantages en termes d'efficacité et de maintenance réduite.

Dans ce chapitre, nous présenterons d'abord les principes de base des machines synchrones, en soulignant les particularités des machines à rotor bobiné et des machines synchrones à aimants permanents. Ensuite, nous détaillerons la structure des machines synchrones à aimants permanents ainsi que leurs avantages et inconvénients. Enfin, nous explorerons leurs différentes applications, les types d'alimentation potentiels, ainsi que les stratégies de contrôle utilisées pour améliorer leurs performances.

I.2. Présentation de la machine synchrone

Ce type de machine est utilisé dans la plupart des processus de production d'électricité conventionnels, en particulier dans ceux qui nécessitent une énergie très élevée, comme les centrales thermiques, hydroélectriques ou nucléaires. Lorsque ces machines sont connectées directement au réseau, leur vitesse de rotation est constante et correspond à la fréquence du réseau. Grâce à cette forte connexion entre le générateur et le réseau, les fluctuations de couple générées par l'éolienne sont transmises à l'ensemble du système électrique, jusqu'à l'énergie électrique produite.[1, 2].

C'est la raison pour laquelle les machines synchrones ne sont pas directement employées dans les aérogénérateurs reliés au réseau. En revanche, elles sont utilisées lorsqu'elles sont connectées au réseau via des convertisseurs de puissance.

I.2.1. Machines Synchrones à rotors bobinés

Ce type de machine est constitué d'un rotor avec des bobines. Ces bobines sont alimentées en courant continu par les contacts coulissants entre le balai et les anneaux, générant le flux magnétique induit dans l'entrefer.

On distingue deux types de machines synchrones à rotor bobiné :

Les machines à pôles lisses

Les machines à pôles saillants

La machine à pôles lisses a une inductance constante quelle que soit la position du rotor. Par contre, la machine à pôles saillants a un entrefer magnétique variable suivant la position des pôles, ce qui entraîne une variation d'inductance [3]

I.2.1.1 Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses

Particulièrement adapté aux applications haute puissance et haute vitesse, le bobinage est ici placé dans des encoches percées dans le bloc rotor et fermées par des clavettes en acier (Fig. I.1). Les têtes des bobines inductives sont maintenues en place par des supports en acier. Avec un entrefer d'épaisseur constante, seule la répartition des encoches et/ou leur remplissage constitue un paramètre structurel influençant la forme d'onde de la force électromotrice attendue. Une disposition appropriée permet d'obtenir une force électromotrice sinusoïdale avec un taux d'harmoniques très faible[.2].

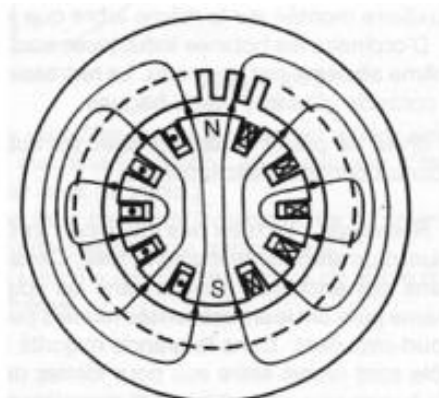


Figure I-1: rotors bobinés à pôles lisses[4]

I.2.1.2 Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants

Pour les abattoirs à pôles saillants (Fig. I.2), des bobines d'induction sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Le rotor de ces machines est un électroaimant à pôles

nord et sud alternés. Les bobines sont alimentées en courant continu et sont positionnées autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair et varie selon la machine. Elles sont utilisées dans les applications nécessitant une configuration simple.

Ce type de machine présente un facteur de puissance relativement faible, ce qui nécessite un surdimensionnement du transformateur statique, un inconvénient des alimentations à fréquence variable. Pour les applications de faible puissance, de l'ordre de quelques kilowatts, ce type de machine permet d'éliminer ce défaut.[2].

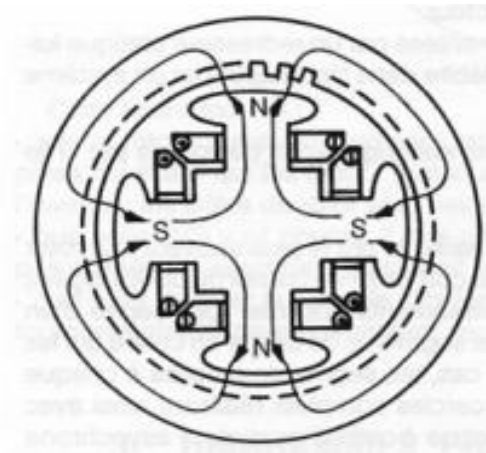


Figure I-2:rotors bobinés à pôles saillants[4]

I.2.2. Machines synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est l'une des machines électriques les plus couramment utilisées. Elle présente de bonnes performances, et un faible moment d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps, permettant ainsi de concevoir des meilleures stratégies de commandes. Une machine synchrone à aimant permanent est un convertisseur de puissance électromécanique qui peut fonctionner en mode moteur ou générateur. Ce qui le distingue des autres machines conventionnelles est le champ magnétique produit par les aimants permanents du rotor, tandis que son enroulement statorique reste similaire aux autres machines. [5].



Figure I-3: Le moteur synchrone à aimants permanents[4]

I.2.3. Constitution de la MSAP [5]:

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile au rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La zone étroite qui est localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

I.2.3.1 Le stator :

de la machine synchrone à aimant permanent est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $(2\pi/3)$. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée .

I.2.3.2 Les rotors

des machines synchrones à aimants permanents peuvent être de deux types :

Rotor possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux d'induction. Les aimantations d'aimants peuvent être orientés parallèlement ou perpendiculairement à l'entrefer. Ils peuvent également être alternés entre les pôles. Dans ce type de machines, l'inducteur est à pôles saillants. Contrairement aux machines classiques l'épaisseur de l'entrefer suivant l'axe direct peut être supérieure à celui en quadrature.

Rotor sans pièces polaires, dans lequel l'aimantation des aimants est radiale au niveau de l'entrefer. Comme la perméabilité des aimants est voisine de celle de l'air, l'effet de saillance peut être négligé dans ce type de machine .

I.2.4. Avantages et inconvénients des MSAP

I.2.4.1 Avantages [6]

- ✓ Capacités de puissance élevées et contrôle précis.
- ✓ Stabilité thermique et fiabilité accrues, grâce à l'absence de contacts (anneau-balai) dans ces machines, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- ✓ Pas de connexions coulissantes.
- ✓ Haute durabilité du moteur à courant continu.
- ✓ Absence de pertes résistives dans le rotor, ce qui facilite l'évaluation de la chaleur générée par les pertes de la machine. Par conséquent, l'équipement de refroidissement dans le rotor peut être supprimé.
- ✓ Capacité à supporter des surcharges temporaires importantes, avec de bonnes performances dynamiques lors des accélérations et des freinages.
- ✓ Haute fiabilité.
- ✓ Facteur de puissance et rendement élevés par rapport aux moteurs à courant alternatif.
- ✓ Fonctionnement à des vitesses supérieures à la vitesse nominale.

I.2.4.2 Inconvénients

- ☒ Prix élevé des aimants.
- ☒ La structure de la machine est affectée par les vibrations et les chocs.

I.2.5. Domaines d'application du MSAP

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont utilisés dans une large gamme de capacités, de quelques centaines de watts (comme les moteurs de service) à plusieurs mégawatts (comme dans les systèmes de propulsion des navires). Ce type de moteur trouve une variété d'applications, notamment la direction et la synchronisation.[7]

- L'entraînement à vitesse variable, et la traction.
- Il fonctionne comme compensateur synchrone
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

- Appareils électroménagers (tels que les machines à laver)
- -Voitures
- Matériel médical et thérapeutique (tel que fraise dentaire)
- Applications robotiques
- Production d'électricité
- Propulsion des véhicules électriques et propulsion des sous-marins
- Utilisations de l'énergie éolienne..

I.2.6. types d'alimentation

Les études menées ces dernières années sur les machines synchrones à vitesse variable ont montré l'importance d'utiliser des convertisseurs statiques pour alimenter ce type de machines. Les systèmes convertisseur-machine synchrone ont été largement modélisés par de nombreux auteurs.[8].

Il existe deux types de convertisseurs servant à alimenter la machine synchrone:

I.2.6.1 Alimentation par un commutateur de courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut-être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). Les f.é.m.s ne sont pas suffisantes pour permettre l'excitation des thyristors.

L'alimentation de la machine doit-être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux des phases sont alimentées en série par un courant constant possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\theta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces Polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\theta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constante[8].

I.2.6.2 Alimentation par un onduleur de tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et

de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 1990, l'IGBT a révolutionné la construction des onduleurs nécessaires au pilotage des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à contrôler, sa grille est comparable à un circuit de charge de condensateur et offre les avantages clés du transistor bipolaire, ce qui le rend idéal pour un fonctionnement en parallèle.[8].

I.2.7. Commande des MSAP existent

On trouve dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles les plus connues et les plus utilisées dans le cadre d'une commande de la machine synchrone. Dès leurs inventions, les chercheurs utilisent une de ces stratégies comme unité de base dont le but est d'améliorer les performances fonctionnelles des machines électriques. Les principales commandes et ses dérivées présentent le même type, donc on s'intéresse aux techniques les plus connues qui font l'objet de nombreuses publications. [5]

Dans cette partie, nous présenterons différentes techniques de commande et interpréterons leurs implantations. Les difficultés rencontrées, les avantages et inconvénients de chaque technique seront développés.

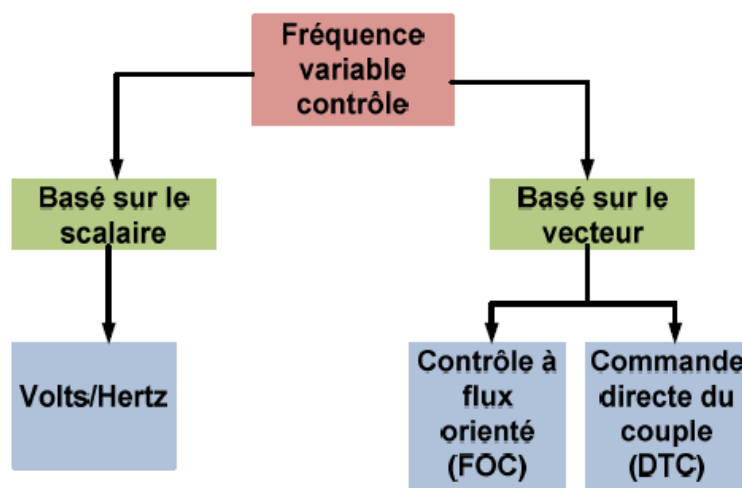


Figure I-4: Quelques techniques de contrôle

I.2.7.1 Commande scalaire

Dans ce type de commande, le contrôle s'effectue sur des paramètres tels que la tension, le courant et la fréquence d'alimentation. Les principes appliqués ne permettent pas de surveiller les valeurs instantanées des grandeurs électriques, ce qui signifie que la dynamique du couple n'est pas entièrement maîtrisée. Néanmoins, sa simplicité a favorisé de nombreuses applications en vitesse variable. De nombreux variateurs de vitesse utilisant ce mode de contrôle sont employés, notamment dans des domaines industriels tels que le pompage, la climatisation et la ventilation. Plusieurs types de commandes scalaires existent, principalement en fonction de la topologie de l'actionneur utilisé (ondulateur de tension ou de courant). Actuellement, l'onduleur de tension est le plus couramment utilisé pour les applications de petite et moyenne puissance, et la commande en V/f est la plus répandue.. [9]

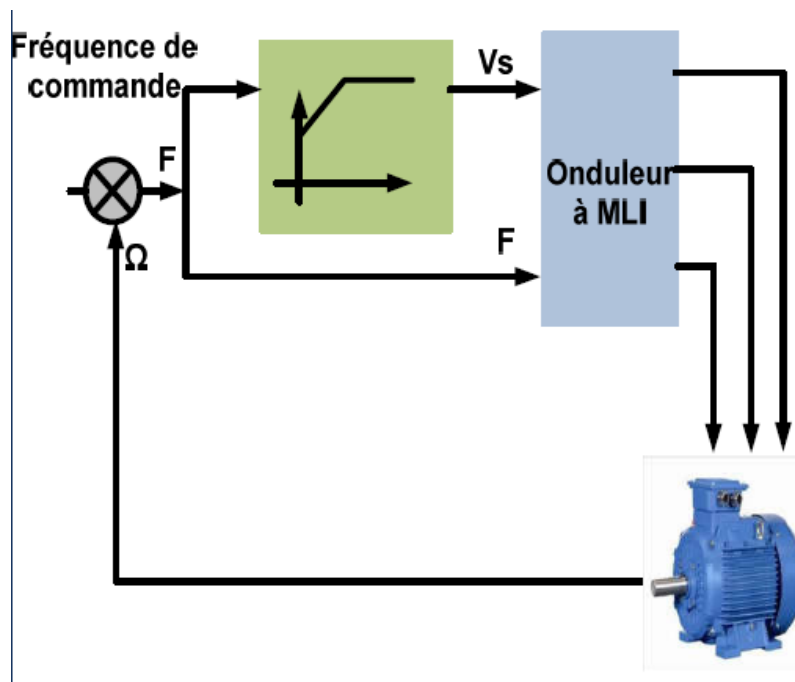


Figure I-5: Schéma classique de la commande
Scalaire

Cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse sensiblement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables que dans le régime permanent. Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les performances en régime transitoire de la machine. Ce type de commande n'est donc employé que pour des applications où la variation de vitesse n'est pas grande telle en pompage ou en ventilation.

Ainsi, ce type de contrôle est inadapté lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine tel en robotique ou en commande numérique de machine outils[5].

I.2.7.2 Commande vectorielle (FOC)

La commande vectorielle a été introduite dès 1970 par Blaschke Elle est basée sur le principe d'obtenir un modèle de la machine synchrone à aimants permanents équivalent à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée qui est représentée par un modèle linéaire naturellement découplé. Ce n'est qu'au début des années 80 que la commande vectorielle pour les machines synchrone a été favorisée et ce avec l'apparition de la technologie des semi conducteurs et de la micro-électricité Mais son inconvénient majeur, est la sensibilité aux variations paramétriques de la machine due indirectement à la saturation magnétique et à la variation de la température, ce qui est l'inconvénient majeur de la machine. Le Contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. La figure (I-6) présente le schéma de principe de la commande vectorielle [10]

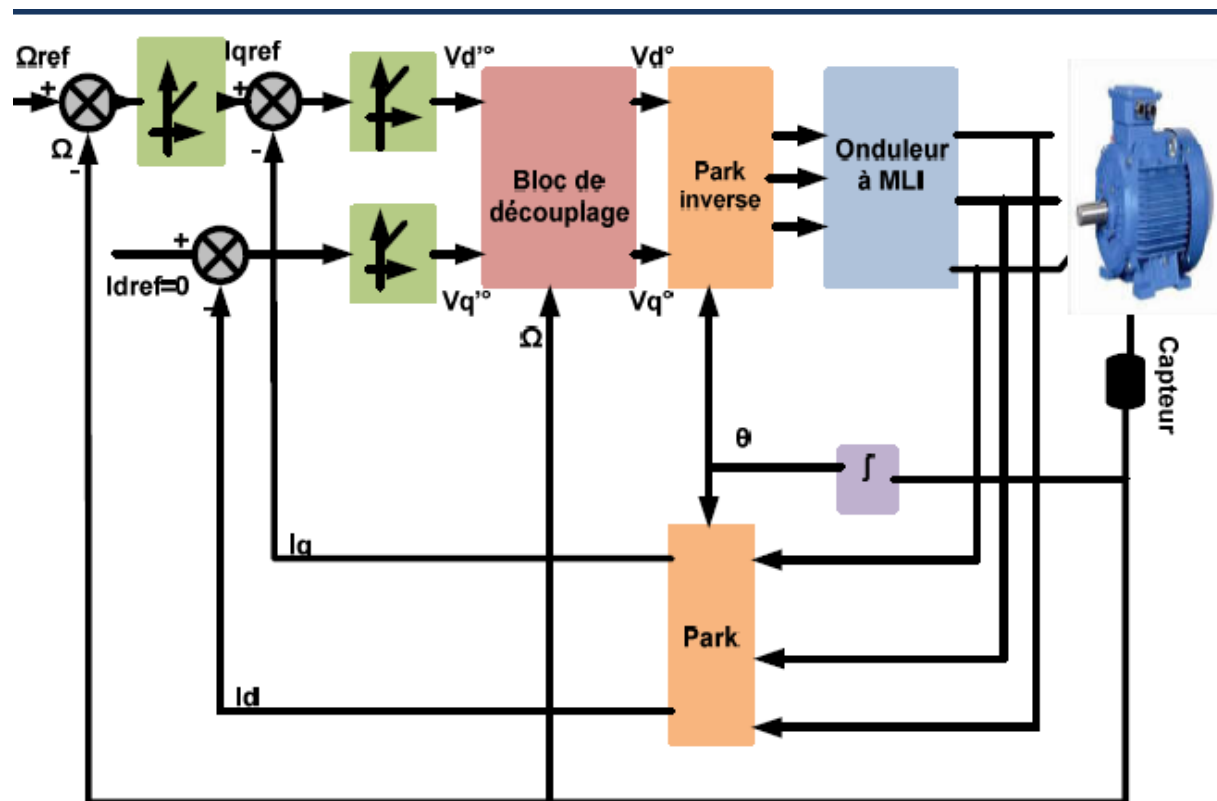


Figure I-6: Commande vectorielle de la MSAP

I.2.7.3 Commande (DTC)[5]

Le contrôle direct du couple (DTC) a été introduit par I.TAKAHASHI. En 1985, basé sur le principe du sens d'écoulement et du moteur à courant continu. Il a été proposé de remplacer la séparation par transformation vectorielle avec contrôle.

Les non-linéarités telles que les états de commutation de l'onduleur sont imposées par un contrôle séparé du flux du stator et du couple électromagnétique du moteur.

Commandant L'onduleur est instantané, nécessitant une très petite période d'échantillonnage pour piloter le DTC. d'une machine synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de

l'onduleur

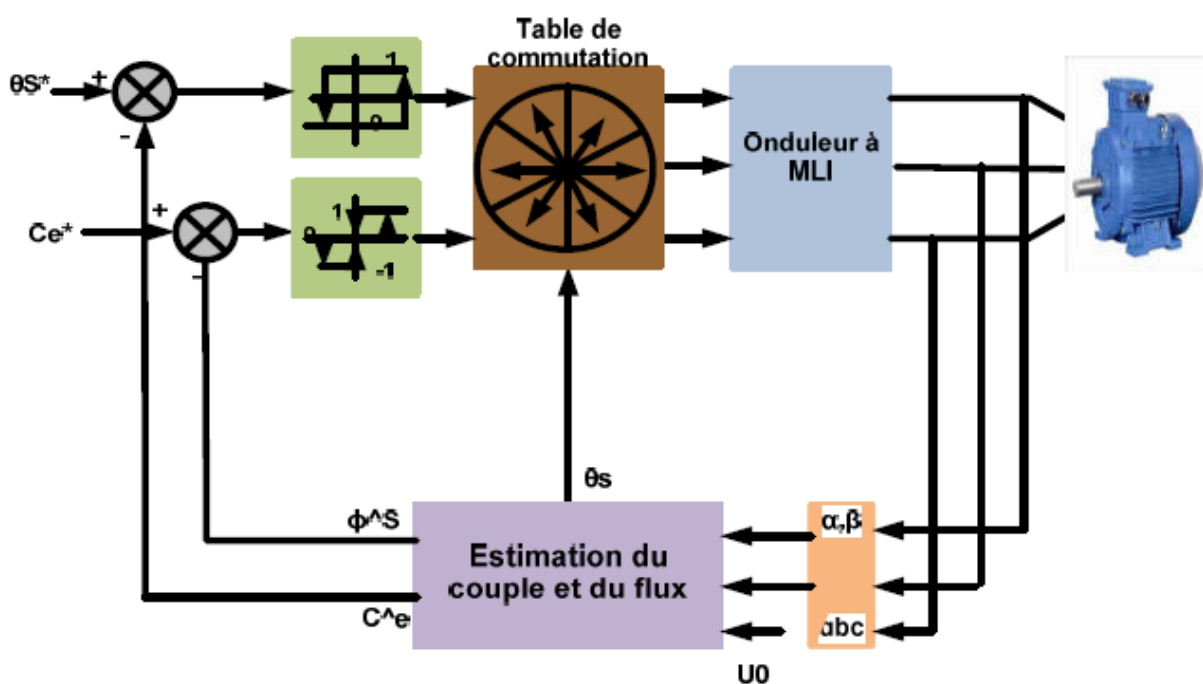


Figure I-7: Schéma synoptique de la commande DTC selon I. TAKAHASHI

I.3. Eolienne à base (GSAP)

I.3.1. Connecté au réseau [11]

Les MSAP offrent des coûts compétitifs. Ce type de machines, qui possède un grand nombre de pôles, permet de générer des couples mécaniques importants. Il existe plusieurs concepts de machines synchrones à aimants permanents adaptés aux applications éoliennes, notamment des machines à construction standard (aimantation radiale), des génératrices discoïdes (avec champ axial) et des modèles à rotor extérieur.

La solution la plus prometteuse consiste à coupler le stator de la génératrice synchrone à aimants permanents à l'aide de deux onduleurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI) triphasés : l'un fonctionnant en mode redresseur et l'autre en mode onduleur réseau (voir figure I-8). Dans ce cas, l'interfaçage avec le réseau peut être entièrement contrôlé par le convertisseur connecté à celui-ci, tandis que le convertisseur relié à la génératrice permet de réguler la puissance produite. De plus, cette configuration assure un découplage entre le comportement du générateur éolien et celui du réseau.

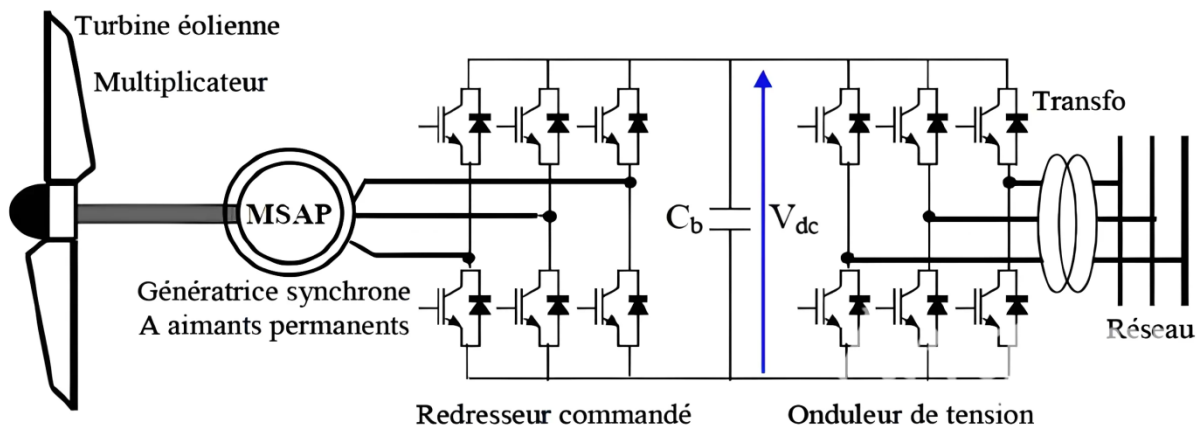


Figure I-8: Système de fréquence variable MSAP [12]

I.3.2. Les éoliennes à base de la G S A P autonome [11]

La machine synchrone à induction permanente est une solution intéressante dans les applications pneumatiques autonomes et isolées, en raison de ses avantages mentionnés précédemment, tels qu'un rendement élevé et un bon couple, ainsi que l'absence d'alimentation électrique pour le circuit d'excitation.

I.3.2.1 Structure avec redresseur à diodes

Cette configuration est la plus simple et est utilisée pour les situations de très faible puissance, comme le montre la figure

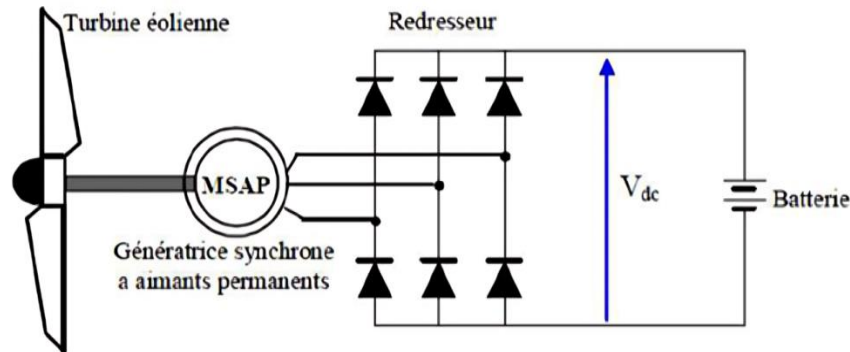


Figure I-9: MS avec redresseur à diodes [12]

I.3.2.2 Structure avec redresseur à diodes et hacheur dévolteur

Un système de conversion d'énergie éolienne doit permettre à l'éolienne de fonctionner à sa puissance maximale afin d'améliorer l'efficacité énergétique quelle que soit la vitesse du vent. C'est le principe du suivi du point de puissance maximale (M.P.P.T).

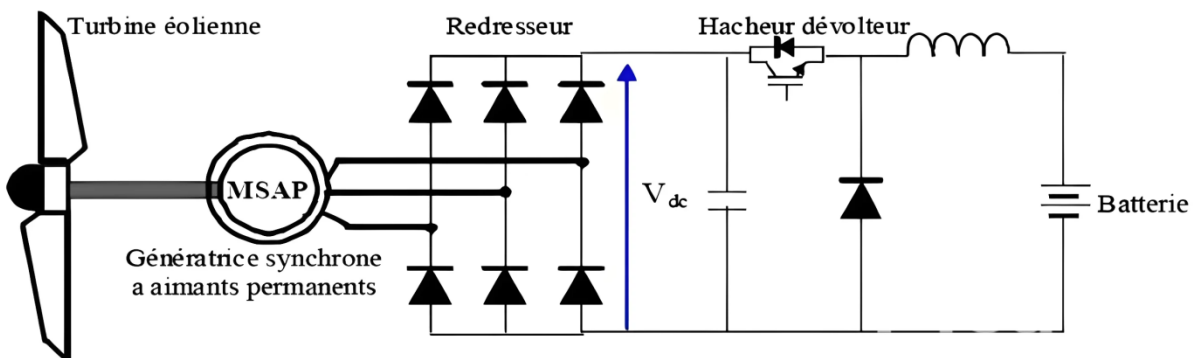


Figure I-10: MS connectée à un redresseur à diodes et hacheur dévolteur [12]

La relation entre un pont redresseur à diodes et un générateur synchrone à aimant permanent présente certaines limites qui ne permettent pas toujours d'atteindre cet objectif. Pour résoudre ce problème, un disjoncteur basse tension, qui se décharge dans une batterie de stockage, est placé après le pont de diodes (Figure I-11). Structure avec redresseur à diodes et disjoncteur en pont.

Dans la même optique d'amélioration de l'efficacité énergétique, la structure du pont permet au contrôle différentiel de fonctionner à un rapport cyclique proche de 0,5 en contrôlant les interrupteurs T1 et T2.

Cette configuration est avantageuse en termes de sécurité de fonctionnement mais nécessite deux fois plus de composants, donc un coût plus élevé et des pertes accrues..

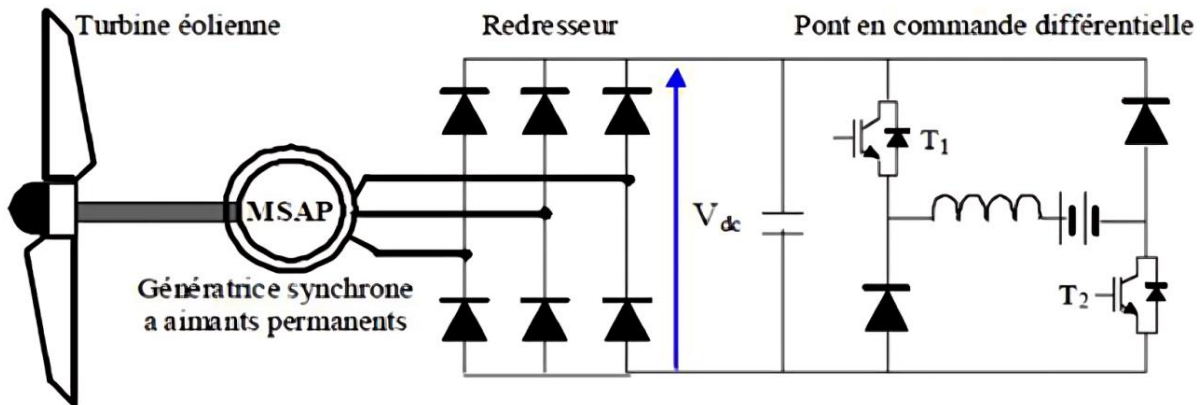


Figure I-11: Machine synchrone avec convertisseur à diodes et hacheur en pont[12]

I.3.2.3 Structure avec redresseur à MLI

La configuration de référence est clairement celle qui utilise un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans le montage illustré à la figure I-12, il est possible d'effectuer un contrôle dynamique et fiable de la vitesse ou du couple de la génératrice synchrone, ce qui permet de déplacer aisément le point de fonctionnement sur l'ensemble de la plage des vitesses de rotation. Cependant, cette configuration nécessite un montage plus complexe, comprenant trois bras complets, soit six interrupteurs, ainsi qu'un système de commande qui requiert généralement un capteur mécanique de position.

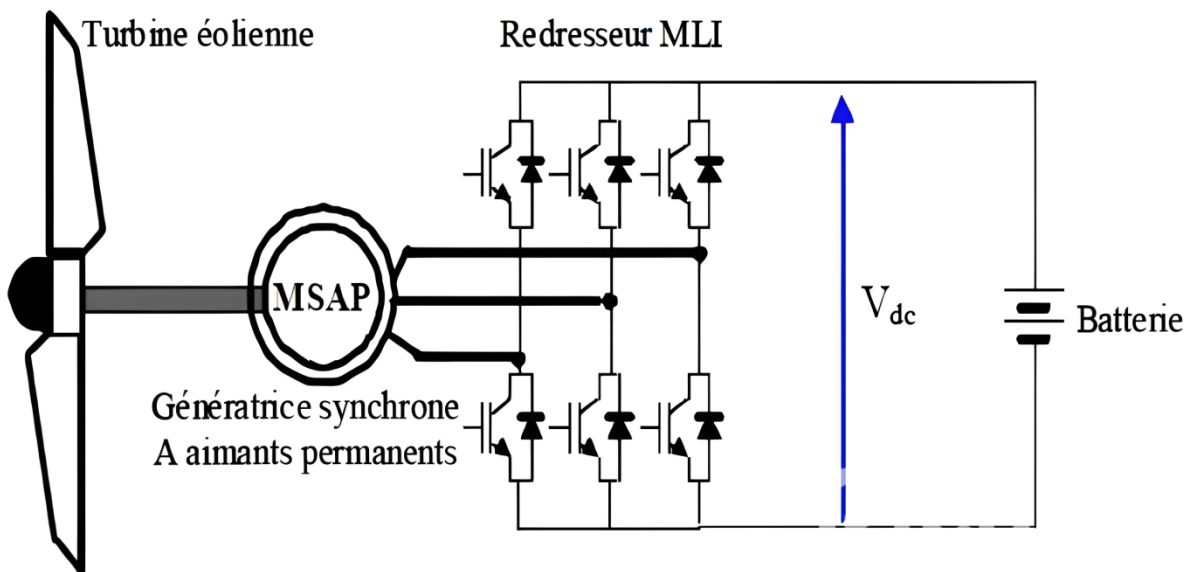


Figure I-12: Machine synchrone connectée à un redresseur à MLI[12]

I.4. DC Micro-réseaux

Les DC Micro-réseaux sont des systèmes électriques de petites tailles situées sur le site d'utilisation, conçus pour fournir un approvisionnement électrique fiable et de meilleure qualité un petit nombre de consommateurs. Ils associent de multiples installations de production locales et diffuses (Générateurs photovoltaïques, mini-éoliennes, micro-turbines à gaz ou à vapeur, piles à combustible, petits générateurs diesel, petite hydraulique, etc.), des installations de consommation, des installations de stockage et des outils de supervision étude gestion de la demande. Ils peuvent être raccordés directement au réseau de distribution ou fonctionner en régime ilote (Figure I.13) [13] .

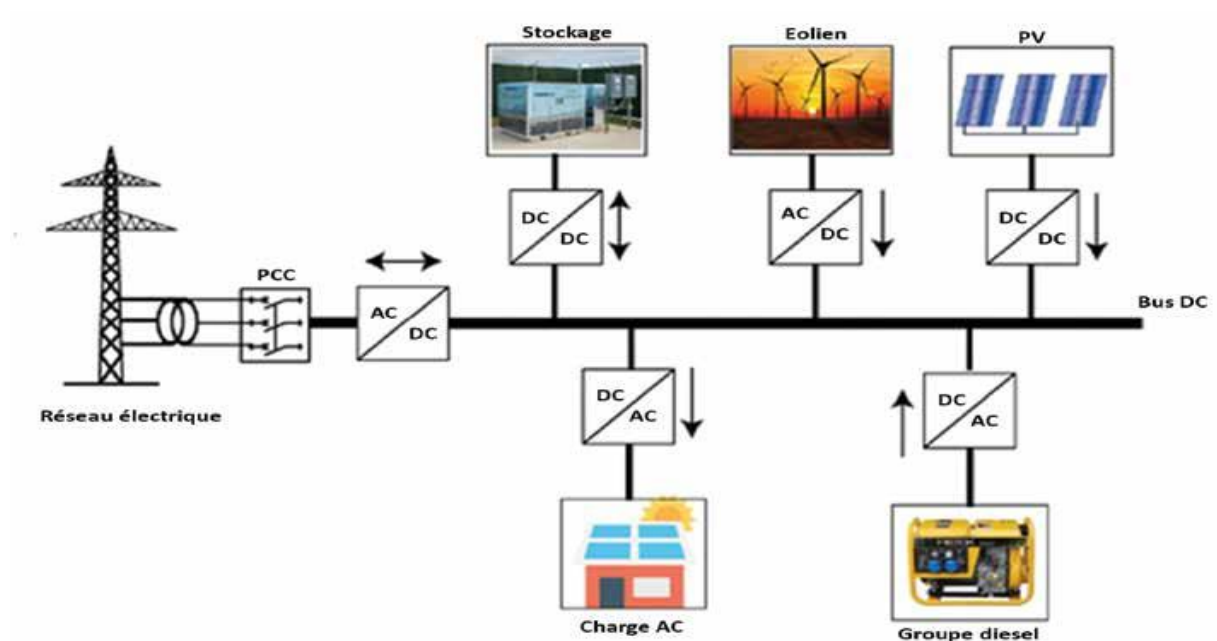


Figure I-13: system d'un DC

I.4.1. Topologies de système de stockage d'énergie électrique basent sur GSAP autonome

L'objectif principal dans ce projet est de concevoir et d'analyser une éolienne pour charger une batterie et fournir une puissance à charge constante. batterie et fournir une puissance à une charge constante. Pour concevoir une éolienne à petite échelle éolienne à petite échelle qui sera utilisée pour produire de l'électricité pour la charge de la batterie, une éolienne avec un générateur à aimant permanent sera utilisée. Éolienne avec un générateur synchrone à aimant permanent sera utilisée dans ce projet en raison de son rendement élevé. Efficacité. L'énergie cinétique des éoliennes sera convertie en électricité triphasée à l'aide de ce générateur. à l'aide de ce générateur. Cette électricité générée ne peut pas être utilisée directement dans les maisons. Dans les maisons résidentielles, d'où la nécessité de recourir à l'électronique de puissance en termes de convertisseur de puissance qui sera utilisé pour convertir cette électricité en électricité triphasée. Convertisseur de puissance qui sera utilisé pour convertir cette électricité en tension appropriée. Le convertisseur de puissance à simple étage réalisé à l'aide de redresseurs et de convertisseurs c.c./c.c. peut être utilisé pour la conversion de l'électricité, car il est simple et facile à utiliser. Les convertisseurs c.c./c.c. peuvent être utilisés pour la conversation de l'électricité, car ils sont simples et faciles à mettre en œuvre. Les convertisseurs c.c./c.c. dans le système de l'éolienne Les convertisseurs c.c./c.c. dans le système de l'éolienne peuvent être de n'importe quel type : convertisseur buck, convertisseur boost ou convertisseur buck-boost. Cependant, dans ce projet, un convertisseur buck après la section de rectification a été utilisé car la valeur produite de la tension à la sortie était plus élevée que celle du convertisseur buck. La valeur de la tension à la sortie était supérieure à la tension de la batterie qui était nécessaire pour la charger. Après avoir converti l'électricité aux niveaux requis, les batteries peuvent être utilisées pour stocker l'énergie nécessaire au fonctionnement de l'appareil. l'énergie nécessaire à l'usage résidentiel. La tension de sortie du convertisseur sera maintenue constante à l'aide de la tension produite à la sortie du convertisseur.

- Ce projet vise principalement à acquérir des connaissances pratiques sur les éoliennes nécessaires pour convertir l'énergie cinétique du vent en électricité. Cet objectif vise principalement à déterminer le type d'éoliennes utilisées dans ce projet, ainsi que les besoins en énergie appropriés.
- Outre cet objectif, le projet vise également à concevoir les circuits électroniques de puissance nécessaires pour convertir l'électricité générée en la tension et la forme requises, y

compris la conception du condensateur de couplage entre l'étage redresseur et l'étage convertisseur, et la conception de l'inducteur et du condensateur pour le convertisseur de tension utilisé.

- De plus, le projet vise principalement à concevoir un circuit de contrôle permettant de maintenir la valeur constante de la tension appliquée à la batterie à l'aide d'un contrôleur à intégration proportionnelle (PI). La figure 1-14 montre le schéma fonctionnel estimé du projet.

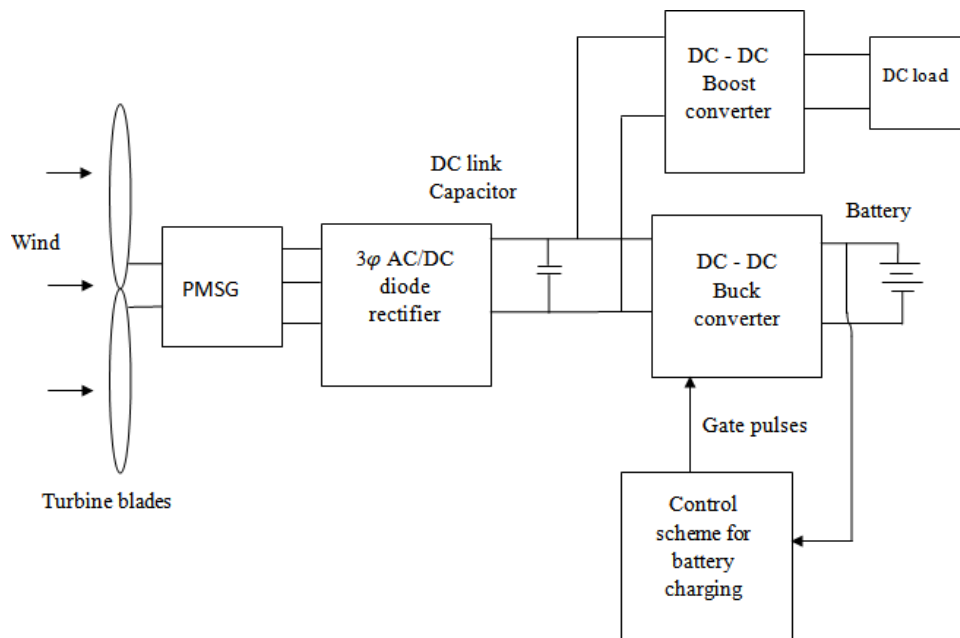


Figure 14 :Block diagram of the wind energy conversion system

I.5. Points positifs des éoliennes à base des MSAP par rapport aux autres types de machines[13]

Il est clair que l'un des avantages de l'utilisation d'aimants dans la production de flux est l'élimination des pertes Joule dans le système d'induction. Il est facile de prouver que dans le cas des machines conventionnelles, l'importance relative des pertes joules par rapport à la puissance utile augmente lorsque la taille de la machine diminue.

Un autre avantage de l'excitation magnétique est l'amélioration de la sécurité de fonctionnement. Les générateurs synchrones à aimants sont attractifs en termes de puissance,

de rendement, de facteur de puissance et d'inertie pour les gammes que l'on peut atteindre avec leur utilisation (coût et fiabilité).

Objectifs de contrôle

- Ce projet vise principalement à acquérir des connaissances pratiques sur les éoliennes nécessaires pour convertir l'énergie cinétique du vent en électricité. Cet objectif vise principalement à déterminer le type d'éoliennes utilisées dans ce projet, ainsi que les besoins en énergie appropriés.
- Outre cet objectif, le projet vise également à concevoir les circuits électroniques de puissance nécessaires pour convertir l'électricité générée en la tension et la forme requises, y compris la conception du condensateur de couplage entre l'étage redresseur et l'étage convertisseur, et la conception de l'inducteur et du condensateur pour le convertisseur de tension utilisé.
- De plus, le projet vise principalement à concevoir un circuit de contrôle permettant de maintenir la valeur constante de la tension appliquée à la batterie à l'aide d'un contrôleur à intégration proportionnelle (PI). La figure 1-1 montre le schéma fonctionnel estimé du projet.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art des machines synchrones, en mettant en évidence leurs principes de fonctionnement et leurs principales classifications. Nous avons distingué les machines synchrones à rotor bobiné, qui nécessitent une excitation externe, et les machines synchrones à aimants permanents (M.S.A.P), qui offrent un rendement supérieur et une maintenance réduite grâce à l'absence de circuit d'excitation.

Nous avons également étudié en détail la structure des M.S.A.P, leurs avantages et inconvénients, ainsi que leurs domaines d'application. Ces machines sont devenues incontournables dans des secteurs variés, allant de l'industrie aux véhicules électriques, en raison de leur efficacité énergétique et de leur compacité. De plus, nous avons examiné les différentes sources d'alimentation et les stratégies de commande qui permettent d'optimiser leurs performances selon les exigences des applications spécifiques.



**Chapitre II :
Modélisation
de l'association MSAP-Redresseur
triphase**

Chapitre II Modélisation de l'association MSAP-Redresseur triphasé

II.1. Introduction

Ce chapitre détaille la modélisation de l'association entre une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et un redresseur triphasé. Une modélisation précise de ce système combiné est essentielle à la compréhension de son comportement et de ses performances dans diverses conditions de fonctionnement.

Ce chapitre commence par la présentation d'un modèle complet de la MSAP, soulignant les hypothèses simplificatrices adoptées pour la faisabilité analytique. Les équations électriques, magnétiques et mécaniques régissant le fonctionnement de la machine dans le référentiel (a, b, c) seront dérivées.

De plus, le concept de couple électromagnétique et ses expressions seront abordés. Afin de faciliter l'analyse et la conception du système de commande, la transformation de Park sera utilisée pour convertir les variables de la machine du système triphasé au référentiel orthogonal (d, q). Les formules de transformation directe et inverse seront explicitement fournies.

Le modèle de la MSAP dans le référentiel (d, q), plus adapté à la conception des systèmes de commande, sera ensuite développé. Enfin, une représentation de la MSAP dans l'espace d'état sera présentée, ainsi que la formulation matricielle du modèle de redresseur triphasé. Cette modélisation détaillée constitue la base de l'analyse du système intégré.

II.2. Modélisation de la MSAP

Afin de modéliser la MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références: Le moteur possède une armature symétrique non saturée ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants et une distribution sinusoïdale de la FMM créée par enroulements au stator[2].

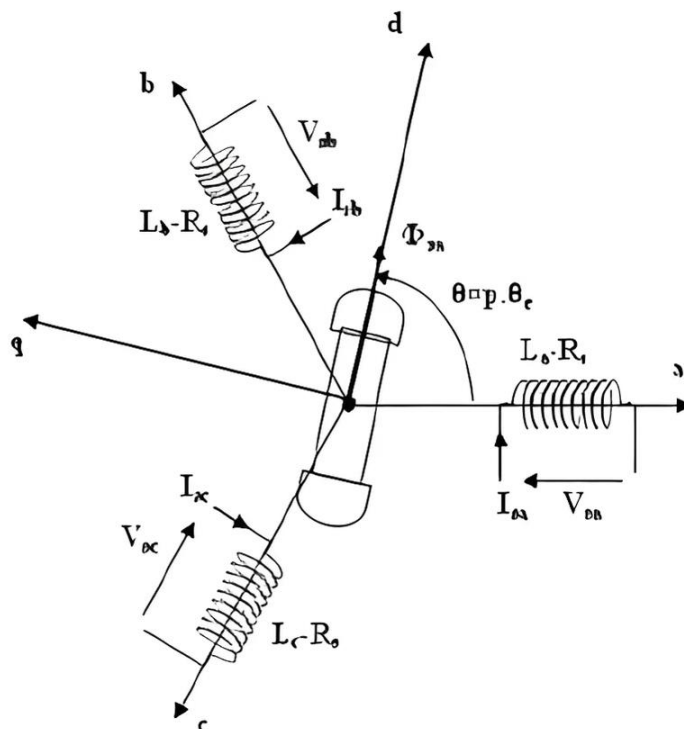


Figure II-1: Représentation schématique de la machine synchrone à aimants.

Pour le système d'axe de référence au stator abc:

- la phase (a) est choisie de sorte que la forcemagnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase.
- Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a).
- Le système d'axe de référence au rotor d-q est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe (d) au rotor et l'axe (a) au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$,
- Le système d'axe de référence lié au rotor d-q tourne à la vitesse $\omega = p \cdot \frac{d\theta_r}{dt}$ tandis que le système d'axe de référence au stator abc reste fixe, où ω est la fréquence électrique du système.
- La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor w_r présentée par l'expression suivante $w_r = p \cdot w$, où p est le nombre de paire de pôles de la machine

II.3. Les équations de la MSAP dans le référentiel (a, b, c)

La représentation des enroulements dans le repère (a, b, c) pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents est illustrée par la (figure).

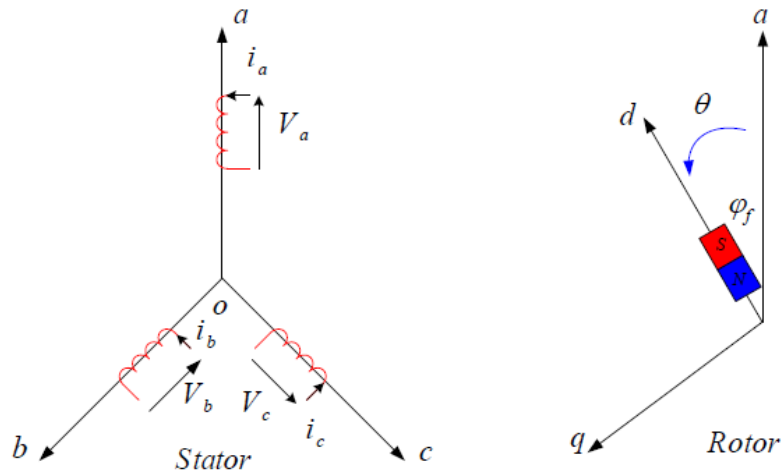


Figure II-2: Schéma de la MSAP dans le repère abc.[14]

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Equations électriques,
- Equations magnétique,
- Equations mécaniques.

II.3.1. Equations électriques:

$$[V_s(a, b, c)] = [R_s][I_s(a, b, c)] + \frac{d[\phi_s(a, b, c)]}{dt} \tag{II-1}$$

Où

$$[V_{s(a,b,c)}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$$[I_{s(a,b,c)}] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur courants statoriques}$$

$$[\Phi_{s(a,b,c)}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux statoriques}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance du stator}$$

II.3.2. Equations magnétiques:

$$[\Phi_{s(a,b,c)}] = [L_s][I_{s(a,b,c)}] + [\Phi_{f(a,b,c)}] \quad (\text{II-2})$$

$$[\Phi_{f(a,b,c)}] = \begin{bmatrix} \Phi_{fa} \\ \Phi_{fb} \\ \Phi_{fc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statoriques.}$$

On désigne par :

$[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques. Elle contient des termes constants que nous regroupons .

Dans $[L_{s0}]$ et des termes variables dépendant de θ , que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$. [15]

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

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_0 & M_0 \\ M_0 & L_{s0} & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Où :

M_0 : inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique,

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

L_{s2} : maximum d'inductance entre stator et rotor.

Les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques a,b,c sont donnés par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{fa} \\ \phi_{fb} \\ \phi_{fc} \end{bmatrix} = \phi_{max} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

II.3.3. Equation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad (\text{II-7})$$

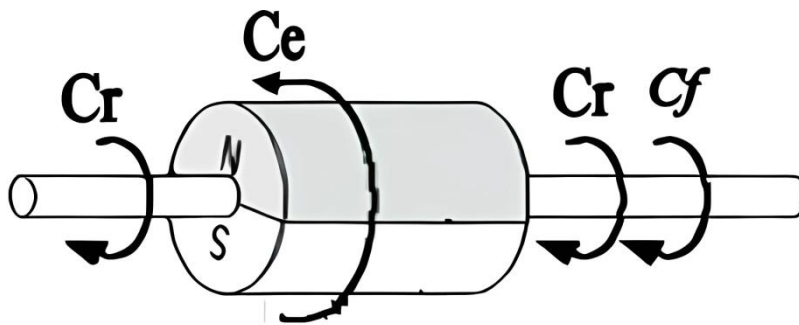


Figure II-3: Différents couples qui agissent sur le rotor [14].

Avec :

J : Moment d'inertie de la partie tournante ;

C_e : Couple électromagnétique de la machine ;

C_r : Couple résistant, ou de charge ;

f_r : Coefficient de frottement visqueux,

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$: Vitesse mécanique du rotor ;

ω_r : Vitesse électrique du rotor ;

D'après les équations précédentes, il est clair que l'analyse du système est complexe en raison du nombre d'équations différentielles à coefficients variables. Pour pallier cette difficulté, nous allons utiliser des transformations mathématiques, en particulier la transformation de Park, qui nous aideront à modéliser le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants..[16]

II.4. Expressions du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande [2]:

$$C_{em} = [I_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} [I_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\varphi_f]}{d\theta} \right] \quad (II-8)$$

Cette approche nécessite l'utilisation d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires avec des coefficients variables dans le temps. Une solution explicite à un tel système est très complexe et rarement utilisée. On s'appuie donc sur des modèles orthogonaux de la machine. Dans ces techniques, la machine est remplacée par une machine virtuelle constituée de bobines connectées entre elles et réparties sur deux axes perpendiculaires. Deux modèles différents sont dérivés : le modèle (d, q) connu sous le nom de modèle de Park et le modèle (α , β) connu sous le nom de modèle de Concordia. Ces deux modèles représentent avec précision le comportement et les caractéristiques d'une machine réelle et aident à étudier le comportement transitionnel des machines et leurs performances dans des conditions déséquilibrées.

II.5. Transformation de Park

Le modèle biphasé de MSAP est mis en œuvre en convertissant le cadre triphasé réel en un cadre biphasé imaginaire, qui n'est en fait qu'un changement dans la base des quantités physiques telles que les tensions, les flux et les courants. Cette transformation contribue à des relations indépendantes de l'angle θ , ce qui contribue à réduire la complexité des équations de la machine. L'une des transformations les plus populaires parmi les ingénieurs électriciens est la transformation de Park.[17].

Le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant. Selon l'objectif de l'application.

La Figure (II -3) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère(d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω .

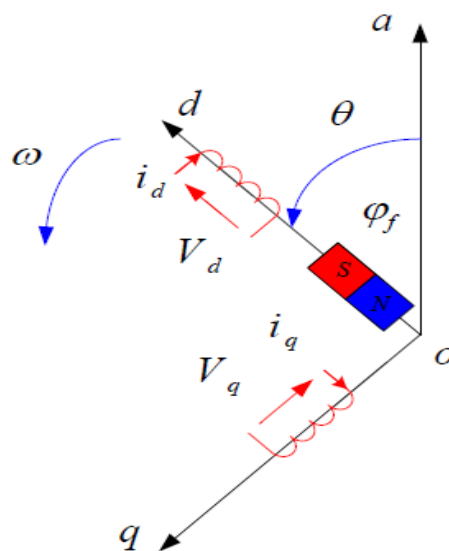


Figure II-4:Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)[14].

II.5.1. Passage direct : triphasé au diphasé :

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d,q) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = [p(\theta)][X_{abc}] \tag{II-9}$$

$[p(\theta)]$: La matrice de passage direct de Park.

X : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants, flux).

X_d, X_q : Représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances) dans le repère (d,q) .

θ : l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

La matrice de transformation directe de Park est définie comme suit:

$$[p(\theta)] = K \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

Où K est une constante qui peut prendre la valeur $\frac{2}{3}$ pour la transformation avec conservation de l'amplitude ou la valeur $\frac{\sqrt{2}}{3}$ pour la transformation avec conservation de puissance

II.5.2. Passage inverse : diphasé au triphasé :

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{dqo}] = [p(\theta)]^{-1}[X_{abc}] \quad (\text{II-11})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $[p(\theta)]^{-1}$

est donnée par :

$$[p(\theta)]^{-1} = K \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-12})$$

II.6. Modélisation de la MSAP dans le repère de d,q

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient un

système d'équation simplifiée de la machine synchrone, où les équations de tension sont

données par:

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} - \omega \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (II-13) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie

électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{d\omega_e}{d\theta_{geo}} = p \frac{d\omega_e}{d\theta} \quad (\text{II-16})$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$p(t) = \frac{3}{2} ((V_d I_d + (V_q I_q)) \quad (\text{II-17})$$

En remplaçant V_d et V_q par leurs expressions on aura :

$$p(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(\frac{d\varphi_d}{dt} I_d + \frac{d\varphi_{dq}}{dt} I_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \right] \quad (\text{II-18})$$

$\frac{3}{2}R_s((I_d^2 + I_q^2))$ représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator,

$(\frac{d\varphi_d}{dt}I_d + \frac{d\varphi_{dq}}{dt}I_q)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator,

$(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \tag{II-19}$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \tag{II-20}$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_d I_q + I_q \varphi_f] \tag{II-21}$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Figure

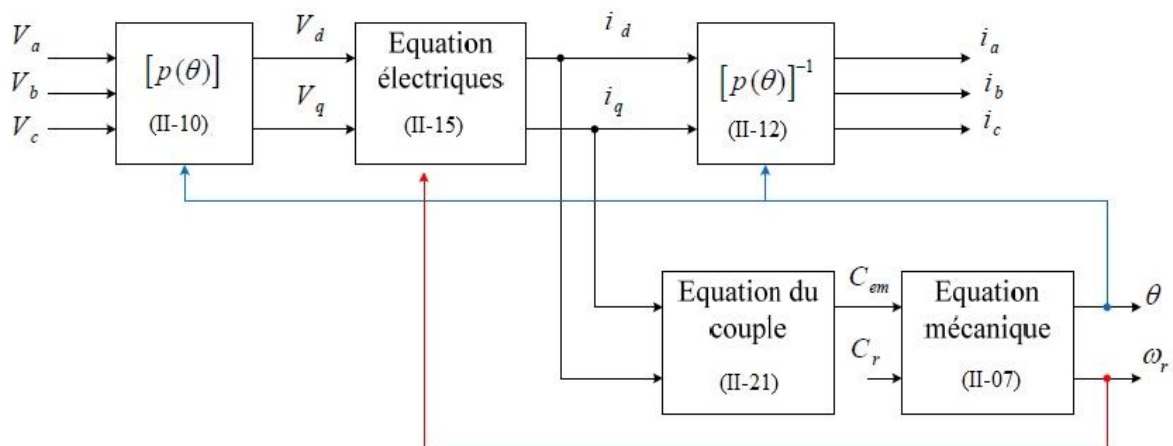


Figure II-5: Schéma fonctionnel du modèle de Park [14].

II.7. L'état de la MSAP

En considérant les tensions $((V_d, V_q))$ et le flux d'excitation comme variables de commande, les courants statoriques (I_d, I_q) , comme variables d'état, et le couple comme perturbation, nous pouvons exprimer le système sous la forme d'état suivante.

[2]:

$$\frac{dX}{dt} = AX(t) + BU \quad (\text{II-22})$$

$$Y = C(t) \quad (\text{II-23})$$

- ✚ X : vecteur d'état.
- ✚ U : vecteur de commande.
- ✚ A : matrice fondamentale qui caractérise le système.
- ✚ B : matrice d'application de la commande.
- ✚ C : matrice de sortie (matrice d'observation).

Le système peut s'écrire sous forme d'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} I_d + \frac{\omega_r L_d}{L_d} I_q \\ \frac{-R_s}{L_q} I_q - \frac{\omega_r L_d}{L_q} I_d - \frac{\omega_r \varphi_f}{L_q} \\ \frac{2p\varphi_f}{3J} I_d - \frac{p(L_q - L_d)}{J} I_d I_q - \frac{f}{J} \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-24})$$

II.8. Écriture matricielle du modèle du redresseur triphasé

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en

tenant compte du point fictif « O », point milieu de la source continu :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} \\ V_{ca} = V_{oc} + V_{oa} \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

Soit « n » le point neutre du coté alternatif (MSAP), alors on a :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

Les tensions polaires V_{ao}, V_{bo} et V_{co} mesurées entre les points a, b, c et le point o sont exprimées comme suit

$$\begin{aligned} V_{ao} = V_a - V_o &= \begin{cases} \frac{+v_{dc}}{2} & \text{si Q1 fermé} \\ \frac{-v_{dc}}{2} & \text{si Q1' fermé} \end{cases} \\ V_{bo} = V_b - V_o &= \begin{cases} \frac{+v_{dc}}{2} & \text{si Q2 fermé} \\ \frac{-v_{dc}}{2} & \text{si Q2' fermé} \end{cases} \\ V_{co} = V_c - V_o &= \begin{cases} \frac{+v_{dc}}{2} & \text{si Q3 fermé} \\ \frac{-v_{dc}}{2} & \text{si Q3' fermé} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{II-27})$$

Résumons les trois cas précédents à travers les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{v_{dc}}{2(2s_a - 1)} \\ V_{bo} = \frac{v_{dc}}{2(2s_b - 1)} \\ V_{co} = \frac{v_{dc}}{2(2s_c - 1)} \end{cases} \quad (\text{II-28})$$

Nous supposons que la charge est en équilibre, ce qui signifie que la somme des tensions simples est nulle. Pour y parvenir, nous pouvons formuler la relation suivante ::

$$\mathbf{V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0} \quad (\text{II-29})$$

On tenant compte de l'équation (II.26) et (II.29) on obtient l'équation(II.30)

$$\mathbf{V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) = 0} \quad (\text{II-30})$$

En remplaçant l'équation (II.30) dans le système d'équations (II.26) on obtient le système(II.31)

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}(V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co}) \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}(V_{ao} - \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co}) \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}(V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{2}{3}V_{co}) \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

En remplaçant (II.27) dans le système précédent, on obtient l'écriture matricielle du modèle de l'onduleur comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II-32)$$

les chronogrammes des tensions V_{ao}, V_{bo}, V_{co} .

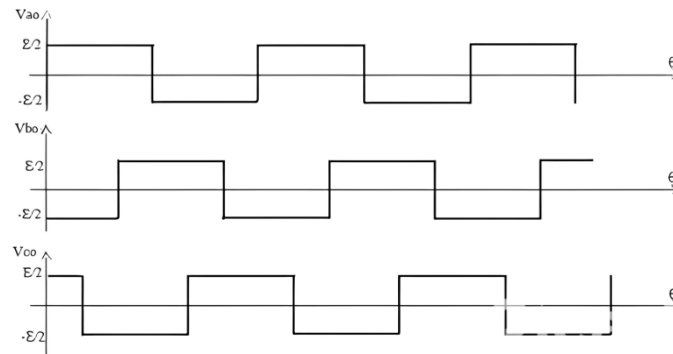


Figure II-6: Chronogrammes des tensions V_{ao}, V_{bo}, V_{co} pour une commande à 180°

Il s'ensuit les chronogrammes des tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn}

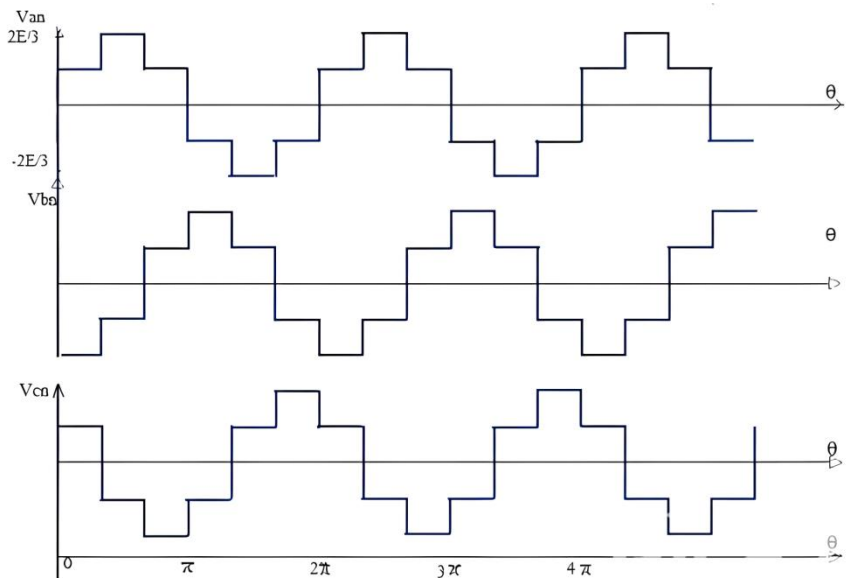


Figure II-7: Chronogrammes des tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn}

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle intégré pour connecter un moteur à couplage magnétique (MSAP) à un redresseur triphasé est présenté, expliquant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui reflètent avec précision le comportement du système. Le processus de transformation de Park est également expliqué en détail, à la fois dans le sens direct et inverse, dans le but d'améliorer notre compréhension de l'interaction entre les systèmes triphasés et biphasés.

Les équations d'état qui décrivent le mouvement et la dynamique du système sont également étudiées, et la formulation matricielle du modèle unificateur triphasé est présentée, ce qui permet de simplifier le processus d'analyse mathématique et de gérer plus efficacement la stabilité du système. Grâce à cette étude, les bases théoriques nécessaires à la compréhension du comportement du moteur et de l'unité dans diverses conditions ont été fournies.

En fin de compte, ce chapitre sert de pierre angulaire pour comprendre la dynamique de base d'un moteur à commutation magnétique en conjonction avec un redresseur triphasé, et sert de référence importante pour passer aux étapes ultérieures de l'étude, qui aborderont le contrôle de ce système à l'aide de techniques avancées, telles que le contrôle en phase inverse et les méthodes de contrôle intelligent.



**Chapitre III:
Commande vectorielle de la GSAP
autonome avec régulateurs PI**

Chapitre III: Commande vectorielle de la GSAP autonome avec régulateurs PI

III.1. Introduction

Ce chapitre marque une étape cruciale dans notre exploration de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) en se penchant sur sa commande vectorielle autonome. Après avoir établi les fondements théoriques et le diagramme vectoriel de la MSAP, nous allons plonger au cœur des techniques de contrôle avancées. La commande vectorielle, pierre angulaire des systèmes d'entraînement performants, sera détaillée dans son principe et son application au sein de l'espace d'état.

Une attention particulière sera accordée à la méthode d'orientation de flux, une stratégie essentielle pour découpler le contrôle du couple et du flux, ouvrant ainsi la voie à des dynamiques de réponse améliorées. Nous présenterons ensuite la structure globale de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, mettant en lumière l'interaction avec un redresseur associé.

Le principe de régulation sera exposé, nous conduisant naturellement à l'étude approfondie du régulateur Proportionnel Intégral (PI), un élément central dans la boucle de commande. Nous examinerons son application spécifique à la commande vectorielle des courants de la machine et à la régulation de la vitesse et du courant i_{ds}

.Enfin, nous illustrerons l'application concrète de ces concepts sur une association onduleur-machine, toujours en utilisant le régulateur PI. Ce chapitre jettera ainsi les bases nécessaires pour comprendre et mettre en œuvre des systèmes d'entraînement autonomes et efficaces basés sur la MSAP

III.2. Diagramme vectoriel de la MSAP

Le diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est basé sur la détermination des caractéristiques de la machine c'est-à-dire les équations de cette machine.

Les équations qui définissent les fonctionnements de la machine déduites des équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_d \frac{di_{qs}}{dt} + \phi_f \omega_r \end{cases} \quad (III-1)$$

A partir des équations précédentes (III.1), on aura :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - X_{qs} i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + X_{ds} i_{ds} + X_{qs} i_{qs} + E_0 \end{cases} \quad (III-2)$$

E_0 : Représente la FEM a vide, $E_0 = \phi_f \omega_r$

X_{ds}, X_{qs} : Réactances longitudinale et transversale

En se basant sur les équations (III.2), on peut tracer le diagramme vectoriel

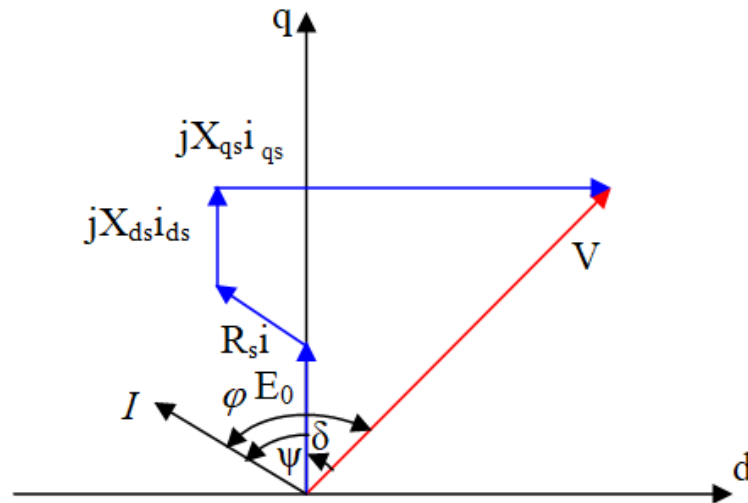


Figure III-1: Diagramme vectoriel de la MSAP

$$V = [V_{ds}, V_{qs}] ;$$

$$I = [I_{ds}, I_{qs}] ;$$

ψ : Déphasage du courant par rapport à la force électromotrice ;

ϕ : Déphasage du courant par rapport à la tension ;

δ : Déphasage entre la tension et la FEM.

III.3. Principe de la commande vectorielle

L'objectif de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est de créer un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Cela signifie qu'il s'agit d'un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer le comportement dynamique de la machine. Plusieurs stratégies sont disponibles pour la commande vectorielle des machines à aimants permanents.. La commande par flux orienté est un concept de plus en plus courant dans la littérature sur les techniques de contrôle des moteurs électriques. Cette approche a pour objectif de maintenir le flux de réaction de l'induit en quadrature avec le flux rotorique généré par le système d'excitation, similaire à ce qui se produit dans une machine à courant continu. Pour les machines synchrones à aimants permanents, où le flux principal est produit par les aimants du rotor, la méthode la plus simple consiste à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique, en gardant le courant direct I_d à zéro. Cela garantit un fonctionnement à flux constant, équivalent à celui de l'aimant permanent, tout en simplifiant le courant statorique à une seule composante I_q : ($I_s = I_q$) Ce dernier commande le couple électromagnétique ($C_e = \frac{3}{2} p i_q \phi_f$), qui donne un couple maximal contrôlé par une seule composante du courant (I_q) pour le réglage de la vitesse via la tension, ceci vérifie le principe de la machine à courant continu. [21]

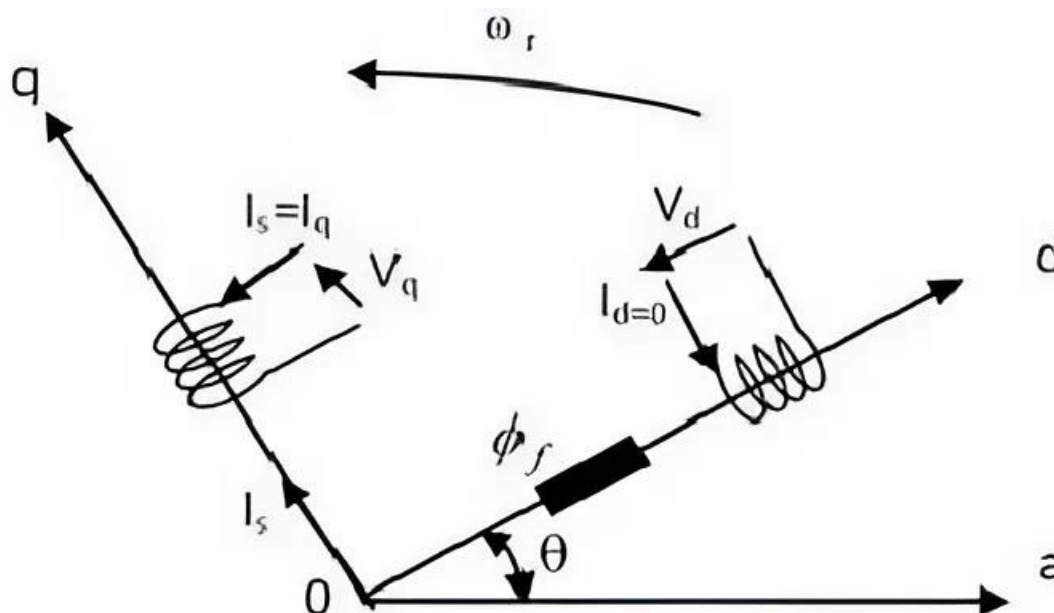


Figure III-2: Principe de la commande victorielle

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

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q i_q \omega_r \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q - L_d i_d \omega_r + \phi_f \omega_r \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_\omega \quad (\text{III-4})$$

Avec:

$$\omega_r = p \cdot \omega \quad (\text{III-5})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q] \quad (\text{III-6})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\phi_f i_q] \quad (\text{III-7})$$

III.4. Méthode d'orientation de flux

Dans le contrôle vectoriel, l'orientation du flux est un concept fondamental pour réaliser la séparation du flux magnétique et du contrôle du couple dans une machine. la figure (III.3) donne une vue schématique d'un entraînement a vitesse variable utilisant le principe de la commande a flux orienté, Il se compose de :

1. Boucle de contrôle de vitesse externe :

$\Omega_{réf}$: Il s'agit de la valeur de référence pour la vitesse requise pour MSAP.

Ω : Il s'agit de la vitesse réelle du MSAP, généralement mesurée à l'aide d'un capteur de vitesse (intégré au capteur de position qui fournit également des informations de position θ).

Régulateur de vitesse(PI) : Compare la vitesse de référence avec la vitesse réelle et produit une valeur de référence pour le courant de couple ($i_{q_s}^*$) nécessaire pour atteindre la vitesse souhaitée.

2. Boucles de contrôle de courant internes :

$i_{q_s}^*$: Il s'agit de la valeur de référence du courant de couple (la composante q du courant dans le référentiel rotatif).

$i_{d_s}^* = 0$: Il s'agit de la valeur de référence du courant de flux (la composante d du courant dans le référentiel rotatif). Dans de nombreuses applications MSAP, $i_{d_s}^*$ est maintenu à zéro pour obtenir un couple maximal par ampère.

i_{qs} i_{ds} : Ce sont les valeurs réelles des composantes actuelles dans le référentiel tournant (d-q). Ils sont obtenus en mesurant les courants de phase du MSAP (i_a, i_b, i_c) puis en les convertissant dans le référentiel tournant à l'aide de la transformée PARK. L'angle de position (θ) du capteur est utilisé pour cette conversion.

Régulateur de courant: Il existe deux régulateurs de courant PI, un pour réguler i_{qs} et un pour réguler i_{ds} . Chaque contrôleur compare la valeur du courant de référence avec la valeur réelle et produit une valeur de tension de référence au niveau du cadre du rotor (v_{qs}^* et v_{ds}^*).

Dans ce diagramme : Au lieu de mesurer directement le flux, le système s'appuie sur des mesures de vitesse et de position pour estimer la position du flux en fonction du modèle de machine. Cet angle estimé est utilisé dans les transformations de Park pour transformer les courants et les tensions entre un cadre stationnaire (a-b-c) et un cadre rotatif (d-q) qui tourne en synchronisme avec le flux estimé.

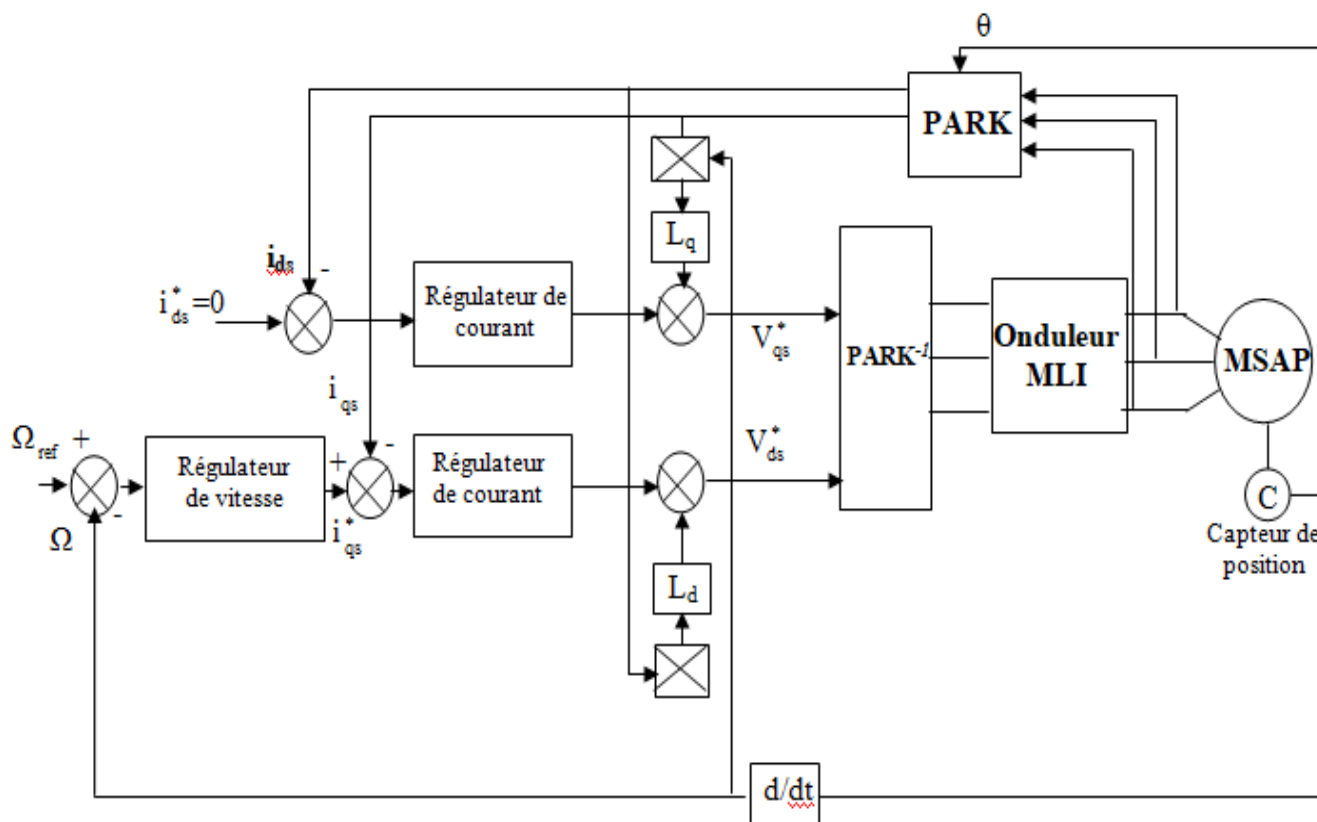


Figure III-3: Commande vectorielle dans le référentiel (d q)

III.5. Structure de commande vectorielle de la MSAP

Pour obtenir des performances de contrôle dynamiques et indépendantes du couple et du flux magnétique de la machine synchrone à pôles permanents (MSAP), la stratégie de contrôle vectoriel est basée sur le principe de base du découplage de ces deux variables critiques. Le découplage vise à annuler les influences mutuelles entre les composantes de courant et de tension dans le référentiel rotatif (d-q), permettant à chacune d'être contrôlée séparément, de manière similaire au contrôle des moteurs à courant continu à excitation séparée. L'équation (III.6) représente le cœur de cette structure, car elle définit les relations mathématiques à partir desquelles sont calculés les efforts de contrôle de référence devant être appliqués à la machine.

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega_r L_q i_{qs}^* = -\omega_r L_q \frac{C_{em}^*}{\frac{3}{2} P \phi_f} = \frac{(-\omega_r L_q C_{em}^*)}{K_t} \\ V_{qs}^* = R_s \frac{C_{em}^*}{K_t} + \frac{L_q}{K_t} \frac{dC_{em}^*}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (III-8)$$

Dans ces équations, Les valeurs de référence des variables sont distinguées des valeurs réelles à l'aide du symbole « * ». Cette structure sera illustrée visuellement par le schéma fonctionnel présenté dans la figure III.3, qui représente la mise en œuvre pratique du concept de découplage dans un système de contrôle.

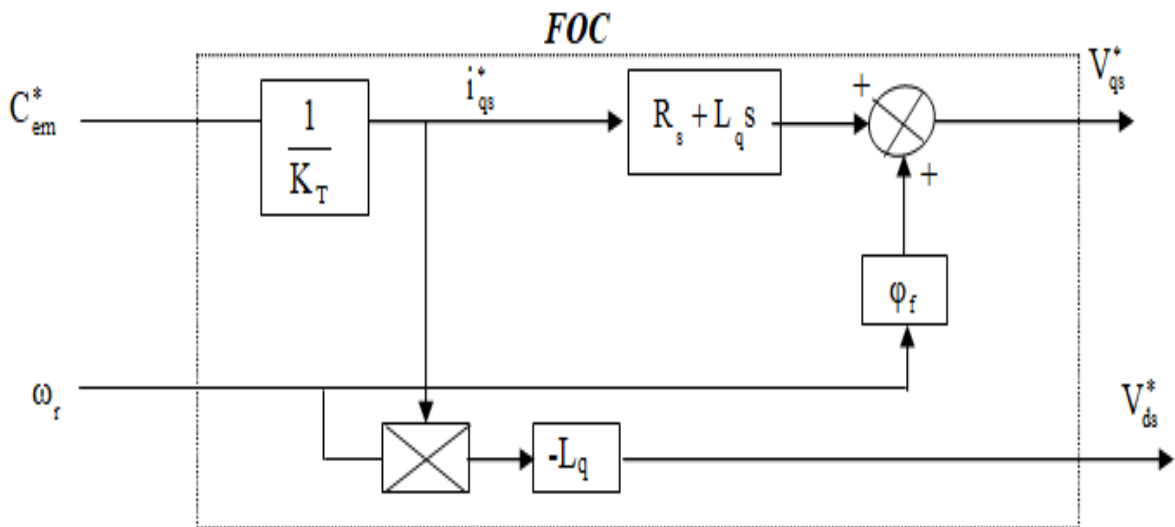


Figure III-4 Schéma bloc de la structure de découplage

III.6. Modèle du redresseur MLI

Pour l'étude de l'ensemble ((génératrice - redresseur MLI - charge) doit se concentrer sur le modèle dynamique est divisé en trois parties le côté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le côté continu. Cette étude vise à faciliter et à réduire le temps de simulation [18, 19]

$$\mathbf{S} = \begin{cases} +\mathbf{1}, \bar{\mathbf{s}} = -\mathbf{I} \\ -\mathbf{1}, \bar{\mathbf{s}} = +\mathbf{I} \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

Puis, les tensions de phase d'entrée et le courant de sortie peuvent être écrits en

fonction de: S_j , U_{dc} et les courants d'entrée a_i, b_i, c_i .

Les tensions d'entrée entre phases du redresseur MLI peuvent être décrites par:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{S_{ab}} &= (\mathbf{S}_a - \mathbf{S}_b) \cdot \mathbf{U}_{dc} \\ \mathbf{U}_{S_{bc}} &= (\mathbf{S}_b - \mathbf{S}_c) \cdot \mathbf{U}_{dc} \\ \mathbf{U}_{S_{ca}} &= (\mathbf{S}_c - \mathbf{S}_a) \cdot \mathbf{U}_{dc} \end{aligned} \quad (\text{III-10})$$

Les équations de tension pour le système triphasé équilibré sans raccordement

neutre peuvent être écrites ainsi:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_a \\ \mathbf{e}_b \\ \mathbf{e}_c \end{bmatrix} = \mathbf{R} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{i}_b \\ \mathbf{i}_c \end{bmatrix} + \mathbf{L} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{i}_b \\ \mathbf{i}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{S_a} \\ \mathbf{U}_{S_b} \\ \mathbf{U}_{S_c} \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})$$

Avec:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{S_a} &= \frac{2\mathbf{S}_a - \mathbf{S}_b - \mathbf{S}_c}{3} \cdot \mathbf{U}_{DC} \\ \mathbf{U}_{S_b} &= \frac{2\mathbf{S}_b - \mathbf{S}_a - \mathbf{S}_c}{3} \cdot \mathbf{U}_{DC} \\ \mathbf{U}_{S_c} &= \frac{2\mathbf{S}_c - \mathbf{S}_a - \mathbf{S}_b}{3} \cdot \mathbf{U}_{DC} \end{aligned} \quad (\text{III-12})$$

Finalement, on déduit l'équation de couplage entre côtés alternatif et continu par:

$$\mathbf{C} \frac{d\mathbf{U}_{DC}}{dt} = \mathbf{S}_a \mathbf{i}_a + \mathbf{S}_b \mathbf{i}_b + \mathbf{S}_c \mathbf{i}_c - \mathbf{i}_l \quad (\text{III-13})$$

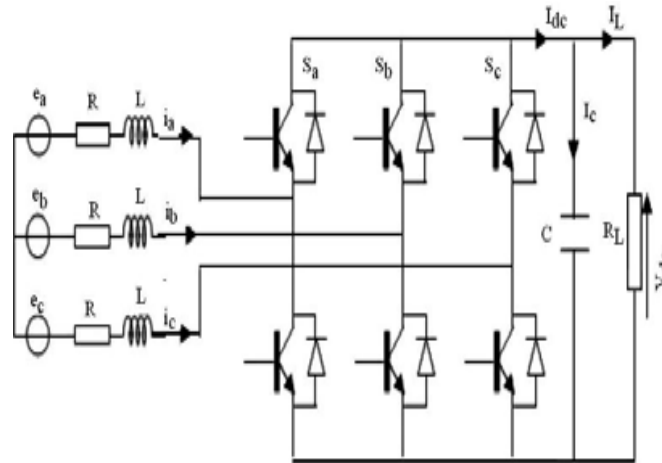


Figure III-5 Schéma de l'association MSAP – Redresseur MLI

Les équations précédentes dans les coordonnées synchrones d_q sont:

$$e_D = R. i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega. L. i_q + U_{Sd} \tag{III-14}$$

$$e_Q = R. i_q + L \frac{di_q}{dt} - \omega. L. i_d + U_{Sq} \tag{III-15}$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_d i_d + S_q i_q + i_q - i_l \tag{III-16}$$

Avec:

$$S_d = \frac{1}{\sqrt{6}} (2. S_a - S_b - S_c). \cos(\omega t) + \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c). \sin(\omega t) \tag{III-17}$$

$$S_q = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c). \cos(\omega t) - \frac{1}{\sqrt{6}} (2. S_a - S_b - S_c). \sin(\omega t)$$

III.7. Association redresseur –MSAP

Le schéma bloc de la commande est représenté par la figure III-6. Le couple électromagnétique C_{em} de référence peut être élaboré pour un fonctionnement à puissance fixée qui est de toute façon utilisé pour limiter la puissance de la génératrice à sa valeur nominale.

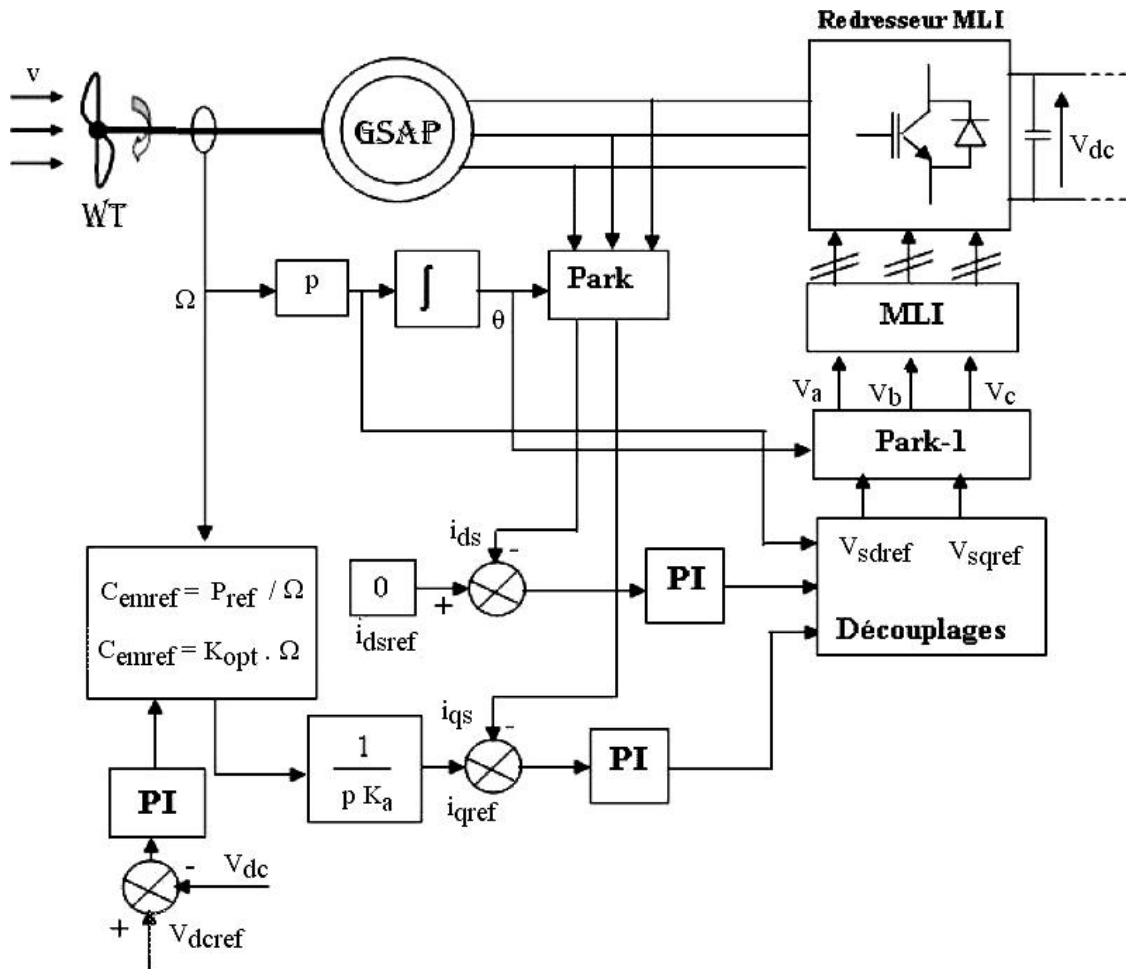


Figure III-6: Synoptique de la commande du redresseur et de la machine synchrone [19]

III.8. Modulation par onde sinus-triangle : [20] :

La modulation sinus-triangle se réalise en comparant une onde modulante de basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse de haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés aux points d'intersection entre l'onde porteuse et l'onde modulante. Le principe de cette technique est représenté dans la figure.

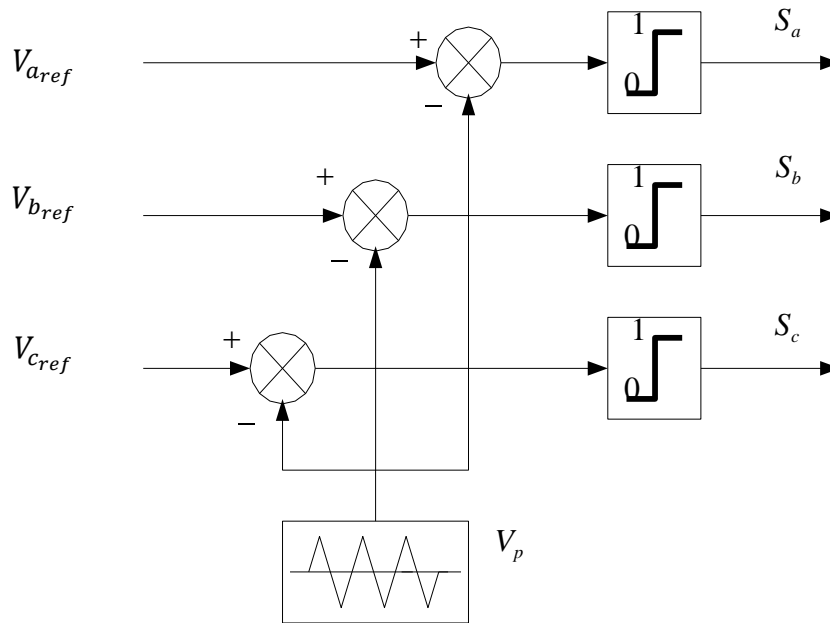


Figure III-7:Schéma de principe de MLI sinus_triangle.

$$\begin{cases} V_{a_ref} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{b_ref} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{c_ref} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (III-18)$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) \text{ si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right) \text{ si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (III-19)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f , ($m = f_p/f$),
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{pm} à la valeur crête de l'onde de modulation, V_{pm} , ($r = V_m/V_{pm}$)

La figure (III-8) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.95$ et $m = 21$.

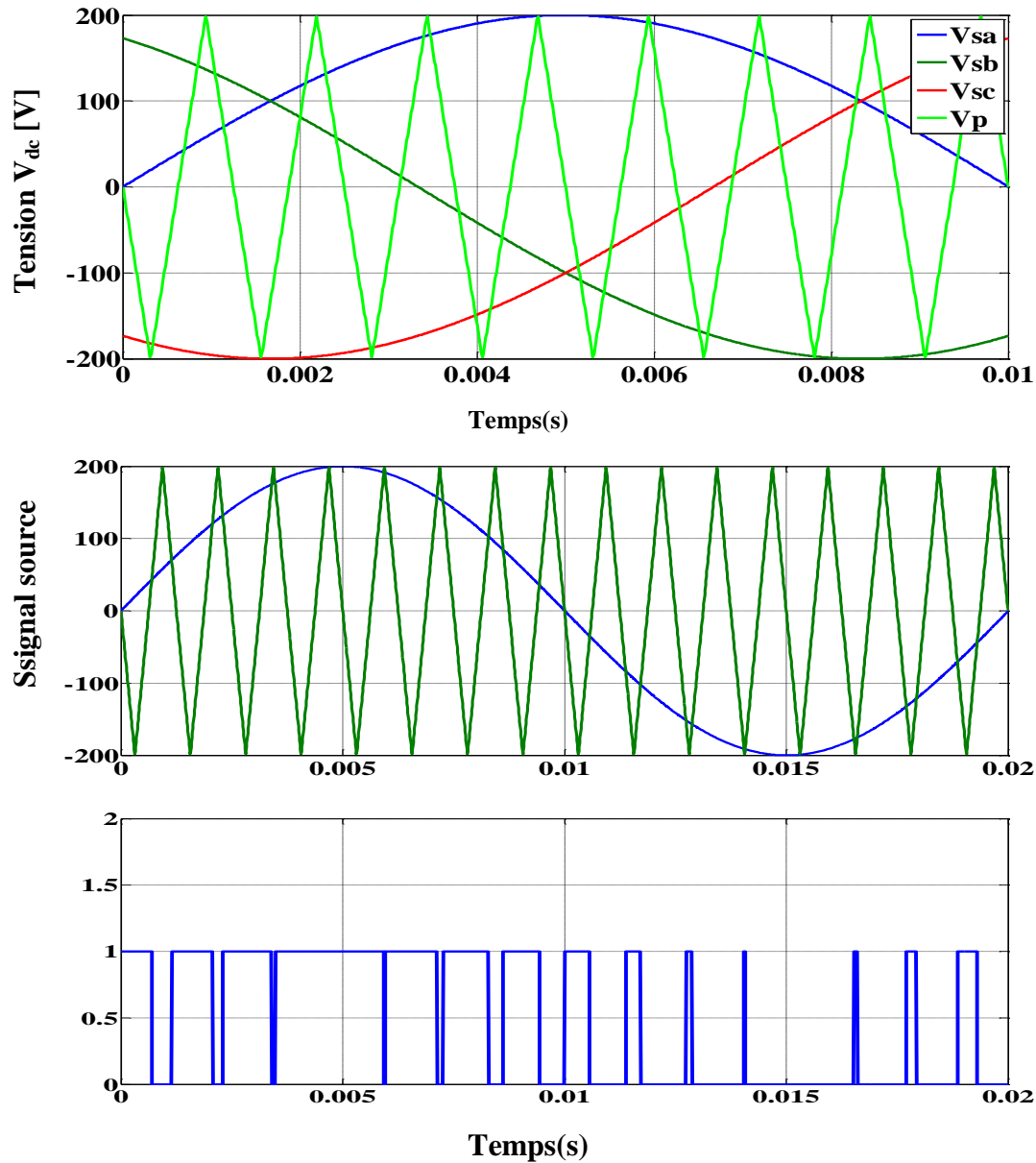


Figure III-8:Principe de la commande par M.L.I sinus_triangle

III.9. Commande par MLI

Cette stratégie est une alternative à la commande dans le repère (a , b , c). Elle exige pour la régulation des courant I_q et I_d d'imposer les tensions de référence $V_{d_{ref}}$ et $V_{q_{ref}}$ dont on déduit les tensions de référence sinusoïdales $V_{a_{ref}}$, $V_{b_{ref}}$ et $V_{c_{ref}}$, pour la commande de redresseur.

III.9.1.1 Régulation des courants

La fonction de transfert de la machine étant de la forme :

Les équations du modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents peuvent être écrites par la forme

$$\mathbf{H}_s(\mathbf{s}) = \frac{\mathbf{I}_s \mathbf{d}, \mathbf{q}(\mathbf{s})}{\mathbf{V}_s \mathbf{d}, \mathbf{q}(\mathbf{s}) + \mathbf{E}_{\mathbf{d}, \mathbf{q}}(\mathbf{s})} \quad (\text{III-20})$$

$$\mathbf{H}_s(\mathbf{s}) = \frac{1}{R_s + L_s \cdot \mathbf{s}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_e \cdot \mathbf{s}} \quad (\text{III-21})$$

où:

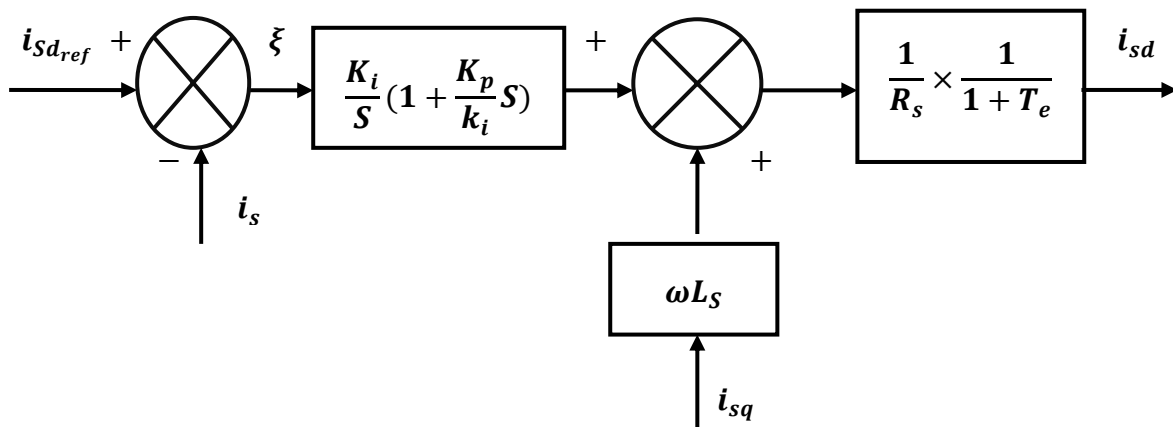
T_e est la constante de temps électrique donnée par:

$$T_e = \frac{L_s}{R_s} \quad (\text{III-22})$$

$$\mathbf{E}_{\mathbf{d}, \mathbf{q}} = \omega \Phi_s \mathbf{d}, \mathbf{q} \quad (\text{III-23})$$

sont les fem de rotations dues aux termes de couplage

Les boucles de régulation se présentent alors sous la forme du schéma donné par la figure 9.



Le schéma est identique pour la boucle de courant dans l'axe q .

III.9.1.2 Régulation de la tension V_{dc}

Pour dimensionner le régulateur de tension, considérons le schéma suivant qui met en oeuvre les boucles de tension et courant en cascade. En considérant le rendement du redresseur MLI unitaire, il vient:

$$P_{dc} = 3 \cdot p_g \Rightarrow V_{dc} \cdot I_{dc} = 3V_q \cdot i_q \quad (\text{III-24})$$

Figure III-9: Boucle de régulation de courant

La puissance du bus continu peut se déterminer comme suit:

$$P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc} \tag{III-25}$$

La figure 2 nous permet d'écrire

$$I_{dc} = I_c + I_L \tag{III-26}$$

$$\text{Avec: } \begin{cases} I_c = C \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} \\ I_L = \frac{V_{dc}}{R_L} \end{cases} \tag{III-27}$$

Les équations (24) et (25) permettent d'établir le modèle suivant:

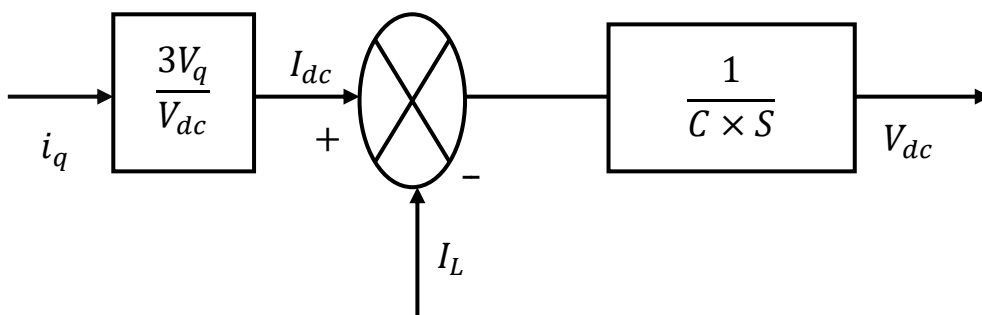


Figure III-10: Modèle pour la boucle de tension

Ainsi, la structure du système en boucle fermée est représentée en figure 11 :

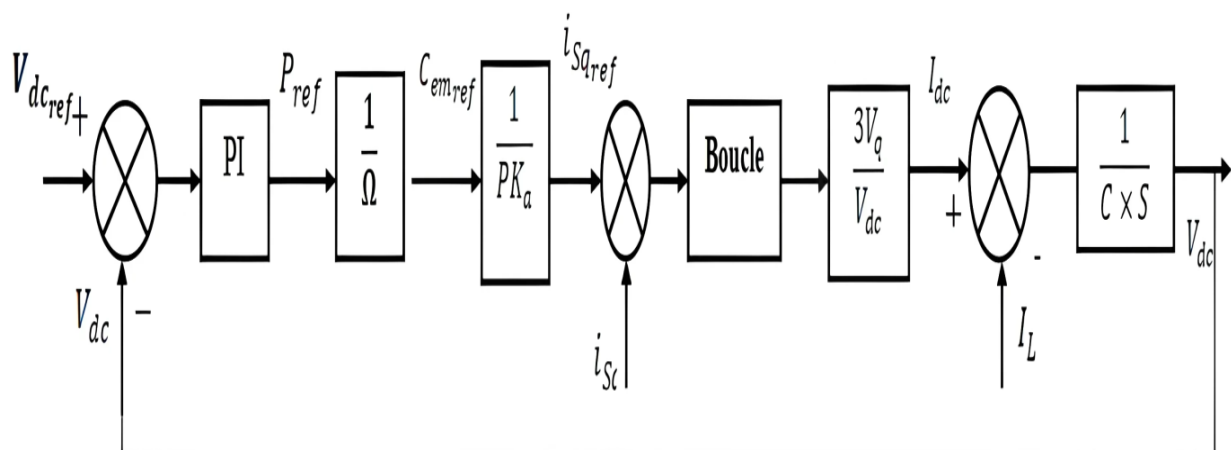


Figure III-11:Modèle complet en boucle fermée pour la régulation de tension

III.9.2. Synthèse de correcteurs

On propose de mettre en œuvre 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 :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{sd}(\mathbf{p}) = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{I}_{sd}(\mathbf{p}) + \mathbf{p} \cdot \mathbf{I}_s \cdot \mathbf{c}(\mathbf{P}) - \omega \boldsymbol{\varphi}_{sq}(\mathbf{p}) \\ \mathbf{V}_{sd}(\mathbf{p}) = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{I}_{sd}(\mathbf{p}) + \mathbf{p} \cdot \mathbf{I}_s \cdot \mathbf{I}_{sq}(\mathbf{P}) - \omega \boldsymbol{\varphi}_{sd}(\mathbf{p}) \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

Les termes de couplage en $E_{dq} = \omega \varphi_{sdq}$. sont considérés comme des perturbations mesurables.

La fonction de transfert de la machine peut s'écrire sous la forme :

$$G_S(P) = \frac{1}{R_s + L_s P} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_e P} \quad (\text{III-29})$$

$$G_S P = \frac{I_{sdq}(p)}{V_{sdq}(p) + E_{dq}(p)} \quad (\text{III-30})$$

Avec la constante de temps électrique:

$$T_e = \frac{L_s}{R_s} \quad (\text{III-31})$$

Les boucles de régulation se présentent alors sous la forme du schéma donné sur la figure III.2 (Le schéma est identique pour la boucle de courant dans l'axe q).

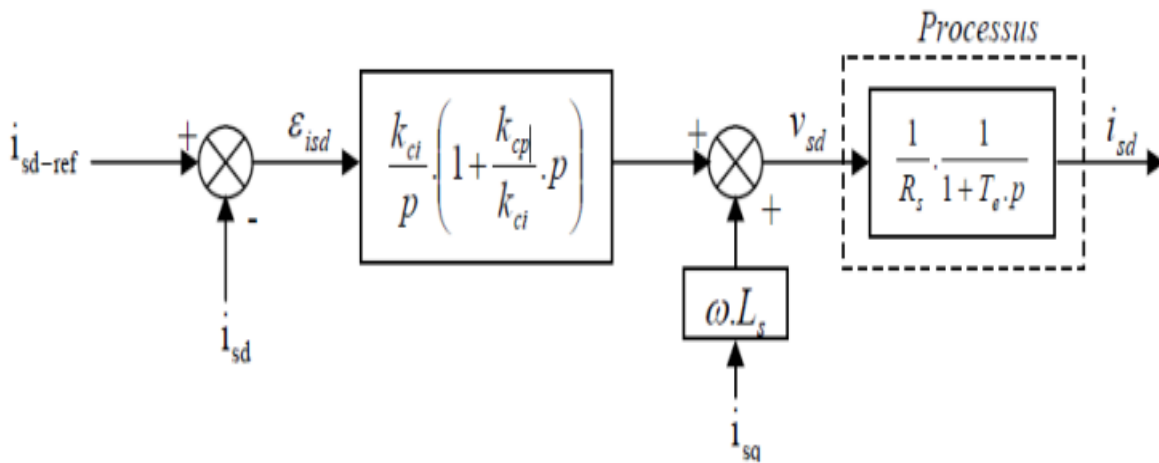


Figure III-12: Boucle de régulation de couran

En boucle ouverte la fonction de transfert est donnée par:

$$G_0(P) = \frac{K_{ct}}{P} (1) + \frac{K_{cp}}{K_{ci}} \cdot P \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1+T_e} \cdot P \quad (\text{III-32})$$

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 :

$$T_0 = T_e = \frac{K_{cp}}{K_{ci}} \quad (\text{III-33})$$

En boucle fermée, la fonction de transfert devient :

$$G(P) = \frac{G_0(P)}{1+G_0(P)} = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{ci}}p} = \frac{1}{1+T_f \cdot p} \quad (\text{III-34})$$

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

$$T_f = \frac{R_s}{K_{ci}} \quad (\text{III-35})$$

Alors :

$$K_{ci} = \frac{R_s}{T_f} \quad (\text{III-36})$$

Le coefficient proportionnel k_{cp} se déduit donc des expressions (du III-31 au III-36) :

$$K_{cp} = \frac{L_s}{T_f} \quad (\text{III-37})$$

La figure III.3 illustre la stratégie de commande en couple, elle comporte les boucles de régulation de courants et le découplage des tensions.

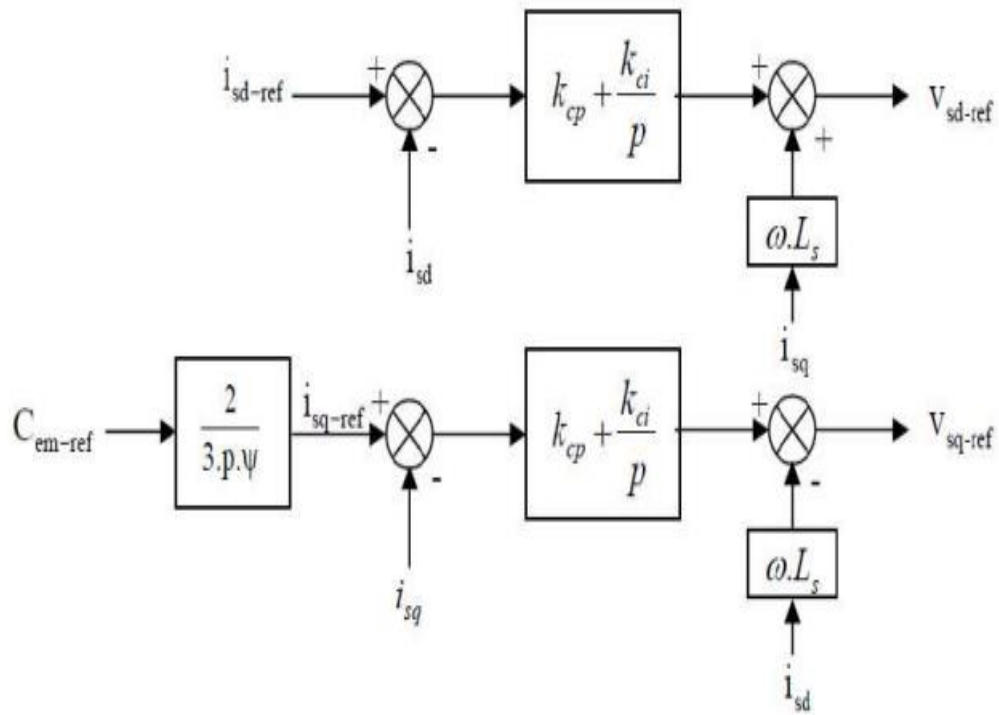


Figure III-13: Stratégies de commande en couple de GSAP

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

III.10. Résultats de simulation

III.10.1. Première expérience :

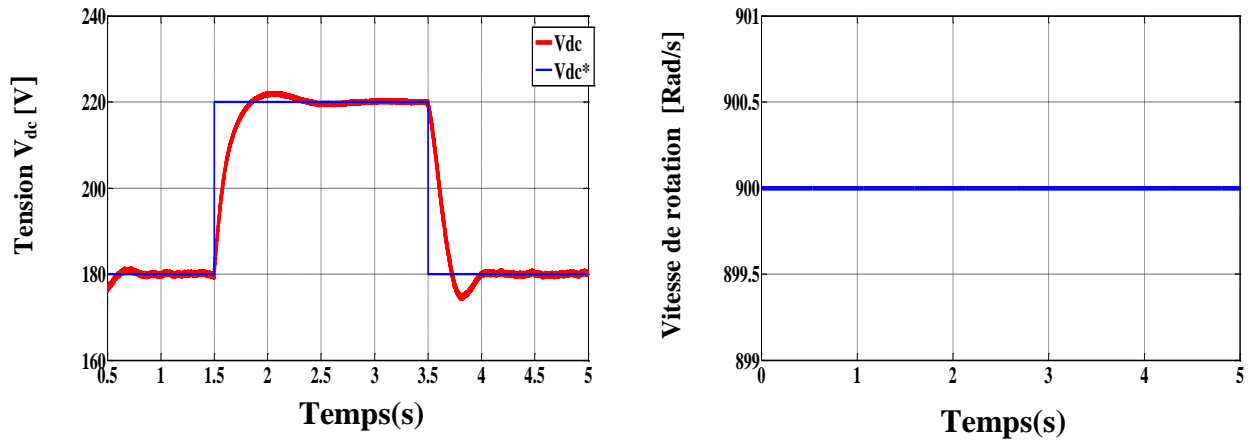


Figure III-14: Courbe de tension et Vitesse de rotation

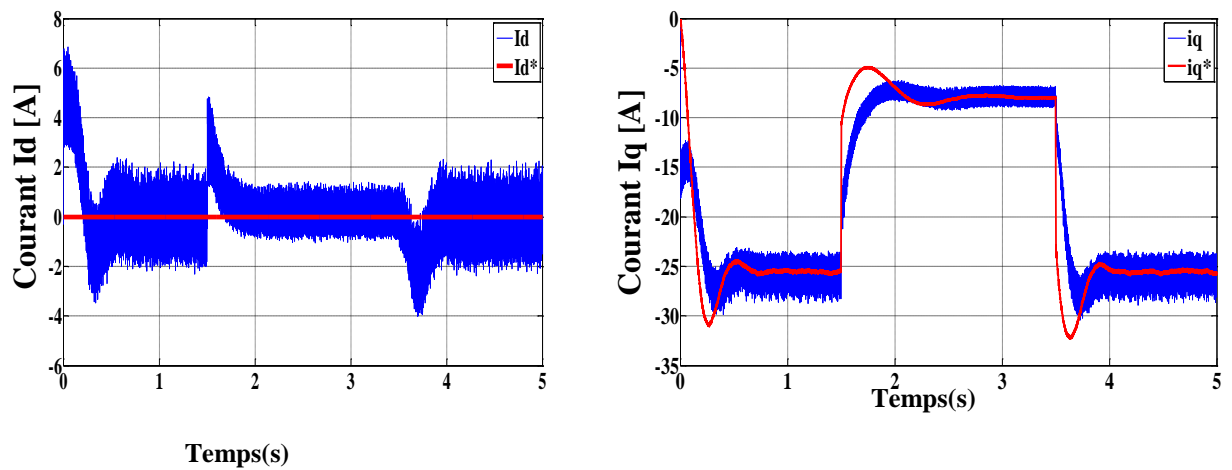


Figure III-15: Courbe de courant I_d, I_q et I_q^*

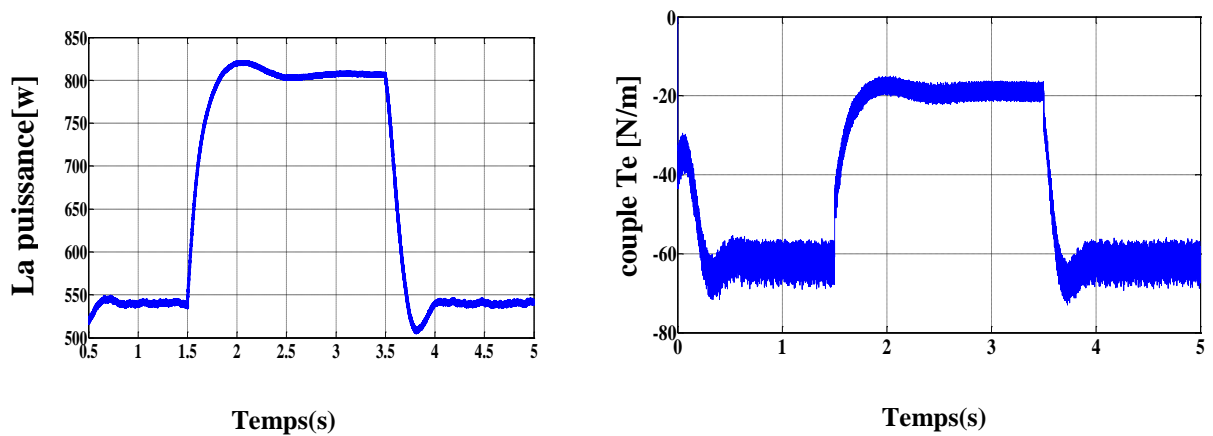


Figure III-16: courbe de La puissance et la couple électromagnétique

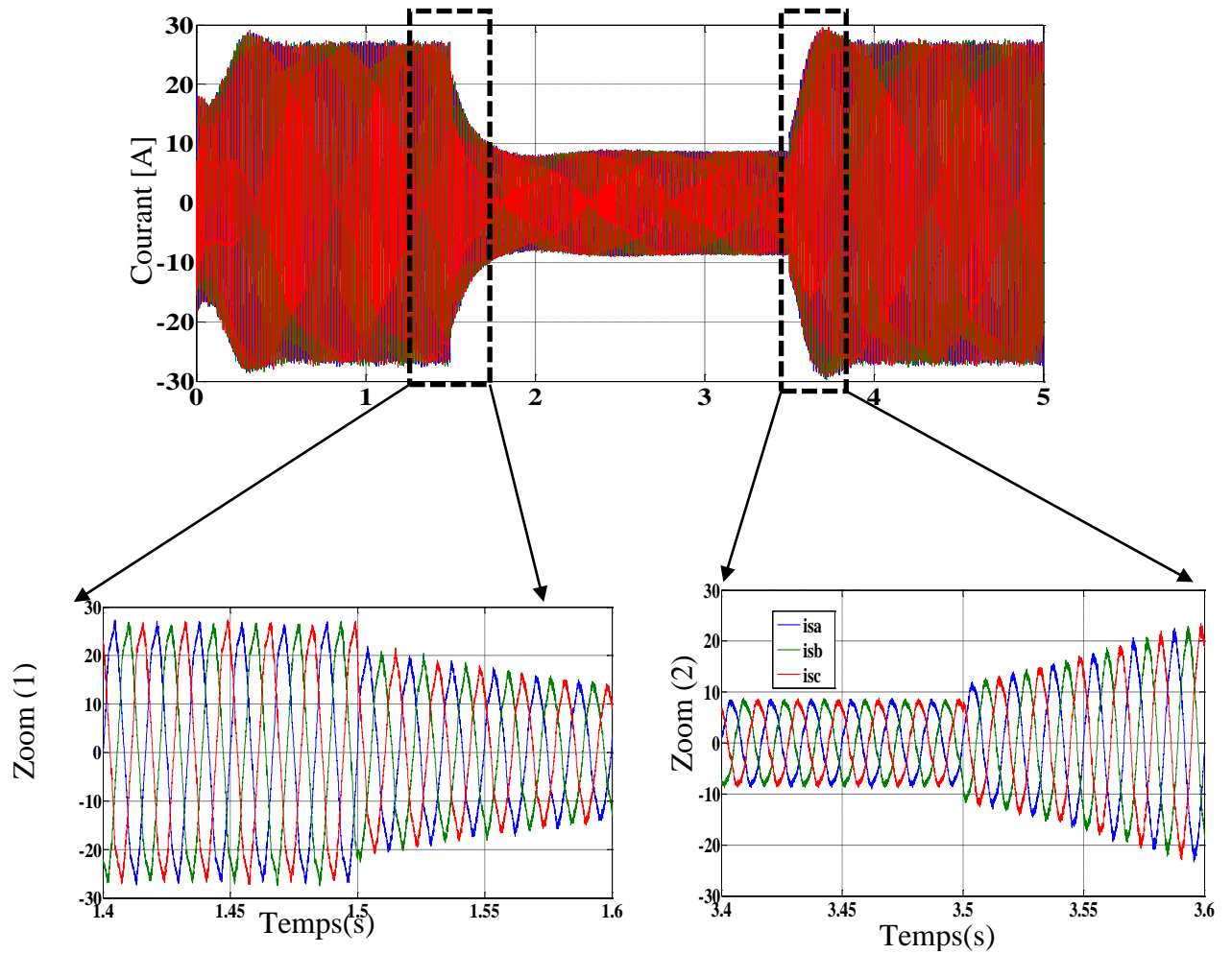


Figure III-17: courbe de Courant I_{s_a} , I_{s_b} , I_{s_c}

A. Obsrvation

Courbe de tension continue (Vdc) : Le changement de tension continue de 180 V à 220 V, puis de retour à 180 V, indique un scénario de test de charge qui implique de modifier le niveau de tension souhaité (tension de référence V_{dc}^*). Cela démontre la capacité du générateur à répondre aux changements de point de fonctionnement dans un petit réseau CC. Un bon suivi entre V_{dc} et V_{dc}^* garantit l'efficacité du contrôle de la tension CC pour maintenir la stabilité du microréseau.

Courbe de vitesse de rotation : La stabilité de la vitesse de rotation à environ 900 rad/s indique que le système de contrôle maintient une vitesse de rotation constante du générateur, ce qui est essentiel pour maintenir la stabilité de fréquence et la qualité dans un système de production d'énergie. Malgré les variations de charge (qui se manifestent par des courants et des couples), la vitesse reste stable, reflétant l'efficacité du système de contrôle.

Courbe Id du courant : Le fait que le courant Id oscille autour de zéro avec quelques légers pics confirme l'application du contrôle orienté champ (FOC). Dans ce type de contrôle, le courant Id est contrôlé pour rester proche de zéro afin de garantir une puissance de sortie maximale avec le moins de pertes de fer possible. Des pics momentanés peuvent être le résultat de changements dynamiques lors du changement de niveau de charge.

Courbe de courant Iq : Le changement du courant Iq d'environ -25 A à -5 A puis de nouveau à -25 A correspond directement au changement du couple de sortie et de la puissance générée par l'alternateur pour le test de charge. Dans un générateur, le courant Iq est utilisé pour contrôler le couple produit (puissance active). Une valeur Iq absolue inférieure signifie un couple et une puissance inférieurs, tandis qu'une valeur Iq plus élevée signifie un couple et une puissance plus élevés requis pour la charge.

Courbe de puissance : Cette courbe représente la puissance électrique générée par le générateur GSAP pour charger le réseau CC. L'augmentation de la puissance de 540 W à 810 W et inversement démontre clairement la réponse du générateur aux exigences de charge changeantes. Cela correspond exactement aux variations du courant Iq, puisque la puissance produite est directement proportionnelle au couple et au courant Iq dans un générateur synchrone.

Courbe de couple (couple Te) : Un couple électromagnétique négatif indique que la machine agit en générateur (c'est-à-dire en couple de freinage). Le changement de la valeur de couple de -60 Nm à -20 Nm et inversement correspond au changement de la puissance de sortie. À mesure que la puissance requise pour charger augmente, le couple négatif augmente (valeur absolue plus grande) et à mesure que la puissance diminue, le couple négatif diminue.

Les courants de phase (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) apparaissent comme des courants sinusoïdaux équilibrés, confirmant le bon fonctionnement du générateur et que l'énergie est générée efficacement. La variation de l'amplitude de ces courants correspond aux variations du courant Iq, du couple et de la puissance produite. Cela garantit que le générateur fournit le courant nécessaire à la charge tout en maintenant la qualité des vagues.

III.10.2. La deuxième expérience

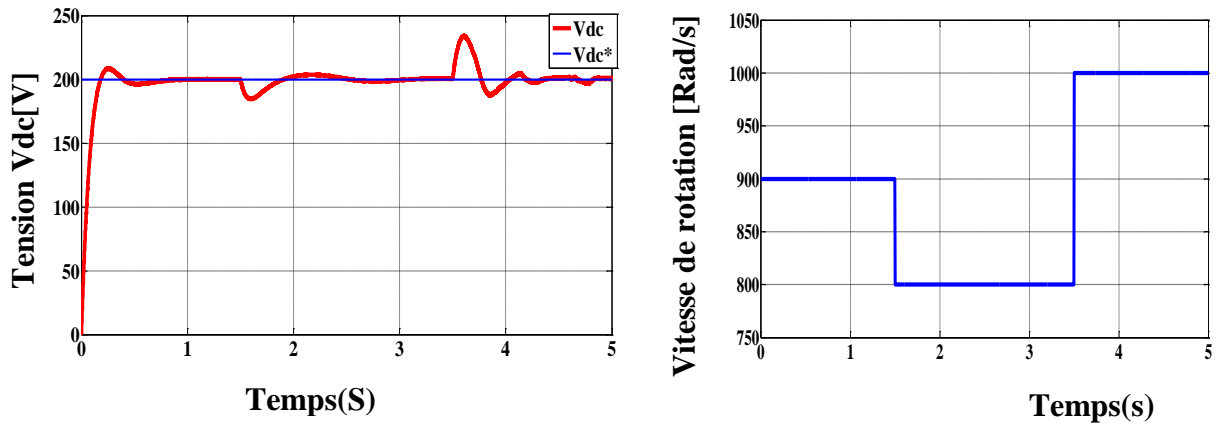


Figure III-18: Courbe de tension et Vitesse de rotation

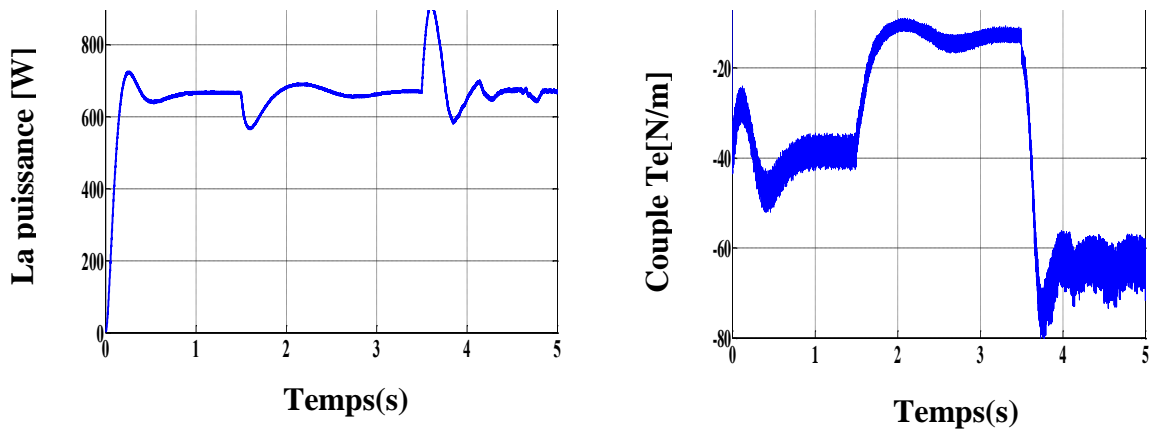


Figure III-20: Courbe La puissance et le couple

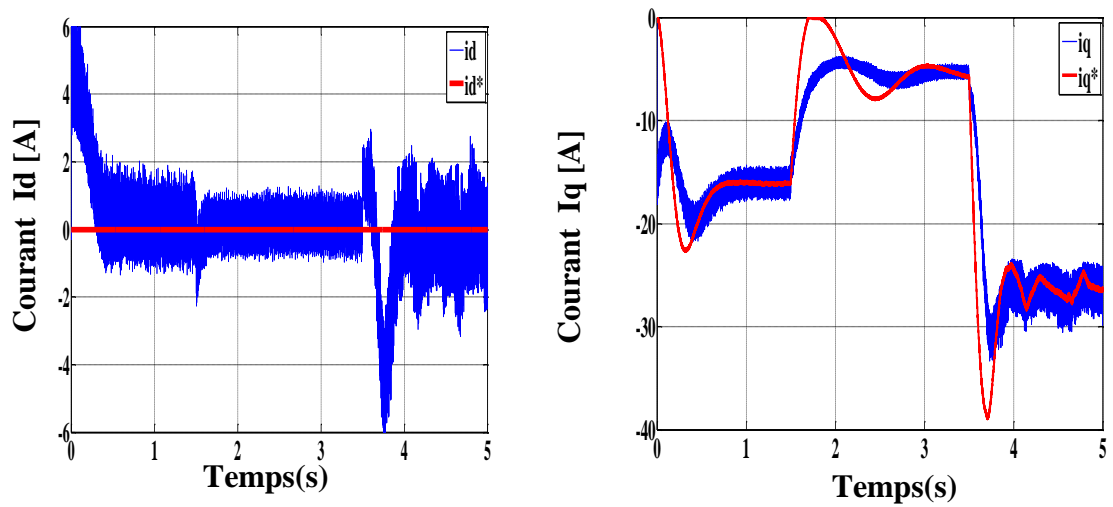


Figure III-19: courbe de courant I_d , I_q et I_d^* et I_q^*

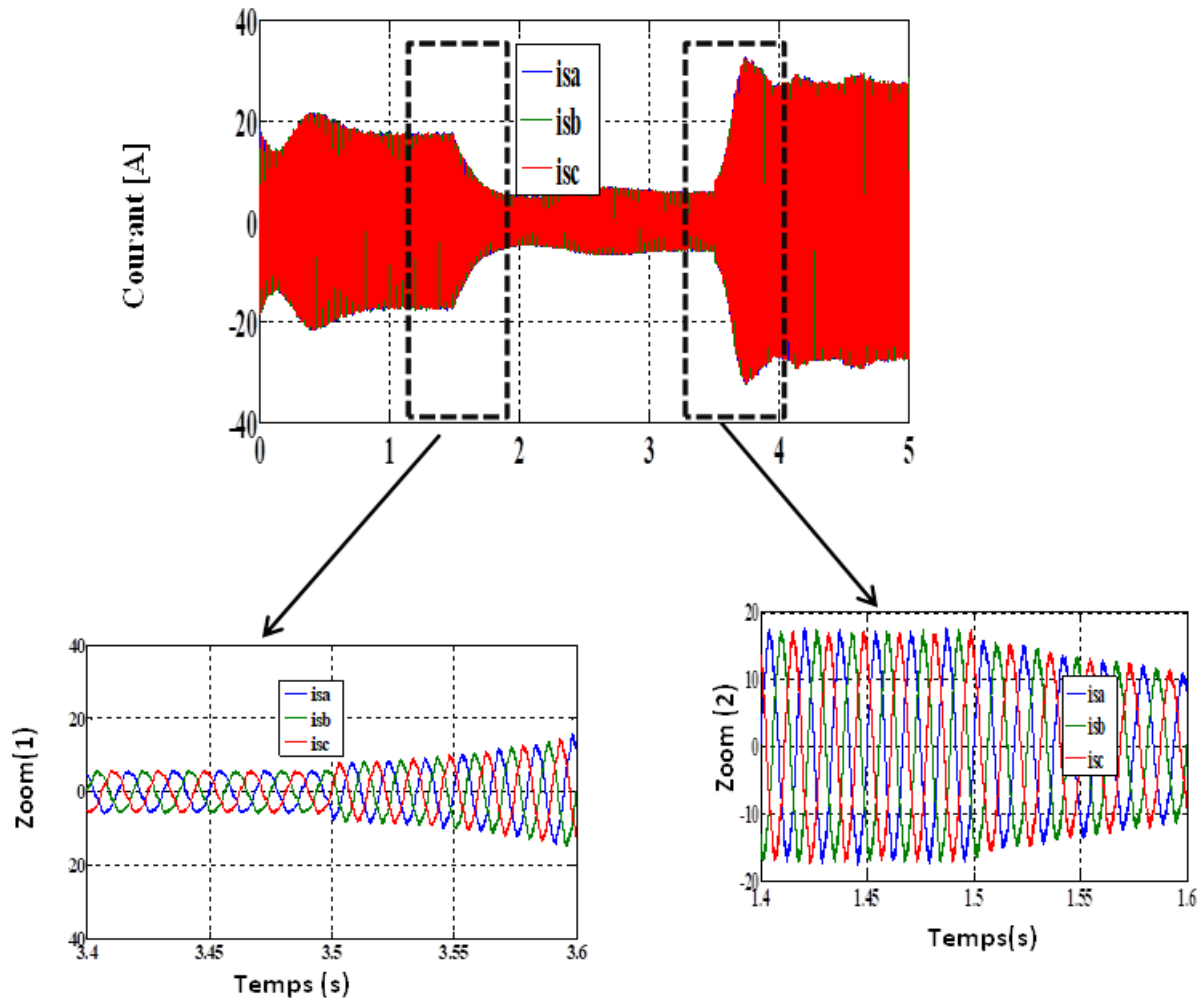


Figure III-21: courbe de Courant I_{s_a} , I_{s_b} , I_{s_c}

B. Obsrvation

Courbe de tension continue (Vdc) : Cette courbe montre que la tension continue (Vdc) reste stable à environ 200 volts malgré les changements de vitesse de rotation. Ceci est essentiel pour un petit réseau CC, car cela garantit que le système de contrôle est capable de maintenir une tension constante et fiable pour les consommateurs connectés, même lorsque la vitesse du générateur change (ce qui indique un changement dans la source d'énergie mécanique ou la charge).

Courbe de vitesse de rotation : Il s'agit de la courbe principale qui illustre le « test de vitesse ». Nous remarquons que la vitesse commence à 900 radians/seconde, puis chute à 800 radians/seconde à environ 1,5 seconde, puis remonte à 1000 radians/seconde à environ 3,7 secondes. Ces changements progressifs de la vitesse de référence (Vdc*) démontrent la

capacité du système de contrôle à suivre et à modifier avec précision la vitesse du générateur en fonction des besoins.

Courbe Id actuelle : L'Id actuelle continue d'osciller autour de zéro, avec quelques pics momentanés aux points de changement de vitesse (environ 1,5 et 3,7 secondes). Cela confirme que le contrôle orienté champ (FOC) est toujours efficace et vise à maintenir cette composante du courant à zéro pour augmenter l'efficacité du générateur. Les élévations sont des réponses dynamiques à un changement du point de fonctionnement.

Courbe Iq du courant : Cette courbe montre la réponse du courant Iq aux changements de vitesse. Le QI change radicalement en période de changement de vitesse. Par exemple, lorsque la vitesse diminue de 900 à 800 rad/s, Iq diminue (sa valeur absolue négative augmente), et lorsque la vitesse augmente de 800 à 1000 rad/s, Iq augmente considérablement (sa valeur absolue négative augmente également). Cela montre que le système de contrôle ajuste le couple électromagnétique pour correspondre à la nouvelle vitesse, tout en maintenant une tension continue stable.

Courbe de puissance : La puissance produite suit les variations du courant Iq, et donc de la vitesse. Lorsque la vitesse change, la puissance produite change radicalement. Cela est logique, car la puissance extraite du générateur dépend de la vitesse de rotation et du couple produit. Par exemple, lorsque la vitesse augmente, le générateur peut produire plus de puissance (en supposant que la charge le permet), et cela est illustré par la courbe.

Courbe de couple (couple Te) : Le couple électromagnétique (couple Te) présente des variations nettes correspondant aux variations de vitesse et de courant Iq. Le couple reste négatif, confirmant que la machine fonctionne en générateur. Les variations de sa valeur absolue reflètent le couple nécessaire pour maintenir la nouvelle vitesse et générer la puissance souhaitée.

Les courants de phase (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) apparaissent comme des courants sinusoïdaux équilibrés, dont l'amplitude change lorsque la vitesse change. Cela confirme que le générateur fonctionne correctement et fournit des courants équilibrés au réseau. Le changement d'amplitude de ces courants est le résultat direct du changement du courant Iq et de la puissance produite avec le changement de vitesse.

III.11. conclusion

Dans ce chapitre, « Contrôle vectoriel du générateur synchrone autonome à aimant permanent (GSAP) à l'aide de régulateurs PI », les fondements théoriques et pratiques permettant d'obtenir un contrôle précis et efficace de ce type de générateur sont examinés. Nous commençons par une introduction générale à l'importance du contrôle vectoriel dans le contexte des systèmes électriques autonomes.

Nous avons ensuite discuté du diagramme vectoriel d'un générateur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui est la pierre angulaire pour comprendre la dynamique des machines et guider le processus de contrôle. Le principe du contrôle vectoriel est expliqué en détail, soulignant comment une machine à courant alternatif peut être convertie en une machine à courant continu virtuelle pour simplifier le processus de contrôle du couple et du courant.

La méthode de pilotage du flux magnétique a également été discutée, une étape cruciale pour garantir que le contrôle du couple est séparé du contrôle du flux, améliorant ainsi l'efficacité et la flexibilité du système de contrôle. Ensuite, la structure complète du contrôle vectoriel dans MSAP est présentée, expliquant le rôle de chaque composant de la boucle de contrôle, y compris les régulateurs PI qui jouent un rôle essentiel dans l'obtention d'une bonne traçabilité aux valeurs de référence. Enfin, nous présentons un modèle du redresseur MLI, qui représente l'interface entre le générateur et le réseau micro-DC, montrant comment les impulsions de commande requises sont générées.

Ce chapitre a fourni une base solide pour comprendre le fonctionnement du système de contrôle vectoriel d'un générateur synchrone à aimant permanent indépendant. Les résultats de simulation analysés plus loin dans l'article démontrent l'efficacité de cette stratégie pour obtenir des performances de générateur stables et dynamiques, à la fois dans des conditions de charge variables et à des vitesses variables, confirmant sa capacité à fournir une énergie stable et fiable aux micro-réseaux autonomes..



Conclusion générale

Conclusion générale

Dans le contexte de la tendance mondiale vers les sources d'énergie renouvelables et les systèmes énergétiques décentralisés, les micro-réseaux CC et les systèmes de production indépendants deviennent de plus en plus importants. Cette note s'est concentrée sur l'étude et la conception d'un système de contrôle vectoriel avancé pour un générateur synchrone à aimant permanent autonome (GSAP) connecté à de petits réseaux CC, avec le défi supplémentaire de l'absence d'un système de stockage d'énergie.

Dans ce travail, nous avons passé en revue les principes de base des générateurs synchrones à aimants permanents et détaillé la stratégie de contrôle vectoriel qui est la pierre angulaire pour obtenir des performances optimales de ces machines. L'accent a été mis sur l'utilisation de régulateurs PI pour assurer un suivi précis et rapide des valeurs de référence, en tenant compte de la spécificité du fonctionnement autonome et de la connexion directe à un réseau DC.

Les résultats de simulation, réalisés dans différentes conditions de fonctionnement, ont démontré l'efficacité et la fiabilité du système de contrôle proposé. Lors des tests de charge, le système a démontré une capacité supérieure à répondre aux exigences de charge changeantes tout en maintenant une tension de réseau CC stable. Lors des tests de changement de vitesse, le système a démontré sa capacité à s'adapter aux fluctuations de vitesse du générateur causées par la source d'énergie mécanique, tout en maintenant une tension de sortie stable et fiable, démontrant ainsi la flexibilité et la robustesse du contrôle.

Dans l'ensemble, cette étude met en évidence le potentiel prometteur des générateurs synchrones à aimants permanents dans les systèmes de micro-réseaux autonomes. La capacité de contrôler précisément ces générateurs pour assurer la stabilité de la tension et la qualité de l'énergie, même en l'absence de systèmes de stockage, ouvre de nouvelles voies pour leurs applications dans des zones reculées ou dans des systèmes nécessitant un haut degré d'autonomie et de fiabilité.

Ces résultats pourraient servir de point de départ à de futures recherches explorant l'intégration de multiples sources d'énergie renouvelables ou améliorant les algorithmes de contrôle pour améliorer la flexibilité et l'efficacité dans des conditions de fonctionnement plus complexes.



LES REFERENCE

LES REFERENCE

1. Malika, B. and B. Houria, *Commande d'une éolienne à base d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)*. 2017, Université Mouloud Mammeri.
2. Laiadi Ramzy, A.Y., *Commande de la machine synchrone à aimant parmanent par backstepping*.
3. AMARA, M.Y., *Nassim BEKKA*. 2015, Université de Nantes.
4. Nowak, T. *Fondamentaux de la transmission de puissance électromécanique - Cours*. Octobre 2021; Available from: https://opale.enim.univ-lorraine.fr/nowak2/motorisations_6KEL1M01/publications/650321F1_web.publi/auraW/co/ms_structure_principe.html.
5. BELHAOUARI, A., W. BABOUCHE, and M.L. ZEGAI, *Commande directe d'un moteur synchrone à aimants permanents optimisé par les algorithmes génétiques*. 2023.
6. METIDJI, M.A. and A. TIROUCHE, *La commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents*, in *Automatique et d'Electrotechnique*. 2023, SAAD DAHLAB de BLIDA: blida 1. p. 93.
7. CHERCHAR DJALLAL, S.F., *Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation d'un observateur MRAS*.
8. Afsharnia, S., *Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents: identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple*. 1995, Institut National Polytechnique de Lorraine.
9. KHELIF, I., *La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP)*. 2018.
10. Ameer, A., *Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants*. 2003, Université de Batna 2.
11. LAIDANI, M., A.A. SEGHIER, and A. MOUALDIA, *Commande d'une éolienne à base d'une génératrice synchrone à aiment permanent*. 2022.
12. Abdelli, A., *Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive*. 2007, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT.
13. Mirecki, A., *Étude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance*. 2005, Institut National Polytechnique (Toulouse).
14. Nouredine, B.J.M.d.M.F.E., *Option: Commande Electrique, Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents*. 2014.
15. MERABET, F., *Commande de la machine synchrone à aiment permanent par les techniques IRFOC et DTC*. 2018, Université Mohamed Boudiaf - M'sila.
16. Rezig, Y., *Commande Vectorielle et Commande par Mode Glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)*. 2018.
17. Abdessemed, R., *Modélisation et simulation des machines électriques: électrotechnique*. 2011: ellipses.

18. Toledo, A.S., *COMMANDE DIRECTE ET OBSERVATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE: APPLICATION À L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE*. 2000, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG.
19. Belakehal, S., et al., *Modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne*. 2010. **13**(1): p. 149-161.
20. Bounasla, N., *Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents*. 2018.

ملخص:

تهدف هذه المذكرة إلى دراسة وتطبيق استراتيجية تحكم متجه (Vector Control) لمولد متزامن ذو مغناطيس دائم (GSAP) يعمل بشكل مستقل، مع التركيز على توصيله بشبكات تيار مستمر مصغرة (DC microgrids) دون الحاجة إلى نظام تخزين طاقة. تسلط الدراسة الضوء على الإمكانيات الواعدة للمولدات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم في أنظمة الشبكات الكهربائية الصغيرة المستقلة، حيث تُظهر أهمية التحكم الدقيق في هذه المولدات لضمان استقرار الجهد وجودة الطاقة.

من خلال هذا العمل، تم استكشاف قدرة نظام التحكم المقترح على ضمان التشغيل المستقر والفعال للمولد، حتى في ظل غياب أنظمة التخزين التقليدية، مما يفتح آفاقاً جديدة لتطبيقاته في المناطق النائية أو في الأنظمة التي تتطلب درجة عالية من الاستقلالية والموثوقية. أثبتت النتائج قدرة طريقة التحكم المتجه على تحقيق الأداء المطلوب، مما يؤكد على جدوى استخدام هذه المولدات كحلول طاقة مستقلة وفعالة.

الكلمات المفتاحية: التحكم المباشر للعزم، المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم، تحكم متجه

Abstract:

This thesis aims to study and implement a vector control strategy for a stand-alone permanent magnet synchronous generator (GSAP), focusing on connecting it to DC microgrids without the need for an energy storage system. The study highlights the promising potential of permanent magnet synchronous generators in stand-alone microgrid systems, demonstrating the importance of precise control of these generators to ensure voltage stability and power quality. Through this work, the proposed control system's ability to ensure stable and efficient generator operation, even in the absence of conventional storage systems, is explored. This opens new horizons for its applications in remote areas or in systems requiring a high degree of autonomy and reliability. The results demonstrate the ability of the vector control method to achieve the required performance, confirming the feasibility of using these generators as independent and efficient power solutions.

Keywords: direct torque control, permanent magnet synchronous motor, vector control

Résumé:

Cet thèse vise à étudier et à mettre en œuvre une stratégie de contrôle vectoriel pour un générateur synchrone à aimants permanents autonome (GSAP), en se concentrant sur sa connexion à des micro-réseaux CC sans système de stockage d'énergie. L'étude met en évidence le potentiel prometteur des générateurs synchrones à aimants permanents dans les systèmes de micro-réseaux autonomes, démontrant l'importance d'un contrôle précis de ces générateurs pour garantir la stabilité de la tension et la qualité de l'énergie. Ce travail explore la capacité du système de contrôle proposé à assurer un fonctionnement stable et efficace du générateur, même en l'absence de systèmes de stockage conventionnels. Cela ouvre de nouvelles perspectives pour ses applications dans les zones reculées ou dans les systèmes exigeant un haut degré d'autonomie et de fiabilité. Les résultats démontrent la capacité de la méthode de contrôle vectoriel à atteindre les performances requises, confirmant la faisabilité de l'utilisation de ces générateurs comme solutions énergétiques indépendantes et efficaces.

Mots clés : moteur synchrone à aimants permanents, Contrôle vectoriel



Annexe

Annexe

Paramètres de la MAS utilisée :

<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>
<i>Résistance statorique</i>	$R_s=1.2 \Omega$
<i>Résistance Rotorique</i>	$R_r=1.8 \Omega$
<i>Inductance statorique</i>	$L_s=0.1554 \text{ H}$
<i>Inductance rotorique</i>	$L_r=0.1564 \text{ H}$
<i>Inductance Mutuelle</i>	$L_m=0.0700 \text{ H}$
<i>Inertie du moteur</i>	$J=0.0700 \text{ KG.M}^2$
<i>Coefficient de frottement</i>	$F=0.00 \text{ N.m/rad/sec}$
<i>Nombre de paires de pôles</i>	$P=2$
<i>Puissance nominale</i>	$P_n=4 \text{ kW}$
<i>Vitesse nominale</i>	$\Omega_n=1440 \text{ Rad/sec}$
<i>Couple de charge nominale</i>	$C_r=25 \text{ N.m}$
<i>Courant nominale</i>	$I_n=15/8.6 \text{ A}$
<i>Tension</i>	$V=220/380 \text{ V}$
<i>Fréquence</i>	50 Hz